

วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง
โดยใช้หลักการแปลงมูลเลเตอร์และนอเรเตอร์

OSCILLATOR CIRCUITS BASED ON SECOND-GENERATION CURRENT CONVEYORS
BY NULLATOR AND NORATOR TRANSFORMATIONS

เฉลิมภรณ์ ฟองสมุทร
CHALERMPAN FONGSAMUT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2550

**OSCILLATOR CIRCUITS BASED ON SECOND-GENERATION CURRENT CONVEYORS
BY NULLATOR AND NORATOR TRANSFORMATIONS**

CHALERMPAN FONGSAMUT

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

Thesis Title	Oscillator Circuits Based on Second-Generation Current Conveyors by Nullator and Norator Transformations
Student	Mr. Chalermpan Fongsamut
Student ID.	43060004
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Prof. Dr. Wanlop Surakamponorn

ABSTRACT

This thesis presents the oscillator circuits based on second-generation current conveyors by nullator and norator transformations. The first approach proposed oscillator circuits by the use of nullator transformations. For the second approach, oscillator circuits are achieved by norator transformations. The third approach introduced oscillator circuits that are realized by employing RC:CR transformation. All the circuits consist of two second generation current conveyors (CCII_s) and a minimum number of passive elements. In addition, current-controlled oscillators using only two second generation current controlled conveyors (CCCII_s) and two grounded capacitors are also proposed, hence they are expected to be suitable for monolithic IC technology. Simulation and experimental results are obtained to show the agreement with theory.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ลงได้ด้วยดี เนื่องจากได้รับความกรุณาเป็นอย่างสูงจาก ท่าน ศาสตราจารย์ ดร.วัลลภ สุระกำพลธร อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ช่วยเหลือในการให้คำแนะนำ ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำวิทยานิพนธ์ อย่างทุ่มเท รวมทั้งฝึกฝนข้าพเจ้า ให้มีความสามารถในการทำวิจัยได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ขอขอบพระคุณ Prof. Nobuo Fujii อาจารย์ที่ปรึกษาร่วมในต่างประเทศ สังกัดภาควิชา ฟิสิกส์อิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีแห่งโตเกียว ที่ได้ให้คำแนะนำและ คำปรึกษาต่างๆในการทำวิจัย ทั้งวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในงานวิจัยและช่วยเหลือในทุกๆ เรื่อง ตลอด ระยะเวลา 7 เดือน ที่ข้าพเจ้าได้ไปทำการศึกษาวิจัย ณ. ประเทศญี่ปุ่น

ขอขอบพระคุณ อาจารย์โกศล ชวนขยัน สังกัดภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และผู้ช่วย ศาสตราจารย์ ดร.คงศักดิ์ อนันตหิรัญรัตน์ สังกัดภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษา ในทุกๆ เรื่อง ทั้งวิธีแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำวิทยานิพนธ์ และมุมมองในเชิงวิศวกรรมอื่นๆ ซึ่ง ช่วยให้ผู้เขียนมีวิสัยทัศน์ที่กว้างไกลขึ้นเป็นอันมาก

ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์บุญรักษ์ จิภิภพ สังกัดภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ที่ได้ให้คำแนะนำเกี่ยวกับ งานวิจัยและได้เอื้อเฟื้ออุปกรณ์ในการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ ห้องปฏิบัติการ Mixed Signal Processing ที่ให้ใช้อุปกรณ์ เครื่องมือและ สถานที่ในการทำวิจัย อีกทั้งผู้ร่วมงานทุกท่านในห้องปฏิบัติการที่ช่วยสร้างบรรยากาศในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ให้การ สนับสนุนเครื่องมือในการทำวิทยานิพนธ์มา ณ ที่นี้ด้วย

ขอขอบคุณ สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) ภายใต้โครงการทุนปริญญาเอก กาญจนานิกะ (คปก. เลขที่ PHD/0088/2545) และภายใต้โครงการทุนเมธีวิจัยอาวุโส (เลขที่ RTA469003) ที่ได้ให้การสนับสนุนในการทำวิจัย

ขอกราบขอบพระคุณ คุณแม่ ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษา รวมทั้ง ขอบคุณญาติสนิททุกคน ที่คอยเป็นกำลังใจพร้อมทั้งให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ แก่ผู้เขียนมา โดยตลอด

และสุดท้ายนี้ที่สำคัญ ขอขอบคุณ คุณรัตนดา สามารถ ที่คอยเป็นกำลังใจที่ดีให้แก่ข้าพเจ้า เสมอมาตลอดระยะเวลาอันยาวนาน

เฉลิมกัณฑ์ ฟองสมุทร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	X
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 หลักการใหม่ที่น่าสนใจในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในวิทยานิพนธ์.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 ความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสร่นต่างๆ.....	5
2.2.1 วงจรสายพานกระแสร่นที่สอง.....	6
2.2.2 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	9
2.3 นิยามและคุณสมบัติของอนุเลเตอร์และนอเรเตอร์.....	10
2.4 ทฤษฎีของออสซิลเลเตอร์.....	14
2.4.1 ประเภทของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	14
2.4.2 องค์ประกอบของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	15
2.4.3 โครงสร้างของการออสซิลเลตต์สัญญาณ.....	15
2.4.4 เงื่อนไขการออสซิลเลตต์สัญญาณ.....	17
2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วงจรสายพานกระแสบางวงจรที่มีการนำเสนอในอดีต..	17
2.5.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้สายพานกระแสร่นที่สอง กับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด.....	18
2.5.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้สายพานกระแสร่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส...24	24

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 สรุป.....	28
บทที่ 3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์และวิธีการแปลงนอเรเตอร์.....	29
3.1 บทนำ.....	29
3.2 การแปลงนูลเลเตอร์และการแปลงนอเรเตอร์.....	29
3.2.1 การแปลงนูลเลเตอร์.....	29
3.2.2 การแปลงนอเรเตอร์.....	31
3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์.....	32
3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์.....	37
3.5 การวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	42
3.5.1 การวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจร.....	43
3.5.2 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรในกรณีที CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	46
3.5.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร.....	48
3.5.4 การวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพารามิติกแฝงของ CCII ในวงจร.....	48
3.6 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE.....	52
3.7 การทดลองการทำงานของวงจรจริง.....	60
3.8 สรุป.....	70
บทที่ 4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์.....	71
4.1 บทนำ.....	71
4.2 หลักการแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์.....	71
4.3 การแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้การแปลงนูลเลเตอร์.....	72
4.4 การแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้การแปลงนอเรเตอร์.....	75
4.5 การวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	77
4.5.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรในกรณีที CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	77
4.5.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร.....	82
4.5.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพารามิติกแฝงของ CCII ในวงจร.....	82
4.6 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE.....	82

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 การทดลองการทำงานของวงจรจริง.....	90
4.8 สรุป	100
บทที่ 5 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส.....	101
5.1 บทนำ.....	101
5.2 หลักการเบื้องต้น.....	101
5.3 การวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส.....	102
5.4 การวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์.....	105
5.4.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ...105	
5.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร.....	108
5.5 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง.....	108
5.6 สรุป.....	112
บทที่ 6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ	113
6.1 บทสรุป.....	113
6.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ	114
เอกสารอ้างอิง	115
ภาคผนวก	121
ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต Xของวงจรสายพาน กระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส.....	122
ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาสมการอัตราขยายวงรอบเปิด และสมการแสดงลักษณะ เฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ ในกรณีที่ CCII เป็นไปตามอุดมคติ.....	125
ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ ในกรณีที่ CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....	144
ภาคผนวก ง การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ ในกรณีที่มีผลกระทบต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII	153

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก จ การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ ในกรณีที่ CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ..164	
ภาคผนวก ฉ การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ ในกรณีที่มีผลกระทบ ต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII.....173	
ภาคผนวก ช การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....184	
ภาคผนวก ซ สไปซ์โมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....188	
ภาคผนวก ญ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....189	
ประวัติผู้เขียน.....223	

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์.....12
3.1	แสดงสมการอัตราขยายวงรอบเปิด สมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ได้จากวิธีการแปลงนูลเลเตอร์ในกรณี CCII เป็นไปตามอุดมคติ.....44
3.2	แสดงสมการอัตราขยายวงรอบเปิด สมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ ที่ได้จากวิธีการแปลงนอเรเตอร์ในกรณี CCII เป็นไปตามอุดมคติ.....45
3.3	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของ การออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงนูลเลเตอร์ และวิธีการแปลงนอเรเตอร์ ในกรณี CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....47
3.4	แสดงค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผลกระทบ ต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลง นูลเลเตอร์ และวิธีการแปลงนอเรเตอร์.....49
3.5	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของ การออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงนูลเลเตอร์ และวิธีการแปลงนอเรเตอร์ ในกรณีที่มีผลกระทบของค่าพาราซิติคแฝงของ CCII.....50
3.5	[ต่อ].....51
4.1	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของ การออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์ ในกรณี CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ.....78
4.2	แสดงค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผลกระทบ ต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์.....79
4.3	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของ การออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงคู่ของอาร์ชี-ซีอาร์ ในกรณีที่มีผลกระทบของค่าพาราซิติคแฝงของ CCII.....80
4.3	[ต่อ].....81
5.1	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของ การออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ ในกรณี CCCII เป็นไปตามอุดมคติ.....104

สารบัญตาราง (ต่อ)

ตารางที่	หน้า
5.2	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส ในกรณีที่ CCCII เป็นไปตามอุดมคติ.....104
5.3	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส ในกรณีที่ CCCII เป็นไปตามอุดมคติ เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$106
5.4	แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส ในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$106
5.5	ค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผลกระทบ ต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส.....107

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	วงจรสายพานกระแส.....5
2.2(ก)	สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง CCII+.....7
2.2(ข)	สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง CCII-.....7
2.3(ก)	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายความแตกต่าง CCII+.....7
2.3(ข)	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายความแตกต่าง CCII-.....8
2.4(ก)	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายคลาสเอบี แบบทรานสลิเนียร์รูป CCCII+.....8
2.4(ข)	วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายคลาสเอบี แบบทรานสลิเนียร์รูป CCCII-.....8
2.5(ก)	สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส CCCII+.....9
2.5(ข)	สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส CCCII-.....9
2.6(ก)	โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส CCCII+.....10
2.6(ข)	โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส CCCII-.....10
2.7	แบบจำลองของนูลเลเตอร์.....11
2.8	แบบจำลองของนอเรเตอร์.....11
2.9(ก)	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองในอุดมคติ CCII+....13
2.9(ข)	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองในอุดมคติ CCII-....13
2.10(ก)	นอเรเตอร์แบบบวก (Plus-type norator).....13
2.10(ข)	นอเรเตอร์แบบลบ (Minus-type norator).....13
2.11(ก)	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองรูปแบบใหม่ CCII+...13
2.11(ข)	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองรูปแบบใหม่ CCII-...13
2.12	บล็อกไดอะแกรมของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบพื้นฐาน.....15
2.13	วงจรมมูลของออสซิลเลเตอร์แบบ FDNR.....18
2.14	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ โดย Nandi R.20
2.14	(ต่อ).....21
2.15	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิลเลเตอร์.....21
2.16	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอ โดย Horng J. W. และคณะในปี 1997.....22
2.17	วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่เสนอ โดย Horng J. W ในปี 2001.....23

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.18	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Kiranon W. และคณะ ในปี 1996.....25
2.19	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Kiranon W. และคณะ ในปี 1997.....25
2.20	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Turkoz S. และ Minaei S.....26
2.21	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Horng J. W.....27
3.1(ก)	การแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง30
3.1(ข)	การแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง.....30
3.1(ค)	การแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่สาม.....30
3.2(ก)	การแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง31
3.2(ข)	การแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่สอง.....31
3.3(ค)	การแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่สาม.....31
3.3	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้น.....32
3.4	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง.....34
3.5	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง.....34
3.6	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง.....35
3.7	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง.....35
3.7	[ต่อ].....36
3.8	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ รูปแบบที่สาม.....36
3.9	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่สาม.....37
3.10	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง.....38
3.11	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้หลักการแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง.....39
3.12	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง.....40
3.13	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่สอง.....40
3.13	[ต่อ].....41
3.14	แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรรอสซิติลเลเตอร์ รูปแบบที่สาม.....41
3.15	วงจรรอสซิติลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่สาม.....42
3.16	วงจรรวมมูลของ CCII±52
3.17(ก)	สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.5(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 1nF$54

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.17(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	54
3.18(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.7(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 1nF$	55
3.18(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	55
3.19(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.9(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 1nF$	56
3.19(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	56
3.20(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.11(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1nF$ และ $C_2 = 10nF$	57
3.20(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	57
3.21(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.13(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1nF$ และ $C_2 = 10nF$	58
3.21(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	58
3.22(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.15(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1nF$ และ $C_2 = 10nF$	59
3.22(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	59
3.23(ก) สัญญาณเอาท์พุต V_{C1} ของวงจรรูปที่ 3.5(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 1nF$	61
3.23(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	61
3.24(ก) สัญญาณเอาท์พุต V_{C1} ของวงจรรูปที่ 3.7(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 1nF$	62
3.24(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	62
3.25(ก) สัญญาณเอาท์พุต V_{C1} ของวงจรรูปที่ 3.9(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 1nF$	63
3.25(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	63
3.26(ก) สัญญาณเอาท์พุต V_{C1} ของวงจรรูปที่ 3.11(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1nF$ และ $C_2 = 10nF$	64
3.26(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	64

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.27(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ของวงจรรูปที่ 3.13(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1nF$ และ $C_2 = 10nF$	65
3.27(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	65
3.28(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ของวงจรรูปที่ 3.15(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 1nF$ และ $C_2 = 10nF$	66
3.28(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	66
3.29 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.5(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1	67
3.30 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.7(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1	67
3.31 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.9(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1	68
3.32 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.11(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1	68
3.33 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.13(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1	69
3.34 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.15(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1	69
4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์.....	74
4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์.....	76
4.3(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10nF$, $R_1 = 1.2k\Omega$ และ $R_2 = 1k\Omega$	84
4.3(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	84
4.4(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.1(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10nF$, $R_1 = 1.2k\Omega$ และ $R_2 = 1k\Omega$	85
4.4(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	85

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$	86
4.5(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	86
4.6(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$	87
4.6(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	87
4.7(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$	88
4.7(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	88
4.8(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2(ค) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$	89
4.8(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	89
4.9(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$	91
4.9(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	91
4.10(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรรูปที่ 4.1(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$	92
4.10(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	92
4.11(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรรูปที่ 4.1(ค) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$	93
4.11(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	93
4.12(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$	94
4.12(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	94
4.13(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรรูปที่ 4.2(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$	95
4.13(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	95

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$	96
4.14(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	96
4.15 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$	97
4.16 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.1(ข) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$	97
4.17 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.1(ค) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$	98
4.18 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$	98
4.19 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2(ข) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$	99
4.20 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2(ค) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$	99
5.1(ก) CCCII±	102
5.1(ข) วงจรสมมูลของ CCCII±	102
5.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส.....	102
5.2 [ต่อ].....	103
5.3(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 5.2(ข) เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = 100\mu\text{A}$, $C_1 = 11\text{nF}$ และ $C_2 = 10\text{nF}$	109
5.3(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	109
5.4 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{C1} เทียบกับอุณหภูมิ.....	110
5.5 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{C1} เมื่อปรับ ค่ากระแสไบแอส $I_{O1} = I_{O2} = I_o$	110
5.6(ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{C1} ของวงจรรูปที่ 5.2(ข) เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = 100\mu\text{A}$, $C_1 = 11\text{nF}$ และ $C_2 = 10\text{nF}$	111
5.3(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต.....	111

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่		หน้า
ก.1	การหาค่าความต้านทานที่พอร์ต X	122
ข.1	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก).....	125
ข.2	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ข).....	127
ข.3	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก).....	128
ข.4	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ข).....	130
ข.5	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก).....	131
ข.6	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ข).....	133
ข.7	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก).....	134
ข.8	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ข).....	136
ข.9	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก).....	137
ข.10	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ข).....	139
ข.11	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก).....	140
ข.12	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ข).....	142
ค.1	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก).....	144
ค.2	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก).....	145
ค.3	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก).....	147
ค.4	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก).....	148
ค.5	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก).....	150
ค.6	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก).....	151
ง.1	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก).....	153
ง.2	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก).....	155
ง.3	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก).....	156
ง.4	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก).....	158
ง.5	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก).....	160
ง.6	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก).....	161
จ.1	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ก).....	164
จ.2	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ข).....	165
จ.3	วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ค).....	167

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
จ.4	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ก).....168
จ.5	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ข).....170
จ.6	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ค).....171
ฉ.1	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ก).....173
ฉ.2	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ข).....175
ฉ.3	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ค).....176
ฉ.4	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ก).....178
ฉ.5	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ข).....180
ฉ.6	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ค).....181
ช.1	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 5.2(ก).....184
ช.2	วงจรรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 5.2(ข).....186

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

วงจรพื้นฐานอย่างหนึ่งที่มีความสำคัญอย่างมากในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ก็คือวงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) หรือวงจรกำเนิดสัญญาณ ซึ่งมีความจำเป็นในระบบโทรคมนาคม เครื่องมือสื่อสาร เครื่องมือวัดและอุปกรณ์อื่นๆ เกือบทุกชนิด ทั้งนี้เพราะว่าออสซิลเลเตอร์จะให้กำเนิดรูปคลื่นสัญญาณที่มีความถี่เพียงความถี่เดียว เป็นต้นว่า รูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal) รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square) หรือรูปคลื่นสามเหลี่ยม (Triangular) ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์จะใช้เป็นออสซิลเลเตอร์ท้องถิ่น (Local oscillator) ในเครื่องมือสื่อสารต่างๆ และยังใช้ในการทดสอบคุณสมบัติต่างๆ ของวงจรมอดูเลเตอร์ เช่น การตอบสนองทางความถี่ อัตราขยายและคุณสมบัติอื่นๆ ของวงจรในย่านความถี่ที่ได้ออกแบบไว้ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ดีควรมีคุณสมบัติของการผิผันเชิงฮาร์มอนิกที่ต่ำ แอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่และสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้อย่างต่อเนื่อง

จากความสำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นจากอดีตจนถึงปัจจุบันวงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์ (Sinusoidal oscillator) จึงเป็นวงจรที่ได้รับความสนใจและได้มีการพัฒนาขึ้นมาโดยตลอด จากบรรดากวีวิจัยต่างๆอย่างต่อเนื่อง ซึ่งที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อุปกรณ์แอคทีฟ (Active element) ประเภทต่างๆ เช่น วงจรขยายเชิงปฏิบัติการหรือออปแอมป์ (Operational amplifier : Op-amp) [1-4] วงจรสายพานกระแส (Current conveyor : CC) [5-17] วงจรขยายเชิงปฏิบัติการแบบป้อนกลับด้วยกระแส (Current feedback op-amp : CFOA) [18-21] วงจรขยายสัญญาณเชิงปฏิบัติการแบบลอยตัว (Operational floating amplifier : OFA) [22-23] วงจรขยายทรานสคอนดักแตนซ์ (Operational transconductance amplifier : OTA) [24-26] วงจรขยายกระแส (Current amplifier : CA) [27] วงจรนูลเลอร์สี่ขั้วแบบลอยตัว (Four terminal floating nullor : FTFN) [28-29] และ วงจรขยายผลต่างกระแส (Current differencing buffered amplifier : CDBA) [30] เป็นต้น ดังนั้นในการเลือกใช้งานวงจรออสซิลเลเตอร์ จึงต้องเลือกให้เหมาะสมกับความต้องการในการใช้งาน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีทางด้านกรอกแบบวงจรรวม (Integrated circuit technology : IC) ได้ช่วยทำให้วงจรอิเล็กทรอนิกส์พัฒนาไปอย่างมาก ซึ่งทำให้เกิดวงจรต่างๆ ขึ้นมามากมาย วงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกในโหมดกระแส (Current mode) เป็นวงจรที่ได้รับความสนใจกัน

อย่างแพร่หลายมากกว่าวงจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกในโหมดแรงดัน (Voltage mode) ทั้งนี้ เพราะว่ามีข้อดีก็คือจะใช้ไฟเลี้ยงวงจรต่ำกว่า กินกำลังงานต่ำกว่า จึงทำให้ประหยัดพลังงาน และมีย่านตอบสนองทางความถี่สูงที่ดีกว่า [36] จึงเป็นปัจจัยสำคัญที่ทำให้เกิดการพัฒนางจรประมวลผลสัญญาณอนาล็อกแบบต่างๆ ในโหมดกระแสขึ้นมา และวงจรสายพานกระแส ก็เป็นอีกหนึ่งในหลายๆ อุปกรณ์ประเภทแอกทิฟ ที่สามารถทำงานในโหมดกระแสได้เป็นอย่างดี ซึ่งวงจรสายพานกระแสนั้นได้มีการพัฒนาทางด้านโครงสร้างของวงจรอย่างต่อเนื่องมาโดยตลอด จึงมีการนำไปใช้งานกันอย่างกว้างขวาง

จากการศึกษาค้นคว้าและวิจัยวงจรออสซิลเลเตอร์รูปคลื่นไซน์ พบว่าวงจรที่ออกแบบโดยใช้วงจรสายพานกระแสนั้น ถ้าต้องการพัฒนางจรขึ้นมาใหม่ จะต้องศึกษาหาหลักการใหม่ขึ้นมาเพื่อปรับเปลี่ยนวิธีการในการออกแบบวงจร จึงได้กำหนดวัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ไว้ดังนี้

- 1) เพื่อศึกษาค้นคว้าและพัฒนาวิธีการใหม่ สำหรับการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบใหม่ โดยใช้วงจรสายพานกระแส
- 2) วงจรที่ออกแบบมีโครงสร้างที่เรียบง่ายและใช้จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด
- 3) วงจรที่ออกแบบสามารถปรับค่าความถี่ได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์
- 4) สามารถนำวงจรที่ออกแบบไปประยุกต์ใช้งานได้ง่าย
- 5) วงจรที่ออกแบบเหมาะสำหรับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวมต่อไป

1.3 หลักการใหม่ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์

ในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นการนำเสนอการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยประยุกต์ใช้แบบจำลองมูลเดเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ซึ่งใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุเป็นตัวกำเนิดความถี่ในการออสซิลเลต ด้วยวิธีการแบบนี้ ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ จะประกอบไปด้วย 3 หลักการ คือ หลักการแรกจะใช้วิธีการแปลงมูลเดเตอร์ (Nullator transformation) ส่วนหลักการที่สองจะใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ (Norator transformation) และหลักการที่สามจะใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ (RC-CR transformation) [71-73] ซึ่งเนื่องจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่มีโครงสร้างภาคอินพุทแบบทรานส์ลิเนียร์ [44-45] จะมีค่าความต้านทานแฝงภายในที่เกิดขึ้นที่พอร์ต X อีกทั้งค่าความต้านทานแฝงนี้ยังสามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอส ดังนั้นเราสามารถที่จะแทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมอยู่ที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแส ด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (Second generation current controlled conveyor : CCCII) จึงทำให้ได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส ซึ่งสามารถปรับค่าความถี่ในการออสซิลเลตได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบแอสของวงจรสายพานกระแส

1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอาร์ซี โดยใช้วงจรสายพานกระแส ซึ่งได้มีการวิเคราะห์คุณสมบัติของวงจรทางทฤษฎีแล้วนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และทำการทดลองต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันผลการทำงานของวงจรว่าสามารถนำไปใช้งานได้

1.5 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ภายในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาทั้งหมดออกเป็น 6 บท และภาคผนวกอีก 9 ภาค โดยในแต่ละบทมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำ จะกล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมาย วัตถุประสงค์และหลักการใหม่ที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ รวมไปถึงรายละเอียดเนื้อหาโดยสรุปของแต่ละบท

บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในวิทยานิพนธ์ เป็นต้นว่า ความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ คุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองและวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส นิยามและคุณสมบัติของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ ทฤษฎีของออสซิลเลเตอร์ และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการนำเสนอในอดีต

บทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงหลักการของวิธีการแปลงนูลเลเตอร์และหลักการของวิธีการแปลงนอเรเตอร์ ที่นำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองเป็นหลัก การวิเคราะห์หาผลกระทบต่างๆของวงจร พร้อมทั้งได้มีการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันการทำงานของวงจร

บทที่ 4 จะเป็นการกล่าวถึงหลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ที่ได้นำมาประยุกต์ใช้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง การวิเคราะห์หาผลกระทบต่างๆของวงจร พร้อมทั้งได้มีการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE และการต่อวงจรจริงเพื่อยืนยันการทำงานของวงจร

บทที่ 5 จะกล่าวถึงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งบางวงจรสามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง การวิเคราะห์หา

ผลกระทบต่างๆของวงจร พร้อมทั้งได้มีการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE

บทที่ 6 เป็นบทส่งท้าย ซึ่งเป็นการสรุปผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอไว้ภายในวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งได้นำเสนอแนวทางในการทำวิจัยและพัฒนาต่อไป

ในส่วนท้ายของวิทยานิพนธ์จะเป็นภาคผนวก ซึ่งจะแสดงการวิเคราะห์คุณสมบัติและสมการที่ใช้ภายในแต่ละบทเอาไว้ ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ภาคผนวก ก การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ที่ควบคุมด้วยกระแส

ภาคผนวก ข การวิเคราะห์หาสมการอัตราขยายวงรอบเปิด และสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ในกรณี CCII เป็นไปตามอุดมคติ

ภาคผนวก ค การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ในกรณี CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ภาคผนวก ง การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่มีผลกระทบต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII

ภาคผนวก จ การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในกรณี CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ภาคผนวก ฉ การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในกรณีที่มีผลกระทบต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII

ภาคผนวก ช การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสในกรณี CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ภาคผนวก ซ สไปซ์โมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์

ภาคผนวก ญ บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

ประวัติผู้เขียน

บทที่ 2

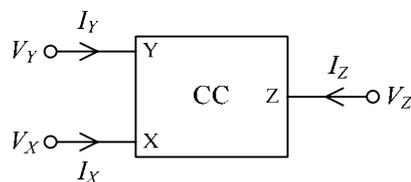
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในวิทยานิพนธ์

2.1 บทนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้มีจุดมุ่งหมายในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ดังนั้นในบทนี้จึงได้กล่าวถึง ทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้องที่ได้นำมาใช้เพื่อออกแบบวงจรในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบด้วยความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ เป็นต้นว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส นิยามและคุณสมบัติของมูลเตเตอร์และนอเรเตอร์ ทฤษฎีของออสซิลเลเตอร์และวงจรออสซิลเลเตอร์ต่างๆ แบบใช้วงจรสายพานกระแสที่ได้มีการนำเสนอมาแล้ว เพื่อจะได้เป็นพื้นฐานพอสังเขปก่อนที่จะกล่าวถึงรายละเอียดของงานวิจัยในบทต่อไป

2.2 ความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรุ่นต่างๆ

วงจรสายพานกระแส [31-47] จัดว่าเป็นอุปกรณ์แอคทีฟประเภทหนึ่งที่สามารถนำไปประยุกต์ออกแบบเป็นวงจรประมวลผลสัญญาณอนาลอกแบบต่างๆ ได้หลายรูปแบบ ทั้งวงจรที่ประมวลผลสัญญาณในโหมดแรงดันและโหมดกระแส วงจรสายพานกระแสจะมีพอร์ตสำหรับต่อใช้งาน 3 พอร์ต โดยที่พอร์ต Y เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านอินพุต ส่วนพอร์ต X และ Z เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านเอาต์พุต (ในการประยุกต์ใช้งานบางกรณี พอร์ต X อาจใช้เป็นพอร์ตของจุดสัญญาณทางด้านอินพุตก็ได้) [31] สำหรับสัญลักษณ์โดยทั่วไปที่ใช้แสดงถึงวงจรสายพานกระแสจะแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรสายพานกระแส

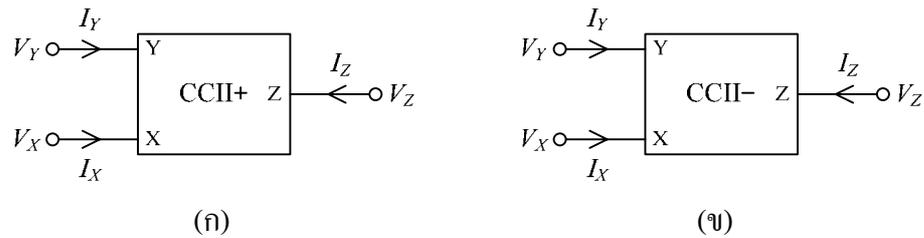
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First generation current conveyor : CCI) [31] ได้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1968 โดย Smith K. C. และ Sedra A. โดยในการนำ CCI ไปใช้งานไม่ค่อยได้รับความสนใจเท่าที่ควร ซึ่งต่อมาบุคคลทั้งสองก็ได้มีการปรับปรุงคุณสมบัติของ CCI

ขึ้นมาใหม่ และจึงได้นำเสนอขึ้นมาเป็นหลักการของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second generation current conveyor : CCII) [32] ขึ้นในปี ค.ศ. 1970 โดย CCII นี้จะมีคุณสมบัติที่แตกต่าง และมีความคล่องตัวในการใช้งานมากกว่า CCI จึงทำให้ CCII ได้รับความสนใจในการนำไปประยุกต์ใช้เป็นอุปกรณ์แอกทีฟเบื้องต้นของงานวิจัยต่างๆ เป็นจำนวนมากในเวลาต่อมา [38-39] นอกจากนี้ก็ยังมีงานวิจัยและพัฒนา CCII ให้มีคุณสมบัติพิเศษบางประการขึ้นตามมาอีกหลายรูปแบบ ดังเช่น ในปี ค.ศ. 1988 Surakampontorn W. และคณะ ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบปรับค่าได้ด้วยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronically tunable current conveyor : ECCII) [40] ต่อมาในปี ค.ศ. 1994 Fabre A. และ Mineche N. ได้นำเสนอวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ปรับอัตราขยายกระแสได้ (Second generation current conveyor with controlled current gain) [41] ขึ้น โดยมีคุณสมบัติเด่นคือสามารถปรับค่าอัตราขยายกระแสระหว่างพอร์ตของสัญญาณทางด้านเอาต์พุต Z และพอร์ตของสัญญาณทางด้านอินพุต X ได้ โดยที่ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรสายพานกระแสนี้สามารถปรับได้จากการปรับเปลี่ยนอัตราส่วนของค่ากระแสไฟตรงที่อยู่ภายในวงจรเอง หลังจากนั้นในปี ค.ศ. 1995 Fabre A. และคณะ ได้ทำการวิเคราะห์ห้วงจรทรานสลิเนียร์ที่เป็นภาคอินพุตของวงจรสายพานกระแสแบบทรานสลิเนียร์ (Translinear conveyor) [42] แล้วพบว่าวงจรสายพานกระแสแบบทรานสลิเนียร์นี้ จะมีความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นที่พอร์ต X อีกทั้งค่าความต้านทานแฝงนี้ยังสามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสของวงจรทรานสลิเนียร์ด้วย ดังนั้น Fabre A. จึงได้กำหนดนิยามของวงจรสายพานกระแสชนิดนี้ว่าเป็นวงจรสายพานกระแสที่ควบคุมด้วยกระแส (Second generation current controlled conveyor : CCCII) [43-44] โดย CCCII นี้ได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้ประกอบเป็นวงจรต่างๆในงานวิจัยที่ผ่านมาเป็นจำนวนมาก [45] ซึ่งวงจรที่สร้างขึ้นโดยอาศัย CCCII เป็นส่วนประกอบนั้น จะมีข้อดีที่ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานในการนำมาประกอบเป็นวงจร เนื่องจากได้อาศัยความต้านทานแฝงของ CCCII มาใช้งานเป็นตัวต้านทานแทนการต่อตัวต้านทานพาสซีฟเข้าไปในวงจรมันเอง ดังนั้นวงจรสายพานกระแสแต่ละแบบก็จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป ซึ่งในที่นี้จะขอกกล่าวถึงพื้นฐานเบื้องต้นของวงจรสายพานกระแสที่ได้นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์

2.2.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง

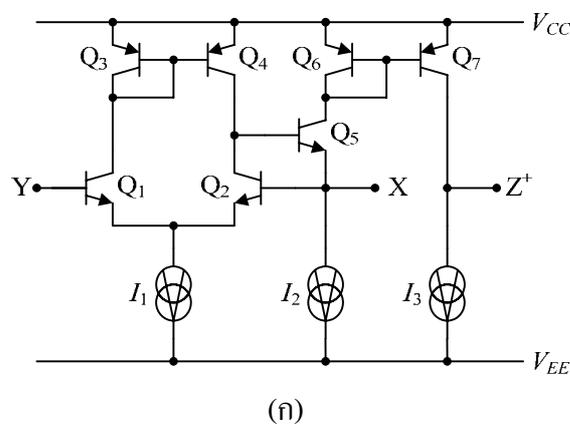
วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองเป็นวงจรที่มีแนวความคิดที่รวมเอาวงจรตามแรงดัน (Voltage follower) และวงจรตามกระแส (Current follower) เข้าไว้ด้วยกัน ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันระหว่างพอร์ตต่างๆ ที่สามารถอธิบายคุณสมบัติด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (2.1)$$



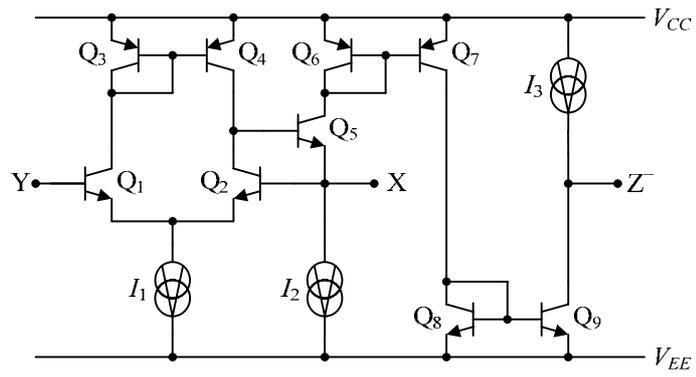
รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (ก) CCII+ (ข) CCII-

จากสมการที่ (2.1) สามารถพิจารณาว่าระหว่างพอร์ต Y ไปยังพอร์ต X จะประกอบด้วยวงจรตามแรงดัน และระหว่างพอร์ต X ไปยังพอร์ต Z จะประกอบด้วยวงจรตามกระแส ซึ่งความสัมพันธ์ของกระแสระหว่างพอร์ต X และพอร์ต Z จะมีเครื่องหมายเป็น \pm ซึ่งจะแสดงทิศทางการไหลของกระแสที่พอร์ต X เทียบกับพอร์ต Z โดยถ้ากระแสที่พอร์ตทั้งสองไหลไปในทิศทางเดียวกันคือมีทิศทางไหลเข้าหรือออกจากวงจรสายพานกระแสเหมือนกันเครื่องหมายจะเป็นบวก (+) จะถูกกำหนดให้วงจรสายพานกระแสแบบนี้ว่าเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก แทนด้วย CCII+ แต่ถ้ากระแสที่พอร์ตทั้งสองไหลในทิศทางตรงกันข้ามเครื่องหมายจะเป็นลบ (-) จะถูกกำหนดให้วงจรสายพานกระแสแบบนี้ว่าเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบลบ แทนด้วย CCII- สัญลักษณ์แทนวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวกและลบดังแสดงในรูปที่ 2.2(ก) และ 2.2(ข) จากการศึกษาค้นคว้าและวิจัยที่ผ่านมา นักวิจัยต่างๆ ได้มีการนำเสนอโครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองไว้หลายรูปแบบ ตัวอย่างเช่น วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายความแตกต่าง ในรูปที่ 2.3 [47] และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายคลาสิกแบบทรานสลิเนียร์รูป ในรูปที่ 2.4 [44] เป็นต้น แต่เพื่อความคล่องตัวในการนำเอาวงจรสายพานกระแสดังกล่าวไปประยุกต์ใช้งานจริงกับงานวิจัยที่ได้ออกแบบขึ้น จึงได้เลือกเอาโครงสร้างของวงจรสายพานกระแสแบบทรานสลิเนียร์มาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



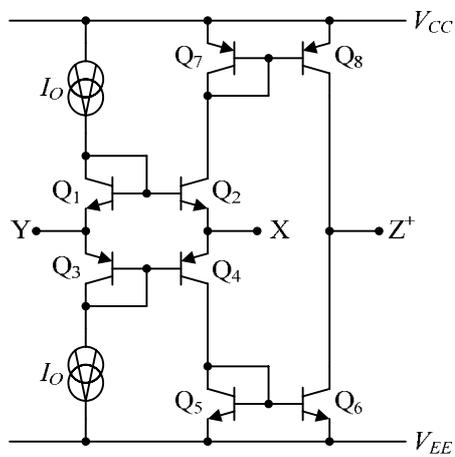
รูปที่ 2.3 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรขยายความแตกต่าง

(ก) CCII+ (ข) CCII-

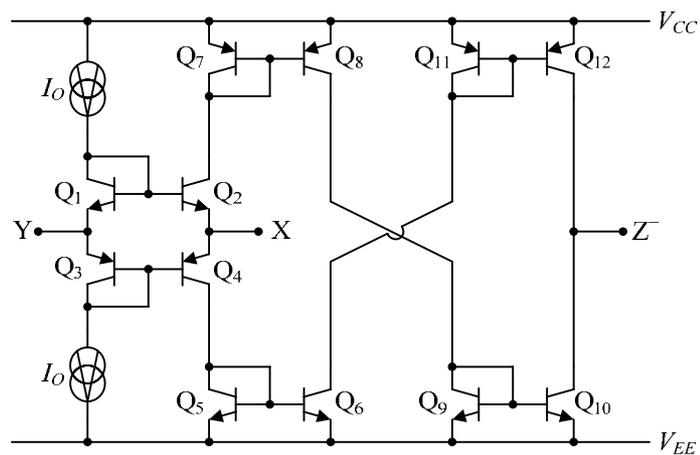


(จ)

รูปที่ 2.3 [ต่อ]



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.4 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ใช้โครงสร้างวงจรรขยายคลาสเอบีแบบทรานสลิเนียร์รูป

(ก) CCII+ (ข) CCII-

2.2.2 วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

วงจรสายพานกระแสรูนที่สอง ที่นำเสนอโดย Fabre A. และคณะ ซึ่งมีโครงสร้างของวงจร ประกอบขึ้นจากวงปิดแบบทรานสลิเนียร์รูป (Translinear loop) และวงจรสะท้อนกระแส (Current mirror) จะมีข้อเด่นคือ มีแบนด์วิดท์กว้างมาก แต่มีข้อด้อยที่สำคัญคือ ในกรณีที่กระแสไบแอสมีค่าต่ำจะทำให้เกิดความต้านทานแฝง (Parasitic resistance) ขึ้นระหว่างพอร์ต X และพอร์ต Y ซึ่งจะมีผลทำให้วงจรทำงานผิดพลาดได้ ซึ่ง Fabre A. และคณะได้สังเกตเห็นถึงความสำคัญของความต้านทานแฝงที่ปรากฏขึ้นภายในพอร์ต X ของวงจรสายพานกระแสแบบทรานสลิเนียร์ (Translinear CCII) จึงได้นำเสนอแนวความคิดนี้ โดยเรียกวงจรสายพานกระแสชนิดนี้ว่าวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) [43-45] ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างพอร์ตแทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ในรูปของเมตริกซ์เป็น

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

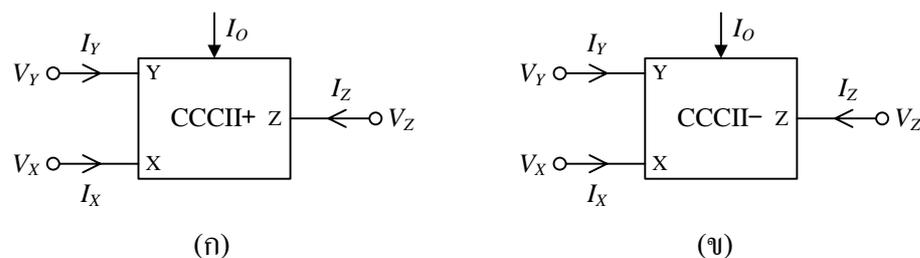
จากสมการที่ (2.2) พบว่าวงจร CCCII มีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับวงจร CCII โดยจะมีคุณสมบัติส่วนที่ต่างจากวงจร CCII คือ ที่พอร์ต X ของวงจร CCCII จะมีตัวต้านทานภายในแฝงอยู่ (R_X) ที่น่าสนใจคือตัวต้านทาน R_X จะมีค่าแปรผกผันกับค่ากระแสไบแอสของวงจรและจะแปรผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้าง โดยค่าความต้านทาน R_X นี้จะมีค่าเท่ากับ (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ก)

$$R_X = \frac{V_T}{2I_O} \tag{2.3}$$

เมื่อ

V_T คือ แรงดันความร้อน (Thermal voltage)

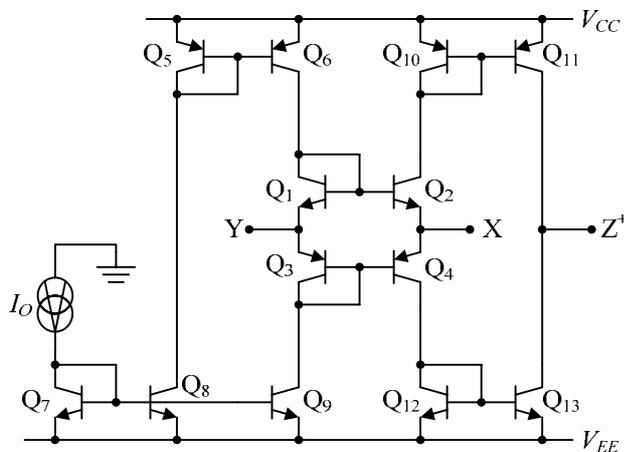
I_O คือ กระแสไบแอสวงจรวงจรสายพานกระแส (External bias current)



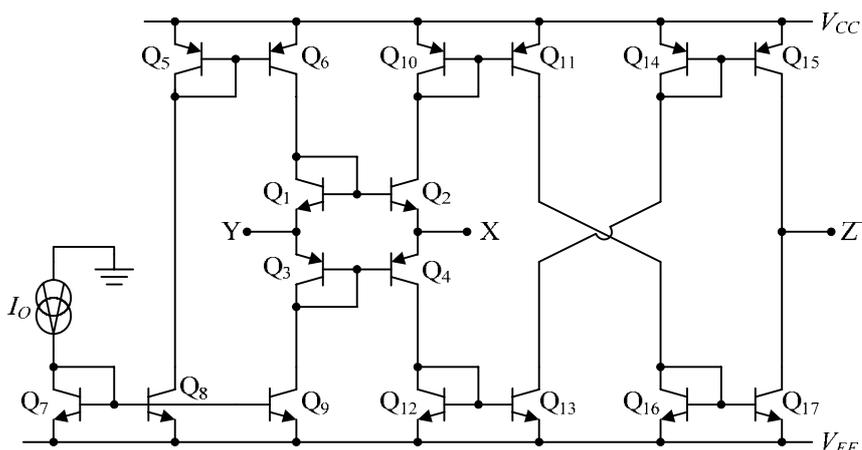
รูปที่ 2.5 สัญลักษณ์แทนวงจรวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

(ก) CCCII+ (ข) CCCII-

สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแบบบวก (CCCII+) และ แบบลบ (CCCII-) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดยมีโครงสร้างของวงจрдังแสดงในรูปที่ 2.6



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.6 โครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

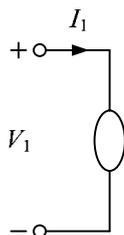
(ก) CCCII+ (ข) CCCII-

2.3 นิยามและคุณสมบัติของมูลเตเตอร์และนอเรเตอร์

มูลเตเตอร์ (Nullator) และ นอเรเตอร์ (Norator) [48-54] เป็นอุปกรณ์โครงข่ายในอุดมคติ (Ideal network) ซึ่งถูกนำเสนอขึ้นในปี ค.ศ. 1961 โดย Carlin H. J. และ Youla D. C. ผ่านแนวคิดที่ว่า อุปกรณ์แอกทีฟของวงจรขยายประเภทต่างๆ ที่เคยถูกนำเสนอขึ้นก่อนหน้านี้โดย Tellegen B. D. H. ในปี ค.ศ. 1954 สามารถที่จะแทนได้ด้วยแบบจำลองมูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ (Nullator-norator model) ต่อมา Tellegen B. D. H. ก็ได้นำเสนอบทความที่ช่วยยืนยันแนวคิดของ Carlin H. J. และ Youla D. C. อีกครั้งหนึ่งในปี ค.ศ. 1966 [50]

นิยาม : นูลเลเตอร์คืออุปกรณ์โครงข่ายแบบ 1 พอร์ต ที่มีขั้วต่อ 2 ขั้วต่อ ซึ่งมีแรงดันระหว่างขั้วต่อทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์และกระแสที่ไหลผ่านระหว่างขั้วต่อทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์ สำหรับแบบจำลองของนูลเลเตอร์แสดงดังในรูปที่ 2.7 และสมการอธิบายคุณสมบัติขั้วต่อแสดงได้ดังสมการที่ (2.4)

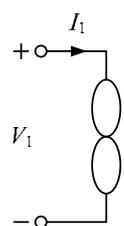
$$V_1(s) \equiv 0 \quad ; \quad I_1(s) \equiv 0 \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.7 แบบจำลองของนูลเลเตอร์

นิยาม : นอเรเตอร์คืออุปกรณ์โครงข่ายแบบ 1 พอร์ต ที่มีขั้วต่อ 2 ขั้วต่อ ซึ่งมีแรงดันระหว่างขั้วต่อทั้งสองมีค่าเป็นอย่างไรก็ได้และกระแสที่ไหลผ่านระหว่างขั้วต่อทั้งสองมีค่าเป็นอย่างไรก็ได้ สำหรับแบบจำลองของนอเรเตอร์แสดงดังในรูปที่ 2.8 และสมการอธิบายคุณสมบัติขั้วต่อแสดงได้ดังสมการที่ (2.5)

$$V_1(s) \equiv \text{เป็นเท่าไรก็ได้} \quad ; \quad I_1(s) \equiv \text{เป็นเท่าไรก็ได้} \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.8 แบบจำลองของนอเรเตอร์

เนื่องจากนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์จัดว่าเป็นอุปกรณ์โครงข่ายแบบ 1 พอร์ตที่สำคัญมากตัวหนึ่ง ที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์ การสังเคราะห์และการออกแบบสร้างวงจรโครงข่ายแบบแอคทีฟพาสซีว (RC-active networks) ทั้งแบบเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้นได้ทุกรูปแบบ จากคุณสมบัติของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น แต่ถึงอย่างไรก็ยังมีผู้ที่เข้าใจคุณสมบัติของมันไม่มากนัก นูลเลเตอร์จึงมักถูกอธิบายว่าเป็นอุปกรณ์สองขั้วที่แสดงพฤติกรรมทั้งเปิดและ

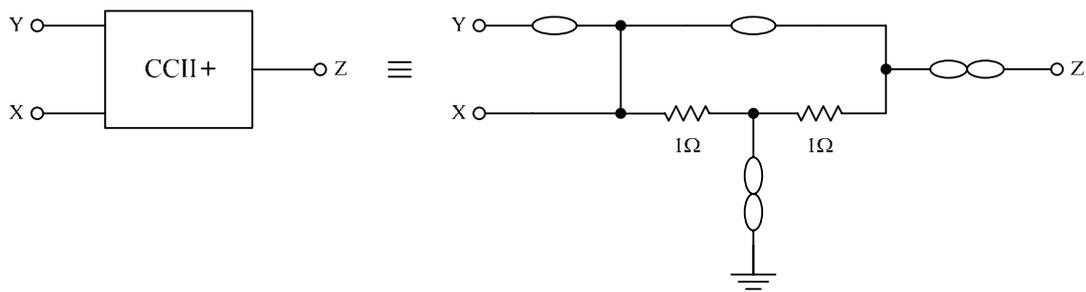
ปิดวงจรในขณะเดียวกัน และด้วยคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกันเช่นนี้ ทำให้รู้สึกเหมือนว่าอุปกรณ์ตัวนี้ดูเป็นนามธรรมเกินกว่าจะนำมาใช้ประโยชน์ได้จริง แต่คำอธิบายดังกล่าวข้างต้นก็ยังไม่ต้องถกเถียงนัก เพราะในความเป็นจริงแล้ว ตัวมูลเดเตอร์เองก็มิได้แสดงคุณสมบัติตรงทั้งการเปิดและปิดวงจร เพื่อให้เห็นชัดเจนจึงอาจสรุปคุณสมบัติได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบระหว่างมูลเดเตอร์และนอเรเตอร์

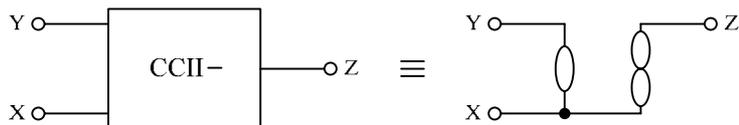
	ปิดวงจร	เปิดวงจร	มูลเดเตอร์	นอเรเตอร์
แรงดัน	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้
กระแส	เป็นเท่าไรก็ได้	ศูนย์	ศูนย์	เป็นเท่าไรก็ได้

จากตารางที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามอย่างสิ้นเชิงของมูลเดเตอร์ได้ปรากฏให้เห็นอยู่ในนอเรเตอร์ ซึ่งมีคุณสมบัติที่ดูเหมือนจะกำหนดอะไรไม่ได้ แต่การมีอยู่ของนอเรเตอร์นั้น ได้แสดงให้เห็นถึงระดับความเป็นอิสระ (Degree of freedom) ซึ่งไม่ปรากฏในอุปกรณ์ 1 พอร์ตใดๆ เลย นอกจากนี้ ถ้าหากภายในวงจรโครงข่าย มีจำนวนของมูลเดเตอร์มากกว่าจำนวนของนอเรเตอร์ จะเกิดความไม่ลงรอยกัน (Inconsistencies) ขึ้น ในสมการความสมดุลของวงจรโครงข่าย (Network equilibrium equation) และหากวงจรมีจำนวนของนอเรเตอร์มากกว่าจำนวนของมูลเดเตอร์แล้ว นอเรเตอร์ที่เกินมานั้นจะกลายเป็นส่วนเกินและไม่มีกระแสไหล และด้วยเหตุผลเหล่านี้ เราจึงไม่สามารถพิจารณามูลเดเตอร์กับนอเรเตอร์แยกเป็นอิสระจากกันได้ ดังนั้นเพื่อให้ผลลัพธ์ที่ใช้งานได้จริง จึงจำเป็นที่วงจรโครงข่ายจะต้องมีจำนวนของมูลเดเตอร์เท่ากับจำนวนของนอเรเตอร์ ซึ่งการนำมูลเดเตอร์และนอเรเตอร์มาสร้างแบบจำลองอุปกรณ์แอกทีฟก็จะต้องมีจำนวนของมูลเดเตอร์เท่ากับจำนวนของนอเรเตอร์ด้วยเช่นกัน โดยแบบจำลองมูลเดเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแสดงดังในรูปที่ 2.9

โดยแบบจำลองมูลเดเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวกที่แสดงข้างต้นดังในรูปที่ 2.9(ก) จะเห็นได้ว่าแบบจำลองที่สร้างขึ้นนี้ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จากมูลเดเตอร์และนอเรเตอร์เท่านั้น จะต้องมีส่วนด้านทานเข้ามาประกอบด้วย ซึ่งจะทำให้การเอาแบบจำลองนี้ไปใช้ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรมีความยุ่งยากและเพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการใช้ตัวด้านทาน ในปี ค.ศ. 1988 Higashimura M. and Fukui Y. [59] จึงได้กำหนดนิยามสัญลักษณ์ของนอเรเตอร์ขึ้นมาใหม่แสดงดังในรูปที่ 2.10 เพื่อที่จะนำนอเรเตอร์ที่นิยามขึ้นมาไปใช้งาน จึงได้นำเสนอแบบจำลองมูลเดเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวกและแบบลบขึ้นมาใหม่ ซึ่งสามารถกระทำได้ง่ายขึ้น รูปที่ 2.11 แสดงแบบจำลองมูลเดเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองรูปแบบใหม่



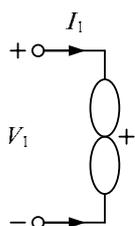
(ก)



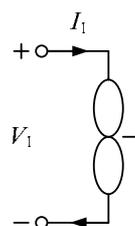
(ข)

รูปที่ 2.9 แบบจำลองมูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองในอุดมคติ

(ก) CCII+ (ข) CCII-



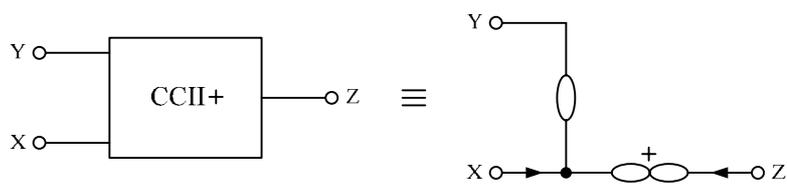
(ก)



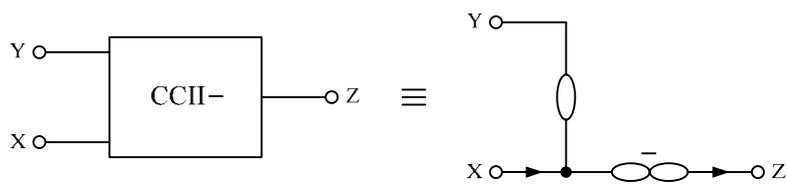
(ข)

รูปที่ 2.10 แบบจำลองนอเรเตอร์ของ Higashimura M. and Fukui Y.

(ก) นอเรเตอร์แบบบวก (ข) นอเรเตอร์แบบลบ



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.11 แบบจำลองมูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองรูปแบบใหม่

(ก) CCII+ (ข) CCII-

2.4 ทฤษฎีของออสซิลเลเตอร์

ออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่ให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นที่มีลักษณะซ้ำๆ กัน โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณป้อนให้กับวงจรที่จุดสัญญาณเข้า เพียงแต่ป้อนแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงให้กับวงจรเท่านั้น ซึ่งแรงดันที่ปรากฏขึ้นที่จุดสัญญาณออกที่ได้อาจจะไม่เป็นสัญญาณไซน์ (Non-sinusoidal) หรือเป็นสัญญาณไซน์ (Sinusoidal) ก็ได้ เช่น การสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณสี่เหลี่ยมสามารถสร้างได้ง่ายโดยการต่อวงจรออปแอมป์ในลักษณะการป้อนกลับแบบบวกเพื่อใช้ขับสัญญาณด้านบวกและลบสลับกันไป ส่วนการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณสามเหลี่ยมก็สามารถสร้างได้ง่ายโดยการเอาสัญญาณสี่เหลี่ยมไปผ่านวงจรอินทิเกรตที่มีความเที่ยงตรง และการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณไซน์ก็สามารถสร้างได้จากสัญญาณสามเหลี่ยมเช่นเดียวกัน แต่จะให้ความผิดเพี้ยนสูง ซึ่งทฤษฎีที่จะกล่าวถึงนี้ จะสามารถนำไปใช้ได้กับออสซิลเลเตอร์สัญญาณไซน์ทุกรูปแบบ

2.4.1 ประเภทของวงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณไซน์สามารถแบ่งแยกประเภทออกได้ตามอุปกรณ์ที่ใช้ในการให้กำเนิดสัญญาณไซน์ ได้เป็น 4 ประเภท ดังนี้

1. วงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณแบบใช้ RC เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ มีอยู่หลายแบบ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์สะพานแบบของเวียน (Wien bridge oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส (Phase shift oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบควอดเรเจอร์ (Quadrature oscillator) เป็นต้น วงจรแบบนี้มีข้อดีคือสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ และความถี่ใช้งานอยู่ในช่วงระหว่าง 10 เฮิรท์ จนถึง 100,000 เฮิรท์ หรืออาจเกือบถึง 1,000,000 เฮิรท์ ได้ แต่มีข้อเสียคือเสถียรภาพของวงจรยังไม่ดีนัก

2. วงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณแบบใช้ LC เป็นวงจรจูน เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์ส (Colpitts oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์ (Hartley oscillator) โดยจะเลือกความถี่ที่ขาคอลเลกเตอร์ (สำหรับไบโพลาร์) หรือที่ขาเดรน (สำหรับมอสเฟต) เป็นต้น วงจรชนิดนี้มีข้อดีคือสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ง่ายและใช้งานในย่านความถี่สูงได้คืออยู่ในช่วงระหว่าง 100,000 เฮิรท์ จนถึง ร้อยกว่าเมกกะเฮิรท์ แต่มีข้อเสียคือเสถียรภาพทางความถี่ยังไม่ดีนัก และมีปัญหาในการผลิตเป็นวงจรรวมเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำจะสร้างได้ยาก แต่ก็เป็นวงจรที่ได้รับความนิยมโดยทั่วไป

3. วงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณแบบใช้แผ่นผลึก (Crystal) จะเป็นวงจรที่ให้กำเนิดความถี่ที่ได้ออกมาความถี่เดียว วงจรประเภทนี้จะมีเสถียรภาพทางความถี่ดีมาก และสามารถใช้งานในย่านความถี่สูงได้ดี แต่มีข้อเสียคือการเปลี่ยนแปลงความถี่ทำได้ยากหรือไม่สามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ ซึ่งอาจจะต้องใช้วงจรอื่นเข้ามาช่วย

4. วงจรออสซิลเลเตอร์สัญญาณแบบที่อยู่ในรูปของวงจรรวม (Integrated circuit) จะเป็นวงจรที่ผลิตขึ้นมาเพื่อสร้างสัญญาณโดยเฉพาะ สามารถใช้งานได้ง่าย ไม่ยุ่งยากสามารถปรับความถี่ได้โดยอาศัยหลักการแบบเปลี่ยนความถี่ด้วยแรงดัน (Voltage controlled oscillator : VCO) และสามารถสร้างรูปสัญญาณได้หลายแบบ เช่น รูปสัญญาณไซน์ รูปสัญญาณสี่เหลี่ยม หรือรูปสัญญาณสามเหลี่ยม แต่มีข้อเสียคือสามารถนำไปใช้งานได้ในช่วงความถี่ต่ำๆ เท่านั้น

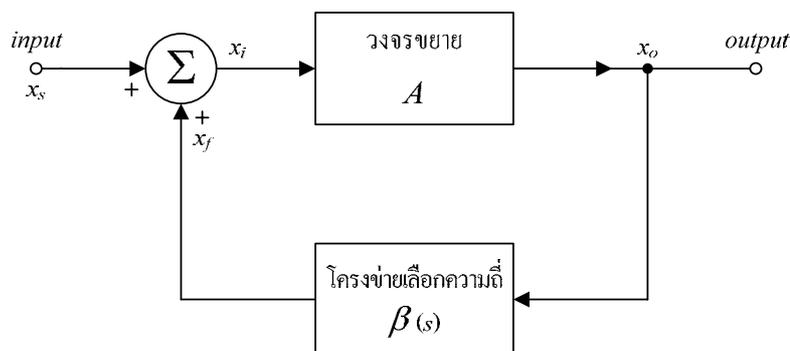
2.4.2 องค์ประกอบของวงจรรออสซิลเลเตอร์

องค์ประกอบที่สำคัญของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่จำเป็นนั้น มีดังนี้

1. ตัวกำเนิดพลังงาน (Energy source) ได้แก่ แหล่งจ่ายไฟ หรือแบตเตอรี่ โดยในที่นี้มุ่งเน้นไปที่แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่มีแรงดันคงที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ต่างๆ
2. โครงข่ายเลือกความถี่ (Frequency selective network) จะเป็นวงจรที่ใช้เลือกความถี่ในการออสซิลเลตสัญญาณ เช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน วงจรกรองผ่านทุกความถี่ เป็นต้น
3. วงจรขยาย (Amplifier circuit) เป็นอุปกรณ์แอกทีฟซึ่งอาจจะเป็นทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (BJT transistor) ทรานซิสเตอร์แบบเฟต (FET transistor) หรือวงจรรขยายรูปแบบต่างๆ ที่อยู่ในรูปของไอซีอย่างใดก็ได้ เช่น วงจรออปแอมป์ วงจรสายพานกระแส เป็นต้น ซึ่งวงจรรขยายจะทำหน้าที่ค้ำแรงการออสซิลเลตสัญญาณไว้ด้วยการชดเชยพลังงานในส่วนที่สูญเสียไปของวงจรรออสซิลเลตเตอร์

2.4.3 โครงสร้างของการออสซิลเลตสัญญาณ

วงจรรออสซิลเลเตอร์จัดเป็นวงจรโครงข่ายแบบป้อนกลับรูปแบบหนึ่ง [63] จะประกอบไปด้วยวงจรรขยายสัญญาณ (Amplifier) และวงจรในส่วนป้อนกลับ (Feedback network) ซึ่งเป็นส่วนที่กำหนดความถี่ในการออสซิลเลต โดยวงจรรออสซิลเลตได้ก็ต่อเมื่อมีการป้อนสัญญาณย้อนกลับแบบบวก (Positive feedback) เสมอ สามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบพื้นฐานได้ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โดยที่ x แทนสัญญาณแรงดันหรือกระแส



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบบพื้นฐาน

เมื่อ

- x_s คือ สัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจร
- x_o คือ สัญญาณทางด้านขาออกของวงจร
- x_f คือ สัญญาณป้อนกลับ
- x_i คือ สัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจรรขยายหรือสัญญาณผลรวมระหว่าง x_s และ x_f
- A คือ ค่าขยายของวงจรรขยาย
- $\beta(s)$ คือ ค่าขยายของโครงข่ายเลือกความถี่

เมื่อพิจารณาโครงสร้างของวงจรรขยายที่มีการป้อนกลับแบบบวกหรือเรียกว่า ไดอะแกรมการไหลของสัญญาณ (Signal flow diagram) ในรูปที่ 2.12 จะพบว่า สัญญาณทางด้านขาออกของวงจร x_o ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจรรขยาย x_i คือ

$$x_o = Ax_i \quad (2.6)$$

สัญญาณทางด้านขาออกของวงจรที่จุดสัญญาณออก x_o จะปรากฏเป็นเอาต์พุตและในขณะเดียวกันก็จะถูกป้อนกลับไปที่ส่วนรวมสัญญาณ (Σ) เป็นสัญญาณป้อนกลับ x_f หลังจากผ่านโครงข่ายเลือกความถี่ที่มีค่าขยาย β ดังสมการ

$$x_f = \beta(s)x_o \quad (2.7)$$

สัญญาณป้อนกลับ x_f นี้จะถูกรวมเข้ากับสัญญาณทางด้านขาเข้าของวงจร x_s ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณที่จุดขาเข้าของวงจรรขยายจริงๆ คือสัญญาณ x_i โดยที่

$$x_i = x_s + x_f \quad (2.8)$$

แทนค่าสมการที่ (2.6) และ (2.7) ลงใน (2.8) จะได้ว่า

$$\frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 - L(s)} \quad (2.9)$$

โดยที่ $L(s)$ คือ ค่าอัตราขยายวงรอบเปิด (Open loop gain) มีค่าเป็น

$$L(s) = A\beta(s) \quad (2.10)$$

2.4.4 เงื่อนไขการออสซิลเลตสัญญาณ

เป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่าวงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่สร้างสัญญาณทางด้านเอาต์พุตได้ โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีสัญญาณทางด้านอินพุตใดๆจากภายนอก หรือกล่าวคือ สัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ (2.9) สมการแสดงลักษณะเฉพาะ (Characteristic equation) หรือค่าส่วนของสมการจะต้องมีค่าเป็นศูนย์ คือ

$$1 - L(s) = 0 \quad (2.11)$$

หรือ

$$L(s) = 1 \quad (2.12)$$

เมื่อแทนค่า $s = j\omega_0$ ลงในสมการที่ (2.12) และเงื่อนไขตามสมการเกิดขึ้นจริง ณ ตำแหน่งความถี่ค่าหนึ่งที่ทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลตที่ความถี่เชิงมุม ω_0 ก็แสดงว่าจะเกิดการออสซิลเลตสัญญาณที่มีค่าความถี่นั้นขึ้น ดังนั้นตามสมการสามารถเขียนให้อยู่ในรูปได้ทั้งขนาดและมุมเฟส จึงสามารถแยกพิจารณาออกได้เป็นสองส่วนคือ ส่วนแรกค่าขนาดของอัตราขยายวงรอบเปิดของระบบจะต้องมีค่าเท่ากับหนึ่ง

$$|L(j\omega_0)| = 1 \quad (2.13)$$

และส่วนที่สองค่ามุมเฟสของอัตราขยายวงรอบเปิดจะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ $2n\pi$ จะได้

$$\angle L(j\omega_0) = 2n\pi \quad (2.14)$$

เมื่อ $n = 0, 1, 2, \dots$

ข้อกำหนดดังกล่าวนี้ถูกเรียกว่าเกณฑ์ของบาร์คเฮาเซน (Barkhausen criterion) ซึ่งเป็นเงื่อนไขที่สำคัญที่รู้จักกันดีในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ จากหลักการดังกล่าวนี้ สมการที่ (2.13) และ (2.14) จะถูกนำไปใช้เพื่อหาเงื่อนไขของการออสซิลเลตสัญญาณและความถี่ที่เกิดการออสซิลเลตสัญญาณขึ้น

2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วงจรสายพานกระแสบางวงจรที่มีการนำเสนอนในอดีต

ในส่วนนี้จะขอกล่าวถึงตัวอย่างงานวิจัยของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการนำเสนอขึ้นในอดีตด้วยกันสองแบบคือ แบบแรกใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองกับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด

คือ ตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) อย่างละ 2 ตัว เท่านั้น [10-14] และ แบบที่สองใช้วงจรสายพานกระแสรั่วที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสและตัวเก็บประจุ [12, 14-17]

2.5.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วงจรสายพานกระแสรั่วที่สองกับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด

ในปี ค.ศ. 1986 Nandi R. [10] ได้นำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถปรับค่าความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณได้จำนวน 4 วงจร โดยใช้วงจรสายพานกระแสรั่วที่สองกับอุปกรณ์พาสซีฟจำนวนน้อยที่สุด ซึ่งหลักการออกแบบสร้างวงจรจะอยู่บนพื้นฐานของการสร้างความต้านทานค่าลบที่ขึ้นกับความถี่ (Frequency dependent negative resistance: FDNR) ในรูปแบบฟอร์ม D นั่นคือ

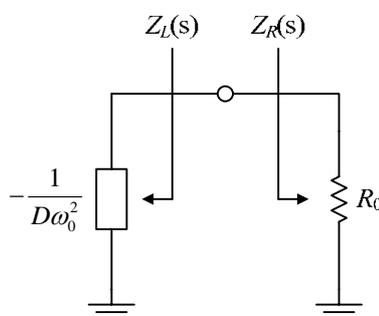
$$R(s) = \frac{1}{Ds^2} \quad (2.15)$$

โดย D มักจะเท่ากับ $C_1C_2R_1$ เมื่อแทนค่า $s = j\omega_0$ ลงในสมการที่ (2.15) จะได้

$$R(j\omega) = -\frac{1}{D\omega_0^2} \quad (2.16)$$

จากการสมการที่ (2.16) จะเห็นได้ว่า ถ้ามีการนำเอา FDNR มาต่ออนุกรมกับความต้านทานอีกค่าหนึ่ง เช่น R_0 ดังแสดงในวงจรสมมูลของรูปที่ 2.13 ซึ่งจะเห็นได้ว่า วงจรจะออสซิลเลต ณ สภาวะคงตัวด้วยความถี่เชิงมุม ω_0 ก็ต่อเมื่อ

$$R_0 + \left(-\frac{1}{D\omega_0^2}\right) = 0 \quad (2.17)$$



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลของออสซิลเลเตอร์แบบ FDNR

ดังนั้น จะได้ค่าความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต คือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{DR_0}} \quad (2.18)$$

หรือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_0}} \quad (2.19)$$

รูปที่ 2.14(ก)-(ง) แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Nandi R. [10] ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 2.14(ก)-(ข) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะดังต่อไปนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_0 + s(C_1 - C_2)R_0 + 1 = 0 \quad (2.20)$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลต คือ

$$C_1 = C_2 \quad (2.21)$$

และความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_0}} \quad (2.22)$$

ส่วนวงจรในรูปที่ 2.14(ค)-(ง) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะ คือ

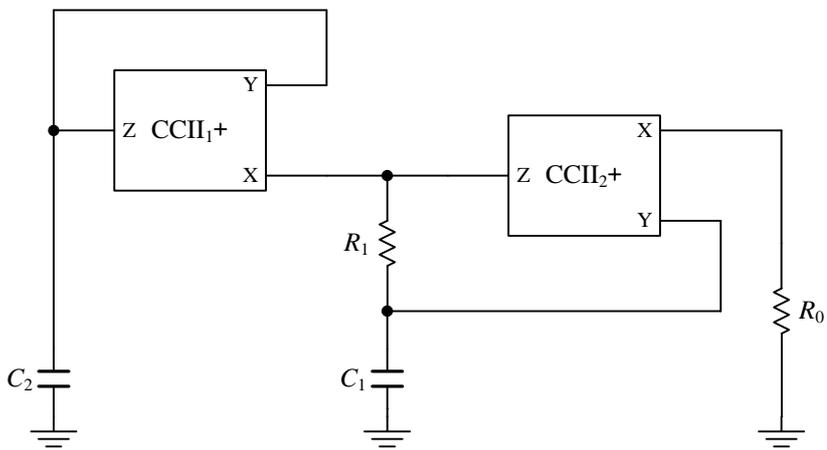
$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_0 + s(C_2 - C_1)R_0 + 1 = 0 \quad (2.23)$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตเท่ากับ

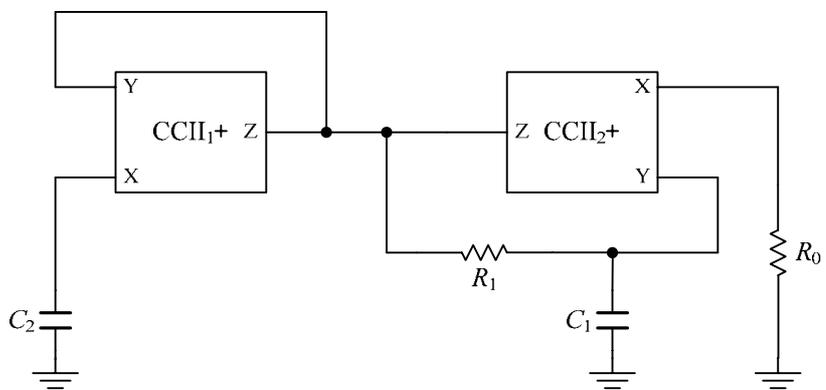
$$C_2 = C_1 \quad (2.24)$$

และความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลตมีค่าเท่ากับ

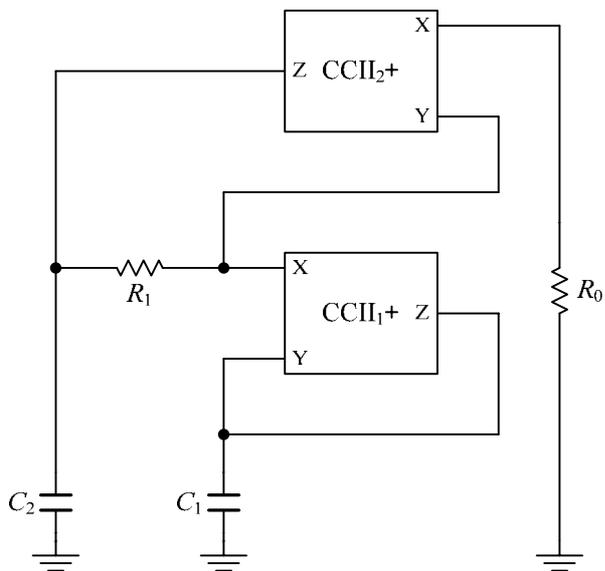
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_0}} \quad (2.25)$$



(ก)

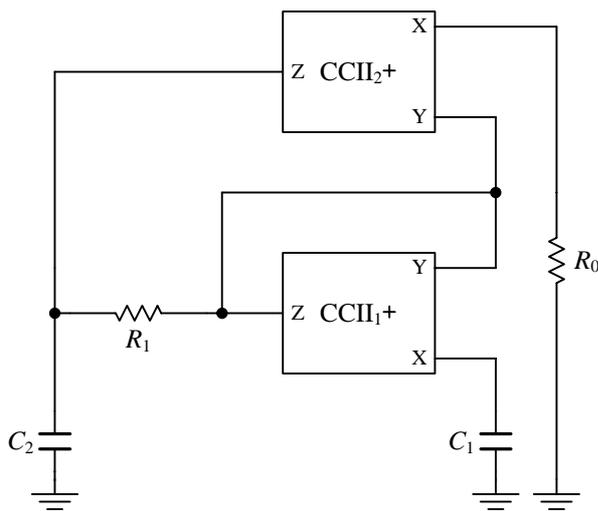


(ข)



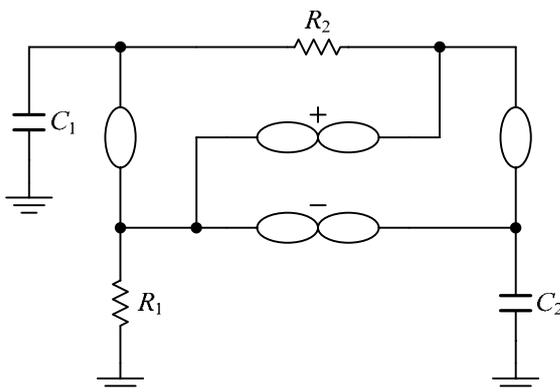
(ค)

รูปที่ 2.14 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Nandi R.



(จ)

รูปที่ 2.14 (ต่อ)

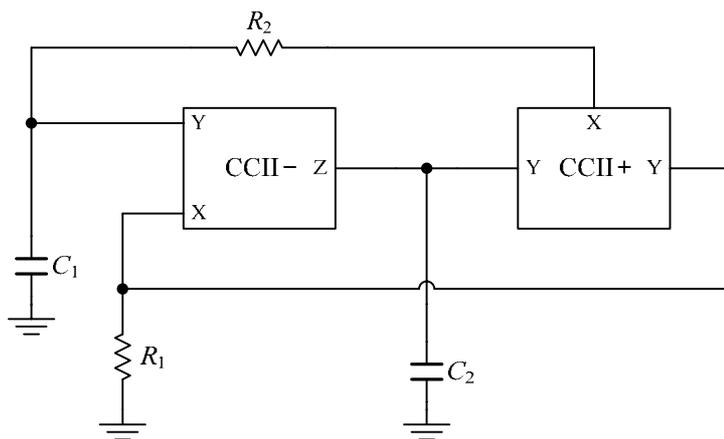


รูปที่ 2.15 แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์

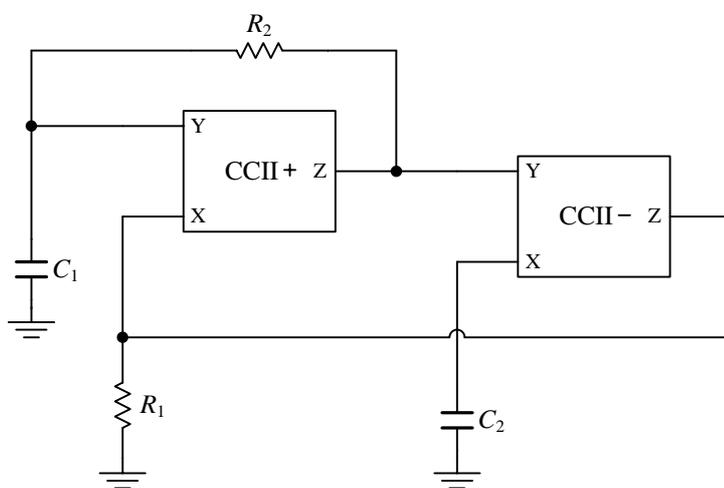
นอกเหนือไปจากวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 2.14 แล้ว ต่อมาในปี ค.ศ. 1997 Horng J. W. และคณะ [11] ยังได้นำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วงจรสายพานกระแสร่นที่สองกับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุดอีก 2 วงจร โดยหลักการสร้างวงจรจะอยู่บนพื้นฐานของการแทนวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.15

ในรูปที่ 2.15 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์ และแทนด้วยวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ตามรูปแบบของแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสร่นที่สองแบบใหม่ ที่นำเสนอโดย Higashimura M. and Fukui Y. [59] ก็จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.16(ก)-(ข) ซึ่งจากวงจรจะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะดังต่อไปนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0 \tag{2.26}$$



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.16 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Horng J. W. และคณะในปี 1997

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลต คือ

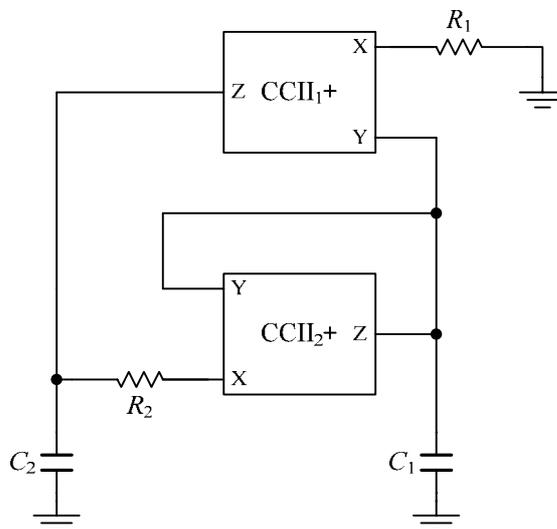
$$C_2 = C_1 \tag{2.27}$$

และความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{2.28}$$

ถัดไปในปี ค.ศ. 2001 Horng J. W. [12] ได้นำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์ขึ้นอีก 1 วงจร โดยหลักการสร้างวงจรจะยังคงอยู่บนพื้นฐานของการใช้วงจรสายพานกระแสที่สองกับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟ

น้อยที่สุด ดังแสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งข้อดีของวงจรนี้ก็คือสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส โดยในรายละเอียดจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 2.17 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่เสนอ โดย Horng J. W. ในปี 2001

จากวงจรในรูปที่ 2.17 จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเป็น

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0 \quad (2.29)$$

ซึ่งเงื่อนไขของการออสซิลเลต ก็คือ

$$C_1 = C_2 \quad (2.30)$$

และความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต ก็คือ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (2.31)$$

จากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กล่าวมาข้างต้นนั้น โครงสร้างของวงจรจะประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองกับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด โดยวงจรเหล่านี้มีข้อดีก็คือสามารถจะปรับความถี่ของการออสซิลเลตได้โดยการปรับความต้านทานจากภายนอกซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตในสภาวะคงตัวของวงจร วงจรใช้ตัวคาปาซิเตอร์ที่ต่อเทียบกราวด์ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปสร้างวงจรรวมได้ง่าย และข้อดีอีกข้อหนึ่งก็คือการใช้จำนวน

อุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด จะทำให้สามารถสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ได้อีกรูปแบบหนึ่งโดยการสลับตำแหน่งอาร์กับซีทั้งหมดในวงจร โดยในรายละเอียดจะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

2.5.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

ในปี ค.ศ. 1996 Kiranon W. และคณะ [15] ได้ริเริ่มนำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ด้วยกระแส โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสจำนวน 2 ตัว กับวงจรสะท้อนกระแสที่สามารถปรับอัตราขยายได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.18 คุณสมบัติเด่นของวงจรออสซิลเลเตอร์นี้ก็คือ ไม่ต้องใช้ตัวต้านทานจากภายนอก แต่จะใช้ตัวต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสแทน ซึ่งสามารถปรับค่าความต้านทานได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก พิจารณาในรูปที่ 2.18 จากเงื่อนไขของลูปเกนเท่ากับหนึ่ง จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะดังต่อไปนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s C_2 (R_{X1} + R_{X2} - \alpha R_{X1}) + 1 = 0 \quad (2.32)$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลต คือ

$$R_{X1} + R_{X2} = \alpha R_{X1} \quad (2.33)$$

ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะเท่ากับ

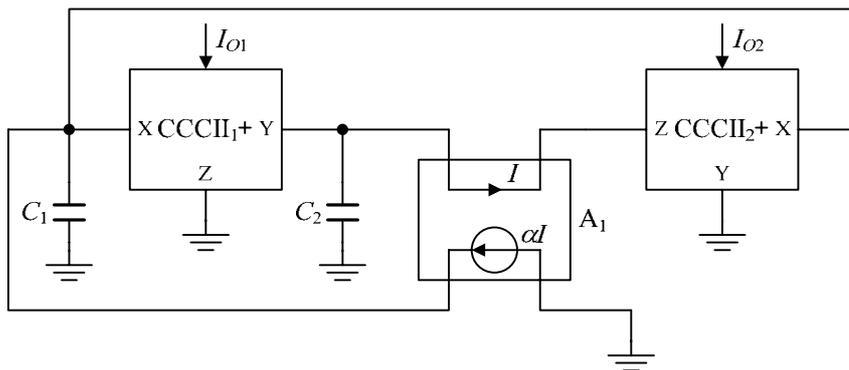
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2}}} \quad (2.34)$$

แทนค่าสมการที่ (2.3) ในสมการที่ (2.33) และ (2.34) จะได้ว่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตมีค่าเป็น

$$I_{O1} = (\alpha - 1) I_{O2} \quad (2.35)$$

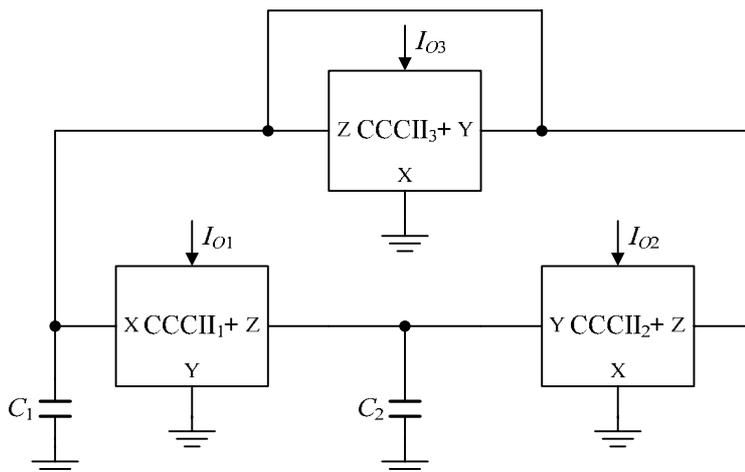
จะได้ว่า $\alpha = 2$ ซึ่งจะต้องปรับอัตราขยายกระแสของวงจรสะท้อนกระแสให้มีค่าเป็นสองเท่า และความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะมีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{2}{V_T} \sqrt{\frac{I_{O1} I_{O2}}{C_1 C_2}} \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.18 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Kiranon W. และคณะ ในปี 1996

ต่อมาในปี ค.ศ. 1997 Kiranon W. และคณะ [16] ยังได้นำเสนอวงจรรองความถี่หลายหน้าที่ในโหมดกระแสที่สามารถควบคุมได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสจำนวน 3 ตัว และวงจรยังสามารถทำหน้าที่เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ด้วยกระแสไบแอสของวงจรสายพานกระแส ดังแสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Kiranon W. และคณะ ในปี 1997

สมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรูปที่ 2.19 คือ

$$s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s C_2 \frac{R_{X2}}{R_{X3}} (R_{X3} - R_{X1}) + 1 = 0 \tag{2.37}$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลต คือ

$$R_{X3} = R_{X1} \tag{2.38}$$

ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะเท่ากับ

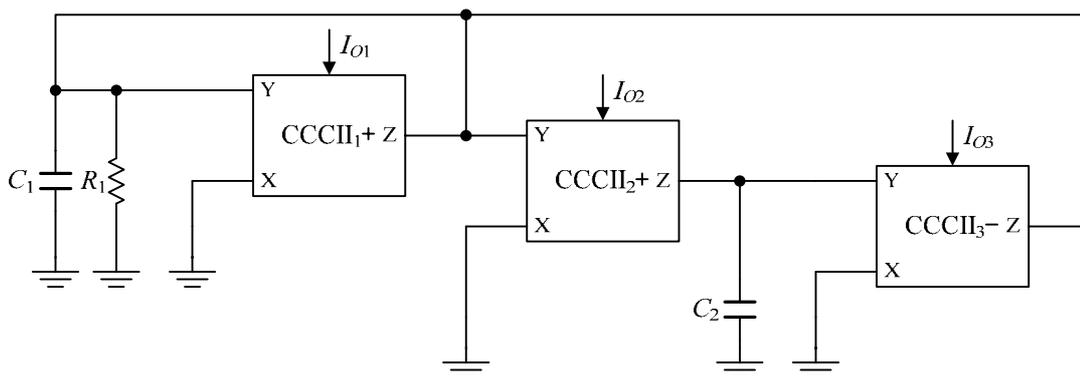
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2}}} \tag{2.39}$$

แทนค่าสมการที่ (2.3) ในสมการที่ (2.38) และ (2.39) จะได้ว่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตมีค่าเป็น

$$I_{O1} = I_{O3} \tag{2.40}$$

และ ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต มีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{2}{V_T} \sqrt{\frac{I_{O1} I_{O2}}{C_1 C_2}} \tag{2.41}$$



รูปที่ 2.20 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Turkoz S. และ Minaei S.

หลังจากนั้นในปี ค.ศ. 2000 Turkoz S. และ Minaei S. [17] ได้นำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์โดยปรับค่าความถี่ได้ด้วยกระแสรูปแบบใหม่โดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสจำนวน 3 ตัว กับตัวต้านทาน 1 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.20 จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะดังต่อไปนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_{X2} R_{X3} + s C_2 \frac{R_{X2} R_{X3}}{R_1 R_{X1}} (R_{X1} - R_1) + 1 = 0 \tag{2.42}$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลต คือ

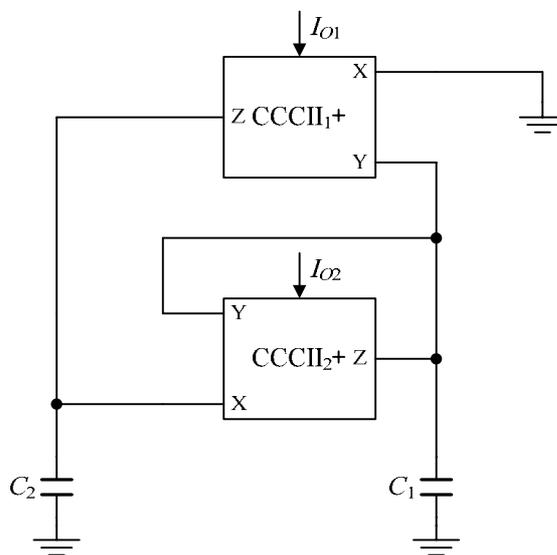
$$R_{X1} = R_1 \tag{2.43}$$

ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะมีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_{X2} R_{X3}}} \quad (2.44)$$

แทนค่าสมการที่ (2.3) ลงในสมการที่ (2.44) จะได้ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต มีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{2}{V_T} \sqrt{\frac{I_{O2} I_{O3}}{C_1 C_2}} \quad (2.45)$$



รูปที่ 2.21 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอโดย Horng J. W.

ถัดไปในปี ค.ศ. 2001 Horng J. W. [12] ได้นำเสนอวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ได้โดยใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองกับจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นในรูปที่ 2.17 ถ้ามีตัวต้านทานต่ออนุกรมอยู่ที่พอร์ท X ของวงจรสายพานกระแสรูนที่สอง จะสามารถแทนได้ด้วยวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมความถี่ได้ในเชิงอิเล็กทรอนิกส์ปรับค่าความถี่ได้ด้วยกระแส โดยจะใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแสจำนวน 2 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 2.21 จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะดังต่อไปนี้

$$s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s(C_1 - C_2) R_{X1} + 1 = 0 \quad (2.46)$$

ซึ่งจะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลต คือ

$$C_1 = C_2 \quad (2.47)$$

ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต จะมีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2}}} \quad (2.48)$$

แทนค่าสมการที่ (2.3) ลงในสมการที่ (2.48) จะได้ความถี่เชิงมุมของการออสซิลเลต มีค่าเป็น

$$\omega_0 = \frac{2}{V_T} \sqrt{\frac{I_{O1} I_{O2}}{C_1 C_2}} \quad (2.49)$$

โครงสร้างของวงจรที่กล่าวมานั้นจะประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส โดยวงจรเหล่านี้มีข้อดีก็คือจะใช้ความต้านทานแฝงที่อยู่ภายในของ CCCII มาใช้งาน และสามารถปรับความถี่ของการออสซิลเลตได้โดยการปรับกระแสที่ไบแอสของ CCCII วงจรใช้ตัวคาปาซิเตอร์ที่ต่อเทียบกราวด์ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปสร้างวงจรรวมได้ง่าย

2.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวเกี่ยวกับเรื่องของวงจรสายพานกระแส โดยเฉพาะวงจรสายพานกระแสรูนที่สองและวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ซึ่งเป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่จะถูกนำไปประยุกต์ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยได้กล่าวแนะนำถึงความเป็นมาของวงจรสายพานกระแสรูนต่างๆ ไว้เป็นพื้นฐานก่อน จากนั้นจึงได้กล่าวถึงคุณสมบัติที่แสดงความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ สัญลักษ์ณ์และโครงสร้างของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองและวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส เนื่องจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองนี้สามารถที่จะแทนด้วยแบบจำลองมูลเตเตอร์-นอเตเตอร์ได้ ดังนั้นจึงได้กล่าวถึงนิยามและคุณสมบัติของมูลเตเตอร์และนอเตเตอร์ นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงทฤษฎีของออสซิลเลเตอร์ พร้อมทั้งได้ยกตัวอย่างงานวิจัยวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้วงจรสายพานกระแสรูนที่สองและวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส ที่ได้มีการนำเสนอในอดีต

บทที่ 3

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ และวิธีการแปลงนอเรเตอร์

3.1 บทนำ

จากการที่ได้ศึกษาถึงคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง และแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ไปแล้วในบทที่ 2 นั้น พบว่ามีผู้สนใจนำเอาแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองไปใช้ในงานประมวลผลสัญญาณอนาล็อกไม่ค้อยแพร์หลายมากนัก เป็นต้นว่า วงจรไจเรเตอร์ (Gyrator) วงจรอิมมิแดนซ์และวงจรอิมพีแดนซ์แบบลอยตัว (Floating immittance and impedance) [55-62] และวงจรออสซิลเลเตอร์ [11, 64-67] ซึ่งในบทนี้ได้แสดงให้เห็นถึง 2 วิธี ที่นำเอาแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยหลักการแรกใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ และหลักการที่สองใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ ซึ่งสามารถสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบใหม่ๆ ขึ้นมาได้

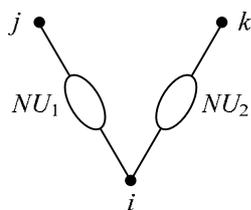
3.2 การแปลงนูลเลเตอร์และการแปลงนอเรเตอร์

จากนิยามและคุณสมบัติของนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์หนึ่งตัวที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 เมื่อเราจะพิจารณานูลเลเตอร์หรือนอเรเตอร์จำนวนสองตัวที่มีขั้วต่อหนึ่งขั้วต่อที่ต่อร่วมกันอยู่ เราสามารถที่จะจัดเรียงรูปแบบของนูลเลเตอร์สองตัวที่มีขั้วต่อหนึ่งขั้วต่อที่ต่อร่วมกันอยู่ได้ 3 รูปแบบ และจัดเรียงรูปแบบของนอเรเตอร์สองตัวที่มีขั้วต่อหนึ่งขั้วต่อที่ต่อร่วมกันอยู่ได้ 3 รูปแบบ เช่นกัน โดยวิธีการจัดเรียงรูปแบบของนูลเลเตอร์สองตัวจะเรียกว่าการแปลงนูลเลเตอร์ (Nullator transformation) และในส่วนของวิธีการจัดเรียงรูปแบบของนอเรเตอร์สองตัวจะเรียกว่าการแปลงนอเรเตอร์ (Norator transformation)

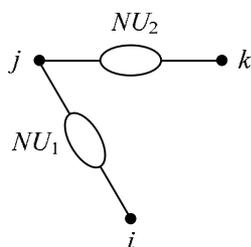
3.2.1 การแปลงนูลเลเตอร์

วิธีการแปลงนูลเลเตอร์จำนวนสองตัวที่มีขั้วต่อที่ต่อร่วมกันอยู่ ซึ่งสามารถนำนูลเลเตอร์สองตัวมาจัดเรียงรูปแบบได้ 3 รูปแบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยมีจุด i, j และ k เป็นจุดที่ต่อนูลเลเตอร์ เมื่อพิจารณารูปแบบที่หนึ่ง ในรูปที่ 3.1(ก) ซึ่งที่จุด j กับจุด i มีนูลเลเตอร์ NU_1 ต่ออยู่ และที่จุด i กับจุด k มีนูลเลเตอร์ NU_2 ต่ออยู่ โดยที่จุด i นี้จะเป็นจุดที่นูลเลเตอร์สองตัวมีขั้วต่อซึ่งต่อร่วมกันอยู่ พิสูจน์จากความจริงที่ว่า แรงดันระหว่างขั้วต่อทั้งสองของนูลเลเตอร์มีค่า

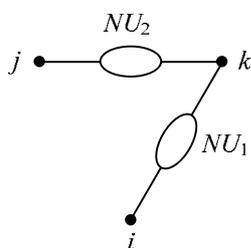
เป็นศูนย์และกระแสที่ไหลผ่านระหว่างขั้วต่อทั้งสองของนิวลเลเตอร์มีค่าเป็นศูนย์นั่นเอง ดังนั้นเราสามารถที่จะย้ายขั้วต่อของนิวลเลเตอร์ NU_2 ที่จุด i มาไว้ที่จุด j ที่มีขั้วต่อของนิวลเลเตอร์ NU_1 ต่ออยู่ได้ ซึ่งจะเป็นรูปแบบที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 3.1(ข) ในทำนองเดียวกัน จากรูปที่ 3.1(ข) โดยที่จุด i กับจุด j มีนิวลเลเตอร์ NU_1 ต่ออยู่ และที่จุด j กับจุด k มีนิวลเลเตอร์ NU_2 ต่ออยู่ โดยที่จุด j เป็นจุดที่นิวลเลเตอร์สองตัวมีขั้วต่อซึ่งต่อรวมกันอยู่ เราสามารถที่จะย้ายขั้วต่อของนิวลเลเตอร์ NU_1 ที่จุด j มาไว้ที่จุด k ที่มีขั้วต่อของนิวลเลเตอร์ NU_2 ต่ออยู่ได้ ซึ่งเป็นรูปแบบที่สาม ดังแสดงใน รูปที่ 3.1(ค) ซึ่งจากรูปที่ 3.1(ค) โดยที่จุด i กับจุด k มีนิวลเลเตอร์ NU_1 ต่ออยู่ และที่จุด k กับจุด j มีนิวลเลเตอร์ NU_2 ต่ออยู่ โดยที่จุด k เป็นจุดที่นิวลเลเตอร์สองตัวมีขั้วต่อซึ่งต่อรวมกันอยู่ เราสามารถที่จะย้ายขั้วต่อของนิวลเลเตอร์ NU_2 ที่จุด k มาไว้ที่จุด i ที่มีขั้วต่อของนิวลเลเตอร์ NU_1 ต่ออยู่ได้ ซึ่งจะกลับไปเหมือนในรูปแบบที่หนึ่ง แต่จะแตกต่างกันที่ชื่อของนิวลเลเตอร์เท่านั้น



(ก)



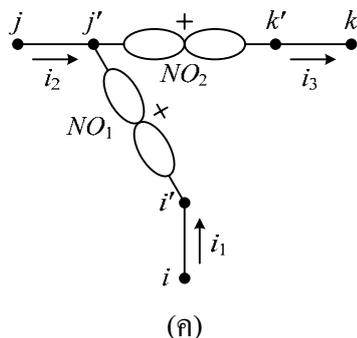
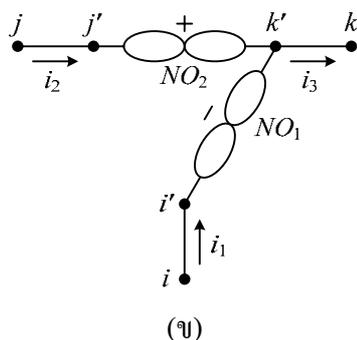
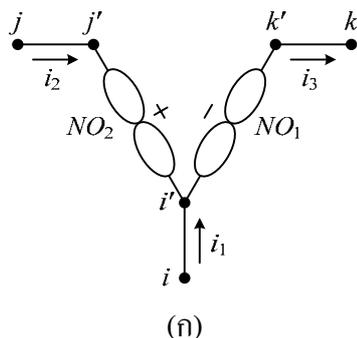
(ข)



(ค)

รูปที่ 3.1 การแปลงนิวลเลเตอร์ (ก)รูปแบบที่หนึ่ง (ข)รูปแบบที่สอง (ค)รูปแบบที่สาม

3.2.2 การแปลงนอเรเตอร์

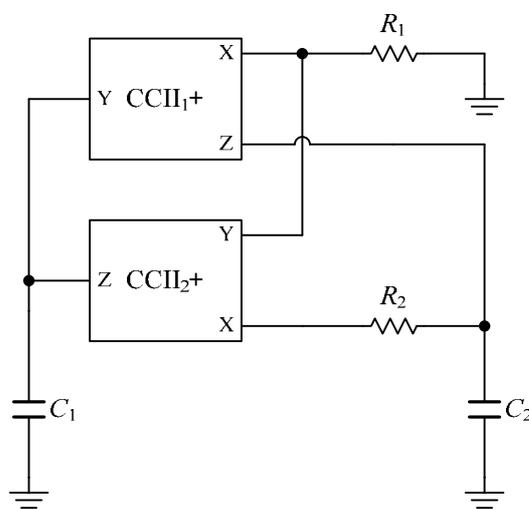


รูปที่ 3.2 การแปลงนอเรเตอร์ (ก)รูปแบบที่หนึ่ง (ข)รูปแบบที่สอง (ค)รูปแบบที่สาม

ส่วนของวิธีการแปลงนอเรเตอร์จำนวนสองตัวที่มีขั้วต่อที่ต่อร่วมกันอยู่ ซึ่งสามารถนำนอเรเตอร์สองตัวนี้มาจัดเรียงรูปแบบได้ 3 รูปแบบเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ซึ่งจะประกอบด้วยกระแส i_1 , i_2 และ i_3 โดยที่กระแส i_1 จะไหลจากจุด i ไปยังจุด i' ส่วนกระแส i_2 จะไหลจากจุด j ไปยังจุด j' และกระแส i_3 จะไหลจากจุด k' ไปยังจุด k และจุด i' , j' และ k' เป็นจุดที่ต่อนอเรเตอร์ เมื่อพิจารณารูปแบบที่หนึ่ง ในรูปที่ 3.2(ก) ซึ่งที่จุด j' กับจุด i' มีนอเรเตอร์แบบบวก NO_2 ต่ออยู่และที่จุด i' กับจุด k' มีนอเรเตอร์แบบลบ NO_1 ต่ออยู่ โดยที่จุด i' จะเป็นจุดที่นอเรเตอร์สองตัวมีขั้วต่อซึ่งต่อร่วมกันอยู่ พิสูจน์จากความจริงที่ว่า แรงดันระหว่างขั้วต่อทั้งสองของนอเรเตอร์มีค่าเป็นเท่าใดก็ได้และกระแสที่ไหลผ่านระหว่างขั้วต่อทั้งสองของนอเรเตอร์มีค่าเป็นเท่าใดก็ได้ นั่นเอง ดังนั้นกระแส i_3 จะไหลจากจุด i' ผ่านนอเรเตอร์แบบลบ NO_1 มาที่จุด k' ซึ่งเป็นผลต่าง

ของกระแส i_1 กับ i_2 มีค่าเท่ากับ $i_1 - i_2$ ส่วนรูปแบบที่สอง ในรูปที่ 3.1(ข) จากการย้ายขั้วต่อของ นอเรเตอร์แบบบวก NO_2 ของรูปที่ 3.1(ก) ที่จุด i' มาไว้ที่จุด k' จึงทำให้ที่จุด j' กับจุด k' มี นอเรเตอร์แบบบวก NO_2 ต่ออยู่ และที่จุด i' กับจุด k' มีนอเรเตอร์แบบลบ NO_1 ต่ออยู่ โดยที่จุด k' จะเป็นจุดที่นอเรเตอร์สองตัวมีขั้วต่อซึ่งต่อร่วมกันอยู่ ก็จะได้กระแส i_3 ไหลออกจากจุด k' ซึ่งเป็นผลต่างของกระแส i_1 กับ i_2 มีค่าเท่ากับ $i_1 - i_2$ เช่นกัน และรูปแบบที่สาม ในรูปที่ 3.1(ค) จากการย้ายขั้วต่อของนอเรเตอร์แบบลบ NO_1 ของรูปที่ 3.1(ข) ที่จุด k' มาไว้ที่จุด j' จึงทำให้ที่จุด i' กับจุด j' มีนอเรเตอร์แบบบวก NO_1 ต่ออยู่แทน และที่จุด j' กับจุด k' มีนอเรเตอร์แบบบวก NO_2 ต่ออยู่ โดยที่จุด j' จะเป็นจุดที่นอเรเตอร์สองตัวมีขั้วต่อซึ่งต่อร่วมกันอยู่ ดังนั้นกระแส i_3 ก็ จะไหลจากจุด j' ผ่านนอเรเตอร์แบบบวก NO_2 มาที่จุด k' ซึ่งเป็นผลต่างของกระแส i_1 กับ i_2 มีค่า เท่ากับ $i_1 - i_2$ ด้วย ในทำนองเดียวกัน ถ้าเราจะย้ายขั้วต่อของนอเรเตอร์แบบบวก NO_2 ของรูปที่ 3.1(ค) ที่จุด j' มาไว้ที่จุด i' จึงทำให้ที่จุด i' กับจุด k' มีนอเรเตอร์แบบลบ NO_2 ต่ออยู่แทน และที่จุด i' กับจุด j' มีนอเรเตอร์แบบบวก NO_1 ต่ออยู่ โดยที่จุด i' จะเป็นจุดที่นอเรเตอร์สองตัวมีขั้วต่อ ซึ่งต่อร่วมกันอยู่ ซึ่งจะกลับไปเหมือนในรูปแบบที่หนึ่ง แต่จะแตกต่างกันที่ชื่อของนอเรเตอร์เท่านั้น

3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์



รูปที่ 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้น

เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เริ่มศึกษาจากการออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้วงจรสายพานกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งประกอบด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวกจำนวน 2 ตัว และอุปกรณ์พาสซีฟตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุอย่างละ 2 ตัว ซึ่งสามารถหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะได้ดังนี้คือ (ได้แสดงไว้ใน ภาคผนวก ข)

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0 \quad (3.1)$$

ถ้าสมมติว่าสัญญาณที่ออสซิลเลตออกมา มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ เราจะแทนความถี่เชิงซ้อน s ด้วย $j\omega_0$ จะได้

$$-\omega_0^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega_0(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0 \quad (3.2)$$

จากสมการที่ (3.2) สามารถแยกส่วนของจินตภาพ (imaginary part) และส่วนจริง (real part) ได้ดังนี้

Imaginary Part

$$j\omega_0(C_1 - C_2)R_1 = 0 \quad (3.3)$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลต คือ

$$C_1 = C_2 \quad (3.4)$$

Real Part

$$-\omega_0^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 = 0 \quad (3.5)$$

ดังนั้นจะได้ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่ออสซิลเลตออกมาจากวงจรเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.6)$$

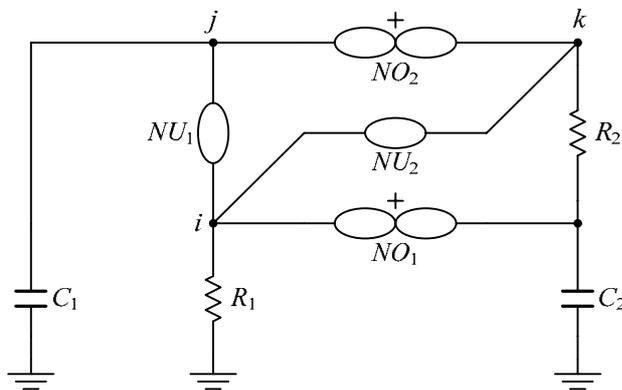
หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3.7)$$

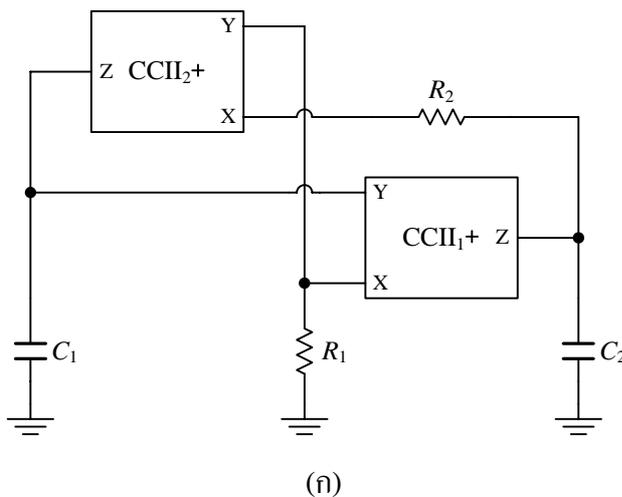
จากสมการที่ (3.4) จะเห็นว่าเงื่อนไขการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับค่าปาดเซอร์ C_1 หรือ C_2 และจากสมการที่ (3.6) หรือ (3.7) จะเห็นว่า การปรับความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความต้านทาน R_1 หรือ R_2 ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตสัญญาณ [69-70]

เมื่อพิจารณาจากหลักการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่แทนด้วยแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งนำเสนอโดย Hornig J. W. และคณะ ที่ได้กล่าวไปแล้วใน

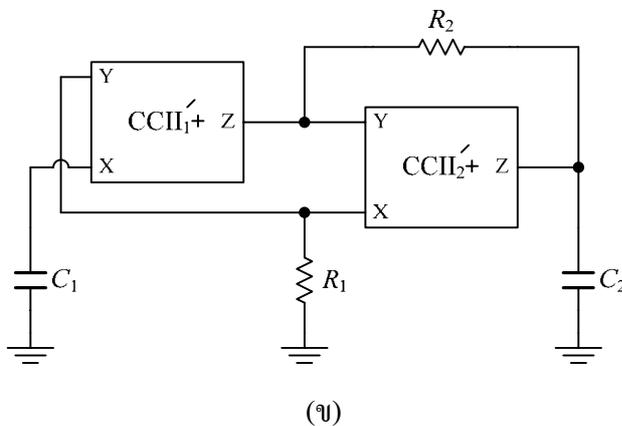
บทที่ 2 มาประกอบเข้ากับหลักการแปลงนูลเตเตอร์ทั้งสามรูปแบบ จึงสามารถสร้างแบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ด้วยทั้งสามรูปแบบ จึงนำเสนอขึ้น ดั่งนั้นจากรูปที่ 3.3 วงจรสายพานกระแสร่นที่สองถูกแทนด้วยแบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ ซึ่งจะได้แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบที่หนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง



(ก)

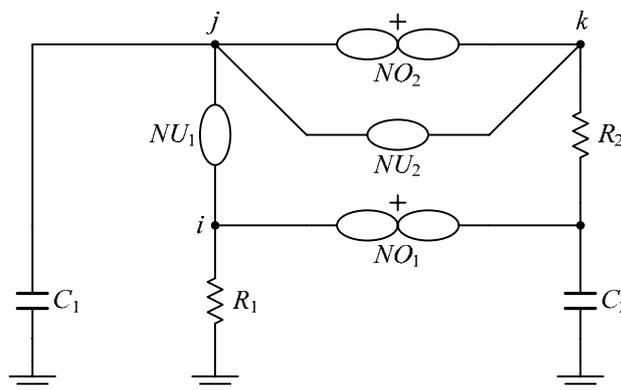


(ข)

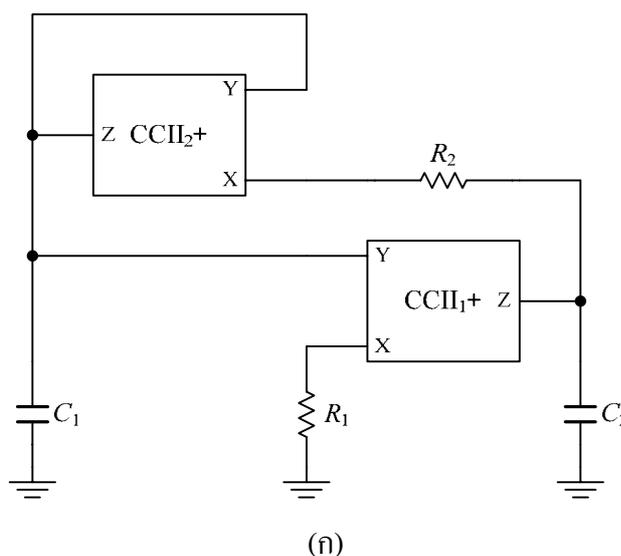
รูปที่ 3.5 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเตเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง

จากรูปที่ 3.4 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์ตามรูปแบบของแบบจำลอง นูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสน้ำที่สองแบบใหม่ และแทนแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสน้ำที่สองด้วยวงจรสายพานกระแสน้ำที่สอง ก็จะได้เป็นวงจร ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแส ซึ่งเราสามารถที่จะจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์ และนอเรเตอร์ได้ดังนี้ วงจรที่หนึ่งจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์ NU_1 กับนอเรเตอร์ NO_1 แทนด้วย $CCII_1+$ และนูลเลเตอร์ NU_2 กับนอเรเตอร์ NO_2 แทนด้วย $CCII_2+$ เราจะได้วงจร ออสซิลเลเตอร์ ที่ได้นำเสนอขึ้นไว้ในรูปที่ 3.3 ซึ่งได้แสดงไว้อีกครั้งในรูปที่ 3.5(ก) และวงจรที่สอง จับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์ NU_1 กับนอเรเตอร์ NO_2 แทนด้วย $CCII'_1+$ และนูลเลเตอร์ NU_2 กับ นอเรเตอร์ NO_1 แทนด้วย $CCII'_2+$ ดังแสดงในรูปที่ 3.5(ข)

ส่วนหลักการแปลงนูลเลเตอร์ในรูปที่ 3.1(ข) เมื่อนำมาประกอบเข้าไปในรูปที่ 3.4 จะทำให้ ได้แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 3.6

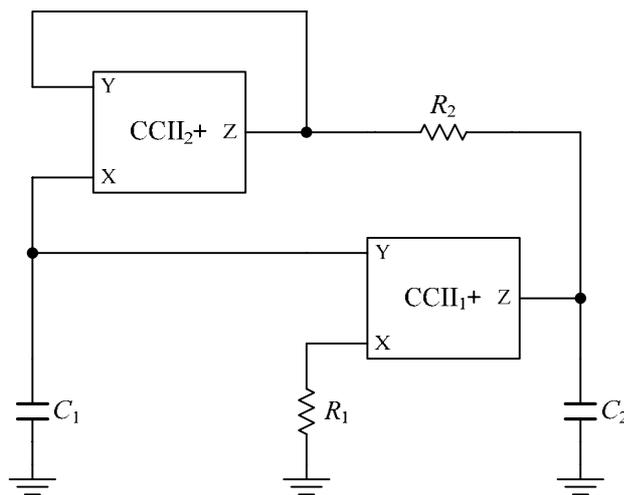


รูปที่ 3.6 แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง



(ก)

รูปที่ 3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง

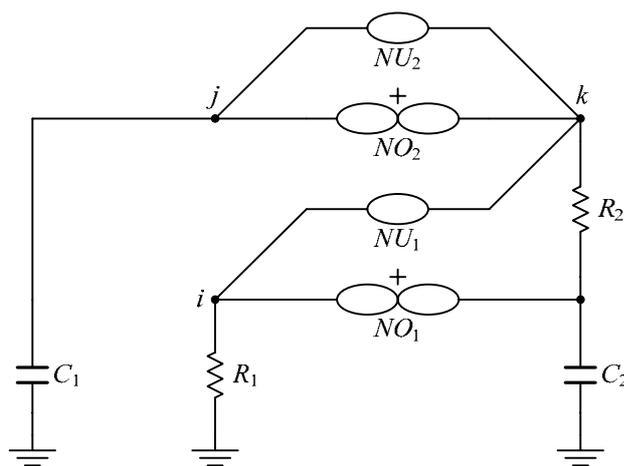


(จ)

รูปที่ 3.7 [ต่อ]

จากรูปที่ 3.6 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเตเตอร์กับนอเรเตอร์ และแทนแบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ก็จะได้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแส โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเตเตอร์ NU_1 กับนอเรเตอร์ NO_1 แทนด้วย $CCII_1+$ และนูลเตเตอร์ NU_2 กับนอเรเตอร์ NO_2 แทนด้วย $CCII_2+$ เราจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์สองวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.7

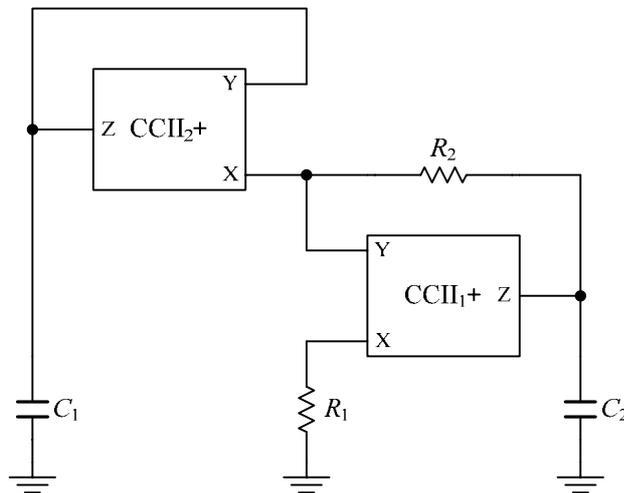
และเมื่อนำหลักการแปลงนูลเตเตอร์ในรูปที่ 3.1(ค) มาประกอบเข้าไปในรูปที่ 3.4 จะทำให้ได้แบบจำลองนูลเตเตอร์และนอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบที่สาม ดังแสดงในรูปที่ 3.8



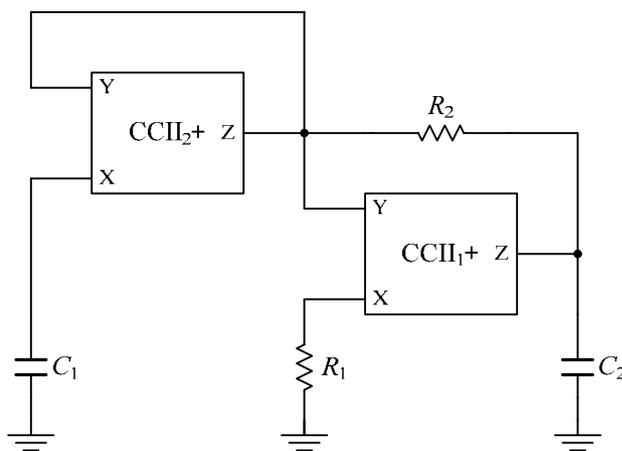
รูปที่ 3.8 แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปแบบที่สาม

จากรูปที่ 3.8 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเตเตอร์กับนอเรเตอร์ และแทนแบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ก็จะได้เป็นวงจร

ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแส โดยการจับคู่กันระหว่างมูลเดเตอร์ NU_1 กับนอเรเตอร์ NO_1 แทนด้วย $CCII_1+$ และมูลเดเตอร์ NU_2 กับนอเรเตอร์ NO_2 แทนด้วย $CCII_2+$ เราจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์สองวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.9



(ก)



(ข)

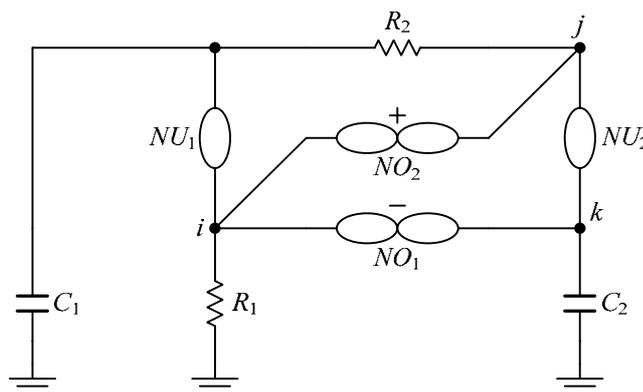
รูปที่ 3.9 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงมูลเดเตอร์ รูปแบบที่สาม

ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 3.5, 3.7 และ 3.9 จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตและค่าความถี่ของสัญญาณที่ออสซิลเลต ดังสมการที่ (3.4) และ (3.6) ตามลำดับ

3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเริ่มศึกษาจากหลักการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่แทนด้วยแบบจำลองมูลเดเตอร์-นอเรเตอร์ของ

วงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งนำเสนอโดย Horng J. W. และคณะ มาประกอบเข้ากับหลักการแปลง
 นูลเลเตอร์ทั้งสามรูปแบบ ซึ่งสามารถสร้างแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจร
 ออสซิลเลเตอร์ได้ด้วยทั้งสามรูปแบบ โดยรูปแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจร
 ออสซิลเลเตอร์รูปแบบที่หนึ่ง ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 2 ซึ่งจะขอกล่าวถึงอีกครั้งในรายละเอียด
 รูปที่ 3.10 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ถูกแทนด้วยแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์



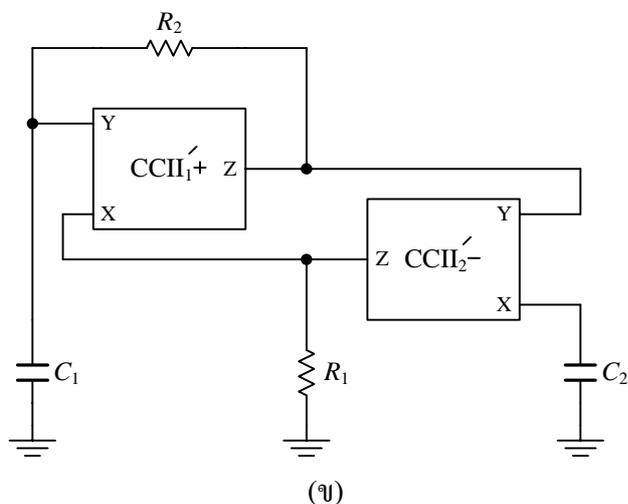
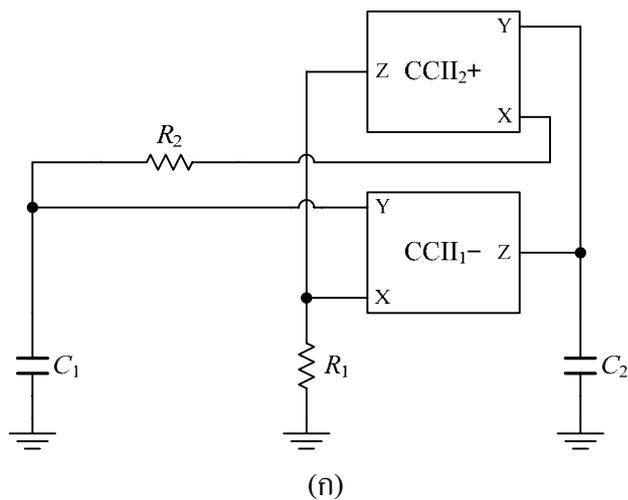
รูปที่ 3.10 แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง

จากรูปที่ 3.10 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์ตามรูปแบบของแบบจำลอง
 นูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบใหม่ และแทนแบบจำลองนูลเลเตอร์-
 นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ก็จะได้เป็นวงจร
 ออสซิลเลเตอร์ที่สร้างขึ้นโดยใช้วงจรสายพานกระแส ซึ่งเราสามารถที่จะจับคู่กันระหว่าง
 นูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ได้ดังนี้ วงจรที่หนึ่งจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์ NU₁ กับนอเรเตอร์
 NO₁ แทนด้วย CCH₁- และนูลเลเตอร์ NU₂ กับนอเรเตอร์ NO₂ แทนด้วย CCH₂+ เราจะ
 ได้วงจรออสซิลเลเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.11(ก) และวงจรที่สอง จับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์
 NU₁ กับนอเรเตอร์ NO₂ แทนด้วย CCH₁'+ และนูลเลเตอร์ NU₂ กับนอเรเตอร์ NO₁ แทน
 ด้วย CCH₂'- ดังแสดงในรูปที่ 3.11(ข) ซึ่งจากวงจรสามารถหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะได้
 ดังนี้คือ (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข)

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0 \tag{3.8}$$

ถ้าสมมติว่าสัญญาณที่ออสซิลเลเตอร์ออกมามีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์บริสุทธิ์ เราจะแทนความถี่
 เชิงซ้อน s ด้วย jω₀ จะได้

$$-\omega_0^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + j\omega_0(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0 \tag{3.9}$$



รูปที่ 3.11 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่หนึ่ง

จากสมการที่ (3.8) สามารถแยกส่วนของจินตภาพ (imaginary part) และส่วนจริง (real part) ได้ดังนี้

Imaginary Part

$$j\omega_0(C_2 - C_1)R_1 = 0 \tag{3.10}$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลต คือ

$$C_2 = C_1 \tag{3.11}$$

Real Part

$$-\omega_0^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + 1 = 0 \tag{3.12}$$

ดังนั้นจะได้ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่ออสซิลเลตออกมาจากวงจรเท่ากับ

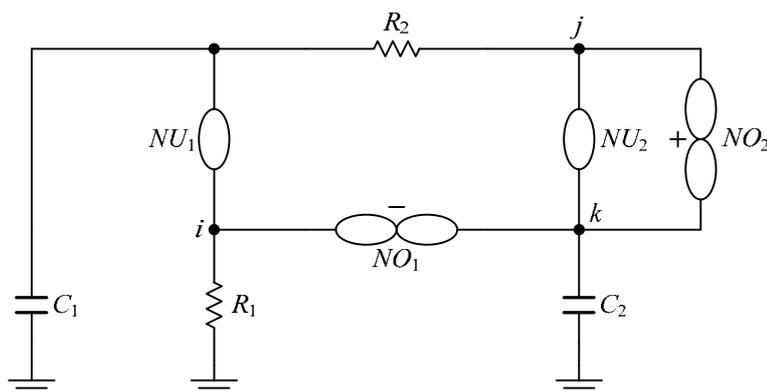
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{3.13}$$

หรือ

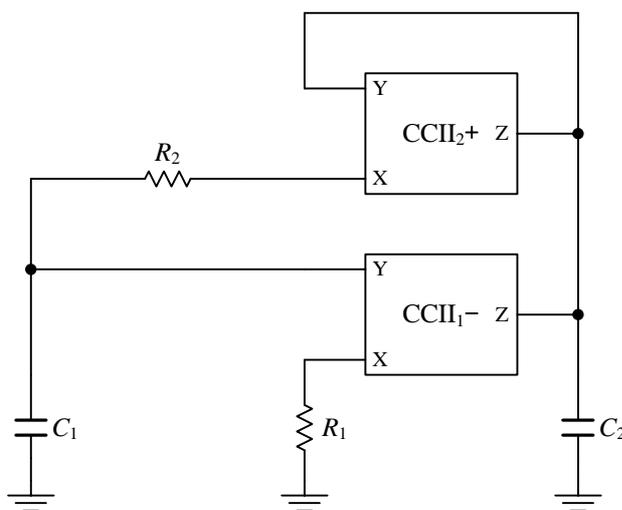
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \tag{3.14}$$

จากสมการที่ (3.11) จะเห็นว่าเงื่อนไขการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับค่าป้าซิเตอร์ C_2 หรือ C_1 และจากสมการที่ (3.13) และ (3.14) จะเห็นว่า การปรับความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับความต้านทาน R_1 หรือ R_2 ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตสัญญาณ

จากหลักการแปลงนอเรเตอร์ในรูปที่ 3.2(ข) เมื่อนำมาประกอบเข้าไปในรูปที่ 3.10 จะทำให้ได้แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบที่สอง ดังแสดงในรูปที่ 3.12

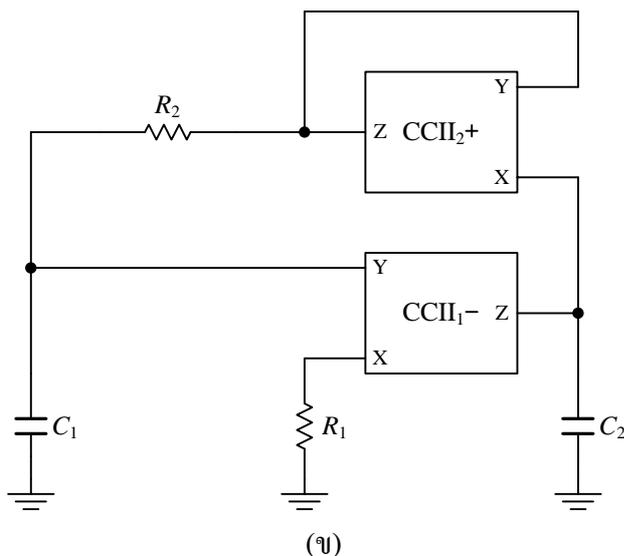


รูปที่ 3.12 แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปแบบที่สอง



(ก)

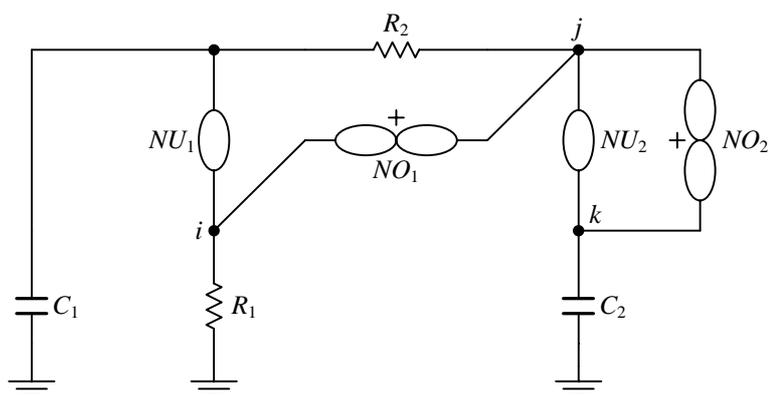
รูปที่ 3.13 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ รูปแบบที่สอง



รูปที่ 3.13 [ต่อ]

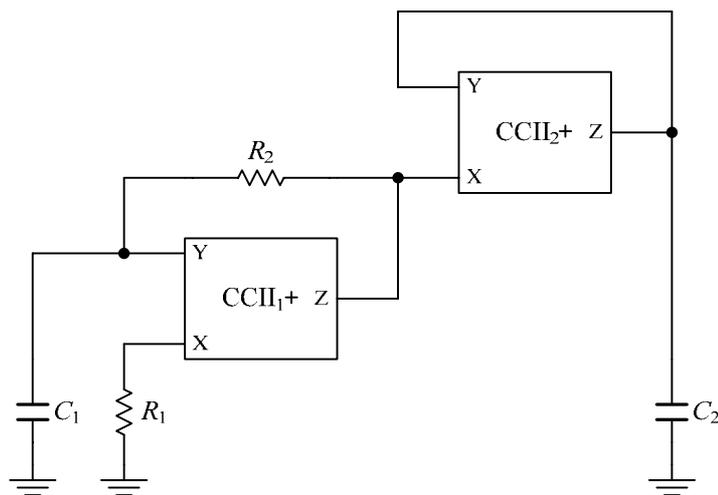
จากรูปที่ 3.12 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเตเตอร์กับนอเรเตอร์ และแทนด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง นั่นคือนูลเตเตอร์ NU_1 กับนอเรเตอร์ NO_1 แทนด้วย CCH_1- และนูลเตเตอร์ NU_2 กับนอเรเตอร์ NO_2 แทนด้วย CCH_2+ เราจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์สองวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.13

และเมื่อนำหลักการแปลงนูลเตเตอร์ในรูปที่ 3.2(ค) มาประกอบเข้าไปในรูปที่ 3.10 จะทำให้ได้แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบที่สาม ดังแสดงในรูปที่ 3.14

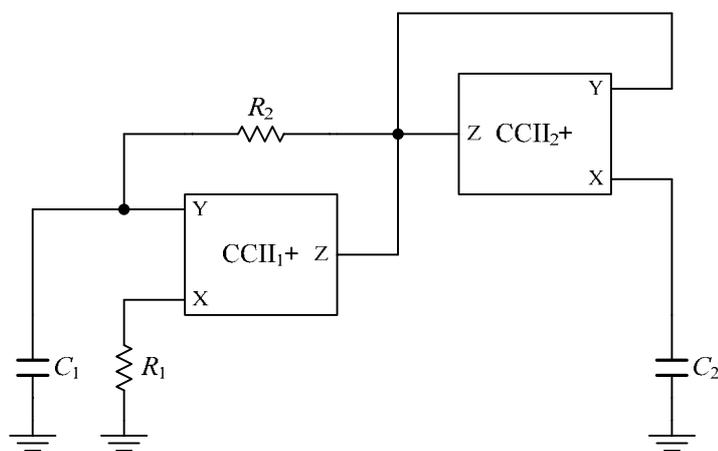


รูปที่ 3.14 แบบจำลองนูลเตเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ รูปแบบที่สาม

จากรูปที่ 3.14 โดยการจับคู่กันระหว่างนูลเตเตอร์กับนอเรเตอร์ และแทนด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง นั่นคือนูลเตเตอร์ NU_1 กับนอเรเตอร์ NO_1 แทนด้วย CCH_1+ และนูลเตเตอร์ NU_2 กับนอเรเตอร์ NO_2 แทนด้วย CCH_2+ เราจะได้วงจรออสซิลเลเตอร์สองวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.15



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.15 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอร์เตอร์ รูปแบบที่สาม

ซึ่งจากวงจรในรูปที่ 3.11, 3.13 และ 3.15 จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตและค่าความถี่ของสัญญาณที่ออสซิลเลต ดังสมการที่ (3.11) และ (3.13) ตามลำดับ

3.5 การวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์

ในหัวข้อนี้ เป็นการวิเคราะห์หาอิทธิพลของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ เพื่อบ่งบอกถึงขีดความสามารถและข้อจำกัดในการทำงานของวงจร เช่น การวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจร การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรที่เกี่ยวข้องกับความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแส การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร และ การวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพาราซิติคแพลงของวงจร สามารถทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

3.5.1 การวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจร

เนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์บางวงจรจะแสดงพฤติกรรมของการออสซิลเลตสัญญาณที่ผิดหลักจากทฤษฎีไป จึงเป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจร ว่าวงจรนั้นเกิดการออสซิลเลตสัญญาณหรือไม่เกิดการออสซิลเลตสัญญาณ ซึ่งจะพิจารณาจากการวิเคราะห์ค่าอัตราขยายวงรอบเปิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ตามสมการที่ (2.11) โดยสามารถที่จะเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ได้ดังนี้

$$L(s) = \frac{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n}{b_0 s^n + b_1 s^{n-1} + \dots + b_n} \quad (3.14)$$

โดยที่ $b_0 > 0$ และ $a_0 > 0$

หากพิจารณาจากสมการที่ (3.14) และสมการที่ (2.11) จะได้ว่า

$$F(s) = 0 \quad (3.15)$$

เมื่อ $F(s) = (b_0 - a_0)s^n + (b_1 - a_1)s^{n-1} + \dots + b_n - a_n$

โดยเงื่อนไขที่จำเป็นเพื่อที่แน่ใจว่าวงจรจะออสซิลเลตสัญญาณได้ เท่ากับ

$$\lim_{s \rightarrow j0} F(s) = C \quad (3.16)$$

จากสมการที่ (3.16) ถ้าค่า C ที่ได้มีค่ามากกว่าศูนย์หรือมีค่าเป็นบวก ผลก็คือวงจรก็จะให้การออสซิลเลตสัญญาณออกมา แต่ในทางตรงกันข้ามถ้าค่า C ที่ได้ให้ผลมีค่าน้อยกว่าศูนย์หรือมีค่าติดลบ ผลก็คือวงจรก็จะไม่เกิดการออสซิลเลตสัญญาณ

ซึ่งรายละเอียดของสมการอัตราขยายวงรอบเปิด สมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ ในรูปที่ 3.5, 3.7, 3.9 และที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ในรูปที่ 3.11, 3.13, 3.15 สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข)

ซึ่งจากตารางแสดงให้เห็นวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) จะสามารถออสซิลเลตสัญญาณออกมาได้ ส่วนวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ข), 3.7(ข), 3.9(ข), 3.11(ข), 3.13(ข) และ 3.15(ข) จะไม่สามารถออสซิลเลตสัญญาณออกมาได้ ซึ่งมีสาเหตุมาจากกระแสที่ไหลในวงจรสายพานกระแสของวงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวจะไหลในทิศทางจากพอร์ต Z ไปยังพอร์ต X นั่นเอง

ตารางที่ 3.1 แสดงสมการอัตราขยายวงรอบเปิด สมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่ได้ จากวิธีการแปลงนูลเลเตอร์ในกรณีที่มี CCI เป็นไปตามอุดมคติ

วงจรรออสซิลเลเตอร์	สมการอัตราขยายวงรอบเปิด ($L(s)$)	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออสซิลเลต	ความถี่ของการออสซิลเลต (ω_0)	หมายเหตุ
รูปที่ 3.5(ก)	$\frac{1}{sC_1R_1} \left(\frac{sC_2R_1 - 1}{sC_2R_2 + 1} \right)$	$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ออสซิลเลต[13]
รูปที่ 3.5(ข)	$sC_1R_1 \left(\frac{sC_2R_2 + 1}{sC_2R_1 - 1} \right)$	$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 - 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ไม่ออสซิลเลต
รูปที่ 3.7(ก)	$\frac{sC_2R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1}$	$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ออสซิลเลต[12]
รูปที่ 3.7(ข)	$\frac{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1}{sC_2R_1}$	$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 - 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ไม่ออสซิลเลต
รูปที่ 3.9(ก)	$\frac{1}{sC_1R_1} \left(\frac{sC_2R_1 - 1}{sC_2R_2 + 1} \right)$	$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ออสซิลเลต[10]
รูปที่ 3.9(ข)	$sC_1R_1 \left(\frac{sC_2R_2 + 1}{sC_2R_1 - 1} \right)$	$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 - 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ไม่ออสซิลเลต[10]

ตารางที่ 3.2 แสดงสมการอัตราขยายวงรอบเปิด สมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของออสซิลเลเตอร์ที่ได้ จากวิธีการแปลงนอร์เตอร์ในกรณีที่มี CCI เป็นไปตามอุดมคติ

วงจรรออสซิลเลเตอร์	สมการอัตราขยายวงรอบเปิด $(L(s))$	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออสซิลเลต	ความถี่ของการออสซิลเลต (ω_0)	หมายเหตุ
1	$\frac{1}{sC_2R_1} \left(\frac{sC_1R_1 - 1}{sC_1R_2 + 1} \right)$	$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ออสซิลเลต[11]
2	$sC_2R_1 \left(\frac{sC_1R_2 + 1}{sC_1R_1 - 1} \right)$	$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 - 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ไม่ออสซิลเลต[11]
3	$\frac{1}{sC_2R_1} \left(\frac{sC_1R_1 - 1}{sC_1R_2 + 1} \right)$	$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ออสซิลเลต[14]
4	$sC_2R_1 \left(\frac{sC_1R_2 + 1}{sC_1R_1 - 1} \right)$	$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 - 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ไม่ออสซิลเลต
5	$\frac{1}{sC_2R_1} \left(\frac{sC_1R_1 - 1}{sC_1R_2 + 1} \right)$	$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ออสซิลเลต[10]
6	$sC_2R_1 \left(\frac{sC_1R_2 + 1}{sC_1R_1 - 1} \right)$	$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 - 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$(1/C_1C_2R_1R_2)^{1/2}$	ไม่ออสซิลเลต[10]

3.5.2 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรรีในกรณีที่ CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เนื่องจากในหัวข้อที่ 3.5.1 นั้นเป็นการวิเคราะห์ห้วงจรออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ CCII มีคุณสมบัติในทางอุดมคติตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.1) ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้พิจารณาเพิ่มเติมถึงผลกระทบต่อวงจรรีออสซิลเลเตอร์ อันเกิดจากกรณีที่ CCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ กล่าวคือ แรงดันตกคร่อมที่พอร์ต X ไม่เท่ากับแรงดันที่พอร์ต Y และกระแสที่ไหลที่พอร์ต Z มีค่าไม่เท่ากับพอร์ต X ซึ่งสามารถเกิดขึ้นได้ในทางปฏิบัติ โดยจะนิยามให้ CCII ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta_n & 0 & 0 \\ 0 & \pm \alpha_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

โดยที่ β คือค่าการส่งผ่านแรงดันมีค่าเท่ากับ $1 - \varepsilon_v$ เมื่อ $|\varepsilon_v| \ll 1$ โดย ε_v หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามแรงดัน (Voltage tracking error)

α คือค่าการส่งผ่านกระแสมีค่าเท่ากับ $1 - \varepsilon_i$ เมื่อ $|\varepsilon_i| \ll 1$ โดย ε_i หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามกระแส (Current tracking error)

n คือลำดับที่ของ CCII

เมื่อนำสมการที่ (3.16) มาทำการวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรีออสซิลเลเตอร์โดยเฉพาะวงจรรีที่สามารถออสซิลเลตสัญญาณได้ ซึ่งได้แก่ วงจรรีในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) เพื่อที่จะหาเงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรรีและความถี่ของการเกิดออสซิลเลตในกรณีที่ CCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ แสดงได้ดังตารางที่ 3.3 (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ค)

เมื่อเปรียบเทียบเงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรรีออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) จากตารางที่ 3.1, 3.2 และ 3.3 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรรีออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_1\beta_2\alpha_2$, $\beta_2\alpha_2$, $\beta_2\alpha_2$, $\beta_2\alpha_1\alpha_2$, $\beta_2\alpha_2$ และ $\beta_2\alpha_2$ ตามลำดับ และความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรรีออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_1\alpha_1\alpha_2$, $\beta_1\alpha_1\alpha_2$, $\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2$, $\beta_1\beta_2\alpha_1$, $\beta_1\beta_2\alpha_1$ และ $\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2$ ตามลำดับ ในทางปฏิบัติค่าการส่งผ่านแรงดัน β จะให้ค่าเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดที่น้อยกว่าค่าการส่งผ่านกระแส α จึงมีความเป็นไปได้ที่ทำให้ความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรรีในรูปที่ 3.11(ก) และ 3.13(ก) มีค่าผิดพลาดไปจากค่าทฤษฎีที่คำนวณได้ต่ำกว่าวงจรรูปอื่นๆ

ตารางที่ 3.3 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออซิเลตและความถี่ของการออซิเลตของวงจรออซิเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงมอดเลเตอร์ และวิธีการแปลงนอร์เตอร์ในกรณีที่มี CCI ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

	วงจรรอซิเลเตอร์	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออซิเลต	ความถี่ของการออซิเลต (ω_0)
1	รูปที่ 3.5(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2) R_1 + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0$	$C_1 = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2$	$\left(\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}$
2	รูปที่ 3.7(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2) R_1 + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0$	$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2$	$\left(\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}$
3	รูปที่ 3.9(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2) R_1 + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 = 0$	$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2$	$\left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}$
4	รูปที่ 3.11(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1) R_1 + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0$	$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1$	$\left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}$
5	รูปที่ 3.13(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1) R_1 + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0$	$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1$	$\left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}$
6	รูปที่ 3.15(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1) R_1 + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 = 0$	$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1$	$\left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2}$

3.5.3 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร

สิ่งหนึ่งที่เราจะต้องพิจารณาถึงในวงจรออสซิลเลเตอร์คือ ค่าความไว (sensitivity) ของวงจรซึ่งเป็นตัวบอกประสิทธิภาพของวงจรได้ โดยการวิเคราะห์หาค่าความไวของความถี่ออสซิลเลตเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของอุปกรณ์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถจำแนกความไวออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและความไวของอุปกรณ์แอคทีฟ ทั้งนี้อุปกรณ์พาสซีฟของวงจร ก็คือตัวเก็บประจุและตัวต้านทาน และในส่วนอุปกรณ์แอคทีฟของวงจร ก็คือ วงจรสายพานกระแส ซึ่งสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

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

โดยที่ S = ค่าความไว (Sensitivity)

Y = ตัวแปรสมการที่ต้องการพิจารณาค่าความไว

X = ตัวแปรตามที่ต้องการพิจารณาค่าความไวเทียบกับตัวแปรสมการ

อาศัยฟังก์ชันตามสมการที่ (3.12) สามารถหาค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอคทีฟที่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ในตารางที่ 3.3 ได้ดังตารางที่ 3.4

พิจารณาจากตารางที่ 3.4 จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรทั้งหมดมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ดังนั้นผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ค่อนข้างน้อย

3.5.4 การวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพาราซิติคแฟงของ CCII ในวงจร

เนื่องจากถ้าวงจรสายพานกระแสที่นำมาใช้งานมีความไม่เป็นอุดมคติเกิดขึ้น ก็จะส่งผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์มีข้อจำกัดในเงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลต จากที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.5.2 แต่เมื่อมองให้ลึกลงไปก็จะพบว่าวงจรสายพานกระแสที่มีโครงสร้างวงจรขยายคลาสเอบีแบบทรานสลิเนียร์รูปก็จะมีความพาราซิติคแฟงปรากฏขึ้นที่พอร์ตต่างๆ รวมทั้งค่าการส่งผ่านของแรงดันและกระแสที่พอร์ตต่างๆด้วย ซึ่งสามารถที่จะแสดงวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.16 จะเห็นว่าที่พอร์ต Y และ Z จะมีตัวอิมพีแดนซ์แฟงที่เป็นตัวต้านทานและตัวเก็บประจุต่อขนานกันอยู่ และที่พอร์ต X ก็จะมีตัวต้านทาน R_x แฟงต่ออนุกรมอยู่ ส่วนค่า β คือค่าการส่งผ่านแรงดันจากพอร์ต Y ไปพอร์ต X และค่า $\pm\alpha$ คือค่าการส่งผ่านกระแสจากพอร์ต X ไปพอร์ต Z^+ หรือ Z^- ซึ่งในทางอุดมคติค่า β และ α จะมีค่าเท่ากับหนึ่ง ซึ่งตัวต้านทานแฟง รวมถึงค่าการส่งผ่านแรงดันและค่าการส่งผ่านกระแส ล้วนส่งผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์

ตารางที่ 3.4 แสดงค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผลกระทบต่อกำพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่เลือกวิธีการแปลง
 นูลเคเตอร์และวิธีการแปลงนอเรียเตอร์

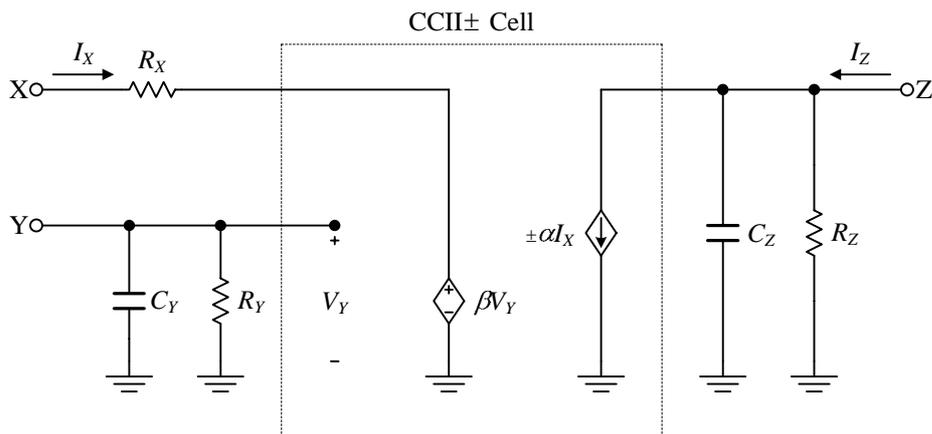
	วางรอสซิลเลเตอร์	ค่าความไว									
		อุปกรณ์พาสซีฟ					อุปกรณ์แอกทีฟ				
1	รูปที่ 3.5(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 1/2$		
2	รูปที่ 3.7(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 1/2$		
3	รูปที่ 3.9(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 1/2$		
4	รูปที่ 3.11(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$		
5	รูปที่ 3.13(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$		
6	รูปที่ 3.15(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 1/2$		

ตารางที่ 3.5 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสิลเลตและความถี่ของการออสิลเลตของวงจรออสิลเลเตอร์ที่ได้ออกวิธีการแปลงมอดเลเตอร์และวิธีการแปลงนอร์มอลไรเซชันของค่าพารามิเตอร์ของ CCI

	วงจรรอสิลเลเตอร์	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ
1	รูปที่ 3.5(ก)	$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s [C_1 (R_1 + R_{X1}) - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0$
2	รูปที่ 3.7(ก)	$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s (C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2)(R_1 + R_{X1}) + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0$
3	รูปที่ 3.9(ก)	$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s \{ C_1 (R_1 + R_{X1}) - [\beta_2 \alpha_2 C_2 (R_1 + R_{X1}) + \beta_1 \alpha_1 C_1 R_{X2}] \} + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 = 0$
4	รูปที่ 3.11(ก)	$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s [C_2 (R_1 + R_{X1}) - \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 C_1 R_1] + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0$
5	รูปที่ 3.13(ก)	$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s (C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1)(R_1 + R_{X1}) + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0$
6	รูปที่ 3.15(ก)	$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s \{ C_2 (R_1 + R_{X1}) - [\beta_1 \alpha_1 C_2 R_{X2} + \beta_2 \alpha_2 C_1 (R_1 + R_{X1})] \} + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 = 0$

ตารางที่ 3.5 [ต่อ]

	วงจรออกซัลเลเตอร์	เงื่อนไขของการออกซัลเลเตอร์	ความถี่ของการออกซัลเลเตอร์
1	รูปที่ 3.5(ก)	$C_1(R_1 + R_{X1}) = \beta_1\beta_2\alpha_2C_2R_1$	$\left[\frac{\beta_1\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2}$
2	รูปที่ 3.7(ก)	$C_1 = \beta_2\alpha_2C_2$	$\left[\frac{\beta_1\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2}$
3	รูปที่ 3.9(ก)	$C_1(R_1 + R_{X1}) = \beta_2\alpha_2C_2(R_1 + R_{X1}) + \beta_1\alpha_1C_1R_{X2}$	$\left[\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2}$
4	รูปที่ 3.11(ก)	$C_2(R_1 + R_{X1}) = \beta_2\alpha_2\alpha_1C_1R_1$	$\left[\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2}$
5	รูปที่ 3.13(ก)	$C_2 = \beta_2\alpha_2C_1$	$\left[\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2}$
6	รูปที่ 3.15(ก)	$C_2(R_1 + R_{X1}) = \beta_2\alpha_2C_1(R_1 + R_{X1}) + \beta_1\alpha_1C_1R_{X2}$	$\left[\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2}$



รูปที่ 3.16 วงจรสมมูลของ CCII±

ในการวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพาสติคแฝงของ CCII ที่มีผลต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) จะสมมติว่าวงจรสายพานกระแสที่เป็นอุปกรณ์หลักในวงจรจะมีวงจรสมมูลดังรูปที่ 3.16 โดยได้สมมติให้ R_Y และ R_Z มีค่าสูงมาก ($\cong \infty$) และ C_Y และ C_Z มีค่าต่ำมาก ($\cong 0$) เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรทั้งหมดเพื่อหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจร จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรและความถี่ของการเกิดออสซิลเลตสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.5 (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ง)

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบตารางที่ 3.3 และ 3.5 จะเห็นว่าตัวต้านทานแฝง R_X จะมีผลทำให้เงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าผิดพลาดไปจากค่าทฤษฎีที่คำนวณด้วย

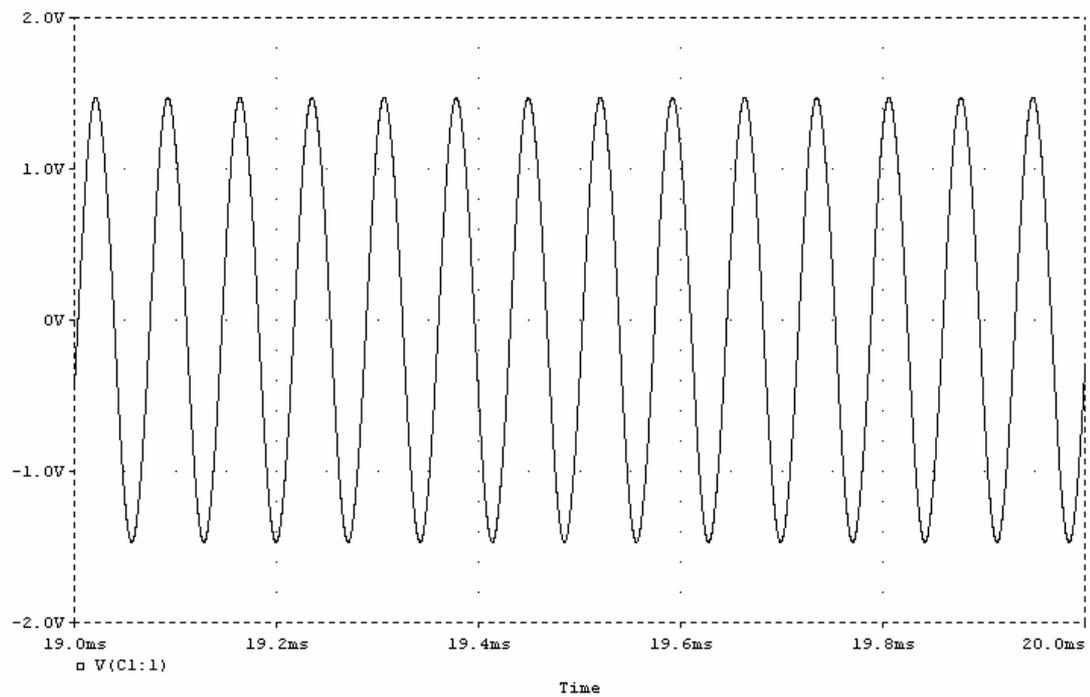
3.6 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงนูลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก) และ 3.9(ก) ตามลำดับ และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงนอเรเตอร์ ในรูปที่ 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) ตามลำดับ และเป็นการยืนยันผลการวิเคราะห์ตามทฤษฎีของวงจรออสซิลเลเตอร์ว่าสามารถทำงานได้จริงตามหลักการที่นำเสนอ จึงได้ทำการจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE โดยใช้ไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$ และเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR100N และชนิด PNP เบอร์ PR100N ในการสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสตามรูปที่ 2.4

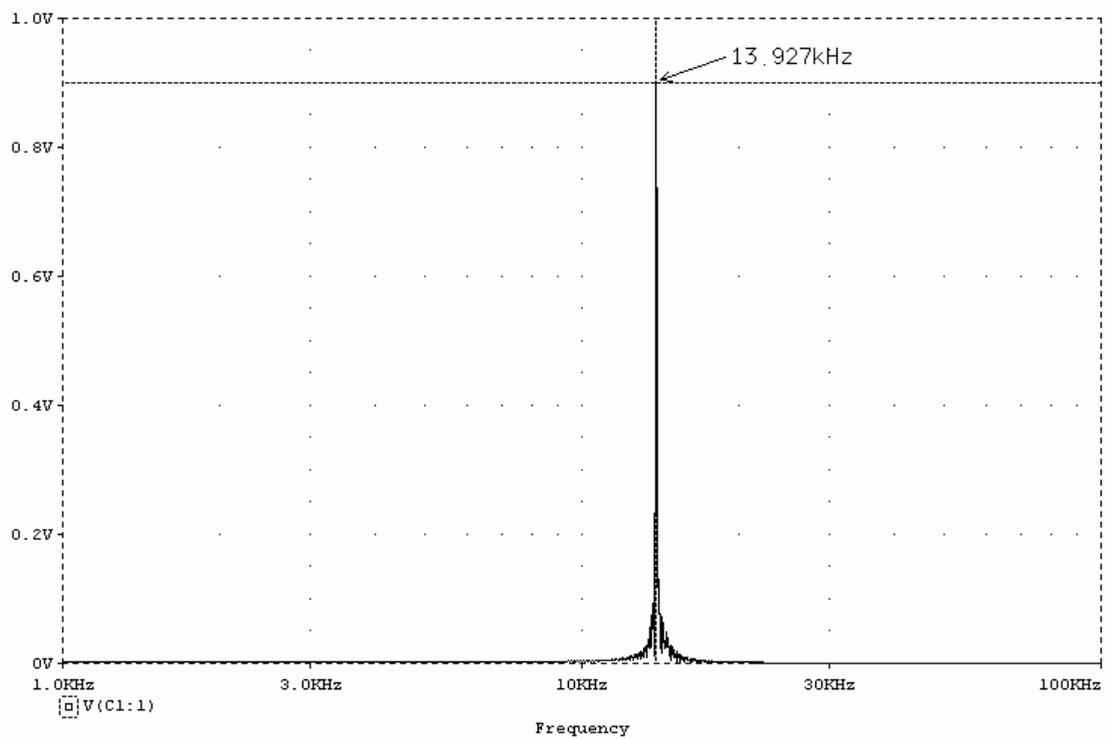
จากวงจรในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก) และ 3.9(ก) ถึงแม้ว่าในทางทฤษฎีวงจรจะสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้เมื่อใช้ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_2$ แต่ในทางปฏิบัตินั้นจะต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_2 ที่มีค่าสูงกว่าตัวเก็บประจุ C_1 เล็กน้อย ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถดำรงสัญญาณ

ให้คงตัวอยู่ได้ กำหนดให้ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 11nF$ รูปที่ 3.17(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.5(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สภาวะคงตัวเท่ากับ 13.927kHz และรูปที่ 3.17(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 4.8% รูปที่ 3.18(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.7(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สภาวะคงตัวเท่ากับ 13.983kHz และรูปที่ 3.18(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 4.4% รูปที่ 3.19(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.9(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สภาวะคงตัวเท่ากับ 13.529kHz และรูปที่ 3.19(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 6.3% ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานนี้แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ได้จริง และค่าความถี่ที่ได้ก็มีค่าใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎีที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.7) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 15.174kHz

จากวงจรในรูปที่ 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) ถึงแม้ว่าในทางทฤษฎีวงจรจะสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้เมื่อใช้ตัวเก็บประจุ $C_2 = C_1$ แต่ในทางปฏิบัตินั้นจะต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุ C_1 ที่มีค่าสูงกว่าตัวเก็บประจุ C_2 เล็กน้อย ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถดำรงสัญญาณให้คงตัวอยู่ได้ กำหนดให้ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 11nF$ และ $C_2 = 10nF$ รูปที่ 3.20(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.11(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สภาวะคงตัวเท่ากับ 14.322kHz และรูปที่ 3.20(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 3% รูปที่ 3.21(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.13(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สภาวะคงตัวเท่ากับ 14.451kHz และรูปที่ 3.21(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 2.8% รูปที่ 3.22(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.15(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สภาวะคงตัวเท่ากับ 13.816kHz และรูปที่ 3.22(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 5.1% ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานนี้แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ได้จริง และค่าความถี่ที่ได้ก็มีค่าใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎีที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.14) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 15.174kHz



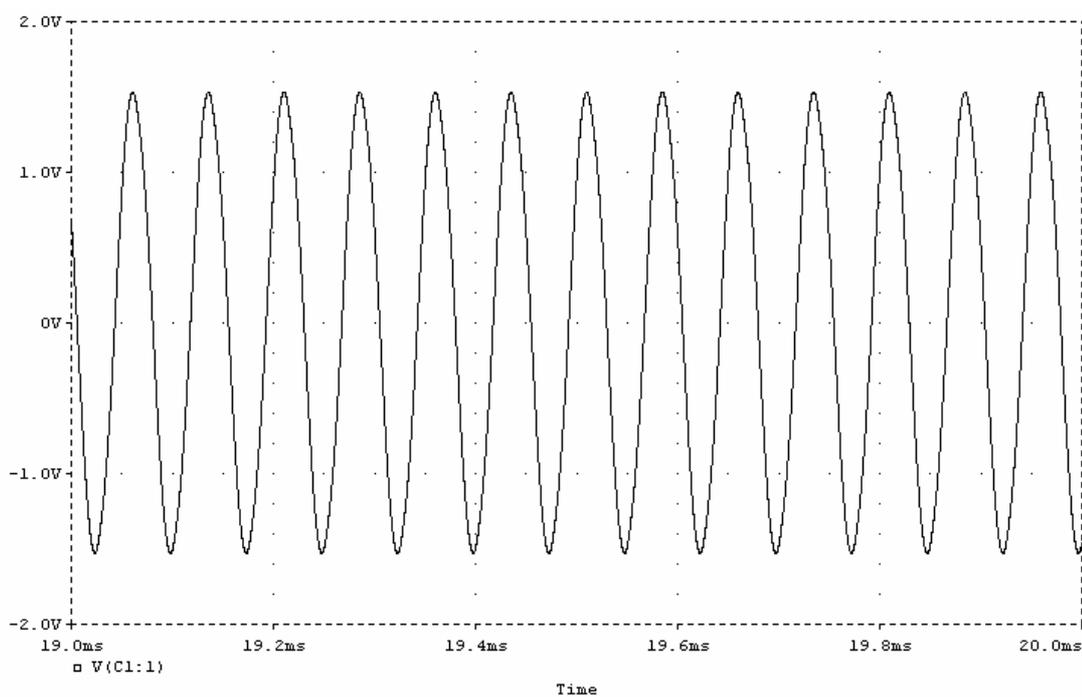
(ก)



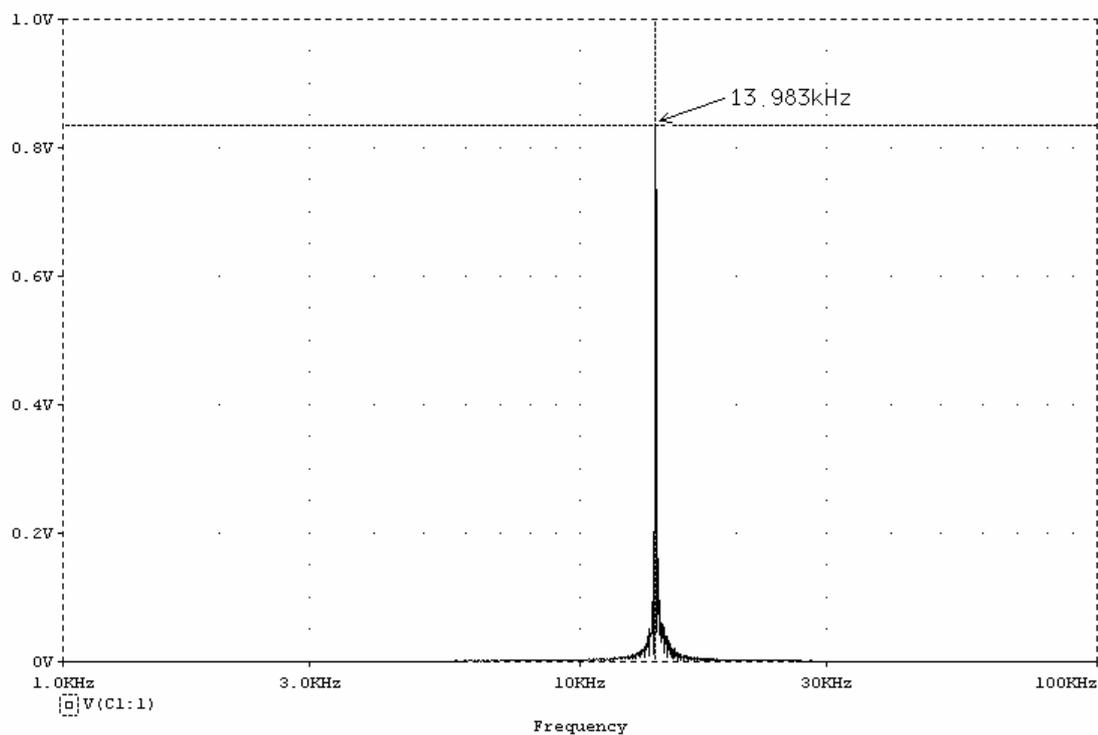
(ข)

รูปที่ 3.17 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.5(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 11nF$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



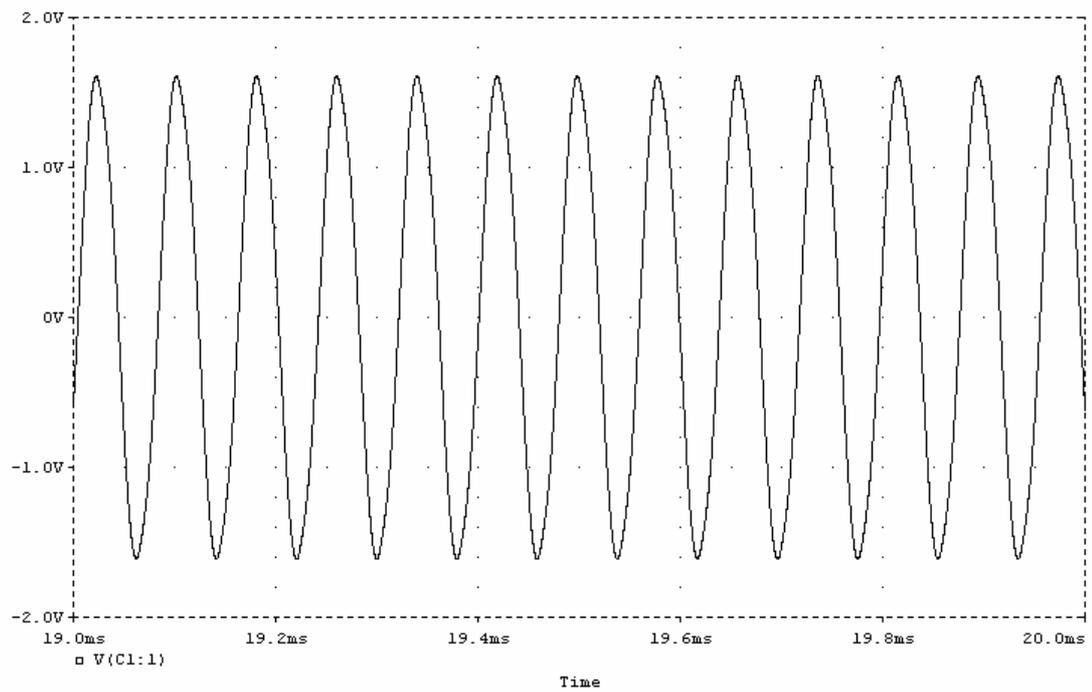
(ก)



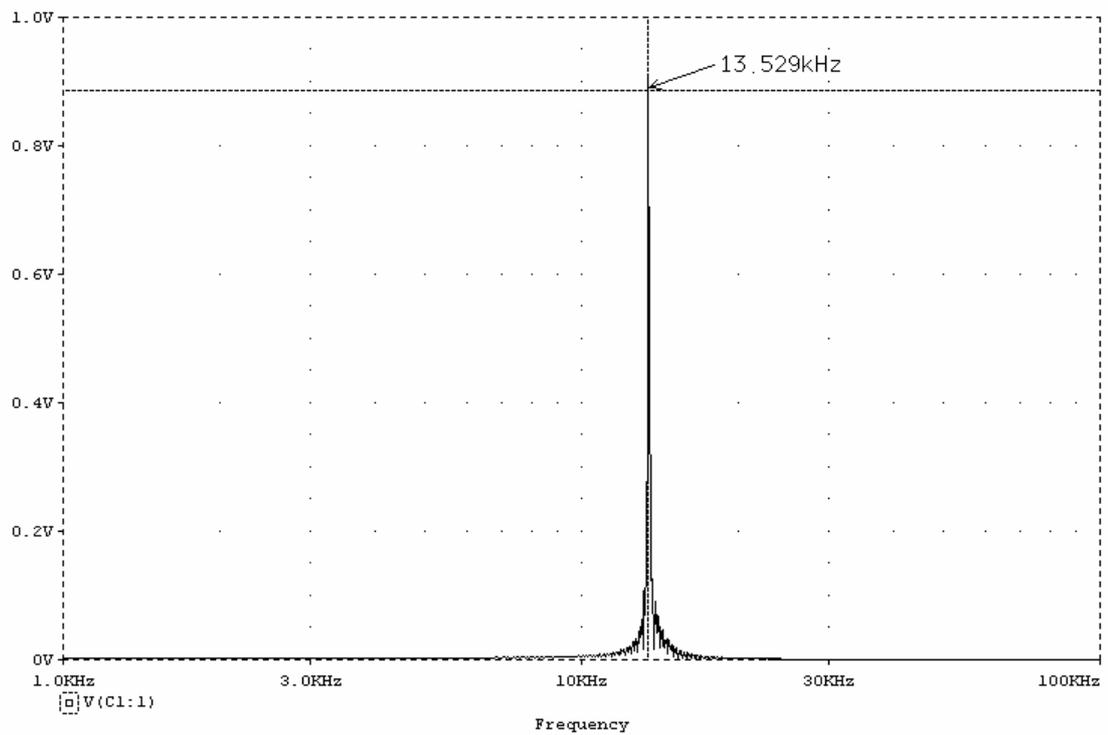
(ข)

รูปที่ 3.18 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.7(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 10\text{nF}$ และ $C_2 = 11\text{nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



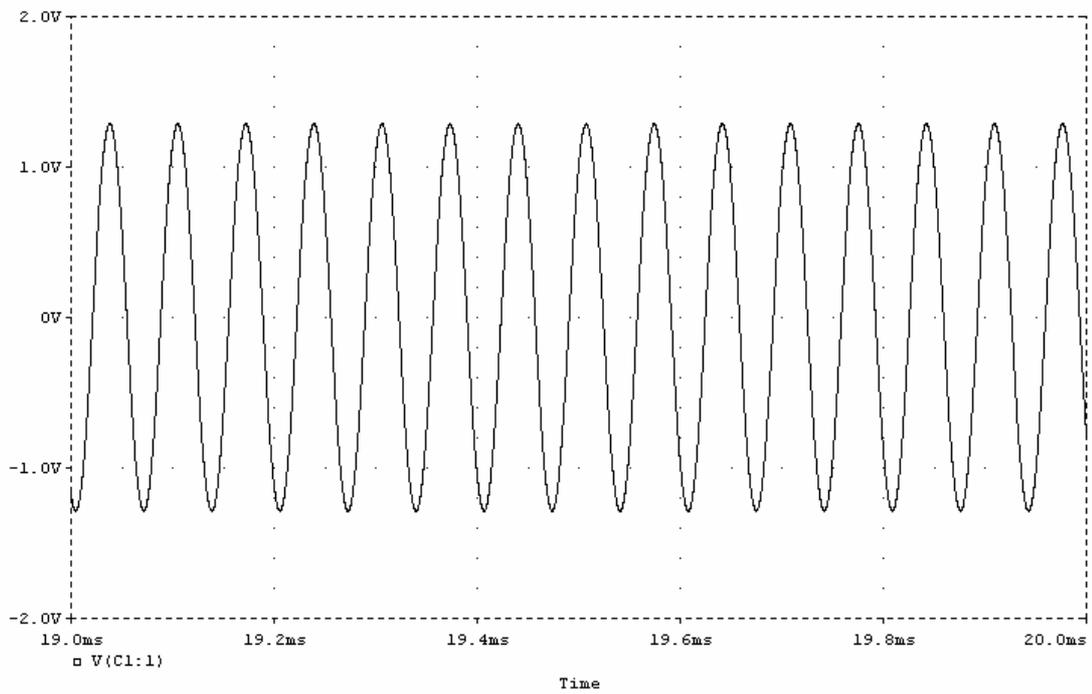
(ก)



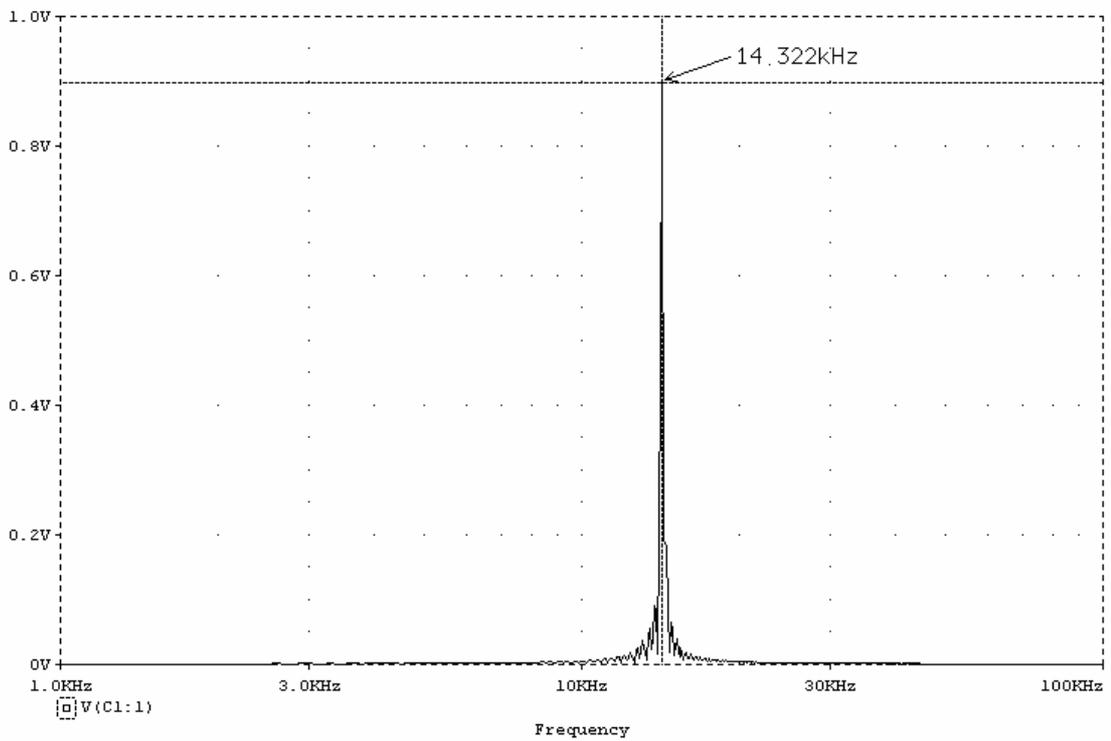
(ข)

รูปที่ 3.19 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.9(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$ และ $C_2 = 11nF$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต

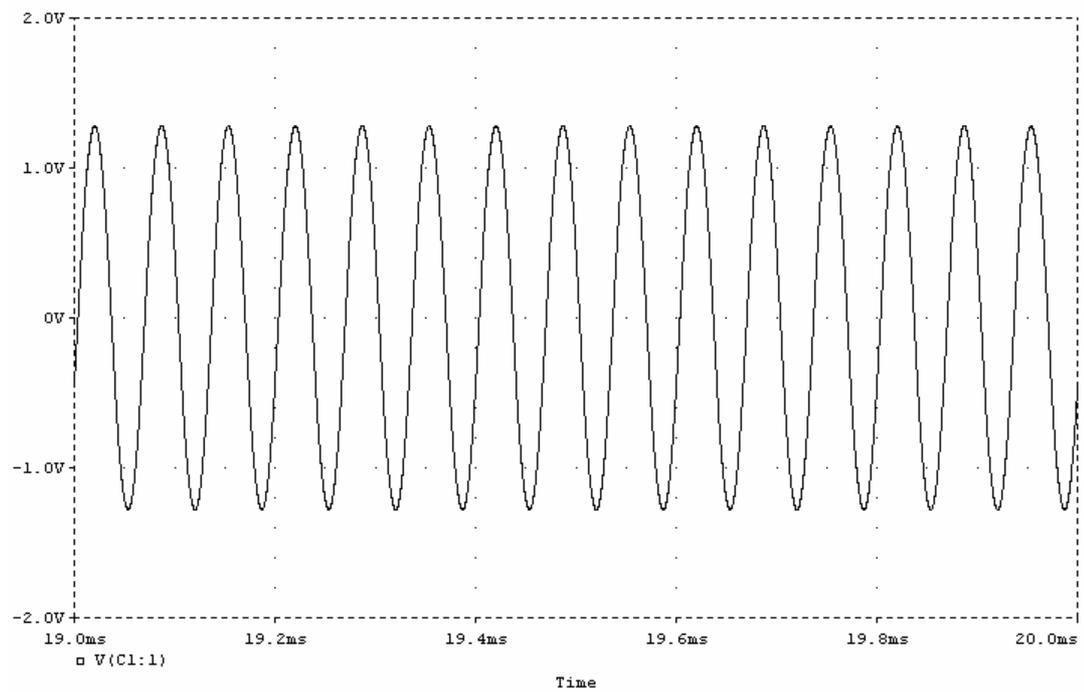


(ก)

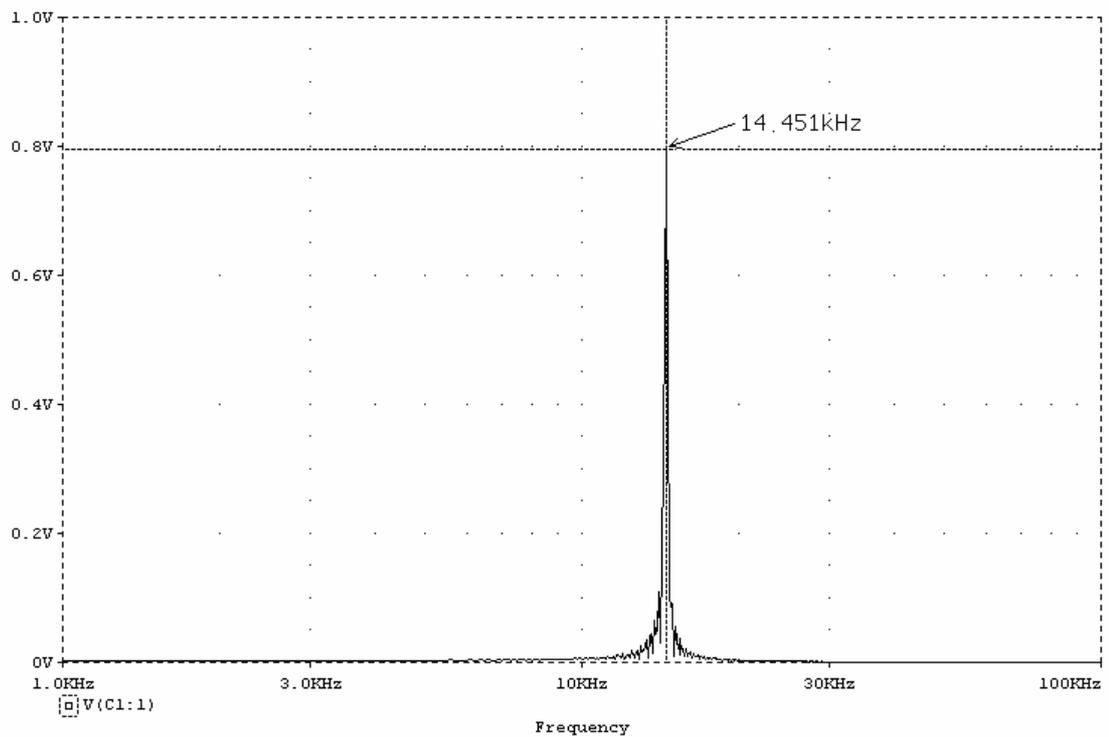


(ข)

รูปที่ 3.20 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.11(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 11nF$ และ $C_2 = 10nF$
 (ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตลิต



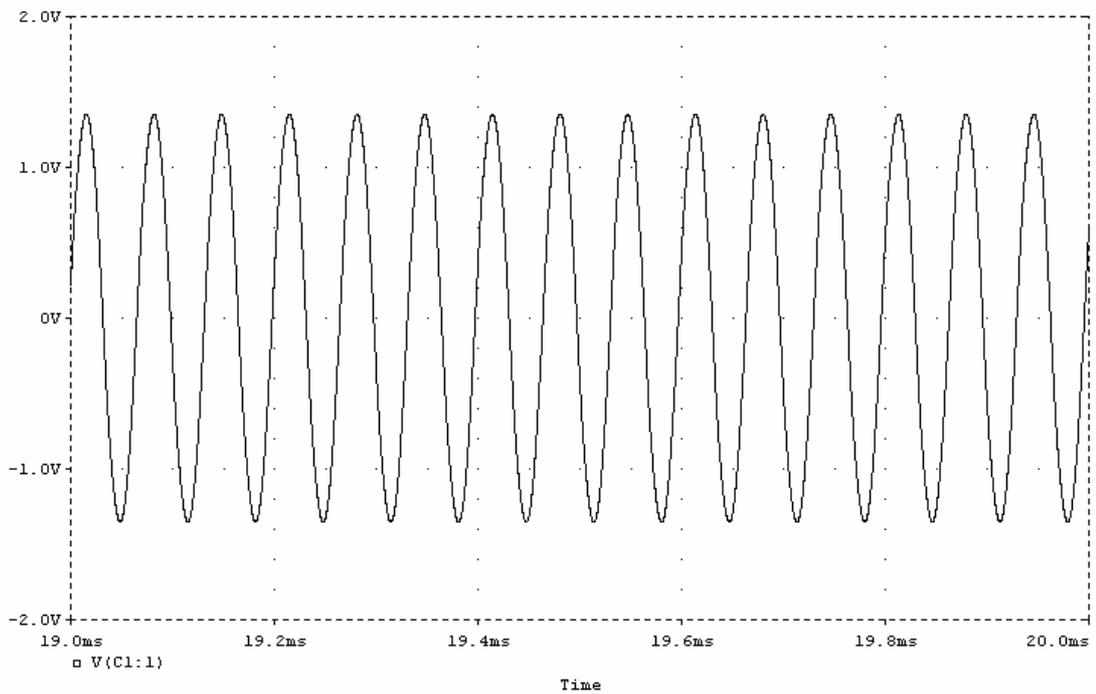
(ก)



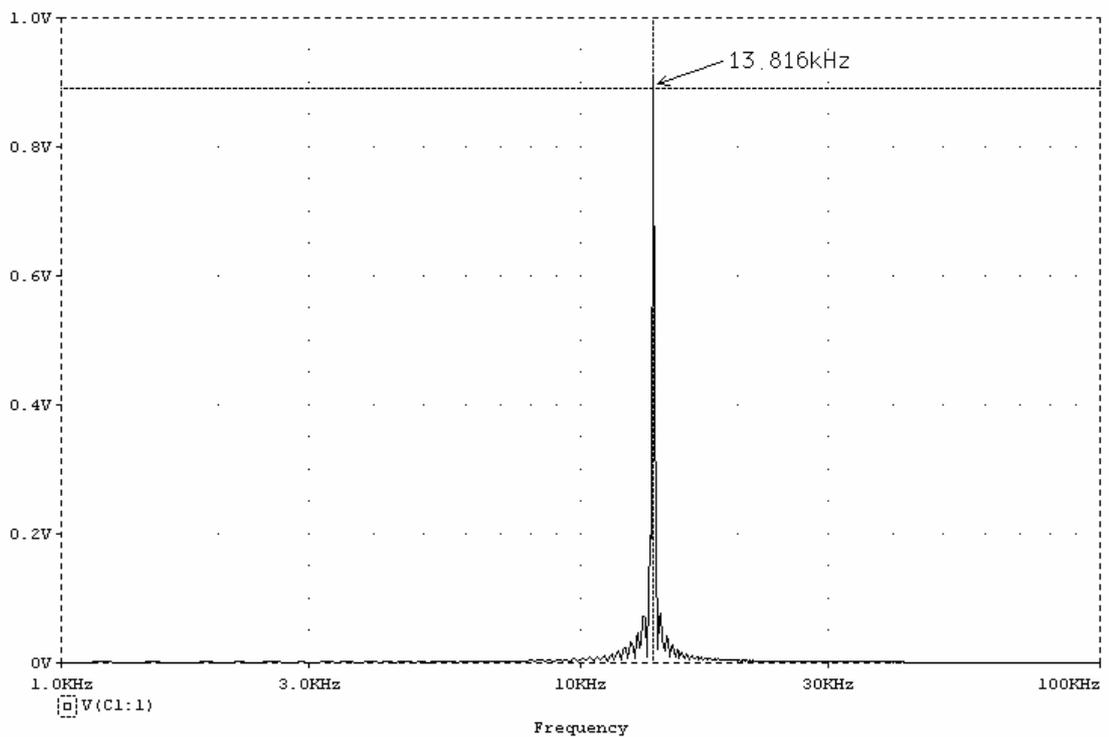
(ข)

รูปที่ 3.21 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.13(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 11nF$ และ $C_2 = 10nF$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเตด



(ก)



(ข)

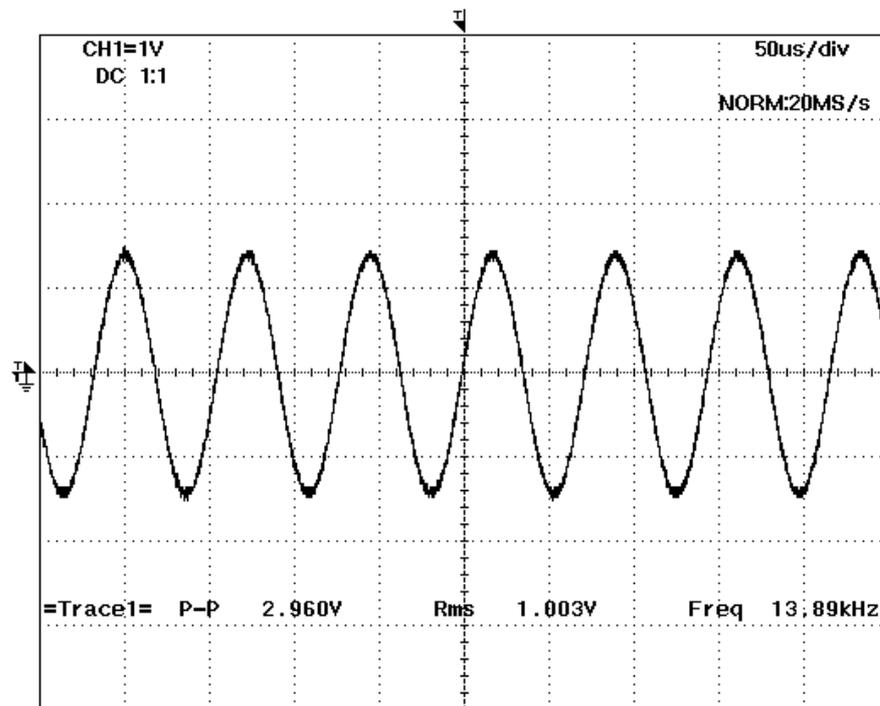
รูปที่ 3.22 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 3.15(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 11nF$ และ $C_2 = 10nF$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต

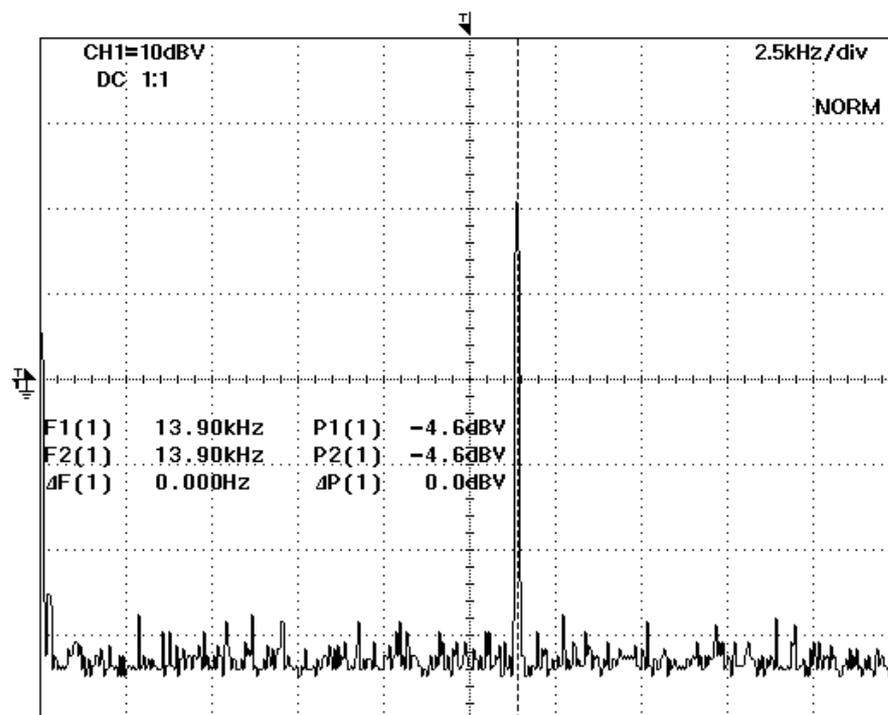
3.7 การทดลองการทำงานของวงจรถริง

เพื่อทดสอบการทำงานในทางปฏิบัติของวงจรถริงออสซิลเลเตอร์ที่ได้นำเสนอขึ้น จึงได้ทำการต่อวงจรถริงขึ้น ตามวงจรในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) โดยใช้อนาล็อกไอซีเบอร์ AD844 ต่อเป็น CCII+ และอนาล็อกไอซีเบอร์ AD844 จำนวน 2 ตัว ต่อเป็น CCII- และป้อนไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$

วงจรในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก) และ 3.9(ก) เลือกใช้ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 10nF$, $C_2 = 11nF$ และวัดสัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรถริง รูปที่ 3.23(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงในรูปที่ 3.5(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 3.23(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.90kHz รูปที่ 3.24(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงในรูปที่ 3.7(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 3.24(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.90kHz รูปที่ 3.25(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงในรูปที่ 3.9(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 3.25(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.70kHz ส่วนวงจรถริงในรูปที่ 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) เลือกใช้ $R_1 = R_2 = 1k\Omega$, $C_1 = 11nF$, $C_2 = 10nF$ และวัดสัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรถริง รูปที่ 3.26(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงในรูปที่ 3.11(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 3.26(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 14.30kHz รูปที่ 3.27(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงในรูปที่ 3.13(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 3.27(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 14.30kHz รูปที่ 3.28(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงในรูปที่ 3.15(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 3.28(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.70kHz และเมื่อทำการปรับค่าความต้านทาน R_1 ของวงจรถริงในรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก), 3.9(ก), 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) ตั้งแต่ 200 Ω จนถึง 5k Ω แล้วนำเอาค่าความถี่ของสัญญาณที่ได้มาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าความถี่ที่คำนวณตามสมการที่ (3.7) จะได้ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 3.29, 3.30, 3.31, 3.32, 3.33 และ 3.34 ตามลำดับ



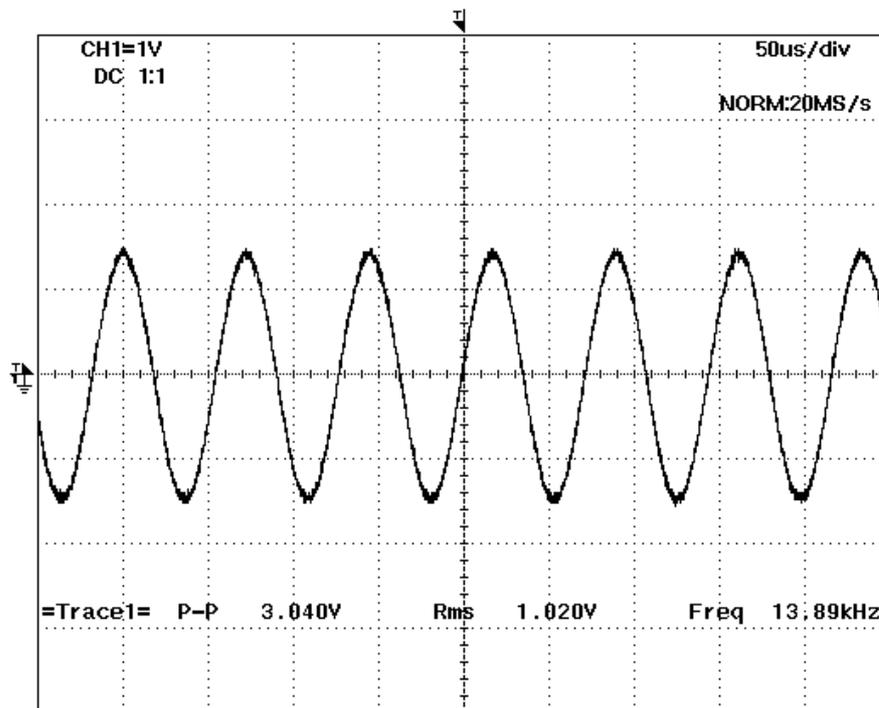
(ก)



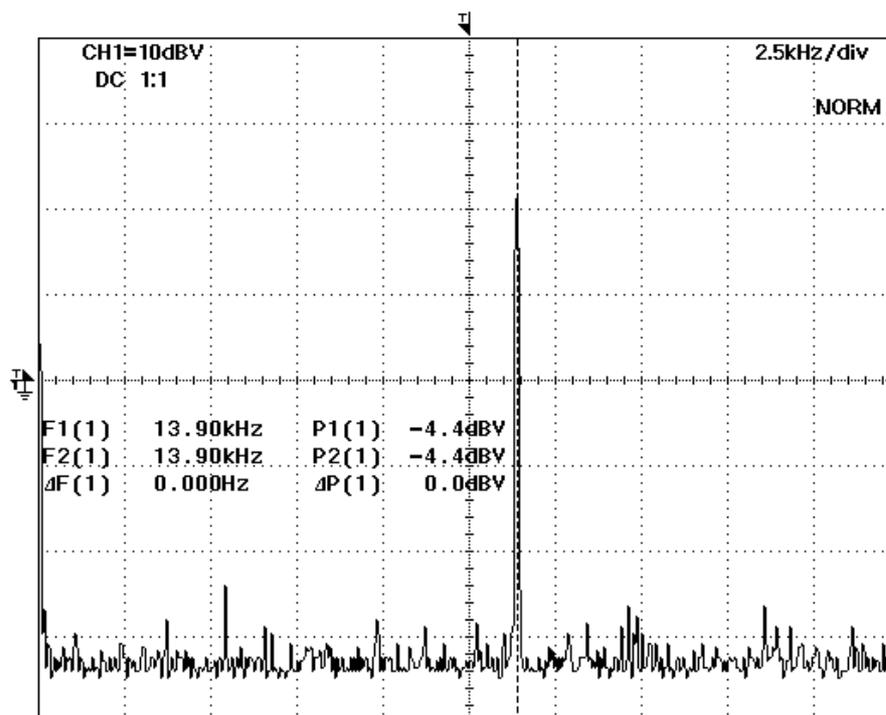
(ข)

รูปที่ 3.23 (ก) สัญญาณแอมพลิจูด V_d ของวงจรรูปที่ 3.5(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 10\text{nF}$ และ $C_2 = 11\text{nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



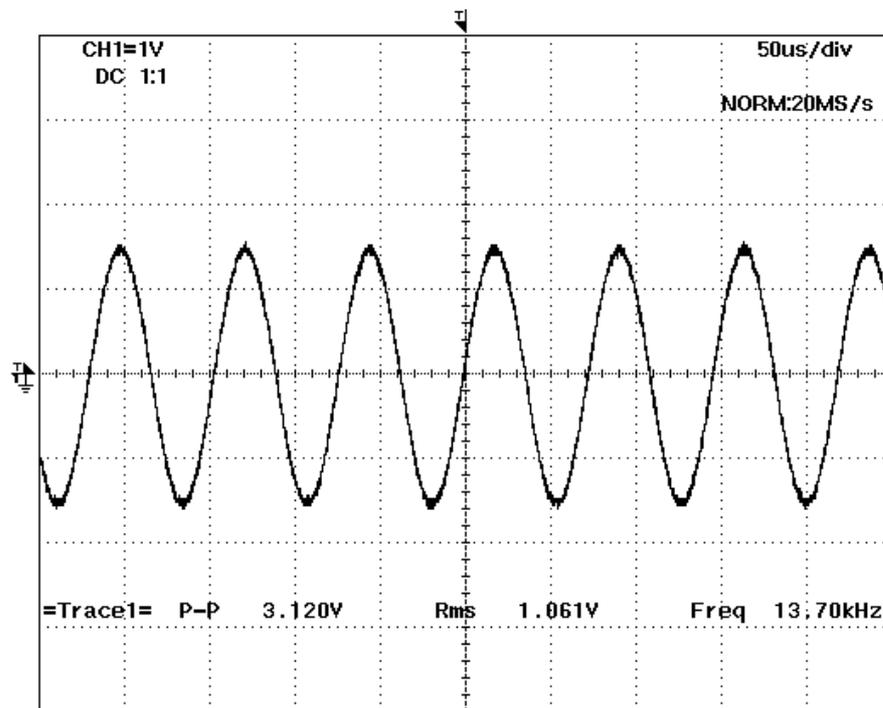
(ก)



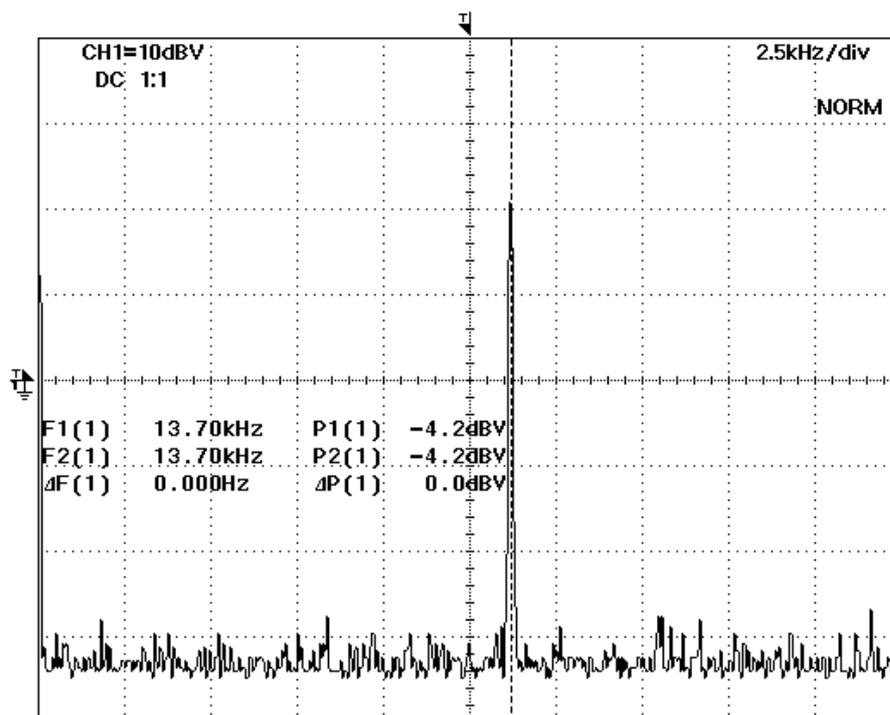
(ข)

รูปที่ 3.24 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_C ของวงจรรูปที่ 3.7(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 10\text{nF}$ และ $C_2 = 11\text{nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



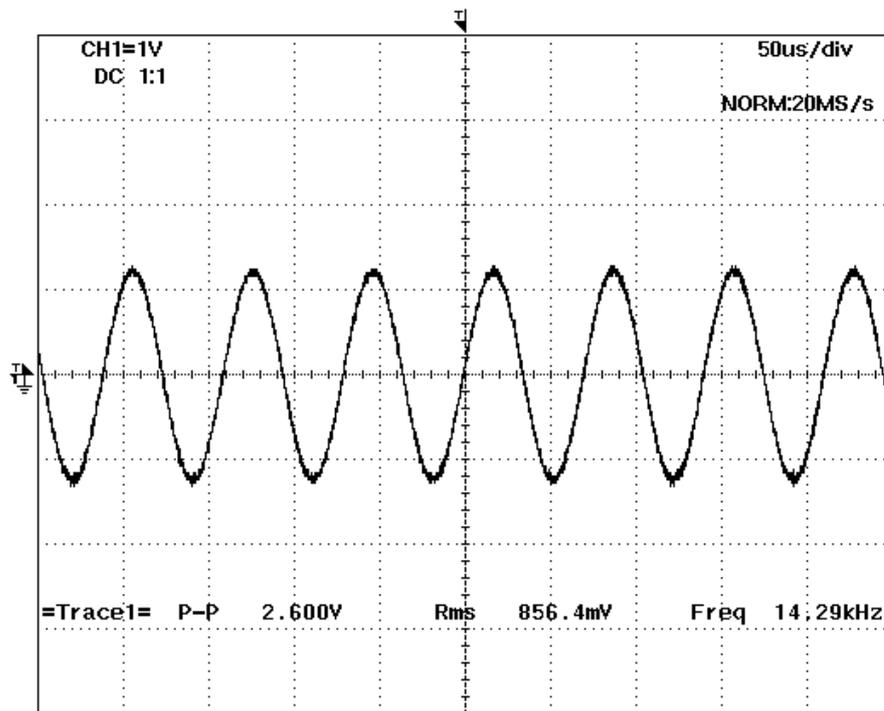
(ก)



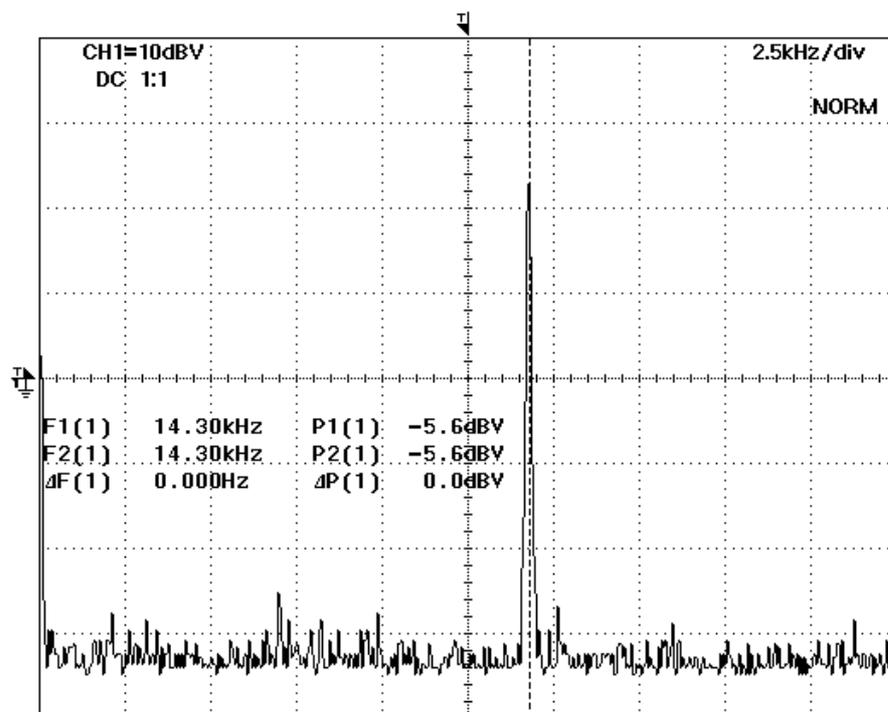
(ข)

รูปที่ 3.25 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_C ของวงจรรูปที่ 3.9(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 10\text{nF}$ และ $C_2 = 11\text{nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



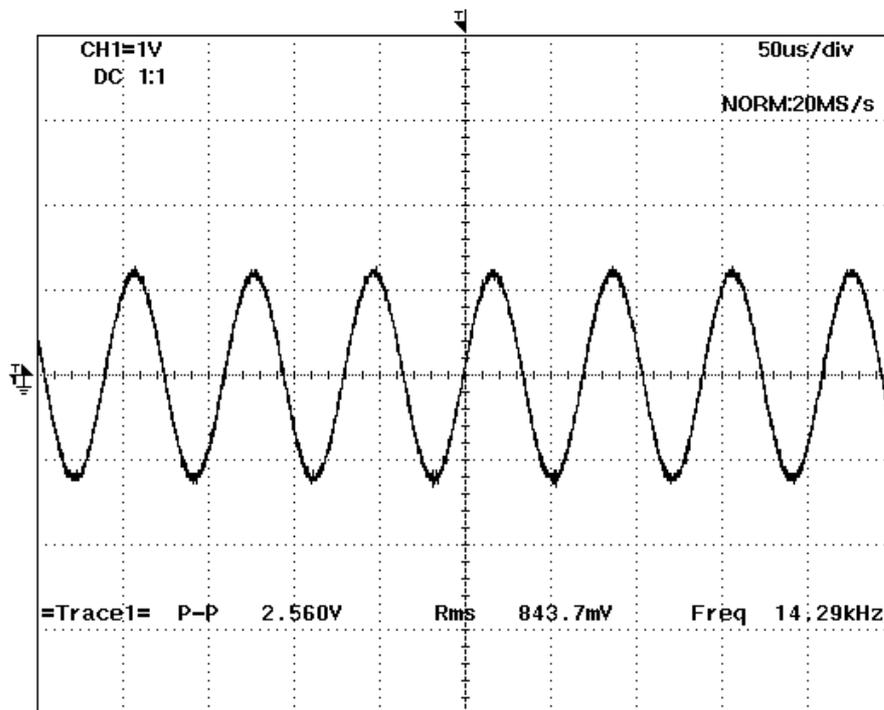
(ก)



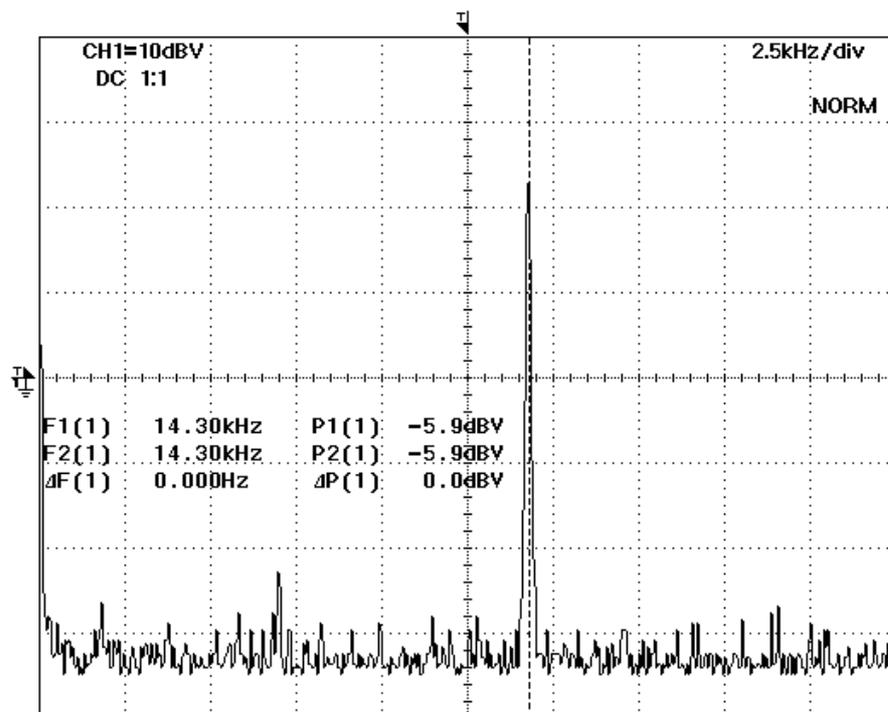
(ข)

รูปที่ 3.26 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_d ของวงจรรูปที่ 3.11(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 11\text{nF}$ และ $C_2 = 10\text{nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



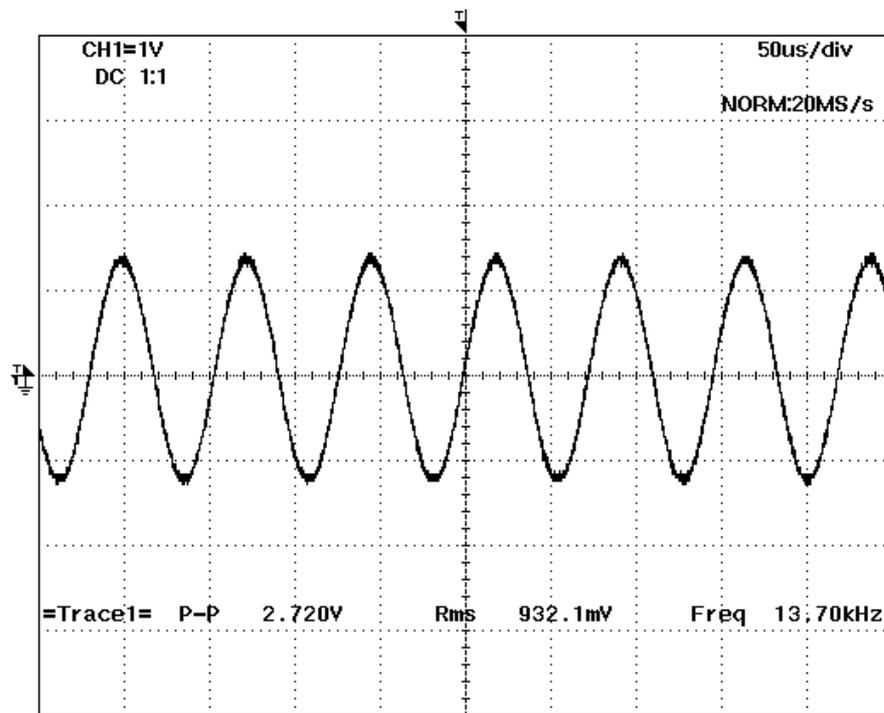
(ก)



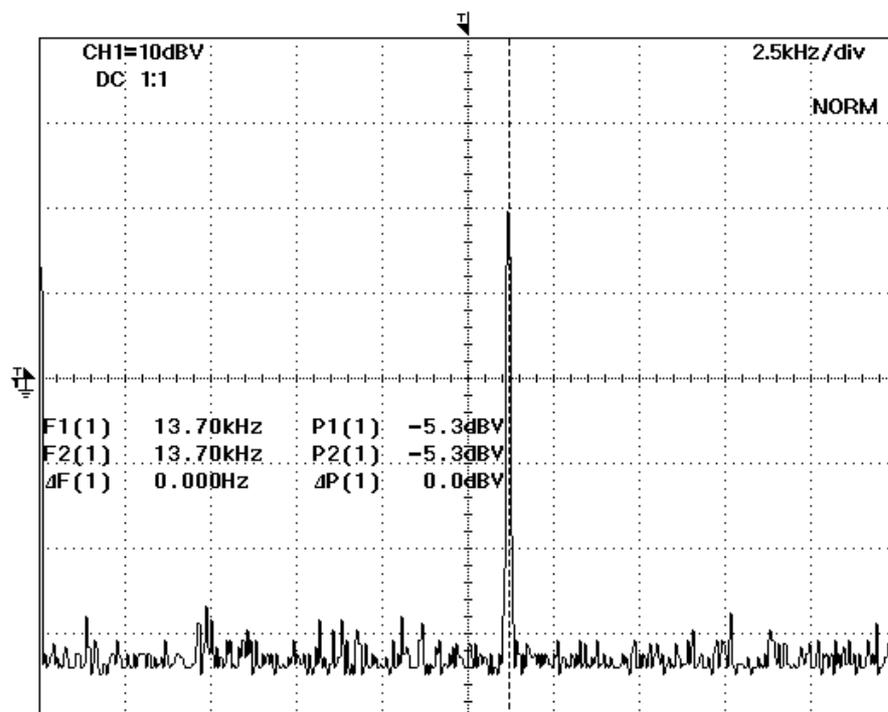
(ข)

รูปที่ 3.27 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_d ของวงจรรูปที่ 3.13(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 11\text{nF}$ และ $C_2 = 10\text{nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



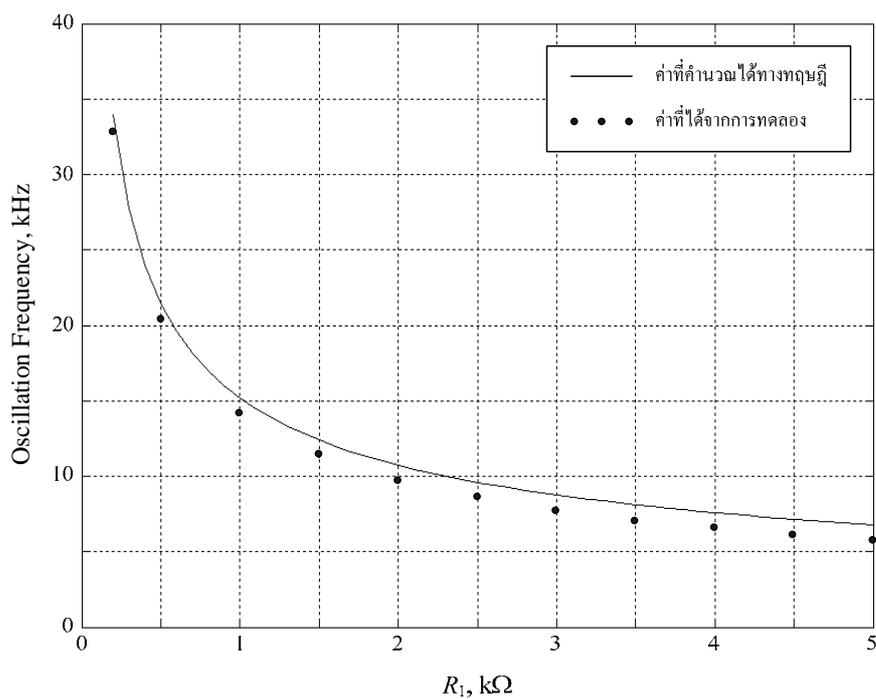
(ก)



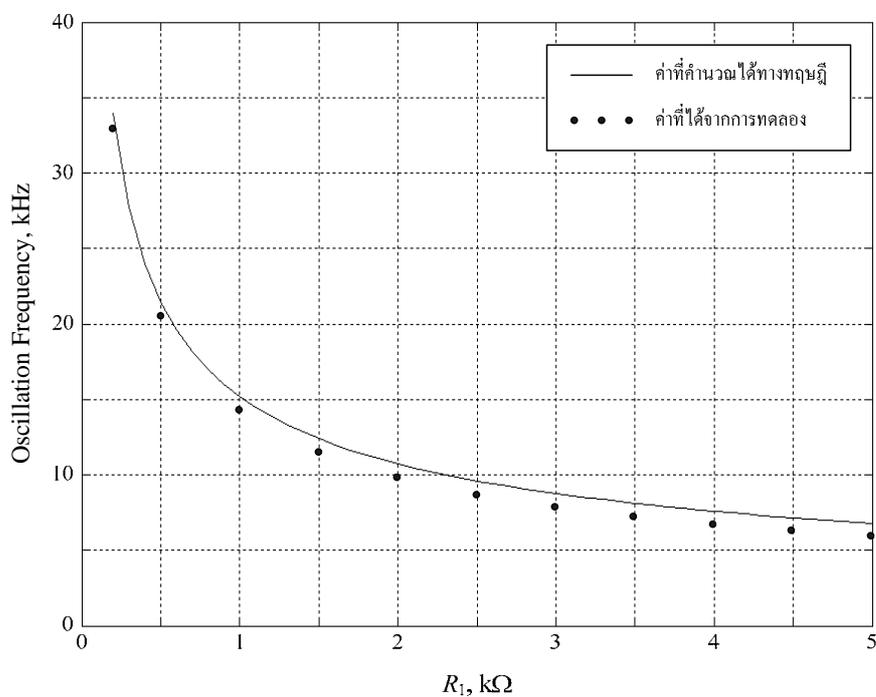
(ข)

รูปที่ 3.28 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_d ของวงจรรูปที่ 3.15(ก) เมื่อ $R_1 = R_2 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 11\text{nF}$ และ $C_2 = 10\text{nF}$

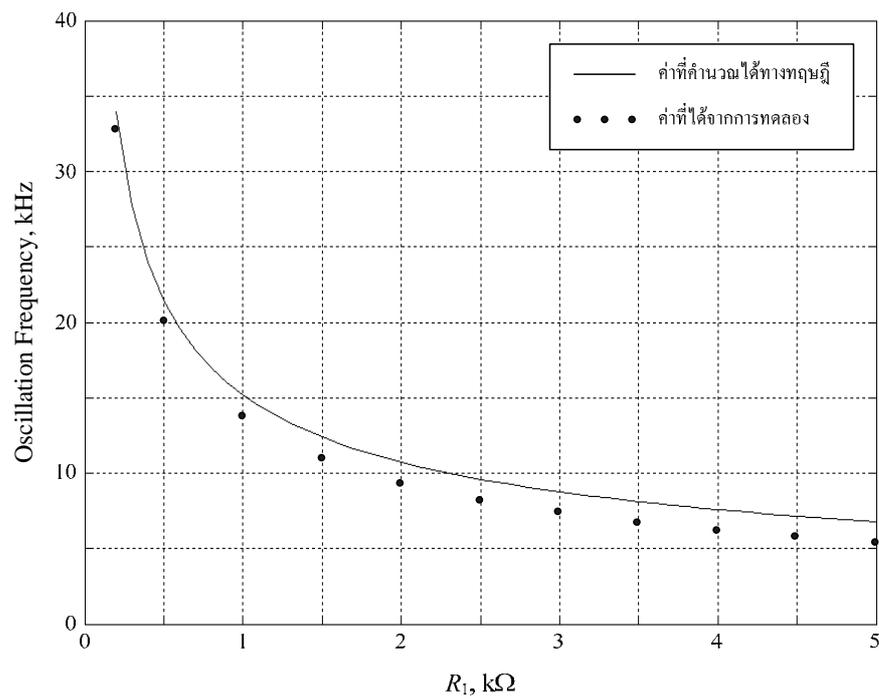
(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



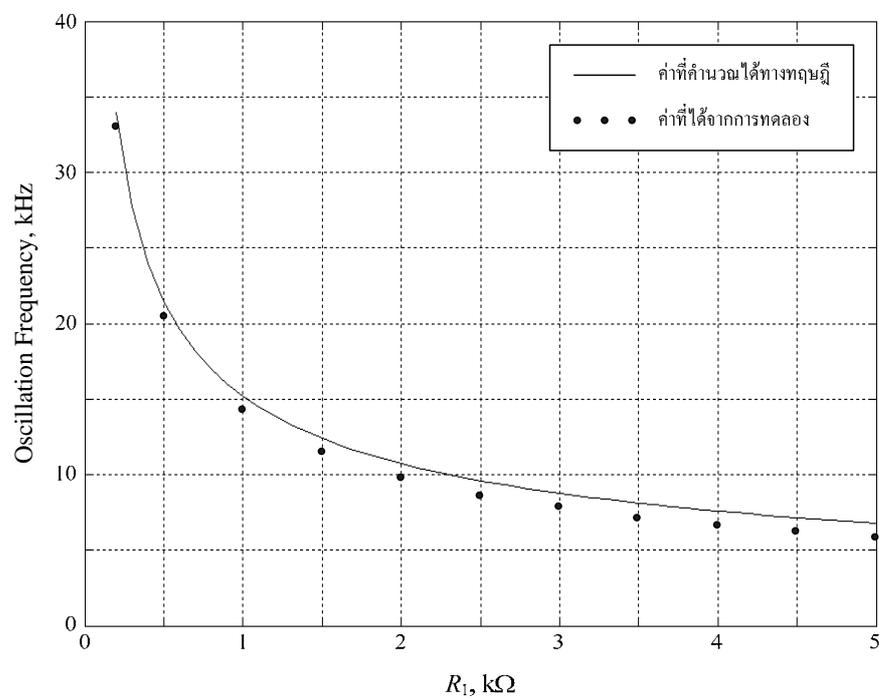
รูปที่ 3.29 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.5(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1



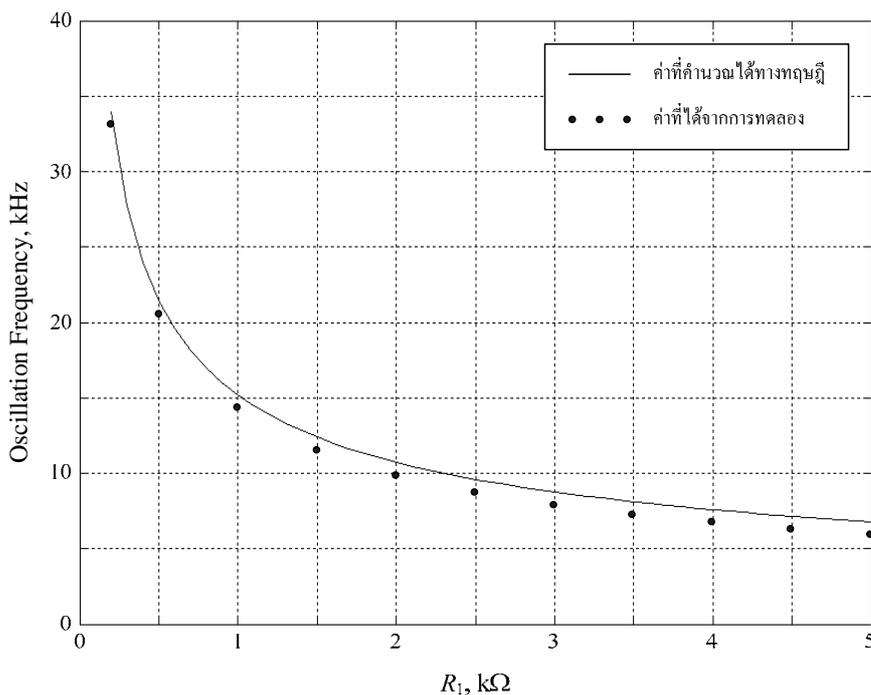
รูปที่ 3.30 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.7(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1



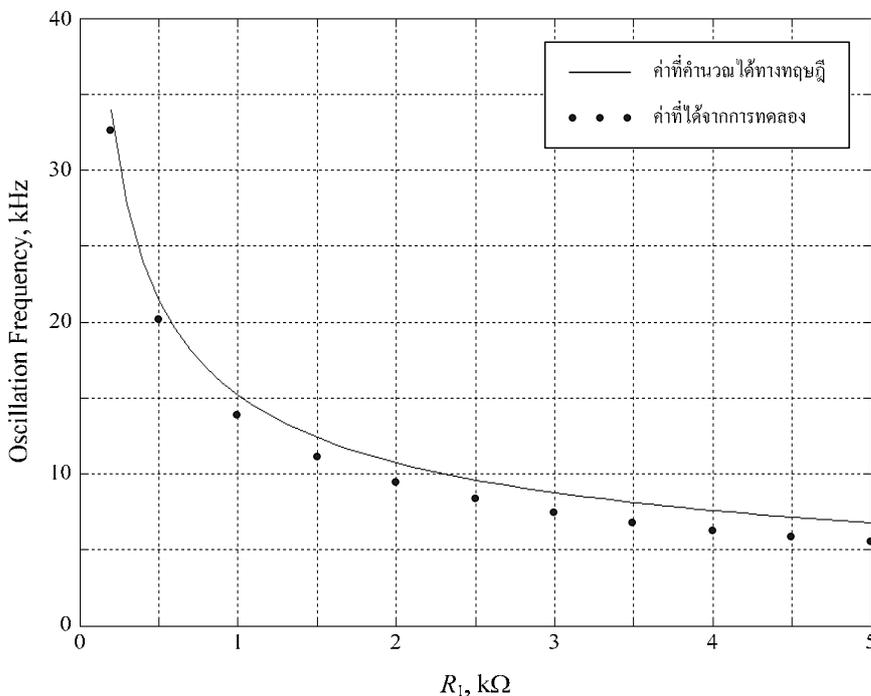
รูปที่ 3.31 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.9(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1



รูปที่ 3.32 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.11(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1



รูปที่ 3.33 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.13(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1



รูปที่ 3.34 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 3.15(ก) เมื่อแปรค่าความต้านทาน R_1

จากผลการทดลองในรูปที่ 3.29-3.34 จะเห็นได้ว่าความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่เอาต์พุตนั้น สามารถปรับค่าได้โดยการปรับตัวต้านทาน ซึ่งค่าความถี่ที่ได้จะมีแนวโน้มที่มีค่าสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่คำนวณได้ และถ้าแทนตัวต้านทาน R_1 แทนด้วยมอเตอร์านซิสเตอร์ที่สามารถปรับค่าความต้านทานด้วยแรงดัน ก็จะได้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยแรงดัน

3.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการของวิธีการแปลงนูลเลเตอร์และวิธีการแปลงนอเรเตอร์ที่นำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออกแบบโดยใช้วงจรสายพานกระแสที่สอง โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวจะถูกแทนด้วยแบบจำลองของนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ ข้อดีของวงจรจะใช้จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด ตัวคาปาซิเตอร์ที่ต่อใช้งานในวงจรจะต่ออยู่ในลักษณะเทียบกราวด์ซึ่งเหมาะสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย และค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้สามารถปรับค่าได้ด้วยตัวต้านทาน โดยไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลต จากการตรวจสอบการทำงานของวงจรด้วยการจำลองการทำงานและการต่อวงจรจริงขึ้น แสดงให้เห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบใหม่ที่ได้จากหลักการของวิธีการแปลงนูลเลเตอร์และวิธีการแปลงนอเรเตอร์ที่นำเสนอสามารถทำงานได้สอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีด้วยดี

บทที่ 4

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์

4.1 บทนำ

วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ (RC-CR transformation) [71-73] ซึ่งเป็นวิธีการที่รู้จักและนิยมกันมากที่สุด โดยส่วนใหญ่จะนิยมนำมาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ประเภทที่ไม่ต้องการใช้ตัวเหนี่ยวนำ (Inductorless filter) โดยใช้อุปกรณ์แอคทีฟกับโครงข่ายพาสซีฟอาร์ซี หรือรู้จักกันในชื่อที่ว่า วงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟอาร์ซี (Active-RC filter) แต่หากพิจารณาในรายละเอียดแล้วจะพบว่า พื้นฐานการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ก็มาจากการสร้างวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟอาร์ซีแล้วป้อนสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ย้อนกลับแบบบวกมาทางด้านอินพุตของวงจรกรองความถี่ โดยที่ไม่จำเป็นต้องป้อนสัญญาณทางด้านอินพุตใดๆ จากภายนอกเข้าที่ทางด้านอินพุตของวงจรกรองความถี่อีก แล้ววงจรก็จะให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นที่มีลักษณะซ้ำๆ กันออกมาที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ สำหรับในบทนี้มีจุดมุ่งหมายที่จะนำเอาวิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ มาประยุกต์ใช้กับวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวไปแล้วในบทที่ 3 ที่มีโครงสร้างของอุปกรณ์โครงข่ายพาสซีฟภายนอกจำนวนน้อยที่สุดคือ 4 ตัว เพื่อที่จะได้วงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบใหม่ขึ้นมา

4.2 หลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์

สำหรับโครงข่ายแอคทีฟอาร์ซี N สามารถเขียนอยู่ในรูปแบบของสมการเชิงโหนดของวงจรโครงข่ายได้ในรูปเมตริกซ์ดังนี้

$$[I_i] = [Y(s)][V_i] \quad (4.1)$$

โดยที่ $[I_i]$ คือ เวกเตอร์ของกระแสที่ไหลเข้าสู่โหนด i ที่มีมิติขนาด $n \times 1$

$[Y(s)]$ คือ เวกเตอร์ผลรวมของแอดมิตแตนซ์ทั้งหมดที่เชื่อมต่อกับโหนด i ที่มีมิติขนาด

$$n \times n$$

$[V_i]$ คือ เวกเตอร์ของตัวแปรแรงดันที่โหนด i ที่มีมิติขนาด $n \times 1$

เนื่องจากว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ไม่จำเป็นจะต้องมีสัญญาณจากภายนอกมากระตุ้น จึงกำหนดให้ $I_i = 0$ โดยที่ $i = 1, \dots, n$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$\det[Y(s)] = 0 \quad (4.2)$$

ซึ่งจากสมการที่ (4.2) จะสามารถพิจารณาหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรโครงข่ายได้

โดยปกติวิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์นั้น สำหรับอุปกรณ์โครงข่ายแยกที่พอร์ซี N จะถูกแปลงไปเป็นอีกรูปแบบหนึ่งของอุปกรณ์โครงข่ายแยกที่พอร์ซี \hat{N} ซึ่งจะต้องปฏิบัติตามหลักเกณฑ์ดังต่อไปนี้

- (1) อุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวต้านทานแต่ละตัว R_i ในโครงข่าย N ทำการแทนที่ด้วยอุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวเก็บประจุค่า $1/R_i$
- (2) อุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวเก็บประจุแต่ละตัว C_i ในโครงข่าย N ทำการแทนที่ด้วยอุปกรณ์พาสซีฟที่เป็นตัวต้านทานค่า $1/C_i$

ถ้า $Y(s)$ เป็นแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์สำหรับโครงข่าย N ดังนั้นการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ของโครงข่าย N เพื่อให้สอดคล้องกันจะได้ว่า $\hat{Y}(s)$ เป็นแอดมิตแตนซ์เมตริกซ์สำหรับโครงข่าย \hat{N} โดยจะได้เป็น

$$\hat{Y}(s) = sY\left(\frac{1}{s}\right) \quad (4.3)$$

ซึ่งจะสามารถหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของโครงข่าย \hat{N} ได้จากสมการที่ (4.2)

4.3 การแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์

เมื่อพิจารณาจากหลักการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์ในหัวข้อที่ 3.3 ตามรูปที่ 3.5, 3.7 และ 3.9 ซึ่งจากการวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรในหัวข้อที่ 3.5.1 จะพบว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวจะสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้เพียงแคว้งจร ตามรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก) และ 3.9(ก) เท่านั้น ดังนั้นในส่วนนี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถออสซิลเลตสัญญาณได้ ซึ่งจากวงจรจะเห็นได้ว่าวงจรประกอบด้วยอุปกรณ์แยกที่พอร์ซีที่เป็นวงจรสายพานกระแสจำนวน 2 ตัวและอุปกรณ์โครงข่ายพาสซีฟอาร์ซีจำนวน 4 ตัว ซึ่งจากวงจรถูกกล่าวสามารถเขียนสมการเชิงโหนดของวงจรโครงข่าย $Y(s)$ ได้ในรูปเมตริกซ์ดังนี้ (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ค)

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \\ -\frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2} & sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

และจากการที่ได้ทำการศึกษาถึงหลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในหัวข้อที่ 4.2 ไปแล้ว นั้น ดังนั้นจึงสามารถนำเอาวงจร ตามรูปที่ 3.5(ก), 3.7(ก) และ 3.9(ก) ดังกล่าวมาทำการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ เพื่อให้เกิดเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งสามารถหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะได้จากนำสมการที่ (4.4) ไปทำการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ ตามสมการที่ (4.3) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจร โครงข่าย $\hat{Y}(s)$ ซึ่งสามารถที่จะเขียนสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ ได้เป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} - sC_2 & sC_2 \\ -sC_1 - sC_2 & \frac{1}{R_2} + sC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

จากสมการที่ (4.5) จะได้ว่า

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_2 - R_1) + 1 = 0 \quad (4.6)$$

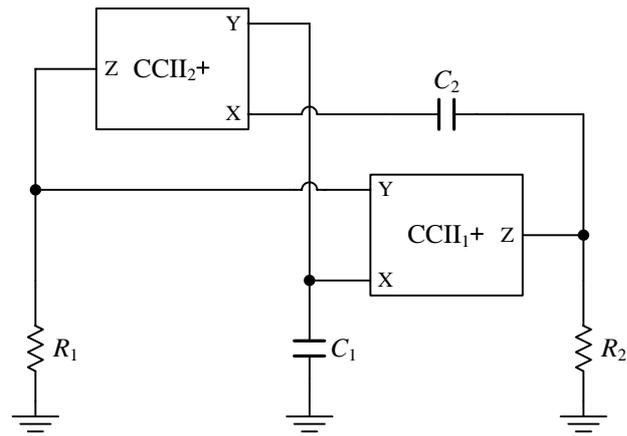
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลต คือ

$$R_2 = R_1 \quad (4.7)$$

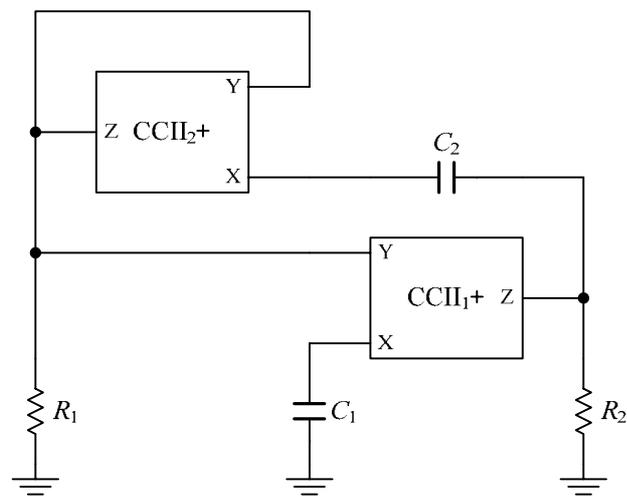
ดังนั้นจะได้ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่ออสซิลเลตออกมาจากวงจรเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (4.8)$$

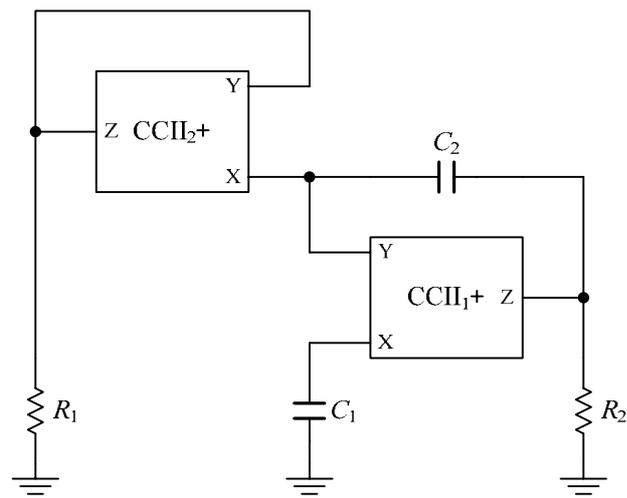
จากสมการที่ (4.7) จะเห็นว่าเงื่อนไขการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับตัวต้านทาน R_1 หรือ R_2 และจากสมการที่ (4.8) จะเห็นว่า การปรับความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับคาปาซิเตอร์ C_1 หรือ C_2 ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตสัญญาณ



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์
ที่ใช้วิธีการแปลงมูลเดเตอร์

4.4 การแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

ในทำนองเดียวกันจากหลักการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์ในหัวข้อที่ 3.4 ตามรูปที่ 3.11, 3.13 และ 3.15 ซึ่งจากการวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรในหัวข้อที่ 3.5.1 จะพบว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ดังกล่าวจะสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้เพียงแคว้งจร ตามรูปที่ 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) เท่านั้น ดังนั้นในส่วนนี้จะขอกกล่าวถึงเฉพาะวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถออสซิลเลตสัญญาณได้ ซึ่งจากวงจรดังกล่าวสามารถเขียนสมการเชิงโหนดของวงจรโครงข่าย $Y(s)$ ได้ในรูปเมตริกซ์ดังนี้ (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ค)

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} & sC_2 - \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

และจากการที่ได้ทำการศึกษาถึงหลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในหัวข้อที่ 4.2 ไปแล้วนั้น ดังนั้นจึงสามารถนำเอาวงจร ตามรูปที่ 3.11(ก), 3.13(ก) และ 3.15(ก) ดังกล่าวมาทำการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ เพื่อให้เกิดเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ดังแสดงในรูปที่ 4.2 ซึ่งสามารถหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะได้จากนำสมการที่ (4.9) เมื่อนำไปทำการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ ตามสมการที่ (4.3) จะได้ว่าวงจรโครงข่าย $\hat{Y}(s)$ ซึ่งสามารถที่จะเขียนสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้เป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} + sC_2 & -sC_2 \\ sC_1 + sC_2 & \frac{1}{R_2} - sC_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

จากสมการที่ (4.10) จะได้ว่า

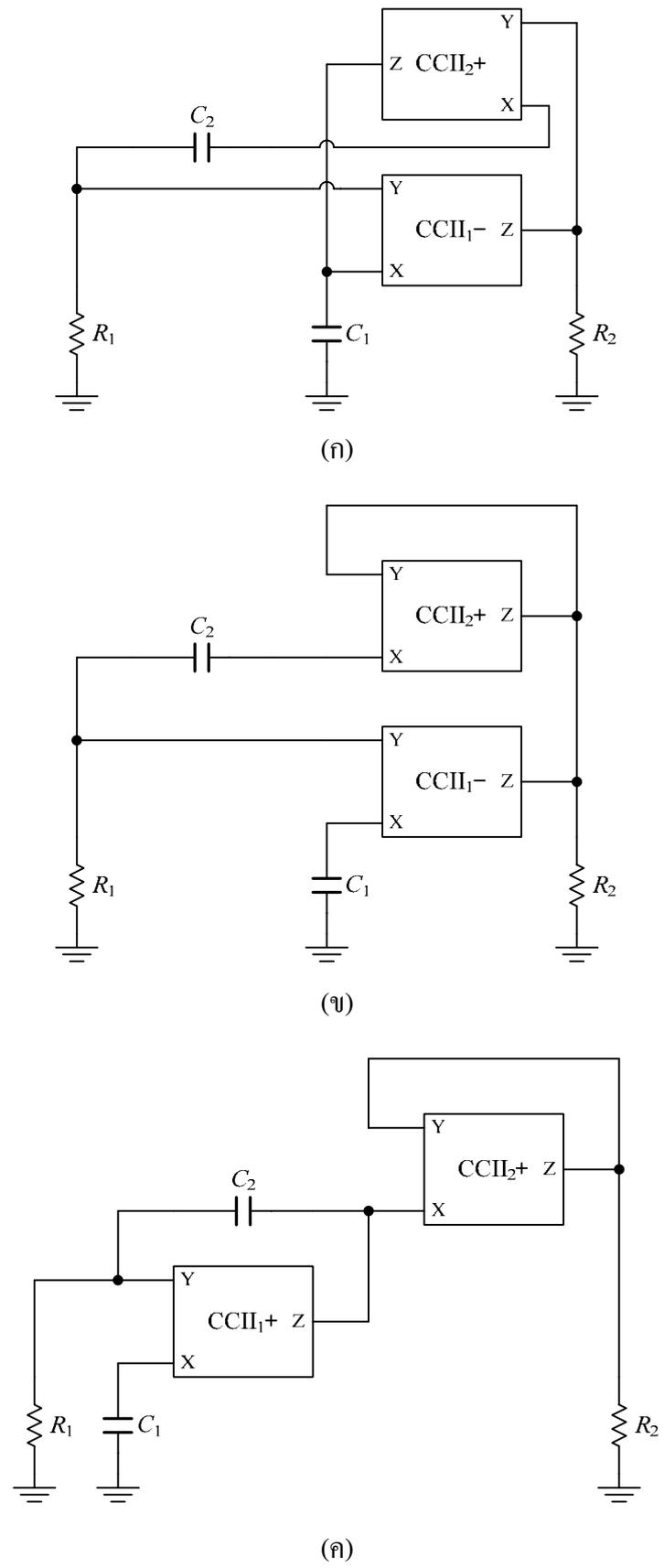
$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_1 - R_2) + 1 = 0 \quad (4.11)$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลต คือ

$$R_1 = R_2 \quad (4.12)$$

ดังนั้นจะได้ค่าความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่ออสซิลเลตออกมาจากวงจรเท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (4.13)$$



รูปที่ 4.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

จากสมการที่ (4.12) จะเห็นว่าเงื่อนไขการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับตัวต้านทาน R_1 หรือ R_2 และจากสมการที่ (4.13) จะเห็นว่าความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณสามารถควบคุมได้ด้วยการปรับคาปาซิเตอร์ C_1 หรือ C_2 ซึ่งจะไม่มีผลกระทบต่อเงื่อนไขของการออสซิลเลตสัญญาณ

4.5 การวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์

จากการที่ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรไว้ในหัวข้อ 3.5.1 แล้วนั้น ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวถึงในหัวข้อ 4.3 และ 4.4 จะเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถออสซิลเลตสัญญาณได้ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะขอกกล่าวถึงการวิเคราะห์ว่าถ้าวงจรสายพานกระแสที่นำมาใช้งานมีความไม่เป็นอุดมคติเกิดขึ้น ก็จะส่งผลให้วงจรไม่สามารถออสซิลเลตสัญญาณได้ ซึ่งอาจจะเกิดจากเงื่อนไขของวงจรที่เกิดขึ้นไม่เป็นจริง การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจรซึ่งเป็นตัวบอกระสิทธิภาพของวงจรและการวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพารามิเตอร์แปรของวงจรสายพานกระแสที่มีผลต่อวงจร

4.5.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรในกรณีที่ CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

การวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ CCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติซึ่งจะมีผลกระทบต่อวงจรออสซิลเลเตอร์โดยนำคุณสมบัติจากสมการที่ (3.16) มาทำการวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.1 และ 4.2 เพื่อที่จะหาเงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรและความถี่ของการเกิดออสซิลเลตในกรณีที่ CCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 4.1 (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก จ)

เมื่อเปรียบเทียบเงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.1 จากสมการที่ (4.7) และ (4.8) กับตารางที่ 4.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.1(ก), 4.1(ข) และ 4.1(ค) จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_1\beta_2\alpha_2$, $\beta_2\alpha_2$ และ $\beta_2\alpha_2$ ตามลำดับ และความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_1\alpha_1\alpha_2$, $\beta_1\alpha_1\alpha_2$ และ $\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2$ ตามลำดับ และเปรียบเทียบเงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.2 จากสมการที่ (4.12) และ (4.13) กับตารางที่ 4.1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.2(ก), 4.2(ข) และ 4.2(ค) จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_2\alpha_1\alpha_2$, $\beta_2\alpha_2$ และ $\beta_2\alpha_2$ ตามลำดับ และความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_1\beta_2\alpha_1$, $\beta_1\beta_2\alpha_1$ และ $\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2$ ตามลำดับ ในทางปฏิบัติค่าการส่งผ่านแรงดัน β จะให้ค่าเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดที่น้อยกว่าค่าการส่งผ่านกระแส α จึงมีความเป็นไปได้ที่ทำให้ความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรในรูปที่ 4.2(ก) และ 4.2(ข) มีค่าผิดพลาดไปจากค่าทฤษฎีที่คำนวณได้ต่ำกว่าวงจรในรูปอื่นๆ

ตารางที่ 4.1 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออสิลเลตและความถี่ของการออสิลเลตของวงจรถอดสัญญาณที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์
ในกรณีที่ CCI ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

	วงจรถอดสัญญาณ	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออสิลเลต	ความถี่ของการออสิลเลต (ω_0)
1	รูปที่ 4.1(ก)	$\beta_1\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_2 - \beta_1\beta_2\alpha_2R_1) + 1 = 0$	$R_2 = \beta_1\beta_2\alpha_2R_1$	$\left(\frac{1}{\beta_1\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2}\right)^{1/2}$
2	รูปที่ 4.1(ข)	$\beta_1\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_2 - \beta_2\alpha_2R_1) + 1 = 0$	$R_2 = \beta_2\alpha_2R_1$	$\left(\frac{1}{\beta_1\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2}\right)^{1/2}$
3	รูปที่ 4.1(ค)	$\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_2 - \beta_2\alpha_2R_1) + 1 = 0$	$R_2 = \beta_2\alpha_2R_1$	$\left(\frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2}\right)^{1/2}$
4	รูปที่ 4.2(ก)	$\beta_1\beta_2\alpha_1s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_1 - \beta_2\alpha_1\alpha_2R_2) + 1 = 0$	$R_1 = \beta_2\alpha_1\alpha_2R_2$	$\left(\frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1C_1C_2R_1R_2}\right)^{1/2}$
5	รูปที่ 4.2(ข)	$\beta_1\beta_2\alpha_1s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_1 - \beta_2\alpha_2R_2) + 1 = 0$	$R_1 = \beta_2\alpha_2R_2$	$\left(\frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1C_1C_2R_1R_2}\right)^{1/2}$
6	รูปที่ 4.2(ค)	$\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_1 - \beta_2\alpha_2R_2) + 1 = 0$	$R_1 = \beta_2\alpha_2R_2$	$\left(\frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2}\right)^{1/2}$

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผลกระทบต่อกำพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรถอดสวิตช์เลเตอร์
ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของฮาร์ดี-ซีฮาร์

	วงจรถอดสวิตช์เลเตอร์	ค่าความไว											
		อุปกรณ์พาสซีฟ						อุปกรณ์แอกทีฟ					
1	รูปที่ 4.1(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$
2	รูปที่ 4.1(ข)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$
3	รูปที่ 4.1(ค)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$
4	รูปที่ 4.2(ก)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$
5	รูปที่ 4.2(ข)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$
6	รูปที่ 4.2(ค)	$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -1/2$

ตารางที่ 4.3 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออกสิทธิและค่าพารามิเตอร์ที่เกี่ยวข้องการออกสิทธิของวงจรรอดสิทธิเตอร์ที่ได้จากวิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์
ในกรณีที่มีผลกระทบบของค่าพารามิเตอร์ของ CCI

	วงจรรอดสิทธิเตอร์	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ
1	รูปที่ 4.1(ก)	$s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 + R_{X2})] + s [C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + 1 = 0$
2	รูปที่ 4.1(ข)	$s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 + R_{X2} - \beta_2 \alpha_2 R_1)] + s [C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + 1 = 0$
3	รูปที่ 4.1(ค)	$s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 - \beta_2 \alpha_2 R_1) + R_{X2} (R_{X1} - \beta_1 \alpha_1 R_2)] + s [C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + 1 = 0$
4	รูปที่ 4.2(ก)	$s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 + R_{X2})] + s [C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 C_2 R_2] + 1 = 0$
5	รูปที่ 4.2(ข)	$s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 + R_{X2} - \beta_2 \alpha_2 R_2)] + s [C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_2] + 1 = 0$
6	รูปที่ 4.2(ค)	$s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 - \beta_2 \alpha_2 R_2) + R_{X2} (R_{X1} - \beta_1 \alpha_1 R_1)] + s [C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_2] + 1 = 0$

ตารางที่ 4.3 [ต่อ]

	วางรออกสซิมเลเตอร์	เงื่อนไขของการออกสซิมเลต	ความถี่ของการออกสซิมเลต
1	รูปที่ 4.1(ก)	$C_2(R_2 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_1\beta_2\alpha_2C_2R_1$	$\left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\alpha_1\alpha_2R_1R_2 + R_{X1}(R_2 + R_{X2})]} \right\}^{1/2}$
2	รูปที่ 4.1(ข)	$C_2(R_2 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_2\alpha_2C_2R_1$	$\left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\alpha_1\alpha_2R_1R_2 + R_{X1}(R_2 + R_{X2} - \beta_2\alpha_2R_1)]} \right\}^{1/2}$
3	รูปที่ 4.1(ค)	$C_2(R_2 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_2\alpha_2C_2R_1$	$\left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2R_1R_2 + R_{X1}(R_2 - \beta_2\alpha_2R_1) + R_{X2}(R_{X1} - \beta_1\alpha_1R_2)]} \right\}^{1/2}$
4	รูปที่ 4.2(ก)	$C_2(R_1 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_2\alpha_1\alpha_2C_2R_2$	$\left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\beta_2\alpha_1R_1R_2 + R_{X1}(R_1 + R_{X2})]} \right\}^{1/2}$
5	รูปที่ 4.2(ข)	$C_2(R_1 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_2\alpha_2C_2R_2$	$\left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\beta_2\alpha_1R_1R_2 + R_{X1}(R_1 + R_{X2} - \beta_2\alpha_2R_2)]} \right\}^{1/2}$
6	รูปที่ 4.2(ค)	$C_2(R_1 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_2\alpha_2C_2R_2$	$\left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2R_1R_2 + R_{X1}(R_1 - \beta_2\alpha_2R_2) + R_{X2}(R_{X1} - \beta_1\alpha_1R_1)]} \right\}^{1/2}$

4.5.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร

อาศัยฟังก์ชันตามสมการที่ (3.12) เพื่อพิจารณาหาค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอคทีฟที่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์จากตารางที่ 4.1 ได้ดังตารางที่ 4.2

เมื่อพิจารณาจากตารางที่ 4.2 จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรทั้งหมดมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ดังนั้นผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ค่อนข้างน้อย

4.5.3 การวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพาราซิติคแพนงของ CCII ในวงจร

จากที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.5.4 ในการวิเคราะห์ผลกระทบของค่าพาราซิติคแพนงของ CCII ที่มีผลต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจากวงจรสมมูลของวงจรสายพานกระแสในรูปที่ 3.16 ได้นำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในรูปที่ 4.1 และ 4.2 เพื่อหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจร จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 4.3 (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข)

เมื่อพิจารณาเปรียบเทียบตารางที่ 4.1 และ 4.3 จะเห็นว่าตัวต้านทานแพนง R_x จะมีผลทำให้เงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์มีค่าผิดพลาดไปจากค่าทฤษฎีที่คำนวณด้วย

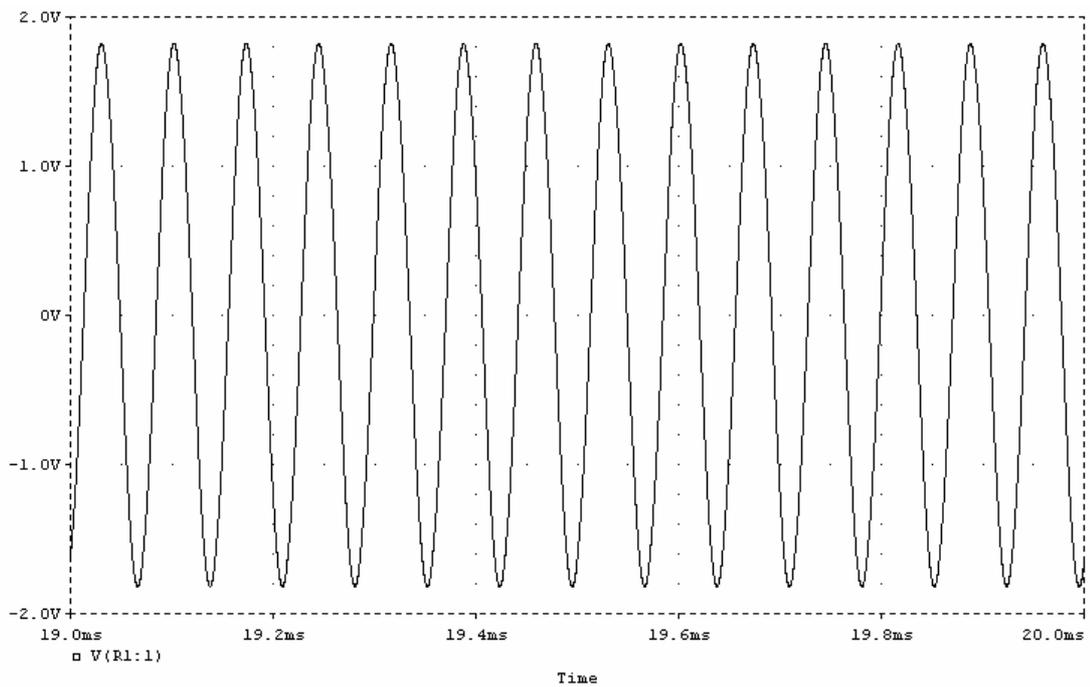
4.6 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE

เพื่อตรวจสอบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้ในรูปที่ 4.1(ก)-(ค) และ 4.2(ก)-(ค) และเป็นการยืนยันผลการวิเคราะห์ตามทฤษฎีของวงจรออสซิลเลเตอร์ว่าสามารถทำงานได้จริงตามหลักการที่นำเสนอ จึงได้จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยมีข้อกำหนดต่างๆของวงจรเป็นดังนี้ คือไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$ และเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR100N และชนิด PNP เบอร์ PR100N ในการสร้างเป็นวงจรสายพานกระแสตามรูปที่ 2.4 จะได้ผลการจำลองการทำงานของวงจรแสดงตามลำดับดังนี้

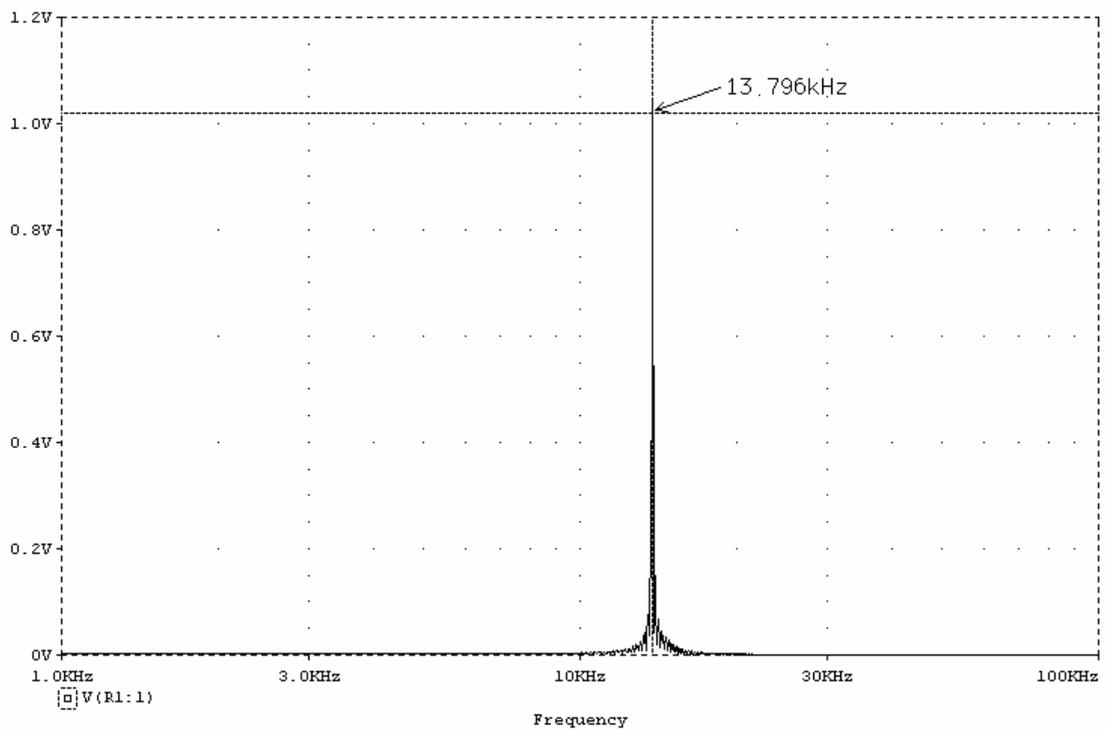
จากวงจรในรูปที่ 4.1(ก)-(ค) ถึงแม้ว่าในทางทฤษฎีวงจรจะสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้เมื่อใช้ตัวต้านทาน $R_2 = R_1$ แต่ในทางปฏิบัตินั้นจะต้องเลือกใช้ตัวต้านทาน R_1 ที่มีค่าสูงกว่าตัวต้านทาน R_2 เล็กน้อย ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถดำรงสัญญาณให้คงตัวอยู่ได้ กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 10nF$, $R_1 = 1.2k\Omega$ และ $R_2 = 1k\Omega$ รูปที่ 4.3(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.1(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่สถานะคงตัวเท่ากับ 13.796kHz และรูปที่ 4.3(ข) แสดงแถบความถี่

คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 5.4% รูปที่ 4.4(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.1(ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สถานะคงตัวเท่ากับ 13.851kHz และรูปที่ 4.4(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 5% รูปที่ 4.5(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.1(ค) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สถานะคงตัวเท่ากับ 13.475kHz และรูปที่ 4.5(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 6.8% ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานนี้แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ได้จริง และค่าความถี่ที่ได้ก็มีค่าใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎีที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.8) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 14.528kHz

จากวงจรในรูปที่ 4.2(ก)-(ค) ถึงแม้ว่าในทางทฤษฎีวงจรจะสามารถออสซิลเลตสัญญาณได้เมื่อใช้ตัวต้านทาน $R_1 = R_2$ แต่ในทางปฏิบัตินั้นจะต้องเลือกใช้ตัวต้านทาน R_2 ที่มีค่าสูงกว่าตัวต้านทาน R_1 เล็กน้อย ทั้งนี้ก็เพื่อเป็นการทำให้วงจรออสซิลเลเตอร์สามารถดำรงสัญญาณให้คงตัวอยู่ได้ กำหนดให้ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$ รูปที่ 4.6(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.2(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่สถานะคงตัวเท่ากับ 14.103kHz รูปที่ 4.6(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 3.7% รูปที่ 4.7(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.2(ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์และมีความถี่ที่สถานะคงตัวเท่ากับ 14.187kHz และรูปที่ 4.7(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 3.5% รูปที่ 4.8(ก) แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 4.2(ค) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้มีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์และมีความถี่ที่สถานะคงตัวเท่ากับ 13.754kHz และรูปที่ 4.8(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 5.6% ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานนี้แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ได้จริง และค่าความถี่ที่ได้ก็มีค่าใกล้เคียงกับค่าตามทฤษฎีที่คำนวณได้จากสมการที่ (4.13) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 14.528kHz



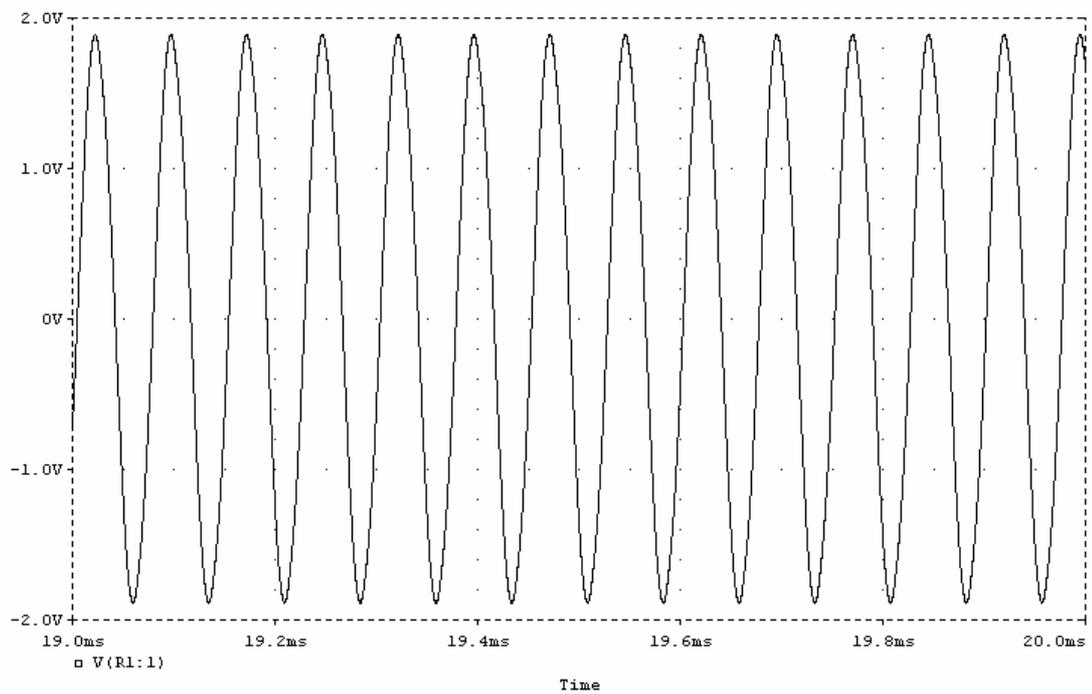
(ก)



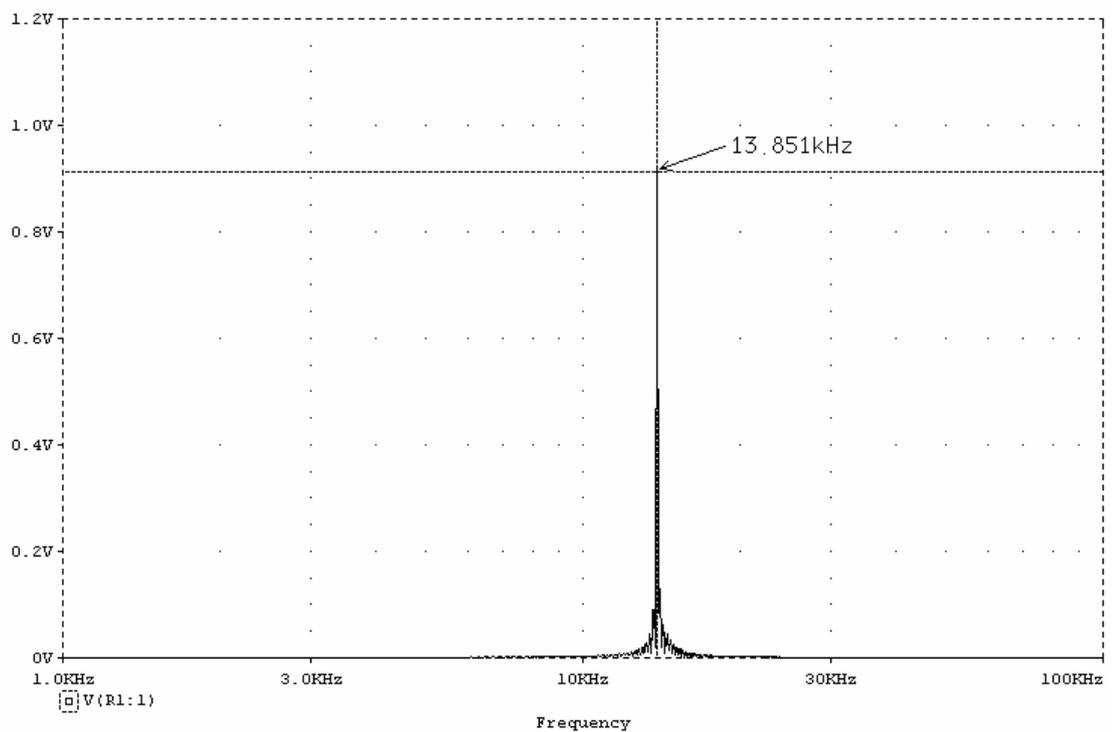
(ข)

รูปที่ 43 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต



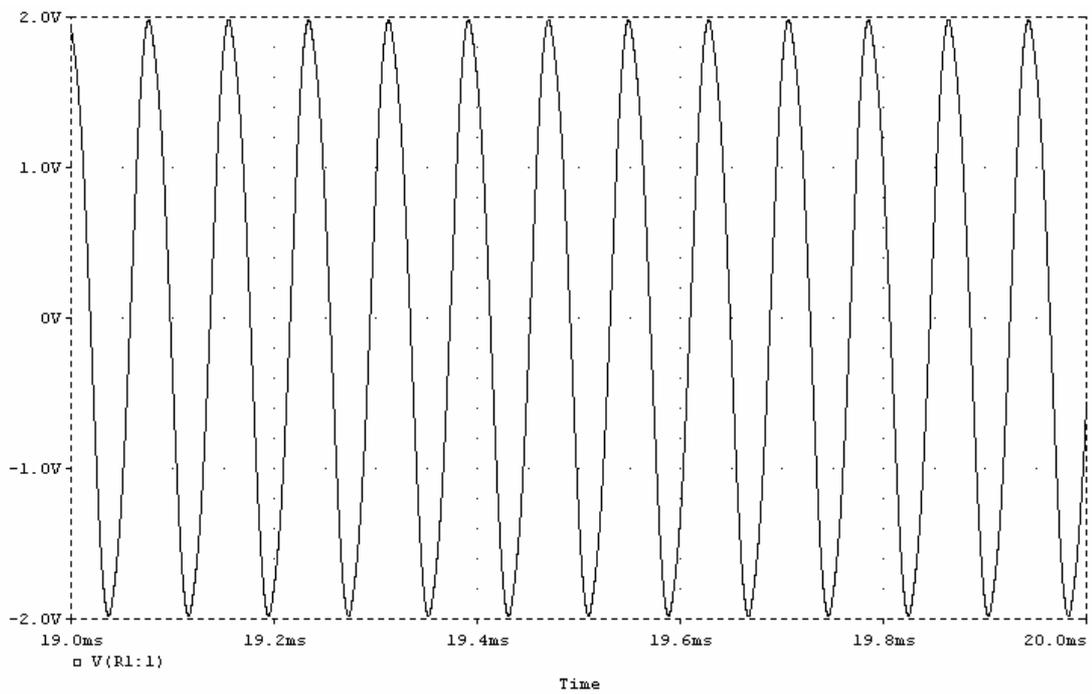
(ก)



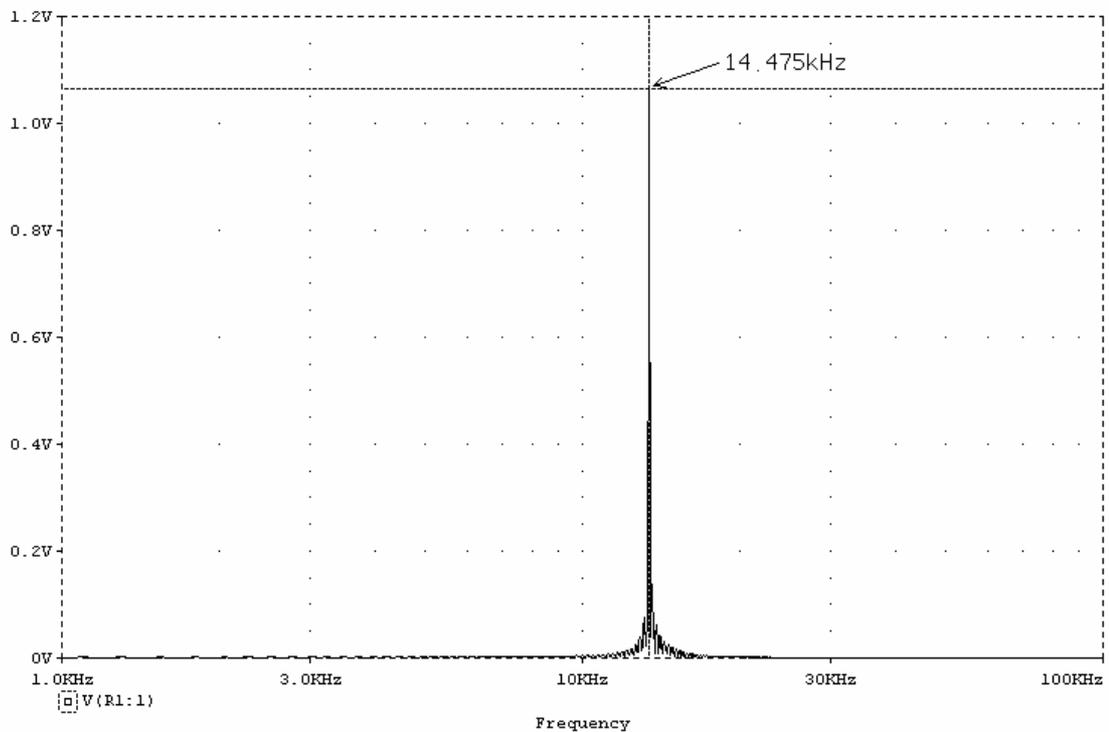
(ข)

รูปที่ 4.4 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.1(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต



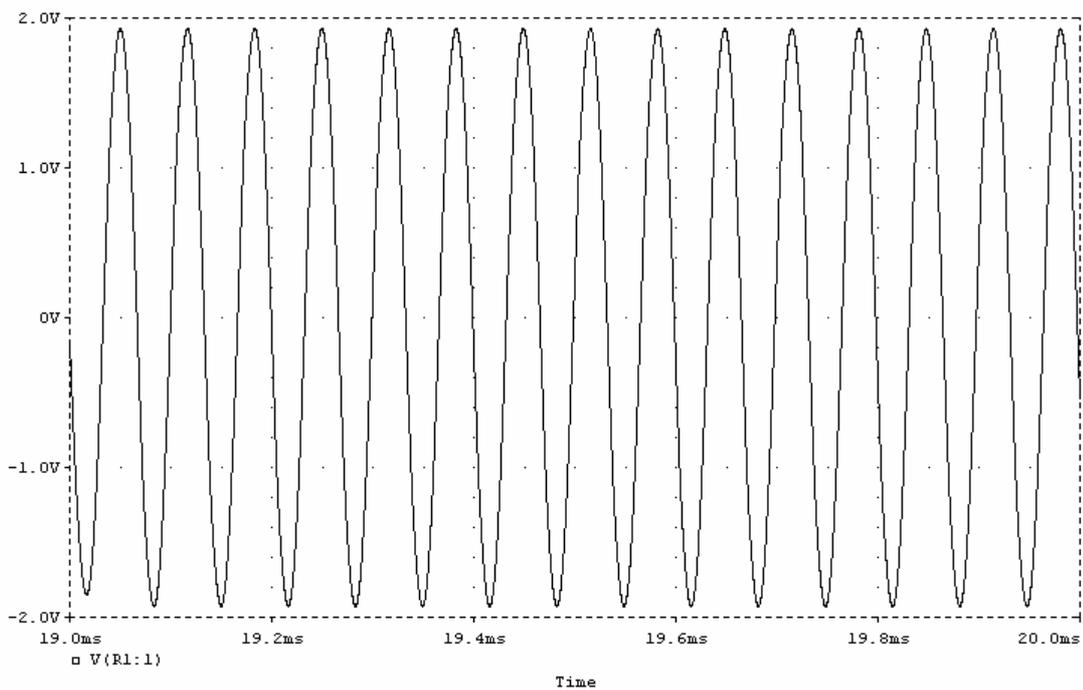
(ก)



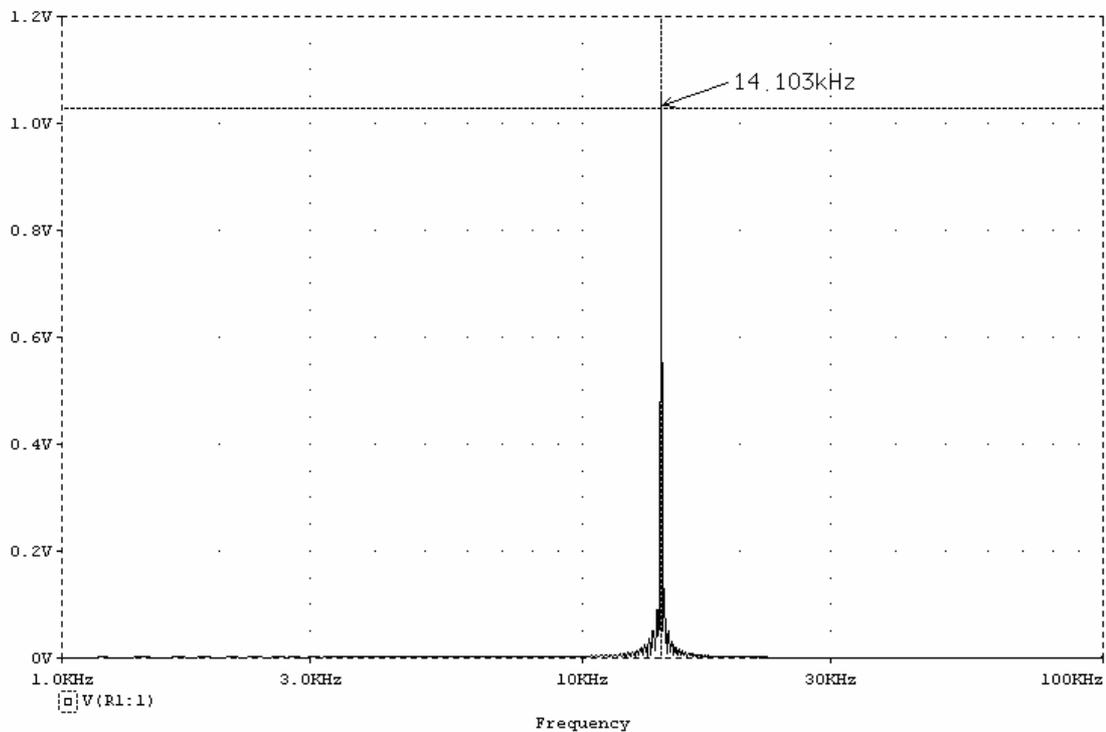
(ข)

รูปที่ 4.5 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.1(ค) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



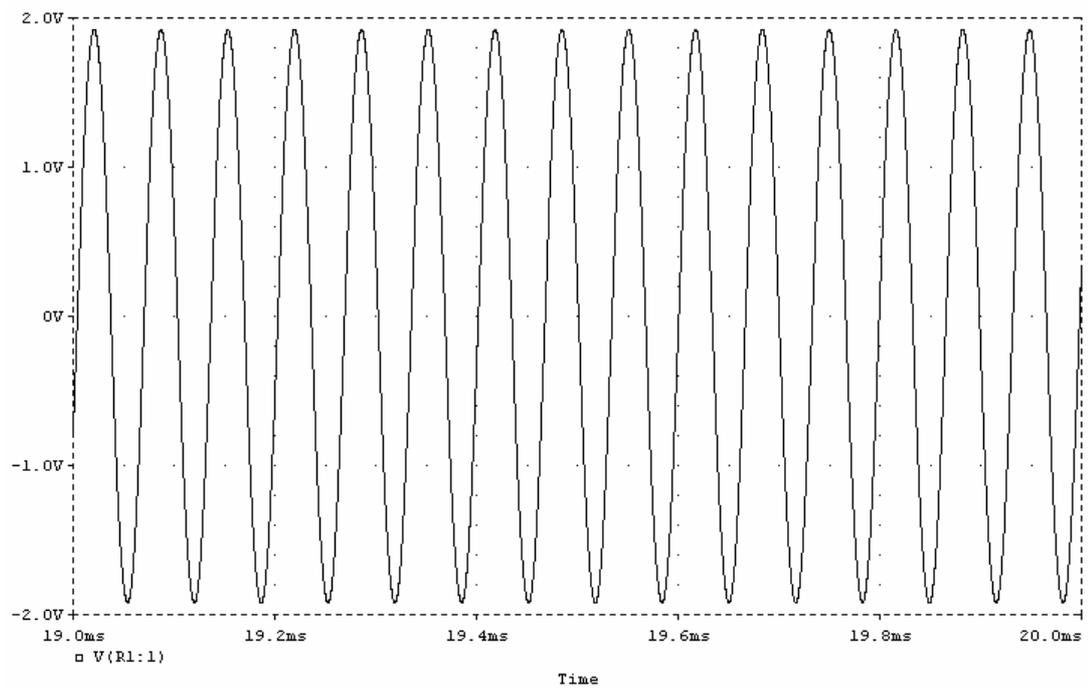
(ก)



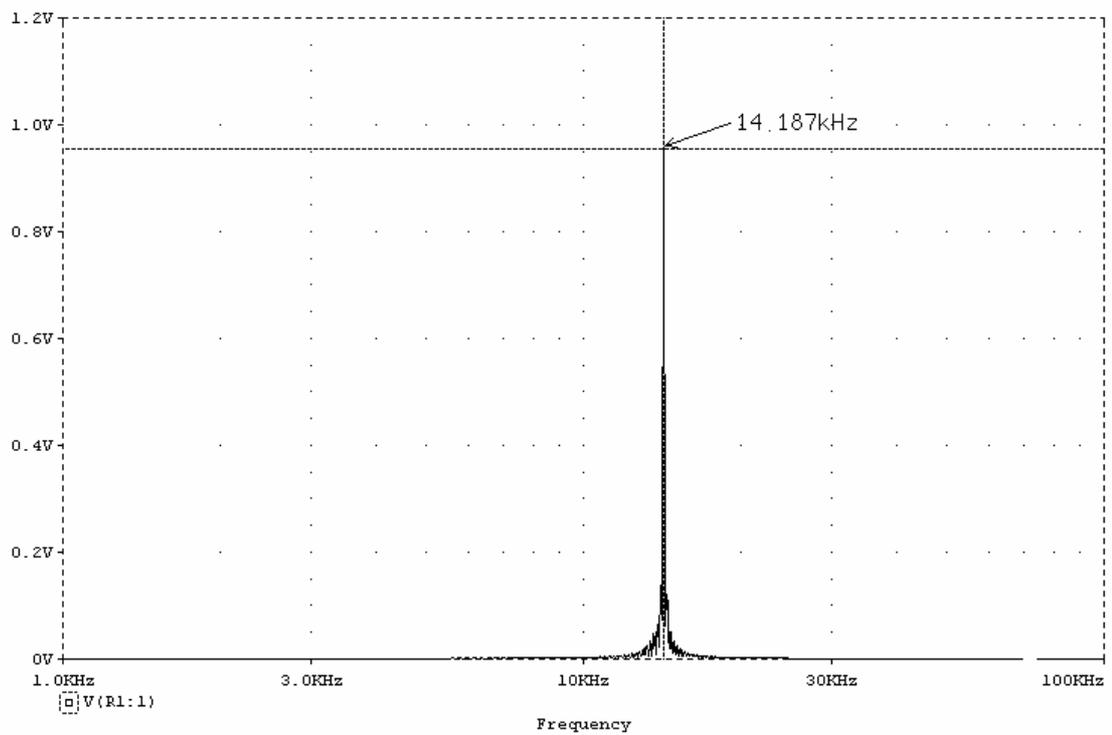
(ข)

รูปที่ 4.6 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



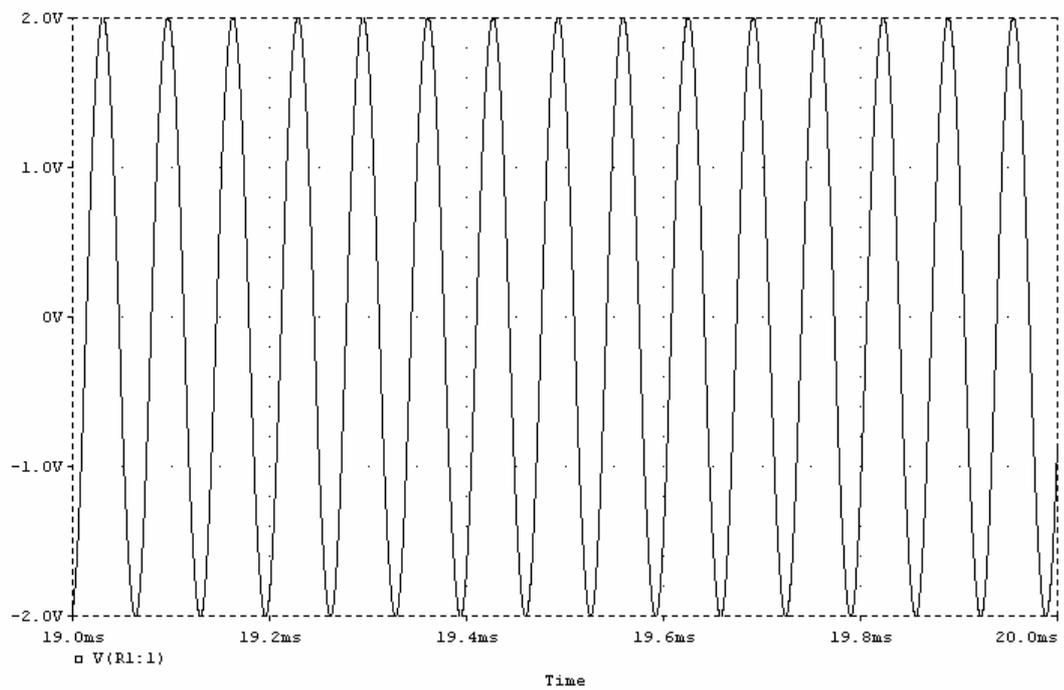
(ก)



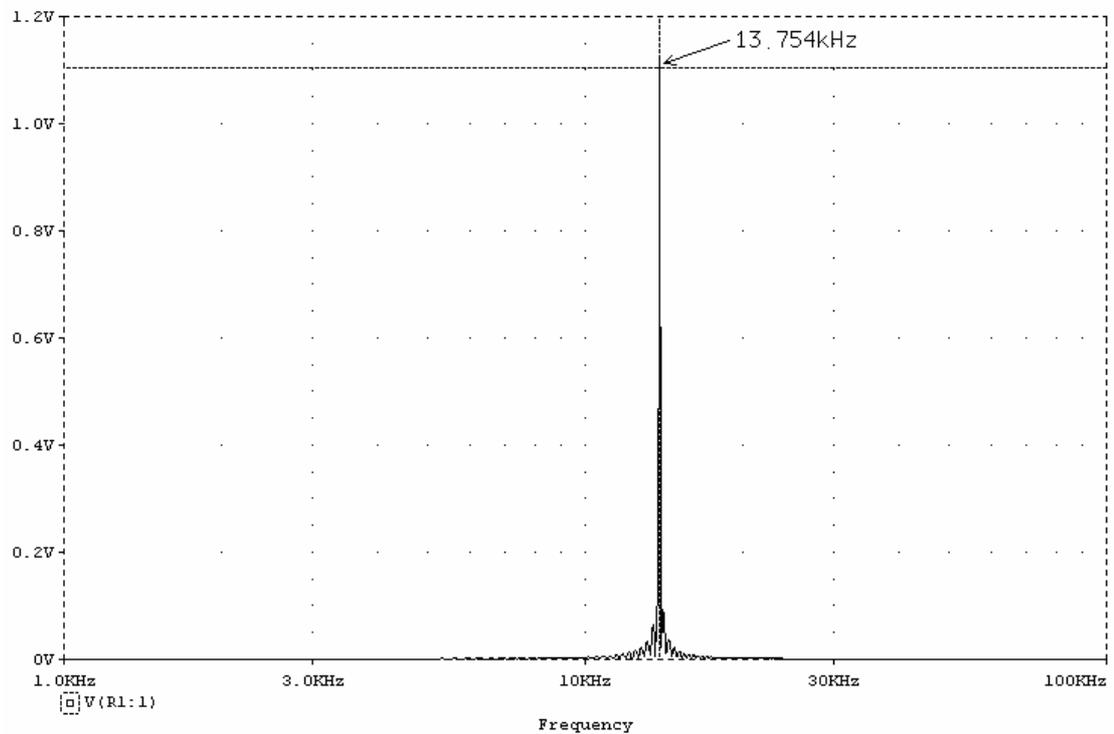
(ข)

รูปที่ 4.7 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต



(ก)



(ข)

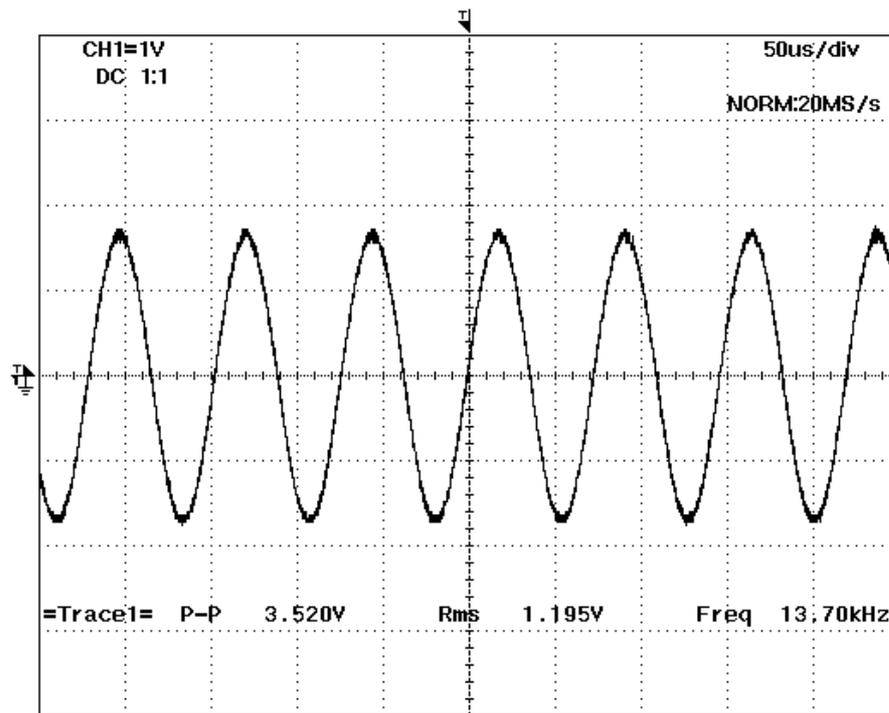
รูปที่ 4.8 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 4.2(ค) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต

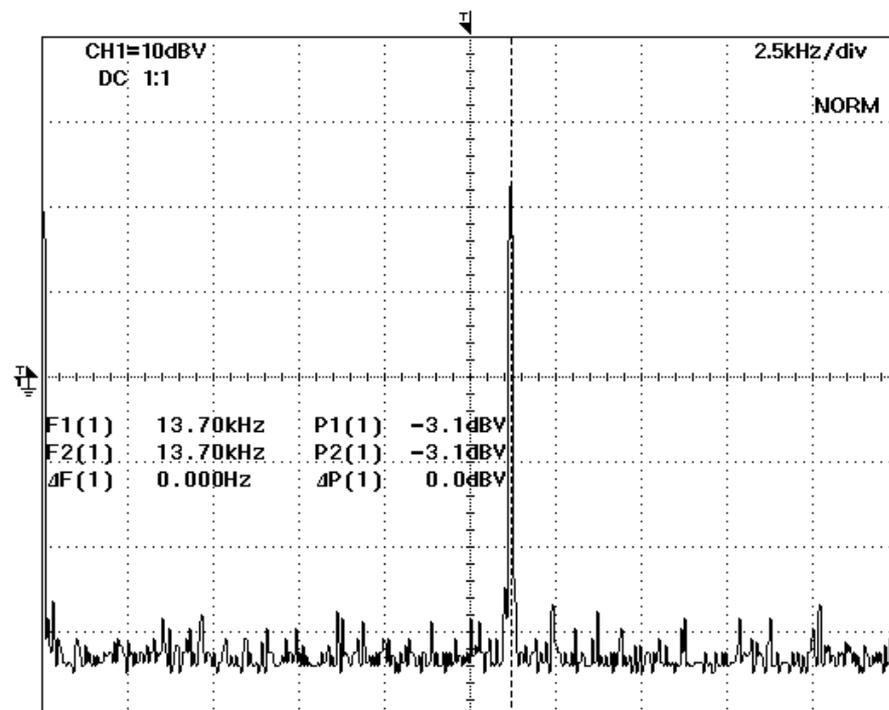
4.7 การทดลองการทำงานของวงจรถริง

เพื่อทดสอบการทำงานในทางปฏิบัติของวงจรรอสซิลเลเตอร์ จึงได้ทำการต่อวงจรถริงขึ้นตามวงจรรูปที่ 4.1(ก)-(ค) และ 4.2(ก)-(ค) โดยใช้อนาล็อกไอซีเบอร์ AD844 ต่อเป็น CCII+ และอนาล็อกไอซีเบอร์ AD844 จำนวน 2 ตัว ต่อเป็น CCII- และป้อนไฟเลี้ยงวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$

วงจรถริงรูปที่ 4.1(ก)-(ค) เลือกใช้ $C_1 = C_2 = 10nF$, $R_1 = 1.2k\Omega$, $R_2 = 1k\Omega$ และวัดสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรถริงรูปที่ 4.9(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงรูปที่ 4.1(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 4.9(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.70kHz รูปที่ 4.10(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงรูปที่ 4.1(ข) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 4.10(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.70kHz รูปที่ 4.11(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงรูปที่ 4.1(ค) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 4.11(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.51kHz ส่วนวงจรถริงรูปที่ 4.2(ก)-(ค) เลือกใช้ $C_1 = C_2 = 10nF$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1.2k\Omega$ และวัดสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ของวงจรถริงรูปที่ 4.12(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงรูปที่ 4.2(ก) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 4.12(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 14.08kHz รูปที่ 4.13(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงรูปที่ 4.2(ข) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 4.13(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 14.08kHz รูปที่ 4.14(ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถริงรูปที่ 4.2(ค) ที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ และรูปที่ 4.14(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 13.51kHz และเมื่อทำการเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุ โดยให้ $C_1 = C_2$ ของวงจรถริงรูปที่ 4.1(ก)-(ค) และ 4.2(ก)-(ค) ตั้งแต่ 1nF จนถึง 1 μ F แล้วนำเอาค่าความถี่ของสัญญาณที่ได้มาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับค่าความถี่ที่คำนวณตามสมการที่ (4.8) จะได้ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.15, 4.16, 4.17, 4.18, 4.19 และ 4.20 ตามลำดับ



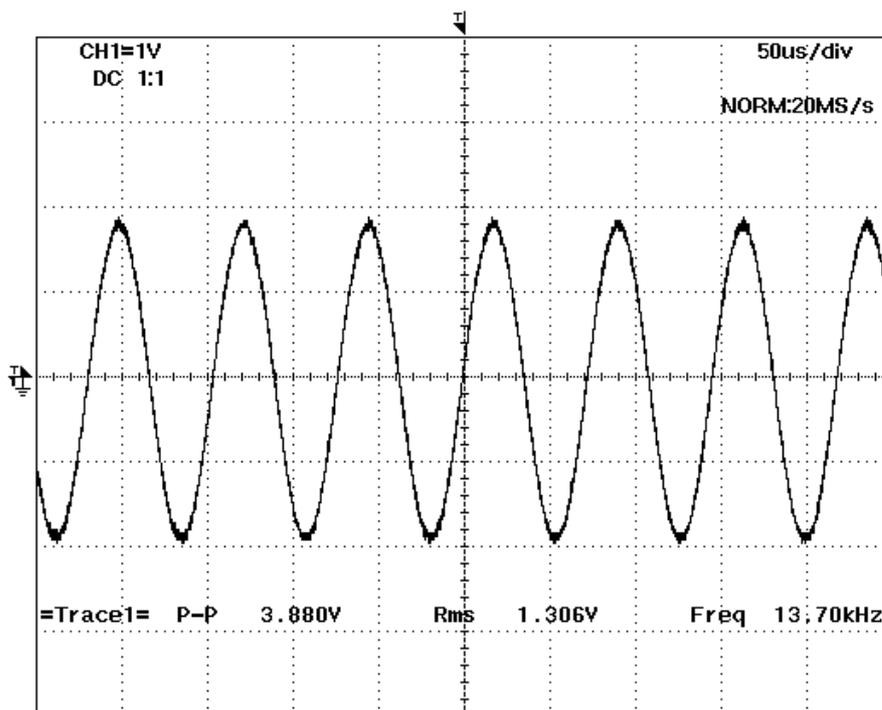
(ก)



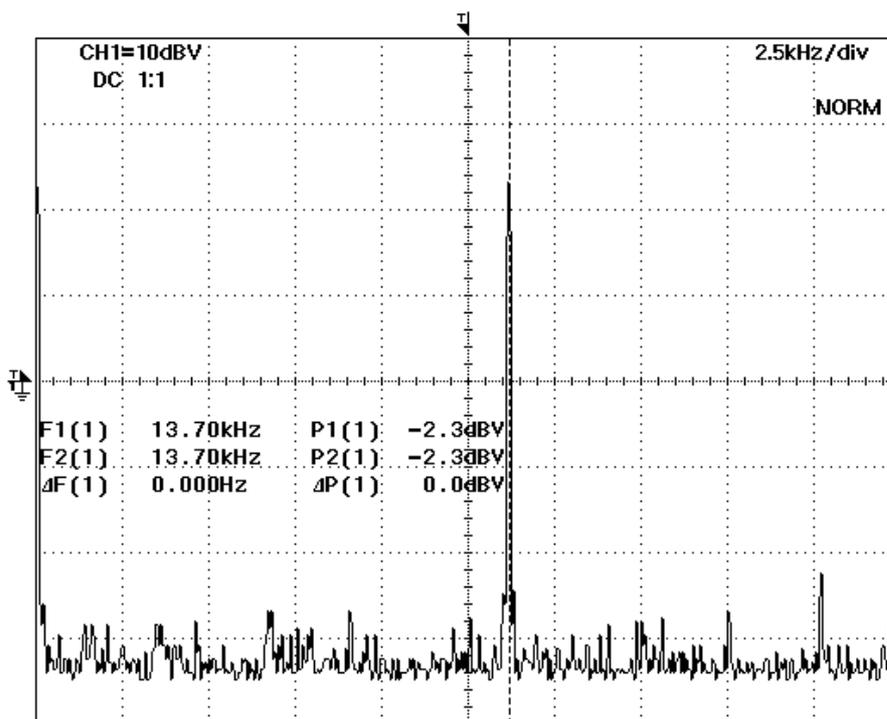
(ข)

รูปที่ 49 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต

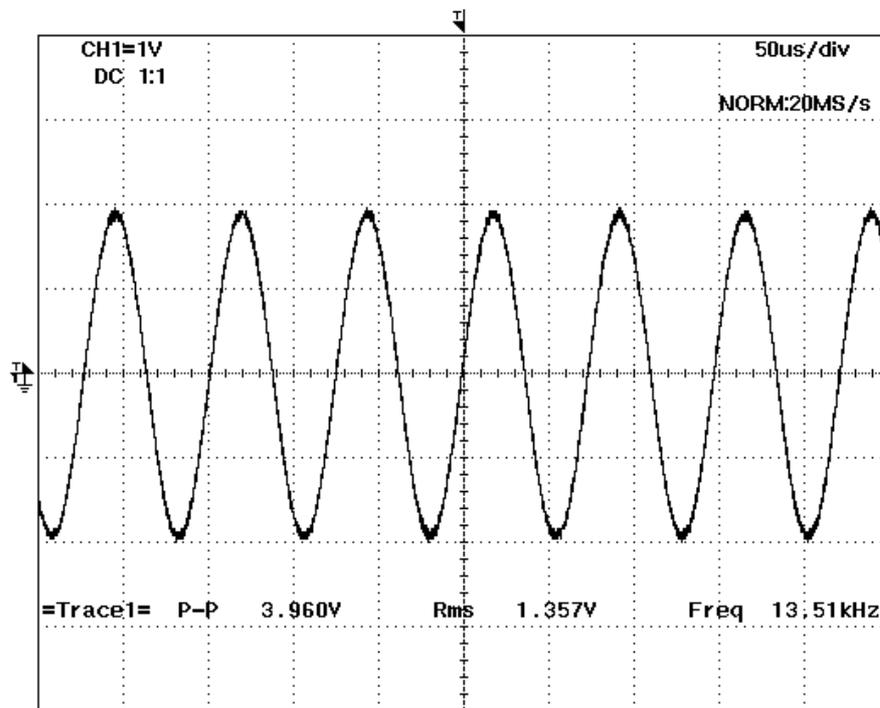


(ก)

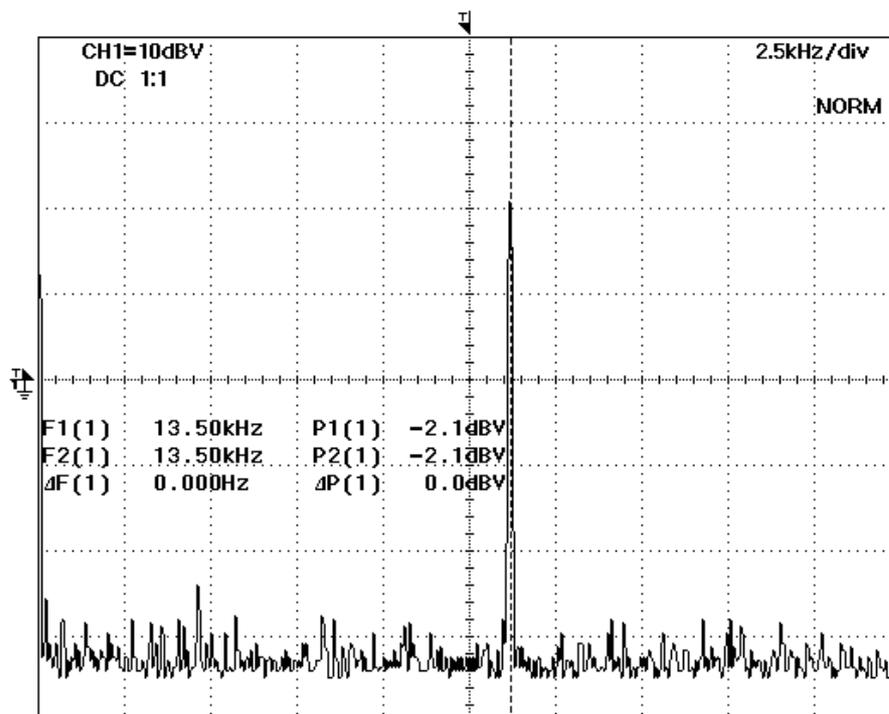


(ข)

รูปที่ 4.10 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรรูปที่ 4.1(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$
 (ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



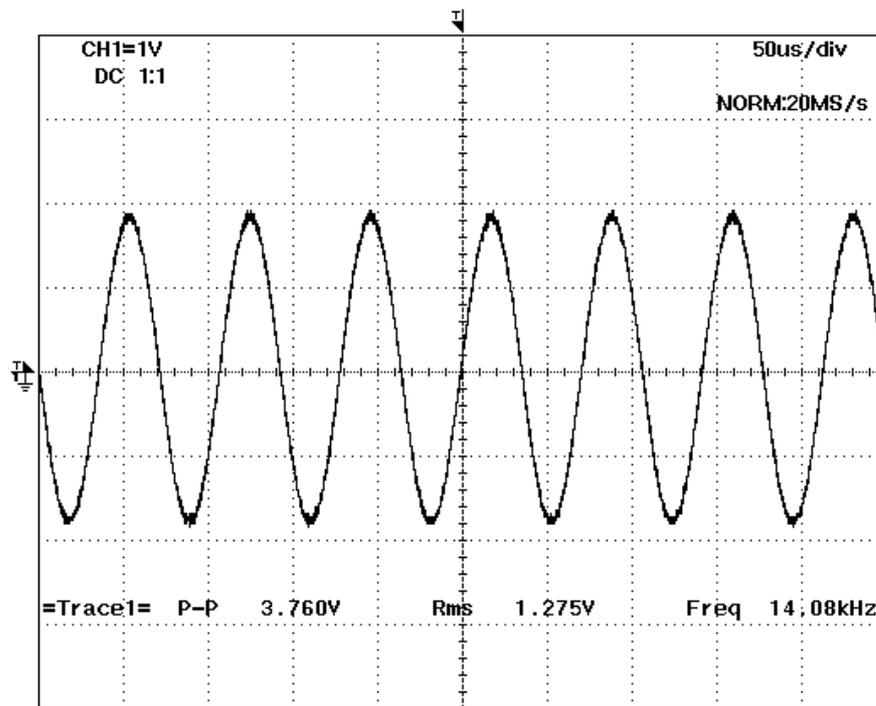
(ก)



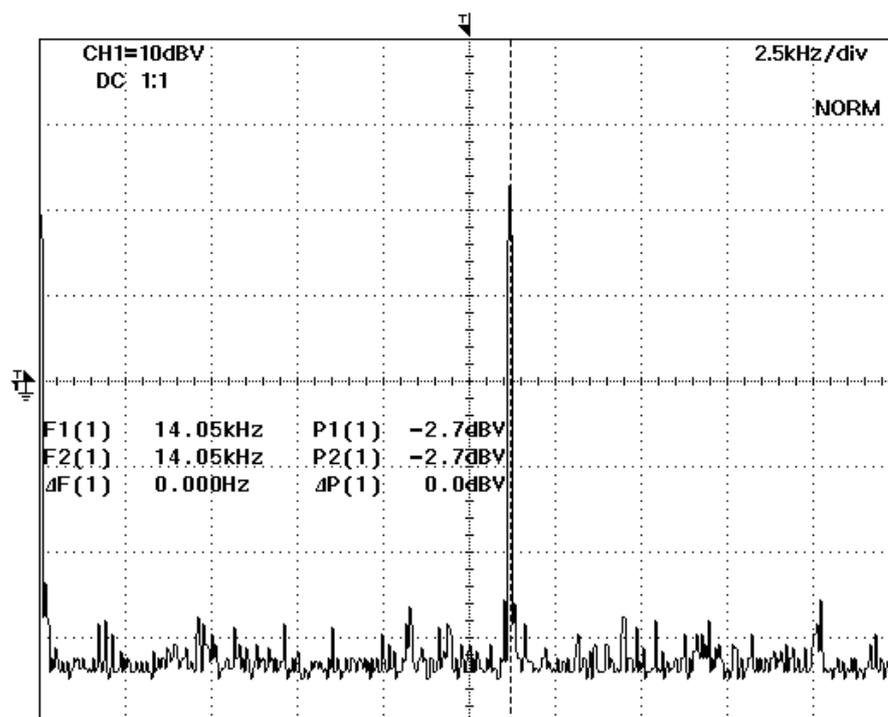
(ข)

รูปที่ 4.11 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_M ของวงจรรูปที่ 4.1(ค) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1.2\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกซซิลเลต



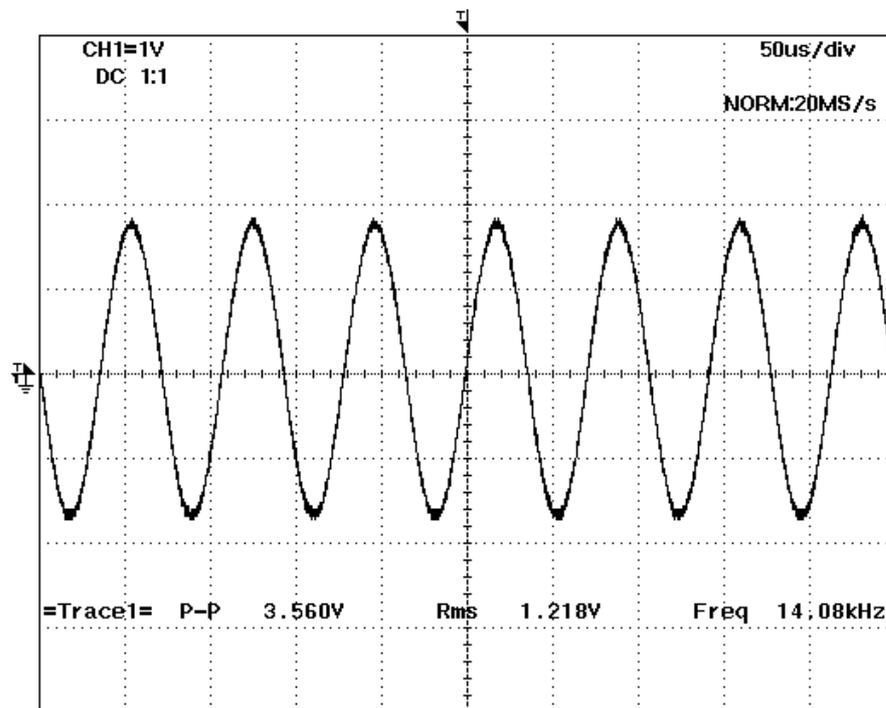
(ก)



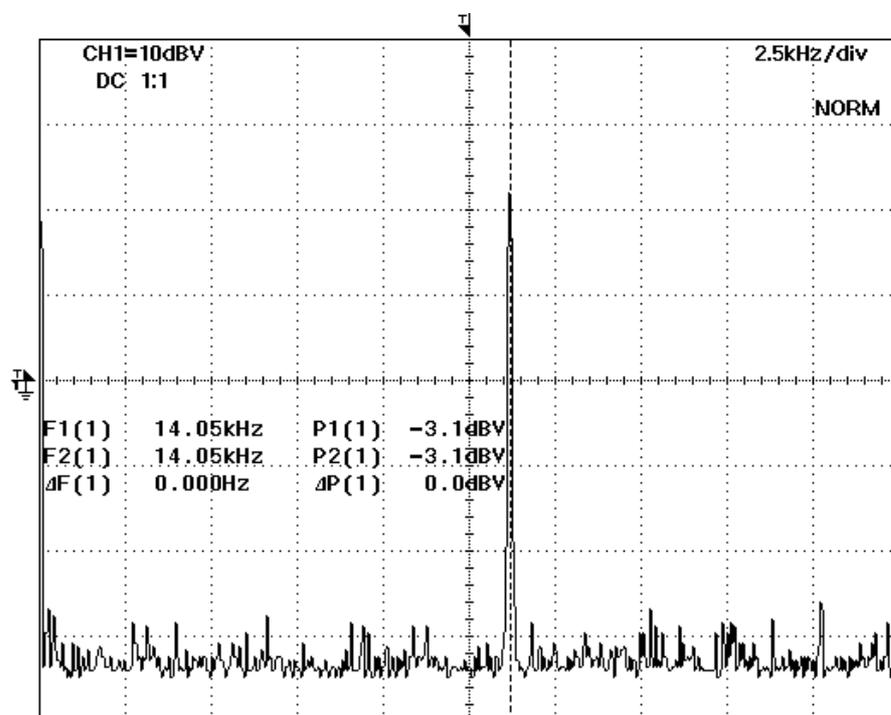
(ข)

รูปที่ 4.12 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตลิต



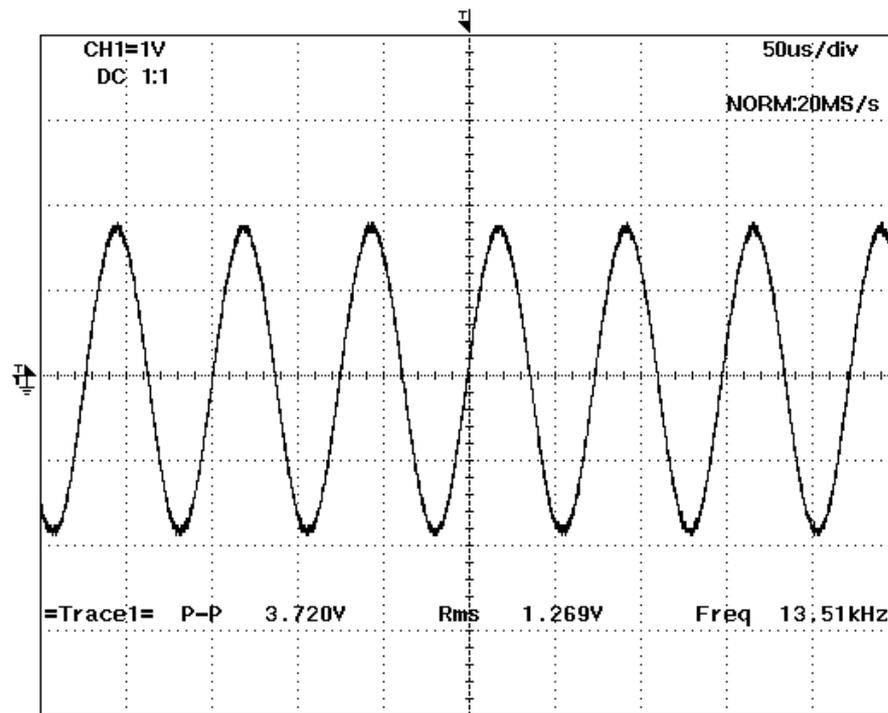
(ก)



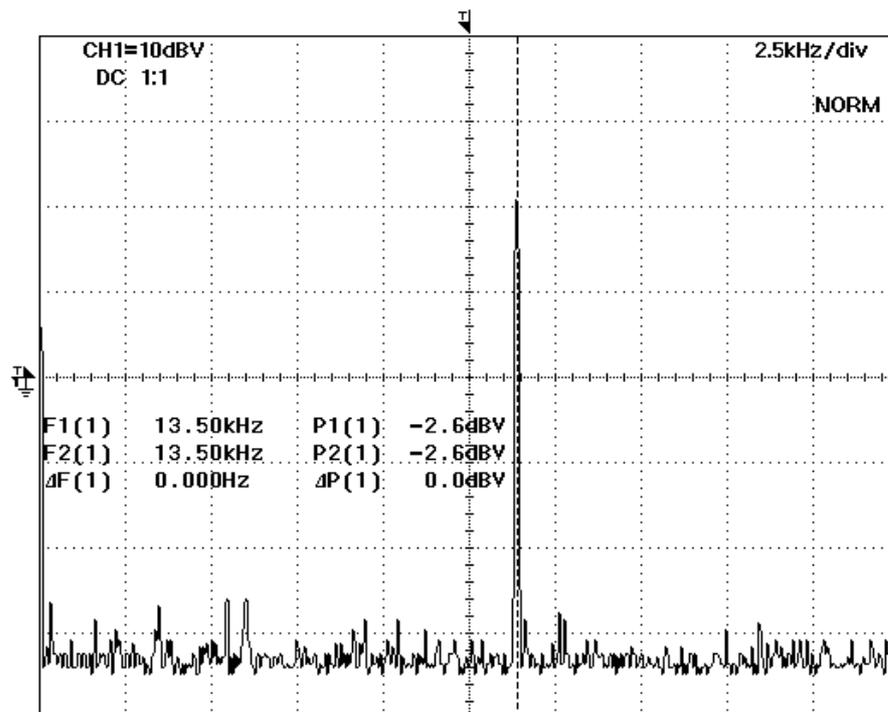
(ข)

รูปที่ 4.13 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรรูปที่ 4.2(ข) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตลิต



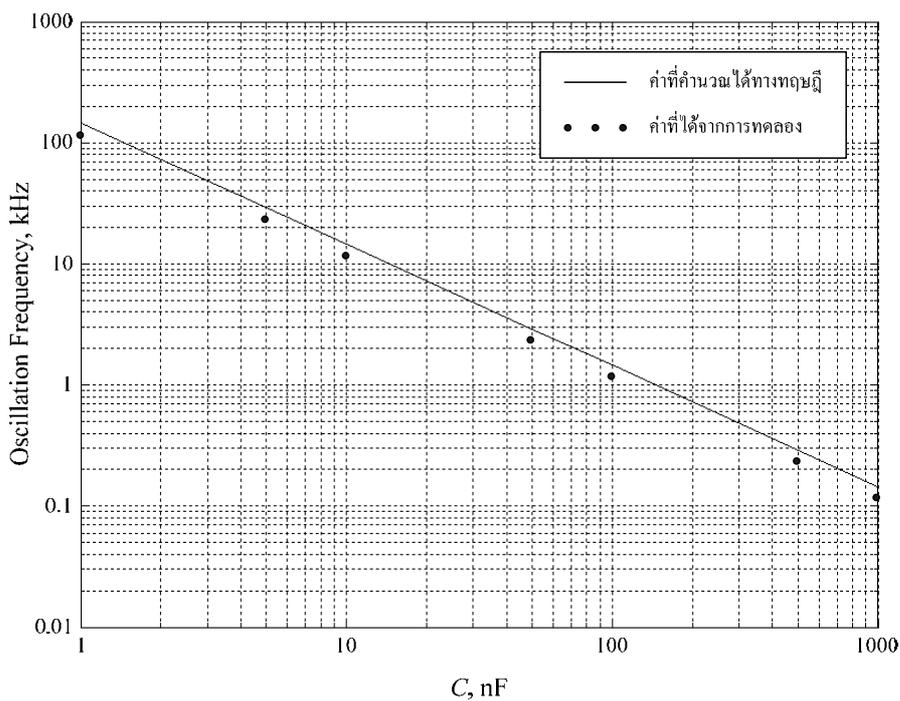
(ก)



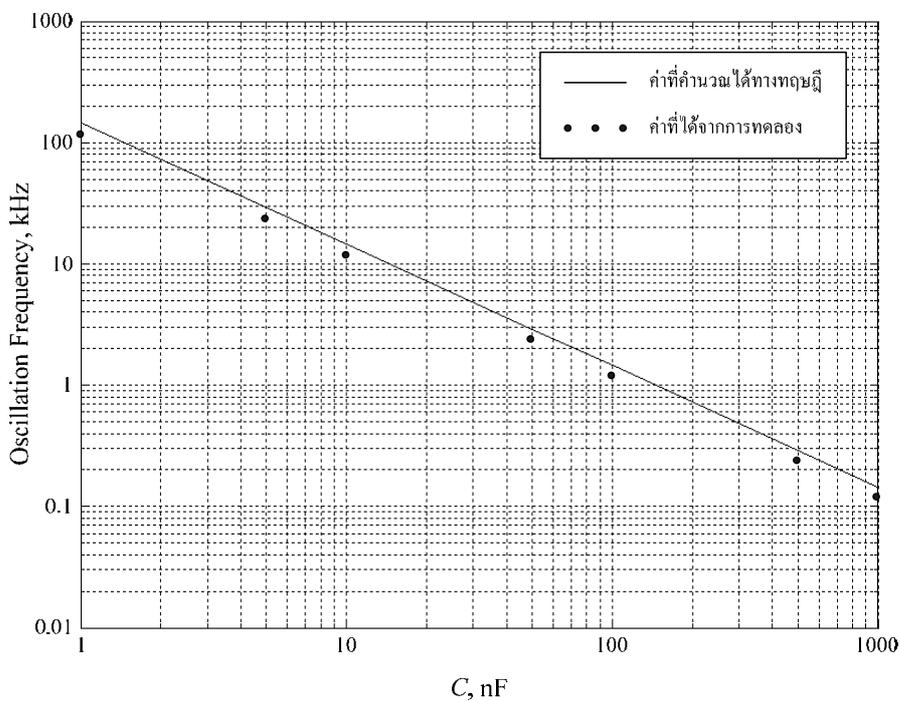
(ข)

รูปที่ 4.14 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_M ของวงจรรูปที่ 4.2(ค) เมื่อ $C_1 = C_2 = 10\text{nF}$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$ และ $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$

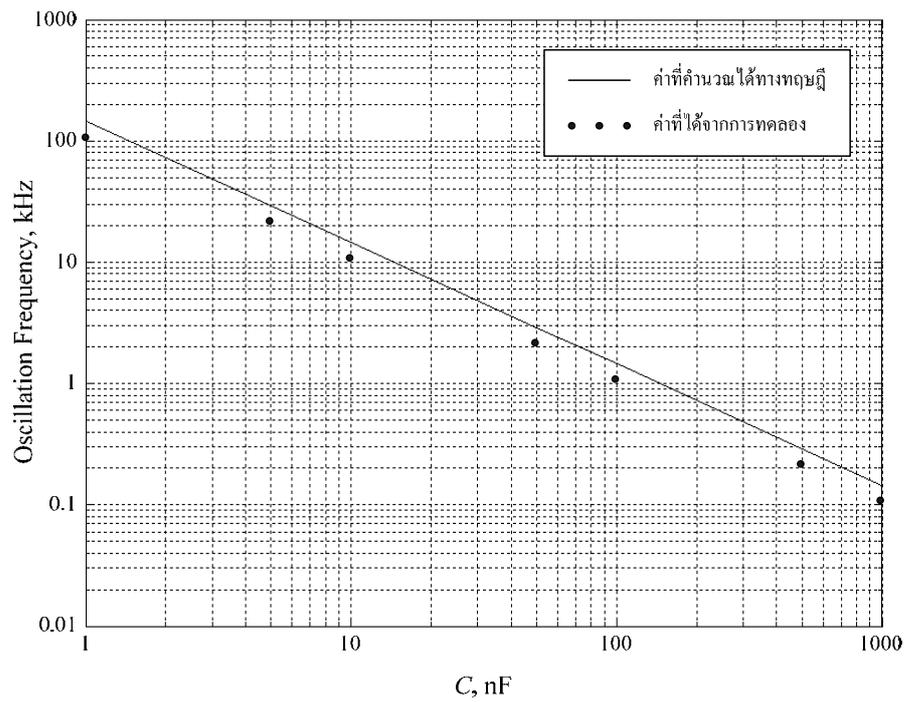
(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสวิตเลต



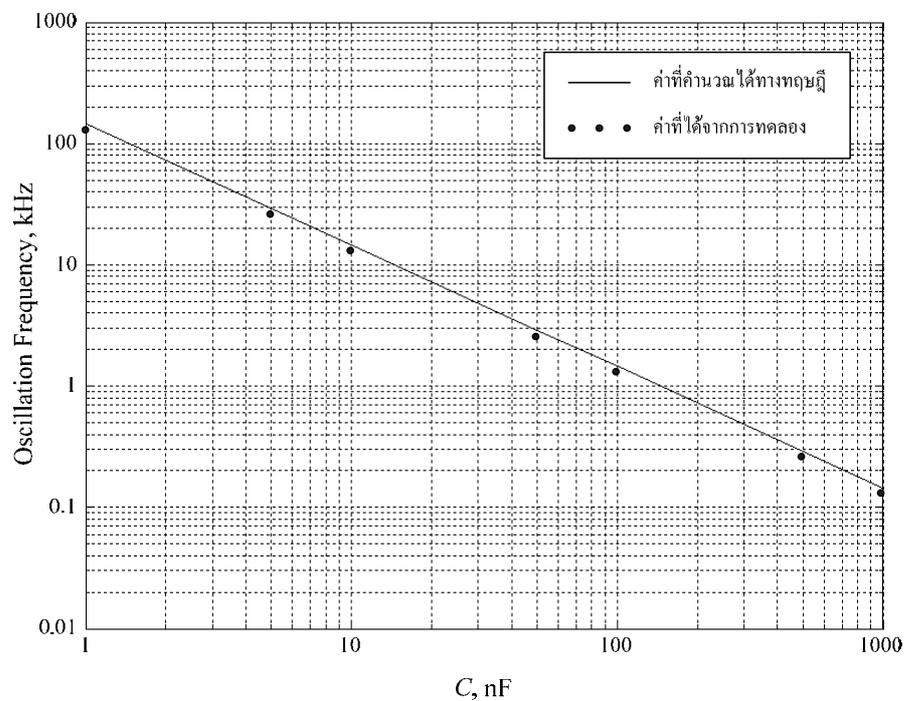
รูปที่ 4.15 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.1(ก) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$



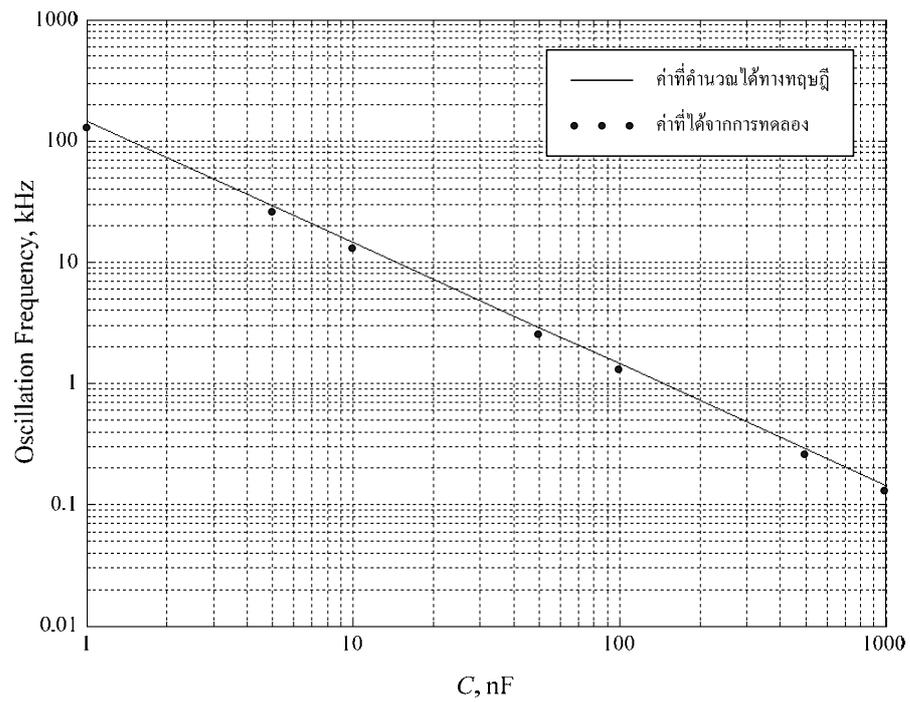
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.1(ข) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$



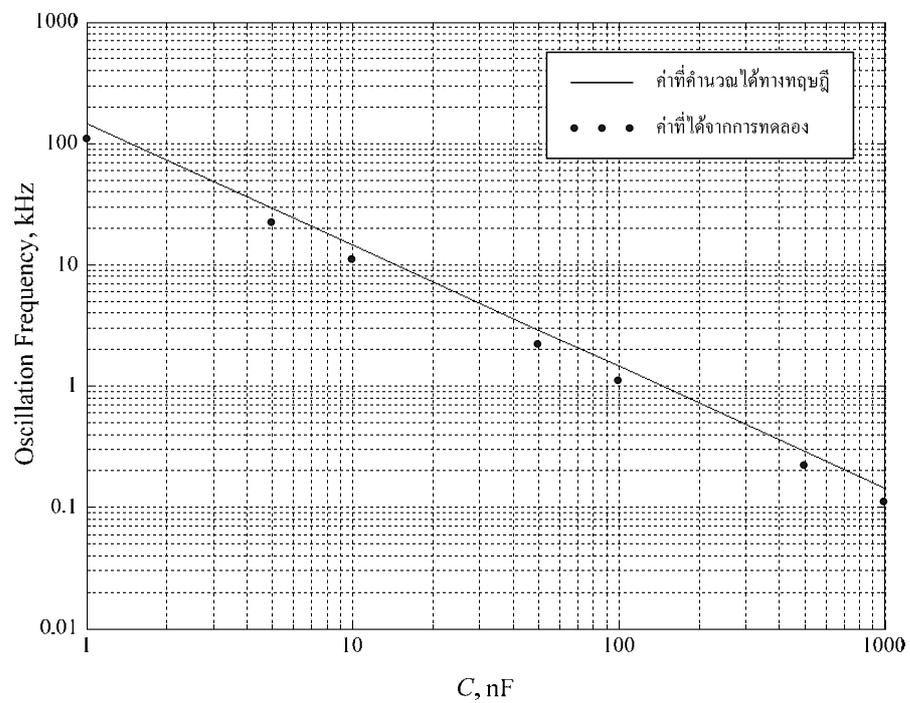
รูปที่ 4.17 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.1(ค) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$



รูปที่ 4.18 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2(ก) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$



รูปที่ 4.19 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2(ข) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$



รูปที่ 4.20 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{R1} ที่ได้จากการทดลองวงจรรูปที่ 4.2(ค) เมื่อเปลี่ยนค่า $C_1 = C_2$

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.15-4.20 จะเห็นได้ว่าความถี่ของการออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่เอาต์พุตนั้น ซึ่งค่าความถี่ที่ได้จะมีแนวโน้มที่มีค่าสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่คำนวณได้

4.8 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ที่นำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ที่จะใช้หลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์จะต้องประกอบด้วยจำนวนอุปกรณ์พาสซีฟน้อยที่สุด จากการตรวจสอบการทำงานของวงจรด้วยการจำลองการทำงานและการต่อวงจรจริงขึ้น แสดงให้เห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบใหม่ที่ได้จากหลักการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ที่นำเสนอสามารถทำงานได้สอดคล้องกับหลักการทางทฤษฎีด้วยดี

บทที่ 5

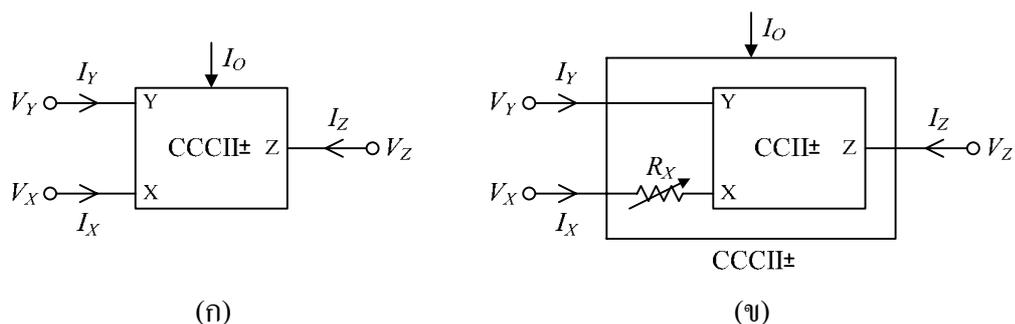
วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส

5.1 บทนำ

สำหรับวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส จัดว่าเป็นวงจรที่สามารถปรับค่าได้เชิงอิเล็กทรอนิกส์โดยการควบคุมการแปรค่ากระแสจากภายนอก จึงเป็นวงจรที่ได้มีการนำเสนอไว้หลายรูปแบบด้วยกัน [12, 15-17] สำหรับบล็อกของอุปกรณ์แอคทีฟ (Active building block) ที่มีการนำมาออกแบบสร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส จะพบว่าส่วนใหญ่นิยมใช้วงจรโอทีเอ (OTA) ซึ่งสามารถจะปรับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (Transconductance) หรือ g_m ของวงจรโอทีเอได้ด้วยกระแส [25] หรือใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ซึ่งจะสามารถปรับค่าความต้านทานแฝง (Parasitic resistance) ที่พอร์ต X หรือ R_x ของวงจรสายพานกระแสได้ด้วยกระแส [44] ด้วยเหตุนี้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเอา CCCII มาใช้ในการออกแบบสร้างวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส ซึ่งวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นนั้นได้ประยุกต์มาจากวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3

5.2 หลักการเบื้องต้น

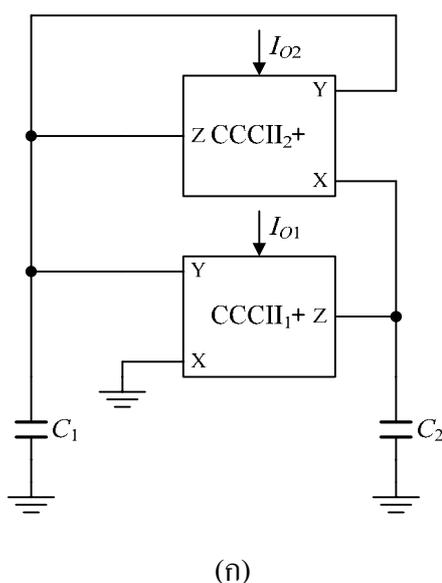
จากที่ได้กล่าวไปแล้วในหัวข้อที่ 2.2 ว่าคุณสมบัติของ CCII จากสมการที่ (2.1) และคุณสมบัติของ CCCII จากสมการที่ (2.2) จะมีความคล้ายคลึงกันแต่จะแตกต่างกันตรงที่ CCCII จะมีความต้านทานแฝงปรากฏขึ้นภายในพอร์ต X ของวงจรสายพานกระแส เมื่อมีกระแสไบแอสให้กับ CCCII ที่มีค่าไม่สูงมากนัก ซึ่งค่าความต้านทานแฝงนี้สามารถที่จะควบคุมได้ด้วยกระแสไบแอสจากภายนอก โดยค่าความต้านทานแฝงนี้จะมีค่าแปรผกผันกับค่ากระแสไบแอสจากภายนอกและจะมีค่าแปรผันตรงกับอุณหภูมิรอบข้างด้วย ซึ่งถ้าคิดในแง่ลบค่าความต้านทานนี้จะเป็นตัวสร้างขีดจำกัดให้กับ CCCII แต่ถ้าคิดในแง่บวกก็จะพบว่าค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของ CCCII ก็น่าจะนำไปใช้ประโยชน์ได้ โดยค่าความต้านทานแฝงนี้จะมีค่าตามสมการที่ (2.3) ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรที่สร้างขึ้นโดยอาศัย CCCII เป็นส่วนประกอบจะมีข้อดีที่ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวต้านทานในการนำมาประกอบเป็นวงจรเลย เนื่องจากได้อาศัยความต้านทานแฝงของ CCCII มาใช้งานเป็นตัวต้านทานแทนการต่อตัวต้านทานพาสซีฟเข้าไปในวงจรมันเอง ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งานจึงได้แสดงให้เห็นสัญลักษณ์ของ CCCII และวงจรสมมูลของ CCCII ดังในรูปที่ 5.1(ก) และ 5.1(ข) ตามลำดับ ซึ่งจากรูปที่ 5.1(ข) จะเห็นได้ว่าเราสามารถที่จะแทนความต้านทานที่ต่ออนุกรมอยู่กับพอร์ต X ของ CCII ด้วย CCCII



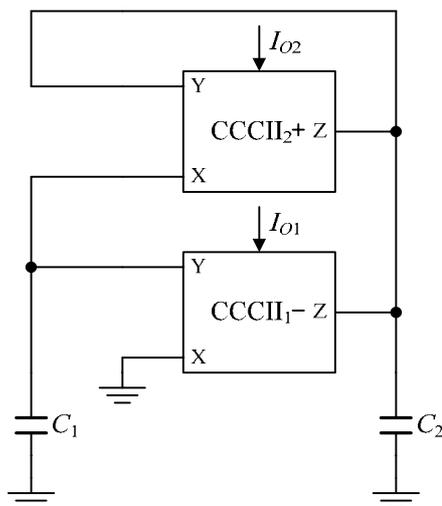
รูปที่ 5.1 สัญลักษณ์ของวงจรสายพานกระแส (ก) CCCII ± (ข) วงจรสมมูลของ CCCII ±

5.3 การวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส

ในการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่จะนำเสนอต่อไปนี้นั้นได้ประยุกต์วงจรมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งเป็นที่น่าสังเกตว่าจากวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 3.7(ก) และ 3.11(ก) นั้นจะมีความต้านทาน R_1 และ R_2 ต่ออนุกรมกับพอร์ต X ของ $CCII_1$ และ $CCII_2$ ตามลำดับ ดังนั้นเราจึงสามารถอาศัยวงจรสายพานกระแสตามรูปที่ 5.1(ก) มาประยุกต์ใช้ในการสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแสได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.2 โดยกำหนดให้วงจรสายพานกระแสดังกล่าวมีคุณสมบัติเป็น CCCII พิจารณาวงจรตามรูปที่ 5.2(ก) จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุที่ต่อเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว และ CCCII+ จำนวน 2 ตัว ซึ่งวงจรมีดังกล่าวได้ถูกนำเสนอโดย Horng J. W. [12] ส่วนวงจรตามรูปที่ 5.2(ข) จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุที่ต่อเทียบกราวด์จำนวน 2 ตัว CCCII+ และ CCCII- จำนวนอย่างละ 1 ตัว ซึ่งวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองวงจรจะใช้จำนวนอุปกรณ์พาสซีฟและอุปกรณ์แอ็กทีฟจำนวนเท่ากัน



รูปที่ 5.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส



(จ)

รูปที่ 5.2 [ต่อ]

จากวงจรตามรูปที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นนี้ ไม่จำเป็นต้องอาศัยตัวต้านทานพาสซีฟเข้ามาช่วยในการประกอบวงจร ที่เป็นเช่นนี้ก็เนื่องมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอได้อาศัยตัวต้านทานแฝง R_x ที่อยู่ใน CCCII มาใช้ประโยชน์นั่นเอง และตัวคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการประกอบวงจรจะต่อลักษณะเทียบกราวด์ ซึ่งจะมีข้อดีตรงที่เหมาะสมสำหรับนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย และเมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะ จะได้เงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ แสดงได้ดังตารางที่ 5.1 เมื่อแทนค่า R_x จากสมการที่ (2.3) ลงในตารางที่ 5.1 จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะใหม่ดังตารางที่ 5.2 และเมื่อกำหนดให้ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ จะสามารถเขียนสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส ได้ดังตารางที่ 5.3

อย่างไรก็ตามจากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 แล้วว่าทางปฏิบัติวงจรสายพานกระแสที่มีโครงสร้างของวงจรตามรูปที่ 2.5 นั้นจะมีความไม่เป็นอุดมคติเกิดขึ้น ซึ่งความไม่เป็นอุดมคติของวงจรสายพานกระแสดังกล่าวนี้จะส่งผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอขึ้นมีข้อจำกัดในการใช้งานเกิดขึ้น อาจเกิดในทำนองที่ว่าถ้าเงื่อนไขการออสซิลเลตของวงจรเป็นจริงแล้ว แต่ทำไม่วงจรออสซิลเลเตอร์จึงไม่ออสซิลเลตสัญญาณที่ความถี่เชิงมุมออกมา หรือถ้าวงจรออสซิลเลเตอร์ออสซิลเลตสัญญาณที่ความถี่เชิงมุมออกมา แต่ทำไม่เมื่อวัดค่าความถี่เชิงมุมเทียบกับค่าที่คำนวณได้ถึงมีค่าไม่ตรงกัน ดังจะแสดงให้เห็นไว้ในหัวข้อถัดไป

ตารางที่ 5.1 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออกซิเดชันและความถี่ของการออกซิเดชันของวงจรออกซิเดชันในกรณี CCCII เป็นไปตามอุดมคติ

วงจรรอกซิเดชัน	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออกซิเดชัน	ความถี่ของการออกซิเดชัน (ω_0)
รูปที่ 5.2(ก)	$s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s(C_1 - C_2) R_{X1} + 1 = 0$	$C_1 = C_2$	$\left(\frac{1}{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2}} \right)^{1/2}$
รูปที่ 5.2(ข)	$s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s(C_2 - C_1) R_{X1} + 1 = 0$	$C_2 = C_1$	$\left(\frac{1}{C_1 C_2 R_{X1} R_{X2}} \right)^{1/2}$

ตารางที่ 5.2 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออกซิเดชันและความถี่ของการออกซิเดชันของวงจรออกซิเดชันที่ควบคุมด้วยกระแส
ในกรณี CCCII เป็นไปตามอุดมคติ

วงจรรอกซิเดชัน	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออกซิเดชัน	ความถี่ของการออกซิเดชัน (ω_0)
รูปที่ 5.2(ก)	$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_1 - C_2) V_T I_{O2} + 4I_{O1} I_{O2} = 0$	$C_1 = C_2$	$\frac{2}{V_T} \left(\frac{I_{O1} I_{O2}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}$
รูปที่ 5.2(ข)	$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_2 - C_1) V_T I_{O2} + 4I_{O1} I_{O2} = 0$	$C_2 = C_1$	$\frac{2}{V_T} \left(\frac{I_{O1} I_{O2}}{C_1 C_2} \right)^{1/2}$

5.4 การวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆ ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแสที่ได้นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ เช่น ผลกระทบในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ และค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟของวงจร

5.4.1 การวิเคราะห์ผลกระทบของวงจรในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

เนื่องจากในหัวข้อที่ 5.3 นั้นเป็นการวิเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสในกรณีที่ CCCII มีคุณสมบัติเป็นไปตามอุดมคติ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้พิจารณาถึงผลกระทบต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ อันเกิดจากกรณีที่ CCCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta_n & R_{Xn} & 0 \\ 0 & \pm \alpha_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

โดยที่ β คือค่าการส่งผ่านแรงดันที่พอร์ต Y ไปยังพอร์ต X มีค่าเท่ากับ $1 - \varepsilon_v$ เมื่อ $|\varepsilon_v| \ll 1$ โดย ε_v หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามแรงดัน (Voltage tracking error)

α คือค่าการส่งผ่านกระแสที่พอร์ต X ไปยังพอร์ต Z มีค่าเท่ากับ $1 - \varepsilon_i$ เมื่อ $|\varepsilon_i| \ll 1$ โดย ε_i หมายถึงค่าความผิดพลาดในการติดตามกระแส (Current tracking error)

R_X คือ ความต้านทานแฝงภายในที่พอร์ต X ของ CCCII

n คือลำดับที่ของ CCCII

เมื่อนำสมการที่ (5.1) มาทำการวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2 เพื่อที่จะหาเงื่อนไขของการออสซิลเลตและความถี่ของการเกิดออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ CCCII มีคุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ ซึ่งแสดงได้ดังตารางที่ 5.4 (ได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข)

เมื่อเปรียบเทียบเงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส จากตารางที่ 5.3 และ 5.4 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเงื่อนไขการออสซิลเลตและความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ก) จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_2 \alpha_2$ และ $\beta_1 \alpha_1 \alpha_2$ ตามลำดับ และวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ข) จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\beta_2 \alpha_2$ และ $\beta_1 \beta_2 \alpha_1$ ตามลำดับ จึงมีความเป็นไปได้ที่จะทำให้ความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่วัดได้มีค่าผิดพลาดไปจากค่าทฤษฎีที่คำนวณได้

ตารางที่ 5.3 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออกสวิตช์และค่าของพารามิเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส
 ในกรณีที่ CCCII เป็นไปตามอุดมคติ เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$

	วงจรรอสวิตช์	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออกสวิตช์	ความถี่ของการออกสวิตช์ (ω_0)
1	รูปที่ 5.2(ก)	$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_1 - C_2)V_T I_O + 4I_O^2 = 0$	$C_1 = C_2$	$\frac{2I_O}{V_T} \left(\frac{1}{C_1 C_2} \right)^{1/2}$
2	รูปที่ 5.2(ข)	$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_2 - C_1)V_T I_O + 4I_O^2 = 0$	$C_2 = C_1$	$\frac{2I_O}{V_T} \left(\frac{1}{C_1 C_2} \right)^{1/2}$

ตารางที่ 5.4 แสดงสมการแสดงลักษณะเฉพาะ เงื่อนไขของการออกสวิตช์และค่าของพารามิเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส
 ในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$

	วงจรรอสวิตช์	สมการแสดงลักษณะเฉพาะ	เงื่อนไขของการออกสวิตช์	ความถี่ของการออกสวิตช์ (ω_0)
1	รูปที่ 5.2(ก)	$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2)V_T I_O + 4\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 I_O^2 = 0$	$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2$	$\frac{2I_O}{V_T} \left(\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2} \right)^{1/2}$
2	รูปที่ 5.2(ข)	$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1)V_T I_O + 4\beta_1 \beta_2 \alpha_1 I_O^2 = 0$	$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1$	$\frac{2I_O}{V_T} \left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2} \right)^{1/2}$

ตารางที่ 5.5 แสดงค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอกทีฟที่มีผลกระทบต่อกำพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรรอสัญญาณเดเทอรัที่ควบคุมด้วยกระแส

	วงจรรอสัญญาณเดเทอรั	ค่าความไว					
		อุปกรณ์พาสซีฟ			อุปกรณ์แอกทีฟ		
1	รูปที่ 5.2(ก)	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 1/2$
2	รูปที่ 5.2(ข)	$S_{C_1}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{C_2}^{\omega_0} = -1/2$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = 1/2$	$S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0$

5.4.2 การวิเคราะห์หาค่าความไวของวงจร

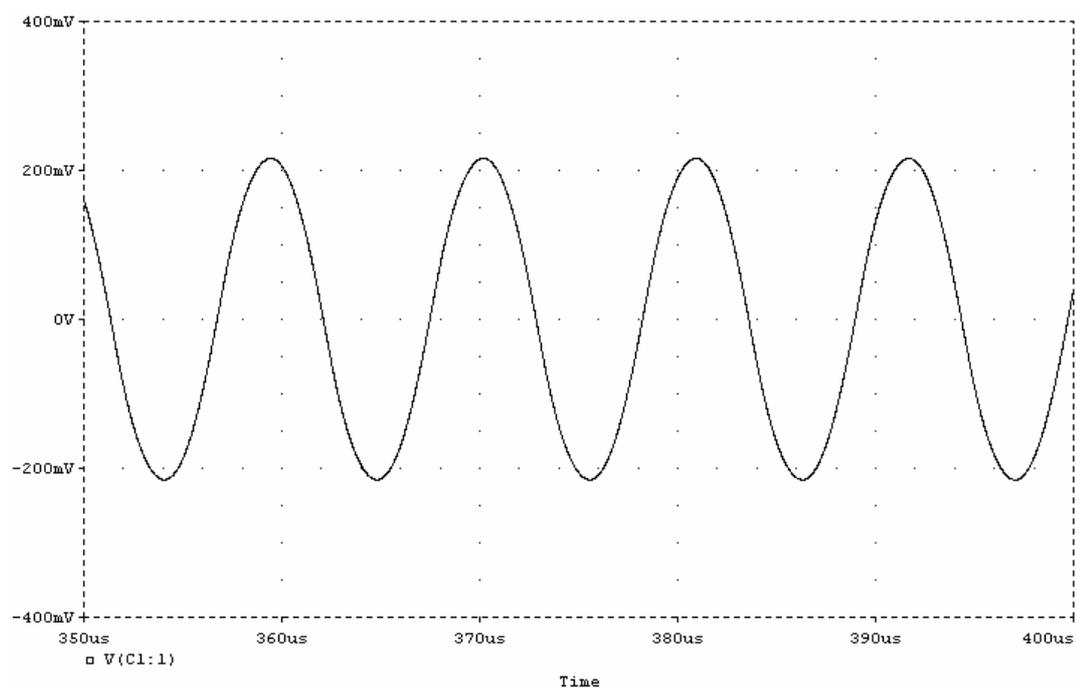
อาศัยฟังก์ชันตามสมการที่ (3.12) เพื่อพิจารณาหาค่าความไวของอุปกรณ์พาสซีฟและค่าความไวของอุปกรณ์แอคทีฟที่มีผลกระทบต่อค่าพารามิเตอร์ ω_0 ของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ควบคุมด้วยกระแส แสดงดังตารางที่ 5.5

เมื่อพิจารณาจากตารางที่ 5.5 จะเห็นว่าค่าความไวของวงจรทั้งหมดมีค่าคงที่และค่อนข้างต่ำ ดังนั้นผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของค่าอุปกรณ์จึงส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ค่อนข้างน้อย

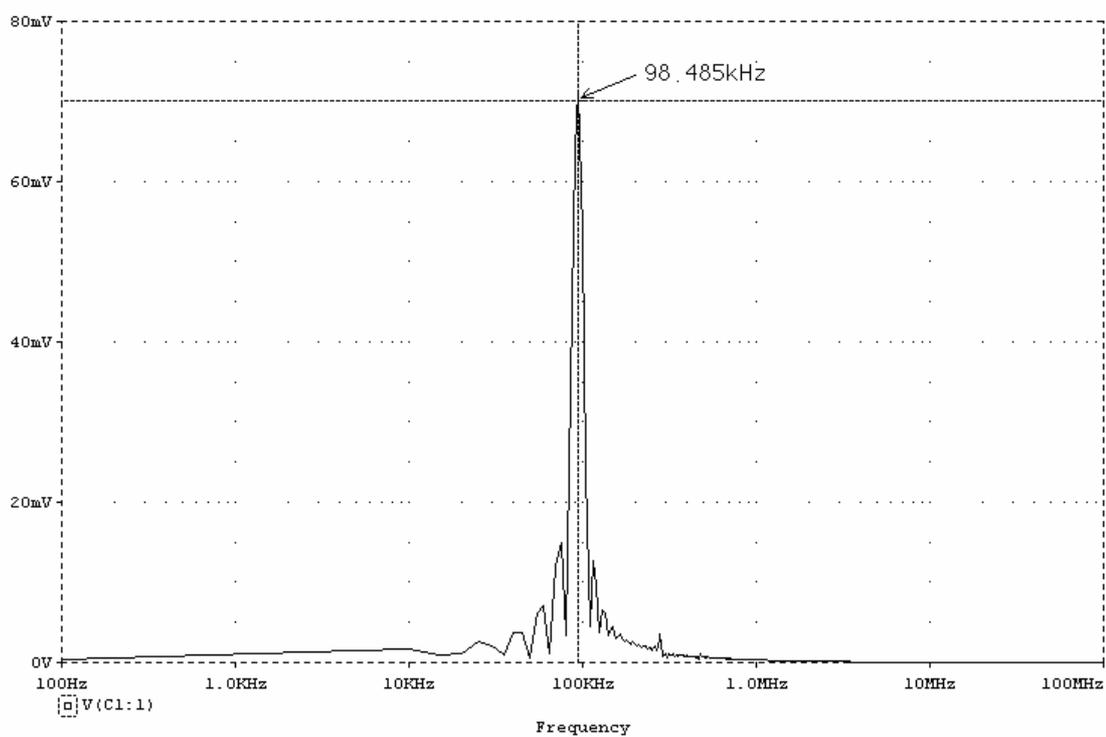
5.5 การจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการทดลอง

เพื่อตรวจสอบผลการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสที่ได้นำเสนอขึ้นว่าสามารถทำงานได้จริงตามหลักการที่ได้กล่าวไว้ จึงได้จำลองการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยโปรแกรม PSPICE โดยเลือกใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN เบอร์ NR100N และชนิด PNP เบอร์ PR100N ประกอบเป็นวงจร CCCII \pm [74] ตามรูปที่ 2.6 แล้วนำมาต่อรวมเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ตามโครงสร้างในรูปที่ 5.2(ข) เมื่อกำหนดให้ไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$, $I_{O1} = I_{O2} = 100\mu A$, $C_1 = 11nF$ และ $C_2 = 10nF$ โดยจะเกิดการออสซิลเลตสัญญาณรูปคลื่นไซน์ความถี่เท่ากับ 98.485KHz ดังแสดงในรูปที่ 5.3(ก) ซึ่งจากผลการจำลองการทำงานนี้แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถออสซิลเลตรูปคลื่นไซน์ได้จริง ส่วนรูปที่ 5.3(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งวงจรจะมีค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกรวมประมาณ 5% สำหรับการทดลองผลกระทบของอุณหภูมิที่เกิดขึ้นในวงจรออสซิลเลเตอร์นั้น โดยให้ค่าอุณหภูมิเปลี่ยนจาก $0^\circ C$ ถึง $100^\circ C$ เพื่อตรวจสอบการเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ออสซิลเลตกับค่าอุณหภูมิ ผลการทดลองที่ได้แสดงในรูปที่ 5.4 และเมื่อทำการปรับค่ากระแสไบแอส $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ ตั้งแต่ $0.1\mu A$ จนถึง $100\mu A$ จะพบว่าความถี่ของสัญญาณที่ได้ก็จะแปรตามค่ากระแสไบแอส เมื่อนำมาพล็อตกราฟเปรียบเทียบกับวงจรในรูปที่ 5.2(ก) จะได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.5

ส่วนผลการทดลองทดสอบการทำงานจริงของวงจรออสซิลเลเตอร์ ได้ทำการต่อวงจรโดยมีข้อกำหนดต่างๆ ของวงจรเป็นดังนี้ ไฟเลี้ยงของวงจรมีค่าเท่ากับ $\pm 5V$, ทรานซิสเตอร์ในวงจรใช้เบอร์ CA3096, กระแสไฟตรง $I_{O1} = I_{O2} = 100\mu A$, ตัวเก็บประจุ $C_1 = 11nF$ และ $C_2 = 10nF$ และวัดสัญญาณเอาต์พุต V_{out} ของวงจรรูปที่ 5.3(ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรที่ได้จากการทดลองมีลักษณะเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์แสดงในรูปที่ 5.6(ก) และรูปที่ 5.6(ข) แสดงแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลตซึ่งมีความถี่เท่ากับ 97.09kHz

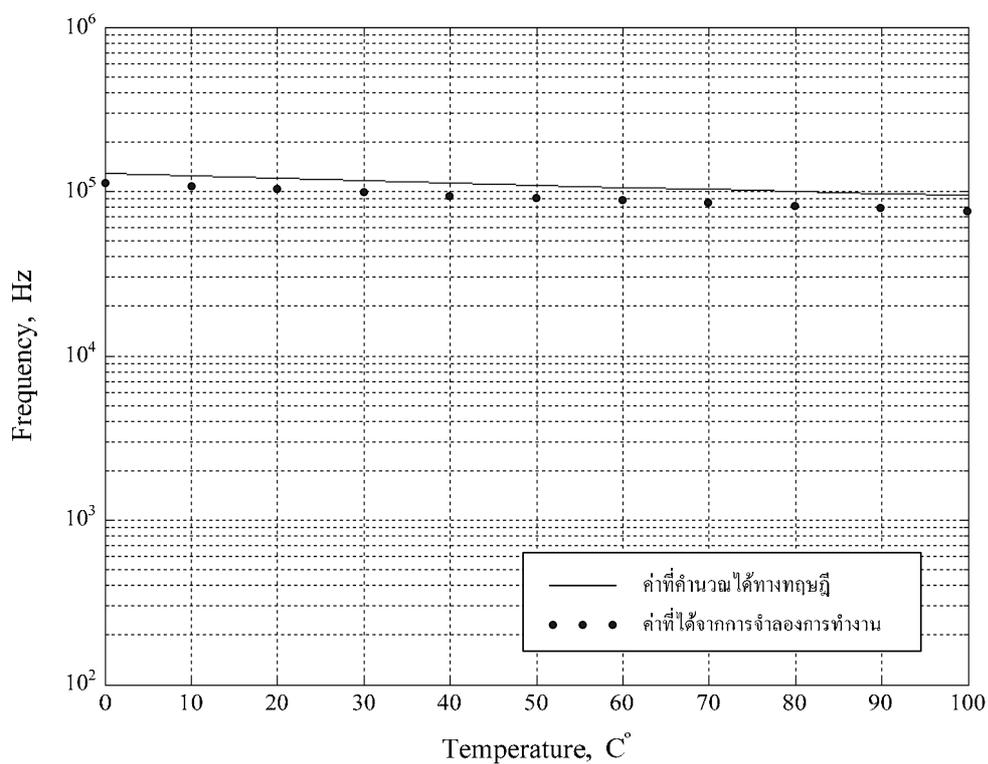


(ก)

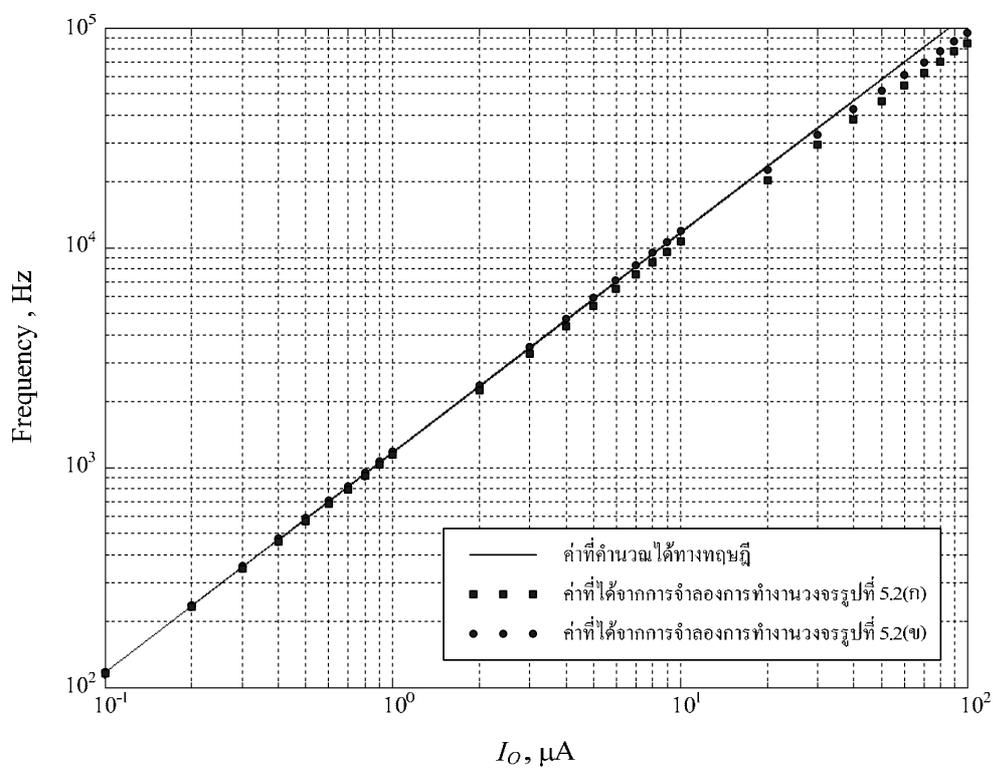


(ข)

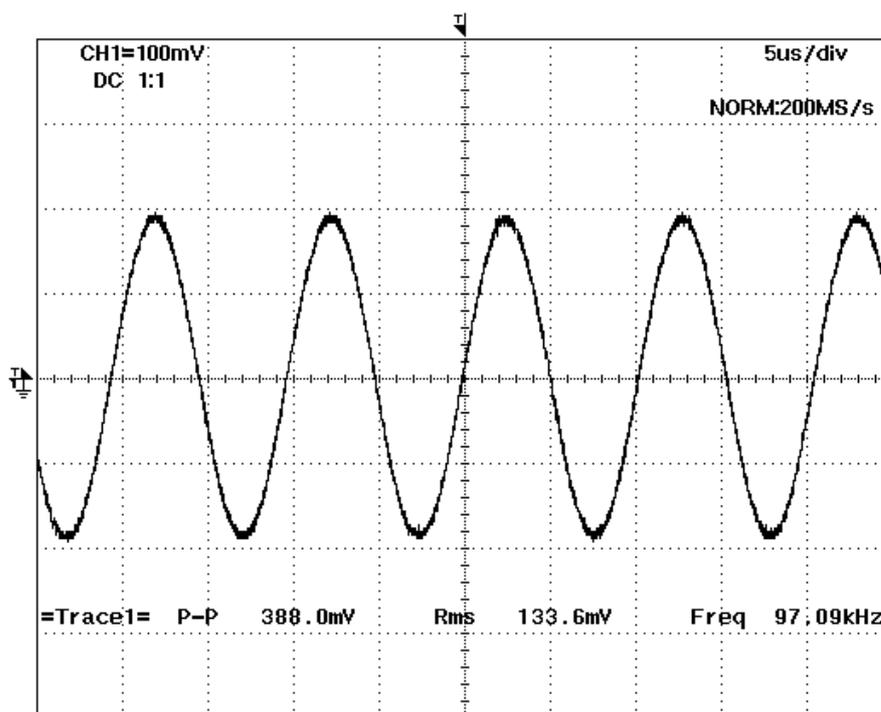
รูปที่ 53 (ก) สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 52(ข) เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = 100\mu\text{A}$, $C_1 = 11\text{nF}$ และ $C_2 = 10\text{nF}$
 (ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออสซิลเลต



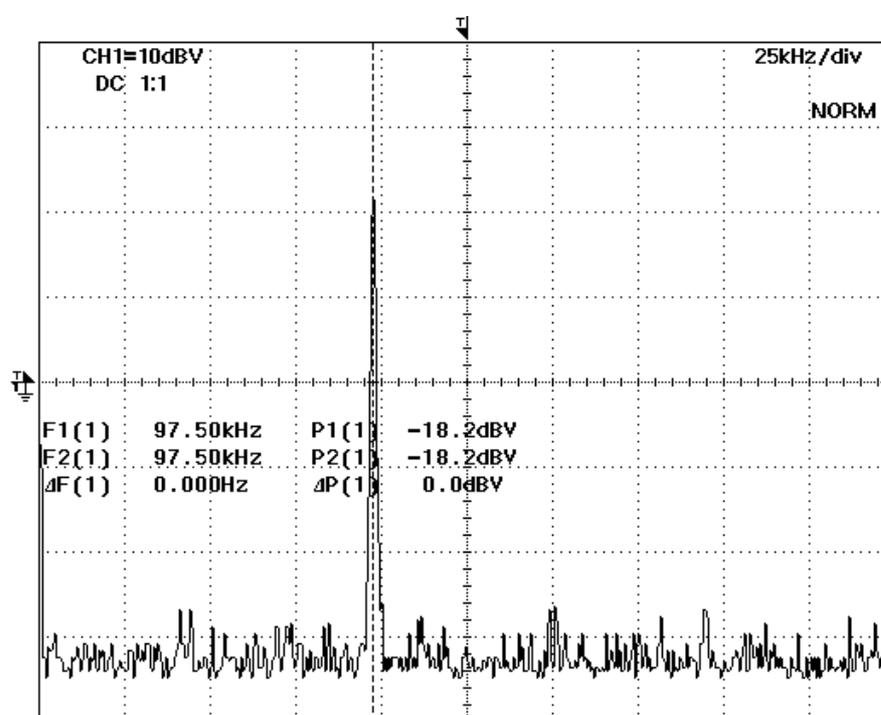
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} เทียบกับอุณหภูมิ



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต V_{Cl} เมื่อปรับค่ากระแสไบแอส $I_{O1} = I_{O2} = I_O$



(ก)



(ข)

รูปที่ 56 (ก) สัญญาณเอาต์พุต V_a ของวงจรรูปที่ 52(ข) เมื่อ $I_{O1} = I_{O2} = 100\mu\text{A}$, $C_1 = 11\text{ nF}$ และ $C_2 = 10\text{ nF}$

(ข) รูปของแถบความถี่คลื่นสัญญาณที่ออกสซิลเลต

ในทางปฏิบัติค่าการส่งผ่านแรงดัน β และค่าการส่งผ่านกระแส α ของ CCCII จะขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการออกแบบสร้าง CCCII ตัวอย่างเช่น เทคโนโลยีไบโพลาร์ ALA200 จะมีค่า $\beta \approx 0.999$ และ $\alpha \approx 0.991$ ซึ่งเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดอยู่ที่ประมาณ 0.1% และ 0.9% ตามลำดับ [44] ส่วนเทคโนโลยีไบซีมอส BiCMOS จะมีค่า $\beta \approx 0.996$ และ $\alpha \approx 1.022$ ซึ่งเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดอยู่ที่ประมาณ 0.4% และ 2.2% ตามลำดับ [46] และเทคโนโลยีซีมอส HF3CMOS จะมีค่า $\beta \approx 0.9984$ และ $\alpha \approx 1.022$ ซึ่งเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดอยู่ที่ประมาณ 0.16% และ 2.2% ตามลำดับ [45] แต่อย่างไรก็ตามค่าเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันก็ยังคงมีค่าน้อยกว่าค่าเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดของการส่งผ่านกระแส ดังนั้นจึงเป็นไปได้ว่าความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ข) จะมีความผิดพลาดน้อยกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ก) ซึ่งจะส่งผลให้ความถี่ของการออสซิลเลตของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ข) ในตารางที่ 5.4 มีค่าใกล้เคียงกับทฤษฎีในตารางที่ 5.3 มากกว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ก) นอกจากนี้ตารางที่ 5.5 ค่าความไวของอุปกรณ์แอกทิฟที่มีผลกระทบต่อความถี่ของการออสซิลเลตก็ยังเป็นตัวชี้ประสิทธิภาพของวงจรด้วย โดยค่าความไวอุปกรณ์แอกทิฟของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ข) จะขึ้นอยู่กับตัวแปร β_2 ส่วนค่าความไวอุปกรณ์แอกทิฟของวงจรออสซิลเลเตอร์ในรูปที่ 5.2(ก) จะขึ้นอยู่กับตัวแปร α_2

5.6 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสจำนวน 2 วงจร โดยวงจรแรกได้นำเสนอขึ้นโดย Homg J. W. และวงจรที่สองได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โดยวงจรจะประกอบด้วย CCCII จำนวน 2 ตัว และคาปาซิเตอร์ จำนวน 2 ตัว ต่อเทียบกราวด์ซึ่งเหมาะสำหรับนำวงจรไปสร้างเป็นวงจรรวมได้ง่าย และวงจรสามารถปรับค่าความถี่ได้ด้วยการปรับค่ากระแสไบแอสของวงจร CCCII จากผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งสองวงจรพบว่าวงจรที่สองจะให้ความถี่ของสัญญาณที่เอาท์พุทดีกว่าวงจรแรก เนื่องจากผลของค่าเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดของการส่งผ่านแรงดันจะมีค่าน้อยกว่าค่าเปอร์เซ็นต์การผิดพลาดของการส่งผ่านกระแส

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 บทสรุป

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึงงานวิจัยการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ไว้ 2 เรื่อง โดยเรื่องแรกเป็นงานวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ CCII ส่วนในเรื่องที่สองเป็นงานวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสโดยใช้ CCCII ซึ่งการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้ CCII และอุปกรณ์พาสซีฟอาร์ชีจำนวนอย่างละ 2 ตัวนั้น จะแทนวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ และใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์จำนวน 3 รูปแบบหรือวิธีการแปลงนอเรเตอร์จำนวน 3 รูปแบบ ในแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะทำให้ได้แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรออสซิลเลเตอร์ทั้งหมดจำนวน 6 รูปแบบ ต่อจากนั้นก็ทำการจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์และแทนด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ก็จะทำให้ได้วงจรออสซิลเลเตอร์จำนวน 12 รูปแบบ ซึ่งจากการวิเคราะห์หาเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์ จะพบว่า การจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์และแทนด้วยวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองนั้น บางรูปแบบของวงจรออสซิลเลเตอร์จะไม่ออสซิลเลตแบบเสถียร ดังนั้นจึงต้องคำนึงถึงการจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ด้วย วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออสซิลเลตแบบเสถียรจะมีด้วยกันจำนวน 6 รูปแบบ ซึ่งถ้านำวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ออสซิลเลตแบบเสถียรจำนวน 6 รูปแบบนี้มาใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ชี-ชีอาร์ ก็จะทำให้ได้วงจรออสซิลเลเตอร์อีกจำนวน 6 รูปแบบ ส่วนการออกแบบสร้างวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสโดยใช้ CCCII ได้อาศัยความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของ CCCII มาใช้ให้เกิดประโยชน์จึงทำให้วงจรไม่จำเป็นต้องอาศัยตัวต้านทานพาสซีฟจากภายนอกเข้ามาช่วยในการประกอบเป็นวงจรเลย วงจรจึงมีความเหมาะสมสำหรับนำไปสร้างในรูปแบบของวงจรรวมอย่างยิ่ง และข้อดีที่เป็นที่น่าสนใจอันเกิดจากการใช้ CCCII ก็คือสามารถปรับค่าความต้านทานแฝงนี้ได้ด้วยกระแสไบแอสของวงจร CCCII โดยพิจารณาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่กล่าวมาแล้วนั้น ถ้ามีตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมอยู่กับพอร์ต X ของ CCII จะสามารถแทนด้วย CCCII ซึ่งจะได้เป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแสจำนวน 2 วงจร เมื่อทำการตรวจสอบการทำงานของวงจร พบว่าผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSPICE ที่ได้มีความสอดคล้องกับการวิเคราะห์วงจรทางทฤษฎี และผลการทดลองจากการต่อวงจรจริงขึ้น แสดงให้เห็นว่าวงจรสามารถออสซิลเลตสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้เป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ซึ่งจากผล

การทดสอบดังกล่าวนี้เป็นสิ่งที่ยืนยันให้เห็นว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นำเสนอไว้ในวิทยานิพนธ์นี้สามารถทำงานได้จริง

6.2 ข้อเสนอแนะในการทำวิจัยต่อ

จากการทำวิจัยพบว่าสามารถที่นำแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองไปประยุกต์ใช้งานในวงจรกรองความถี่หรือวงจรอิมมิแดนซ์ที่ใช้ CCII ได้ โดยแทน CCII ด้วยแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ ซึ่งจะได้แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรกรองความถี่หรือวงจรอิมมิแดนซ์ และใช้หลักการแปลงนูลเลเตอร์หรือหลักการแปลงนอเรเตอร์ในแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรกรองความถี่หรือวงจรอิมมิแดนซ์ ก็จะได้แบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ของวงจรกรองความถี่หรือวงจรอิมมิแดนซ์รูปแบบใหม่ แล้วจับคู่กันระหว่างนูลเลเตอร์กับนอเรเตอร์และแทนแบบจำลองนูลเลเตอร์-นอเรเตอร์ด้วย CCII ก็จะได้เป็นวงจรรูปแบบใหม่

เนื่องจากนูลเลเตอร์และนอเรเตอร์จัดว่าเป็นอุปกรณ์โครงข่ายในอุดมคติที่สามารถแทนอุปกรณ์แอกทีฟของวงจรขยายประเภทต่างๆ ได้ ดังนั้นหากมีการพัฒนาวิธีการสังเคราะห์วงจรออสซิลเลเตอร์โดยใช้นูลเลเตอร์และนอเรเตอร์ ก็จะเป็นแนวทางหนึ่งในการศึกษาวิจัยและพัฒนาต่อที่น่าสนใจทีเดียว

สุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และสามารถแนะแนวทางต่อผู้ที่สนใจในการศึกษาและพัฒนาวงจรออสซิลเลเตอร์รูปแบบใหม่ๆ โดยนำหลักการที่ได้นำเสนอไว้นี้ไปพัฒนาและประยุกต์ใช้งานอย่างเหมาะสมต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bhattacharyya B. B., Sundaramurthy M., and Swamy M. N. S. "Realization of Tunable RC-Active Oscillators Using Grounded Capacitors and Voltage Amplifiers." **Int. J. Circuit Theory and Appl.**, vol. 8, 1980. pp. 355-371.
- [2] Bhattacharyya B. B., Sundaramurthy M., and Swamy M. N. S. "Systematic Generation of Canonic Sinusoidal RC-Active Oscillators." **IEE Proc. G, Electron. Circuits and Syst.**, vol. 128, no. 3, 1981. pp. 114-126.
- [3] Boutin N. "Two New Single Op-amp RC Bridge-T Oscillator Circuits." **IEE Proc. B**, vol. 130, no. 5, 1983. pp. 222-224.
- [4] Darkani M. T. and Bhattacharyya B. B. "Generation and Design of Canonic Grounded-Capacitor Variable-Frequency RC-Active Oscillators." **IEE Proc. G**, vol. 132, no. 4, 1985. pp. 153-160.
- [5] Celma S., Martinez P. A., and Carlosena A. "Approach to the Synthesis of Canonic RC-Active Oscillators Using CCII." **IEE Proc. G, Circuits Devices Syst.**, vol. 141, no. 6, Dec. 1994. pp. 493-497.
- [6] Nandi R. and Nandi S. "Insensitive Minimal-RC Sinewave Generators with Single Resistor Control." **IEEE Cir. & Syst. Mag.**, vol. 5, 1982. pp. 11-13.
- [7] Bhaskar D. R. and Senani R. "New Current-Conveyor-Based Single-Resistance-Controlled/Voltage-Controlled Oscillator Employing Grounded Capacitors." **Electron. Lett.**, vol. 29, no. 7, April 1993. pp. 612-614.
- [8] Nandi R. "Novel Grounded-Capacitor Ideal FDNR and Oscillator Using Current Conveyors." **Electron. Lett.**, vol. 18, no. 3, Feb. 1982. pp. 145-146.
- [9] Martinez P. A., Sabadell J., Aldea C., and Celma S. "Variable Frequency Sinusoidal Oscillators Based on CCII+." **IEEE Trans. Cir. & Syst. I**, vol. 46, no. 11, Nov. 1999. pp. 1386-1390.
- [10] Nandi R. "Precise Insensitive Tunable RC-Oscillator Realisation Using Current Conveyors." **IEE Proc. G**, vol. 133, no. 3, June 1986. pp. 129-132.
- [11] Horng J. W., Chang C. W., and Lee M. H. "Single-Element-Controlled Sinusoidal Oscillators Using CCIIs." **Int. J. Electron.**, Vol. 83, No. 6, Dec. 1997. pp. 831-836.

- [12] Horng J. W. "A Sinusoidal Oscillator Using Current-Controlled Current Conveyors." **Int. J. Electron.**, Vol. 88, No. 6, Jun. 2001. pp. 659-664.
- [13] Fongsamut C., Fujii N., and Surakamponorn W. "Two New RC Oscillators Using CCIIs." **Proc. ISCIT**, Oct. 2005. pp. 1138-1141.
- [14] Fongsamut C., Anuntahirunrat K., Kumwachara K., and Surakamponorn W. "Current-Conveyor-Based Single-Element-Controlled and Current-Controlled Sinusoidal Oscillators." **Int. J. Electron.**, Vol. 93, No. 7, July 2006. pp. 467-478.
- [15] Kiranon W., Kesorn J., and Wardkein P. "Current Controlled Oscillator Based on Translinear Conveyors." **Electron. Lett.**, vol. 32, no. 15, July 1996. pp. 1330-1331.
- [16] Kiranon W., Kesorn J., Sangpisit W., and Kamprasert N. "Electronically Tunable Multifunctional Translinear-C Filter and Oscillator." **Electron. Lett.**, vol. 33, no. 7, March 1997. pp. 573-574.
- [17] Turkoz S. and Minaei S. "A New Current-Controlled Sinusoidal Oscillator using the Current Controlled Conveyor." **Frequenz**, vol. 54, no. 5-6, 2000. pp. 132-133.
- [18] Senani R. and Gupta S. S. "Synthesis of Single Resistance Controlled Oscillators using CFOAs: Simple Stage Variable Approach." **IEE Proc. Circuits Devices Syst.**, vol. 144, no. 2, April 1997. pp. 104-106.
- [19] Gupta S. S. and Senani R. "State Variable Synthesis of Single Resistance Controlled Grounded Capacitor Oscillators using only Two CFOAs." **IEE Proc. Circuits Devices Syst.**, vol. 145, no. 2, April 1998. pp. 135-138.
- [20] Gupta S. S. and Senani R. "State Variable Synthesis of Single Resistance Controlled Grounded Capacitor Oscillators using only Two CFOAs: Additional New Realisations." **IEE Proc. Circuits Devices Syst.**, vol. 145, no. 6, Dec. 1998. pp. 415-418.
- [21] Singh V. K., Sharma R. K., Singh A. K., Bhaskar D. R., and Senani R. "Two New Canonic Single-CFOA Oscillators with Single Resistor Controls." **IEEE Trans. Cir. & Syst. II**, vol. 52, no. 12, Dec. 2005. pp. 860-864.
- [22] Senani R. "On Equivalent Forms of Single Op-Amp Sinusoidal RC Oscillators." **IEEE Trans. Circuits Syst. I**, vol. 41, no. 10, Oct. 1994. pp. 617-624.
- [23] Singh V. "Realization of Operational Floating Amplifier Based Equivalent Forms of the Conventional 1-Op-Amp Based Sinusoidal Oscillators." **IEEE Trans. Cir. & Syst. I**, vol. 48, no. 3, March 2001. pp. 377-381.

- [24] Senani R. and Kumar B. A. "Systematic Generation of OTA-C Sinusoidal Oscillators." **Electron. Lett.**, vol. 26, no. 18, Aug. 1990. pp. 1457-1459.
- [25] Vazquez A. R., Barranco B. L., Huertas J. L., and Sinencio E. S. "On the Design of Voltage-Controlled Sinusoidal Oscillators using OTA's." **IEEE Trans. Cir. & Syst.**, vol. 37, no. 2, Feb. 1990. pp. 198-211.
- [26] Bhaskar D. R., Tripathi M. P., and Senani R. "A Class of Three-OTA-Two-Capacitor Oscillators with Non-Interacting Controls." **Int. J. Electron.**, Vol. 74, No. 3, 1993. pp. 459-463.
- [27] Chen J. J., Chen C. C., Tsao H. W., and Liu S. I. "Current-Mode Oscillator using Single Current Follower." **Electron. Lett.**, vol. 27, no. 22, Oct. 1991. pp. 2056-2059.
- [28] Hou C. L., Yean R., and Chang C. K. "Single-Element Controlled Oscillators Using Single FTFN." **Electron. Lett.**, vol. 32, no. 22, Oct. 1996. pp. 2032-2033.
- [29] Liu S. I. "Single-Resistance-Controlled Sinusoidal Oscillator Using Two FTFNs." **Electron. Lett.**, vol. 33, no. 14, July 1997. pp. 1185-1186.
- [30] Horng J. W. "Current Differencing Buffered Amplifiers Based Single Resistance Controlled Quadrature Oscillator Employing Grounded Capacitors." **IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences**, vol. E85-A, no. 6, 2002. pp. 1416-1419.
- [31] Smith K. C. and Sedra A. S. "The Current Conveyor – A New Circuit Building Block." **Proc. IEEE**, vol. 56, Aug. 1968. pp. 1368-1369.
- [32] Sedra A. S. and Smith K. C. "A Second Generation Current Conveyor and Its Application." **IEEE Trans. Circuit Theory**, vol. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [33] Wilson B. "Recent Developments in Current Conveyors and Current Mode." **Proc. IEE Part G.**, vol. 137, 1990. pp. 63-77.
- [34] Sedra A., Reberts G., and Gohn F. "The Current Conveyor: History, Progress and New Results." **Proc. IEE Part G.**, vol. 137, 1990. pp. 78-87.
- [35] Wadsworth D. C. "Accurate Current Conveyor Topology and Monolithic Implementation." **Proc. IEE Part G.**, vol. 137, 1990. pp. 88-94.
- [36] Toumazou C., Lidgey J., and Haigh D. G. **Analogue IC Design : The Current-Mode Approach**. London : Peter Peregrinus, Ltd. 1990.
- [37] Analog Devices Inc. "AD844 Current Feedback Op-Amp Data Sheet." Norwood, MA, 1990.

- [38] Ozoguz S., Toker A., and Cicekoglu O. "High Output Impedance Current-Mode Multifunction Filter with Minimum Number of Active and Reduced Number of Passive Elements." **Electron. Lett.**, vol. 34, no. 19, Sept. 1998. pp. 1807-1809.
- [39] Chang C. and Lee M. "Voltage Mode Multifunction Filter with Single Input and Three Outputs using Two Compound Current Conveyors." **IEEE Trans. Cir. & Syst. I**, vol. 46, 1999. pp. 1364-2365.
- [40] Surakampontrorn W. and Thitimajshima P. "Integrable Electronically Tunable Current Conveyors." **Proc. IEE Part G.**, vol. 135, no. 2, April 1988. pp. 71-77.
- [41] Fabre A. and Mimeche N. "Class A/AB Second-Generation Current Conveyor with Controlled Current Gain." **Electron. Lett.**, vol. 30, no. 16, Aug. 1994. pp. 1267-1269.
- [42] Saaid O. and Fabre A. "Class AB Current-Controlled Resistor for High Performance Current-Mode Applications." **Electron. Lett.**, vol. 32, no. 1, Jan. 1996. pp. 4-5.
- [43] Fabre A., Saaid O., Wiest F., and Boucheron C. "Current Controlled Bandpass Filter Based on Translinear Conveyors." **Electron. Lett.**, vol. 31, no. 20, Sept. 1995. pp. 1727-1728.
- [44] Fabre A., Saaid O., and Barthelemy H. "On the Frequency Limitations of the Circuits Based on Second Generation Current Conveyors." **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, Kluwer Academic Publishers, vol. 7, 1995. pp. 113-129.
- [45] Fabre A., Saaid O., Wiest F., and Boucheron C. "High Frequency Applications Based on a New Current Controlled Conveyor." **IEEE Trans. Cir. & Syst. I**, vol. 43, no. 2, Feb. 1996. pp. 82-91.
- [46] Fabre A., Saaid O., Wiest F., and Boucheron C. "High Frequency High-Q BiCMOS Current-Mode Bandpass Filter and Mobile Communication Application." **IEEE J. Solid-State Circuits**, vol. 33, no. 2, Feb. 1998. pp. 614-623.
- [47] Surakampontrorn W., Riewruja V., Kumwachara K., and Dejhan K. "Accurated CMOS-Based Current Conveyors." **IEEE Trans. Instrum. Meas**, vol. 43, no. 2, Feb. 1996. pp. 82-91.
- [48] Bruton L. T. **RC-Active Circuits Theory and Design**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 1980.
- [49] Carlin H. J. and Youla D. C. "Network Synthesis with Negative Resistors." **Proc. IRE**, vol. 49, no. 5, 1961. pp. 907-920.
- [50] Tellegen B. D. H. "On Nullators and Norators." **IEEE Trans. Circuit Theory**, vol. 13, no. 4, 1966. pp. 466-469.

- [51] Svoboda J. A. "Using Nullors to Analyse Linear Networks." **Int. J. Circuit Theory and Appl.**, vol. 14, 1986. pp. 169-180.
- [52] Davies A. C. "The Significance of Nullators, Norators and Nullors in Active-network Theory." **Radio Electron. Eng.**, vol. 34, 1967. pp. 259-267.
- [53] Svoboda J. A. "Current Conveyors, Operational Amplifiers and Nullors." **IEE Proc. G, Circuits Devices Syst.**, vol. 136, no. 6, 1989. pp. 317-322.
- [54] Kumar P. and Senani R. "Bibliography on Nullors and Their Applications in Circuit Analysis, Synthesis and Design." **Analog Integrated Circuits and Signal Processing**, Kluwer Academic Publishers, vol. 33, 2002. pp. 65-76.
- [55] Antoniou A. "New Gyrator Circuits Obtained by Using Nullors." **Electron. Lett.**, vol. 4, no. 5, March 1968. pp. 87-88.
- [56] Senani R. "Three Op-Amp Floating Imittance Simulators: A Retrospection." **IEEE Trans. Cir. & Syst.**, vol. 36, no. 11, Nov. 1989. pp. 1463-1465.
- [57] Senani R. "A Novel Application of Four-Terminal Floating Nullors." **Proc. IEEE**, vol. 75, no. 11, Nov. 1987. pp. 1544-1546.
- [58] Cox N. W. and Woodward R. P. "A Floating Three-Terminal Nullor and the Universal Impedance Converter." **IEEE Trans. Circuit Theory**, vol. 18, no. 3, May 1971. pp. 399-400.
- [59] Higashimura M. and Fukui Y. "Novel Method for Realising Lossless Floating Imittance Using Current Conveyors." **Electron. Lett.**, vol. 23, no. 10, May 1987. pp. 498-499.
- [60] Senani R. "Floating Imittance Realisation: Nullor Approach." **Electron. Lett.**, vol. 24, no. 7, March 1988. pp. 403-405.
- [61] Higashimura M. and Fukui Y. "Realization of Impedance Function Using Current Conveyors." **Int. J. Electron.**, Vol. 65, No. 2, 1988. pp. 223-231.
- [62] Higashimura M. and Fukui Y. "Realization of Imittance Floatator Using Nullors." **IEICE Tran. Fund.**, Vol. E75-A, No. 6, June 1992. pp. 644-649.
- [63] สิทธิชัย โภไคยอุดม. วงจรป้อนกลับแบบลบและออสซิลเลเตอร์. กรุงเทพมหานคร : มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร. 2549.
- [64] Horng J. W., Hou C. L., Chang C. M., Chung W. Y., Tang H. W., and Wen Y. H. "Quadrature Oscillators Using CCII's." **Int. J. Electron.**, Vol. 92, No. 1, Jan. 2005. pp. 21-31.

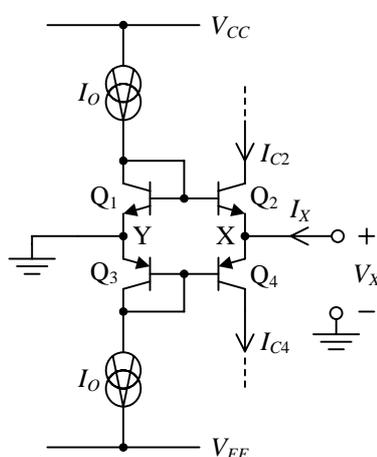
- [65] Horng J. W., "Current Conveyors Based Allpass Filters and Quadrature Oscillators Employing Grounded Capacitors and Resistors." **Computers & Electrical Engineering**, Vol. 31, No. 1, Jan. 2005. pp. 81-92.
- [66] Fongsamut C., Anuntahirunrat K., Surakamponorn W., and Fujii N. "On the Use of Nullator Transformation in Oscillator Circuits." **Proc. IEEE TENCON**, Nov. 2005.
- [67] Anuntahirunrat K., Fongsamut C., Surakamponorn W., and Fujii N. "On the Use of Norator Transformation in Oscillator Circuits." **Proc. IEEE TENCON**, Nov. 2005.
- [68] Bhushan M. and Newcomb R. "Grounding of Capacitors in Integrated Circuits" **Electron. Lett.**, vol. 3, no. 4, April 1967. pp. 148-149.
- [69] Nay K. and Budak A. "A Voltage-Controlled Resistance with Wide Dynamic Range and Low Distortion." **IEEE Trans. Cir. & Syst.**, vol. CAS-30, no. 10, Oct. 1983. pp. 770-772.
- [70] Senani R. and Bhaskar D. R. "A Simple Configuration for Realizing Voltage-Controlled Impedances." **IEEE Trans. Cir. & Syst. I**, vol. 39, no. 1, Jan. 1992. pp. 52-59.
- [71] Senani R. "On the Transformation of RC-Active Oscillators." **IEEE Trans. Circuits Syst.**, vol. CAS-34, no. 9, Sep. 1987. pp. 1091-1093.
- [72] Stevenson J. K. "Transformation for Active-RC Networks." **IEE Proc. G**, vol. 128, no. 4, 1981. pp. 182-183.
- [73] Mitra S. K. "A Network Transformation for Active RC Networks." **Proc. IEEE**, vol. 55, No. 11, Nov. 1967. pp. 2021-2022.
- [74] Frey D. R. "Log-Domain Filtering: An Approach to Current-Mode Filtering." **IEE Proc. G**, vol. 140, 1993. pp. 406-416.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแสรูนที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส

ในการวิเคราะห์หาค่าความต้านทานแฝงที่พอร์ต X ของวงจรสายพานกระแสรูน สามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{XY} กับกระแส I_X ของวงจรทรานซิสเตอร์รูปดังแสดงในรูปที่ ก.1 โดยที่ต่อพอร์ต Y ลงกราวด์ และป้อนสัญญาณเข้าที่พอร์ต X



รูปที่ ก.1 การหาค่าความต้านทานที่พอร์ต X

จากรูปที่ ก.1 พิจารณาทรานซิสเตอร์ Q_1 ถึง Q_4 จะได้ว่า

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

หรือ

$$V_X - V_Y = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (\text{ก.2})$$

จากความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดัน V_{BE} กับกระแส I_C ของทรานซิสเตอร์

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

แทนค่าสมการที่ (ก.3) ในสมการที่ (ก.2) จะได้ว่า

$$V_X - V_Y = V_{T1} \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - V_{T2} \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \quad (ก.4)$$

โดยกำหนดให้ $V_{T1} = V_{T2} = V_T$, $I_{S1} = I_{S2} = I_S$ และ $V_X - V_Y = V_{XY}$

$$V_{XY} = -V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (ก.5)$$

จากรูปพบว่า $I_{C1} \cong I_O$ และ $I_{C2} = \left[(I_X^2 + 4I_O^2)^{1/2} - I_X \right] / 2$ แทนค่าลงในสมการที่ (ก.5) จะได้

$$V_{XY} = -V_T \ln \left\{ \left[(I_X^2 + 4I_O^2)^{1/2} - I_X \right] / 2I_O \right\} \quad (ก.6)$$

หรือ

$$V_{XY} = -V_T \ln \left\{ \left[1 + (I_X^2 / 4I_O^2) \right]^{1/2} - I_X / 2I_O \right\} \quad (ก.7)$$

เมื่อ $I_X \ll 2I_O$ ดังนั้นเทอม $\left(1 + I_X^2 / 4I_O^2 \right)^{1/2} \cong 1$ สมการที่ (ก.7) จะประมาณได้

$$V_{XY} = -V_T \ln \left[1 + (-I_X / 2I_O) \right] \quad (ก.8)$$

เทอม $\ln \left[1 + (-I_X / 2I_O) \right]$ นี้สามารถที่จะประมาณค่าโดยใช้อนุกรมกำลัง

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

ดังนั้นสามารถที่จะประมาณค่า $\ln \left[1 + (-I_X / 2I_O) \right]$ ด้วยสมการที่ (ก.9) จะได้

$$\ln \left[1 + (-I_X / 2I_O) \right] = -\frac{I_X}{2I_O} - \left(-\frac{I_X}{2I_O} \right)^2 + \left(-\frac{I_X}{2I_O} \right)^3 - \dots \quad (ก.10)$$

โดยตั้งแต่เทอมที่ 2 เป็นต้นไปจะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นสมการที่ (ก.10) จะประมาณค่าเท่ากับ

$$\ln \left[1 + (-I_X / 2I_O) \right] \cong -\frac{I_X}{2I_O} \quad (ก.11)$$

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

$$V_{XY} = -V_T \left(-\frac{I_X}{2I_O} \right) \quad (ก.12)$$

หรือ

$$V_{XY} = \frac{V_T}{2I_o} I_X \quad (\text{ก.13})$$

ดังนั้นค่าความต้านทานที่พอร์ต์ X เมื่อพอร์ต์ Y ต่อดงกราวด์ จะมีค่า

$$R_x = \frac{V_{XY}}{I_X} = \frac{V_T}{2I_o} \quad (\text{ก.14})$$

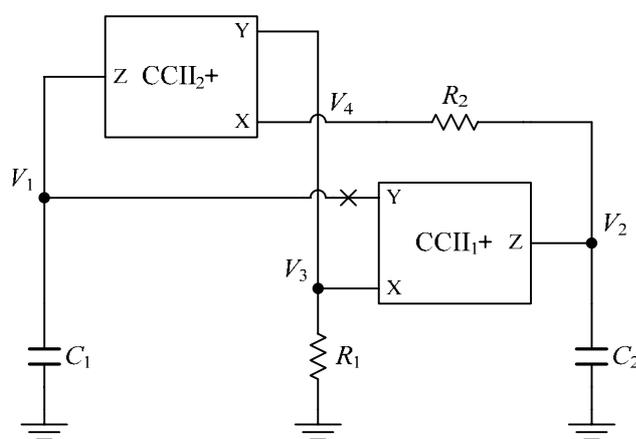
ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาสมการอัตราขยายวงรอบเปิด และสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ ในกรณีที่ CCII เป็นไปตามอุดมคติ

วิธีการวิเคราะห์หาสมการอัตราขยายวงรอบเปิดของวงจรรอสซิลเลเตอร์นั้น สามารถหาได้ โดยให้ตัดส่วนของวงจรมือกลับของวงจรรอออกจากกันตามเส้นกากบาทที่ได้แสดงไว้ แล้วป้อน สัญญาณอินพุตเข้าไปแทนและหาฟังก์ชันการถ่ายโอนของเอาต์พุตตรงส่วนที่ตัดออกไปเทียบกับ อินพุตตรงส่วนที่ป้อนสัญญาณอินพุตเข้าไป

ข1. วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์

ข1.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก)



รูปที่ ข.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.1 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ข1.1})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ข1.2})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข1.3})$$

โหนด 4
$$I_{X2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข1.4})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_{in} \quad (\text{ข1.5})$$

$$V_4 = V_3 \quad (\text{ข1.6})$$

$$I_{Z1} = I_{X1} \quad (\text{ข1.7})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข1.8})$$

จากสมการที่ (ข1.1) ถึง (ข1.8) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_1}{V_{in}} = \frac{1}{sC_1R_1} \left(\frac{sC_2R_1 - 1}{sC_2R_2 + 1} \right) \quad (\text{ข1.9})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข1.10})$$

แทนสมการที่ (ข1.9) ลงใน (ข1.10) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0 \quad (\text{ข1.11})$$

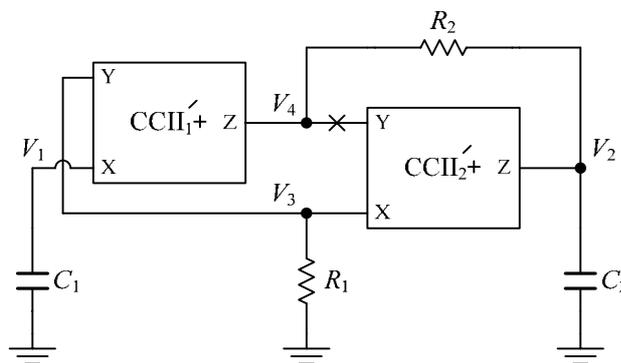
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = C_2 \quad (\text{ข1.12})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข1.13})$$

ข1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ข)



รูปที่ ข.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ข)

จากวงจรในรูปที่ ข.2 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{X1} = -sC_1V_1 \quad (\text{ข1.14})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z2} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ข1.15})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X2} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข1.16})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z1} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข1.17})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_1 = V_3 \quad (\text{ข1.18})$$

$$V_3 = V_{in} \quad (\text{ข1.19})$$

$$I_{Z1} = I_{X1} \quad (\text{ข1.20})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข1.21})$$

จากสมการที่ (ข1.14) ถึง (ข1.21) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_4}{V_{in}} = sC_1R_1 \left(\frac{sC_2R_2 + 1}{sC_2R_1 - 1} \right) \quad (\text{ข1.22})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (ข1.23)$$

แทนสมการที่ (ข1.22) ลงใน (ข1.23) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$-s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 - 1 = 0 \quad (ข1.24)$$

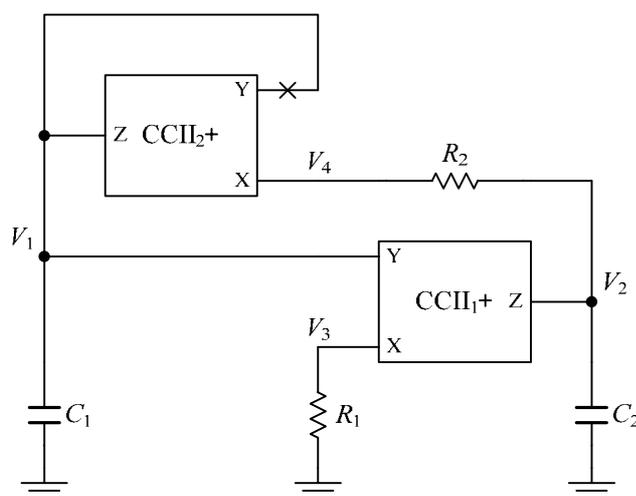
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = C_1 \quad (ข1.25)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (ข1.26)$$

ข1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก)



รูปที่ ข.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.3 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$I_{z2} = -sC_1 V_1 \quad (ข1.27)$$

โหนด 2
$$I_{z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2 V_2 = 0 \quad (ข1.28)$$

โหนด 3
$$I_{x1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข1.29})$$

โหนด 4
$$I_{x2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข1.30})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข1.31})$$

$$V_4 = V_{in} \quad (\text{ข1.32})$$

$$I_{z1} = I_{x1} \quad (\text{ข1.33})$$

$$I_{z2} = I_{x2} \quad (\text{ข1.34})$$

จากสมการที่ (ข1.27) ถึง (ข1.34) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_1}{V_{in}} = \frac{sC_2R_1}{s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_1R_1 + 1} \quad (\text{ข1.35})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข1.36})$$

แทนสมการที่ (ข1.35) ลงใน (ข1.36) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0 \quad (\text{ข1.37})$$

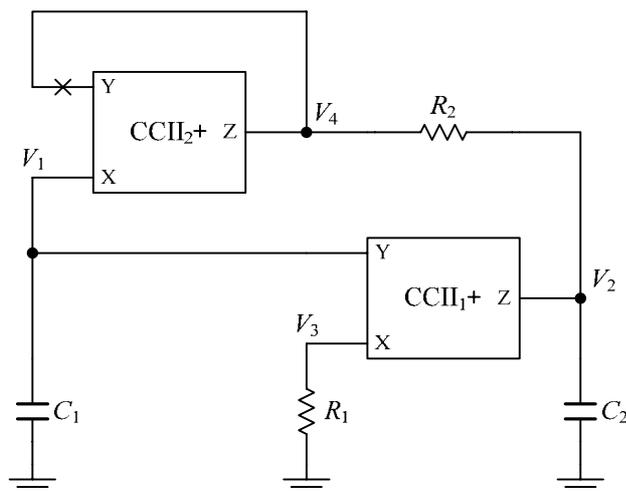
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = C_2 \quad (\text{ข1.38})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข1.39})$$

ข1.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ข)



รูปที่ ข.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ข)

จากวงจรในรูปที่ ข.4 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$I_{X2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ข1.40})$$

โหนด 2
$$I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ข1.41})$$

โหนด 3
$$I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข1.42})$$

โหนด 4
$$I_{Z2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข1.43})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_1 = V_{in} \quad (\text{ข1.44})$$

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข1.45})$$

$$I_{Z1} = I_{X1} \quad (\text{ข1.46})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข1.47})$$

จากสมการที่ (ข1.40) ถึง (ข1.47) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_4}{V_{in}} = \frac{s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_1 R_1 + 1}{s C_2 R_1} \quad (ข1.48)$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (ข1.49)$$

แทนสมการที่ (ข1.48) ลงใน (ข1.49) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$-s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 - 1 = 0 \quad (ข1.50)$$

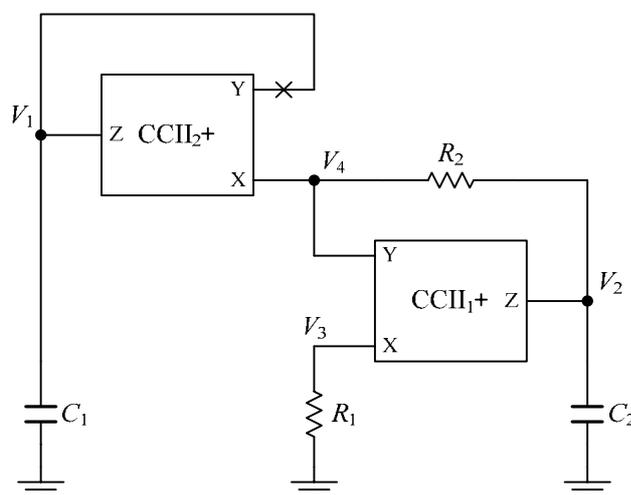
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = C_1 \quad (ข1.51)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (ข1.52)$$

ข1.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก)



รูปที่ ข.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.5 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1

$$I_{Z2} = -sC_1 V_1 \quad (ข1.53)$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ข1.54})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{x1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข1.55})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{x2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข1.56})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_4 \quad (\text{ข1.57})$$

$$V_4 = V_{in} \quad (\text{ข1.58})$$

$$I_{z1} = I_{x1} \quad (\text{ข1.59})$$

$$I_{z2} = I_{x2} \quad (\text{ข1.60})$$

จากสมการที่ (ข1.53) ถึง (ข1.60) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_1}{V_{in}} = \frac{1}{sC_1R_1} \left(\frac{sC_2R_1 - 1}{sC_2R_2 + 1} \right) \quad (\text{ข1.61})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข1.62})$$

แทนสมการที่ (ข1.61) ลงใน (ข1.62) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0 \quad (\text{ข1.63})$$

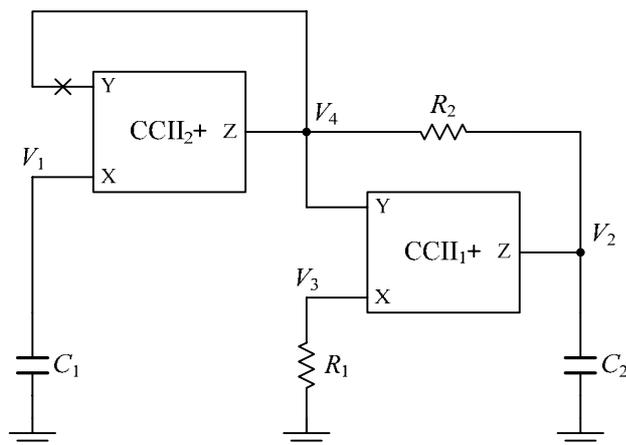
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = C_2 \quad (\text{ข1.64})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข1.65})$$

ข1.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ข)



รูปที่ ข.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ข)

จากวงจรในรูปที่ ข.6 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{X2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ข1.66})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ข1.67})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข1.68})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข1.69})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_1 = V_{in} \quad (\text{ข1.70})$$

$$V_3 = V_4 \quad (\text{ข1.71})$$

$$I_{Z1} = I_{X1} \quad (\text{ข1.72})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข1.73})$$

จากสมการที่ (ข1.66) ถึง (ข1.73) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_4}{V_{in}} = sC_1R_1 \left(\frac{sC_2R_2 + 1}{sC_2R_1 - 1} \right) \quad (\text{ข1.74})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข1.75})$$

แทนสมการที่ (ข1.74) ลงใน (ข1.75) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 - 1 = 0 \quad (\text{ข1.76})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

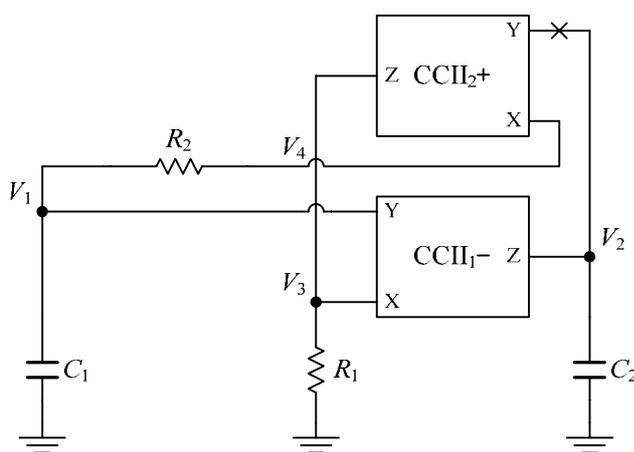
$$C_2 = C_1 \quad (\text{ข1.77})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข1.78})$$

ข2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

ข2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก)



รูปที่ ข.7 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.7 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ข2.1})$$

โหนด 2
$$I_{Z1} = -sC_2V_2 \quad (\text{ข2.2})$$

โหนด 3
$$I_{X1} + I_{Z2} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข2.3})$$

โหนด 4
$$I_{X2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข2.4})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข2.5})$$

$$V_4 = V_{in} \quad (\text{ข2.6})$$

$$I_{Z1} = -I_{X1} \quad (\text{ข2.7})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข2.8})$$

จากสมการที่ (ข2.1) ถึง (ข2.8) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_2}{V_{in}} = \frac{1}{sC_2R_1} \left(\frac{sC_1R_1 - 1}{sC_1R_2 + 1} \right) \quad (\text{ข2.9})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข2.10})$$

แทนสมการที่ (ข2.9) ลงใน (ข2.10) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0 \quad (\text{ข2.11})$$

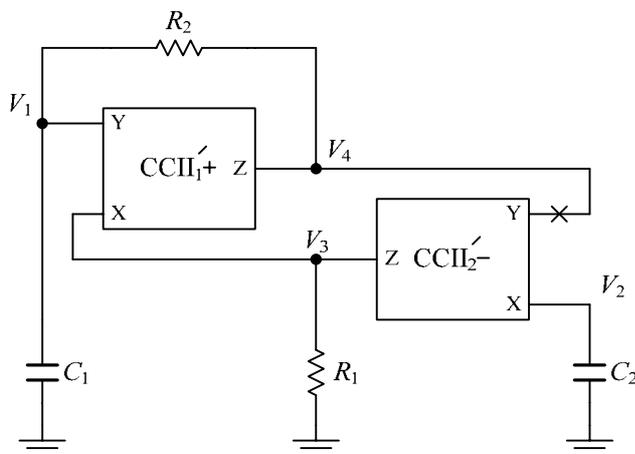
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = C_1 \quad (\text{ข2.12})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข2.13})$$

ข.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ข)



รูปที่ ข.8 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ข)

จากวงจรในรูปที่ ข.8 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ข.2.14})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{x2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ข.2.15})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{x1} + I_{z2} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข.2.16})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{z1} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข.2.17})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข.2.18})$$

$$V_2 = V_{in} \quad (\text{ข.2.19})$$

$$I_{z1} = I_{x1} \quad (\text{ข.2.20})$$

$$I_{z2} = -I_{x2} \quad (\text{ข.2.21})$$

จากสมการที่ (ข.2.14) ถึง (ข.2.21) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_4}{V_{in}} = sC_2R_1 \left(\frac{sC_1R_2 + 1}{sC_1R_1 - 1} \right) \quad (\text{ข2.22})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข2.23})$$

แทนสมการที่ (ข2.22) ลงใน (ข2.23) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 - 1 = 0 \quad (\text{ข2.24})$$

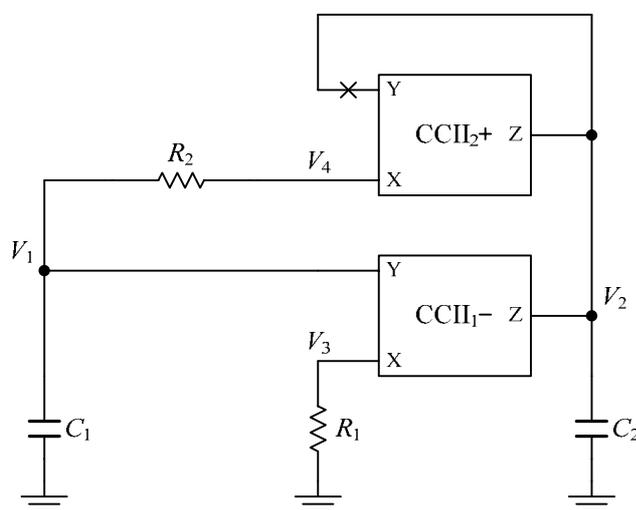
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = C_2 \quad (\text{ข2.25})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข2.26})$$

ข2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก)



รูปที่ ข.9 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.9 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ข2.27})$$

โหนด 2
$$I_{Z1} + I_{Z2} = -sC_2V_2 \quad (ข2.28)$$

โหนด 3
$$I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (ข2.29)$$

โหนด 4
$$I_{X2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (ข2.30)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (ข2.31)$$

$$V_4 = V_{in} \quad (ข2.32)$$

$$I_{Z1} = -I_{X1} \quad (ข2.33)$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (ข2.34)$$

จากสมการที่ (ข2.27) ถึง (ข2.34) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_2}{V_{in}} = \frac{1}{sC_2R_1} \left(\frac{sC_1R_1 - 1}{sC_1R_2 + 1} \right) \quad (ข2.35)$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (ข2.36)$$

แทนสมการที่ (ข2.35) ลงใน (ข2.36) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0 \quad (ข2.37)$$

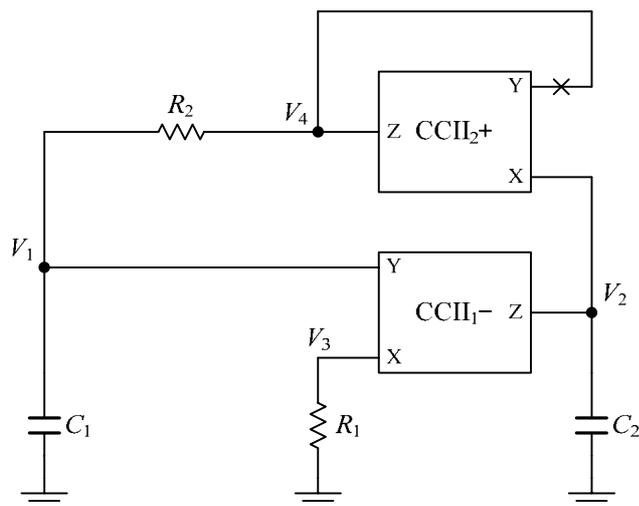
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = C_1 \quad (ข2.38)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (ข2.39)$$

ข2.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ข)



รูปที่ ข.10 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ข)

จากวงจรในรูปที่ ข.10 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ข2.40})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + I_{X2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ข2.41})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข2.42})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข2.43})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข2.44})$$

$$V_2 = V_{in} \quad (\text{ข2.45})$$

$$I_{Z1} = -I_{X1} \quad (\text{ข2.46})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข2.47})$$

จากสมการที่ (ข2.40) ถึง (ข2.47) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_4}{V_{in}} = sC_2R_1 \left(\frac{sC_1R_2 + 1}{sC_1R_1 - 1} \right) \quad (ข2.48)$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (ข2.49)$$

แทนสมการที่ (ข2.48) ลงใน (ข2.49) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 - 1 = 0 \quad (ข2.50)$$

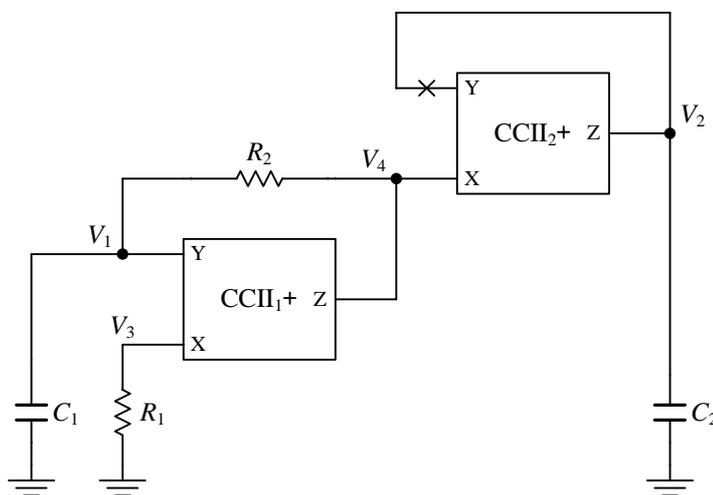
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = C_2 \quad (ข2.51)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (ข2.52)$$

ข2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก)



รูปที่ ข.11 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.11 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (ข2.53)$$

โหนด 2
$$I_{Z2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ข2.54})$$

โหนด 3
$$I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข2.55})$$

โหนด 4
$$I_{Z1} + I_{X2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข2.56})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข2.57})$$

$$V_4 = V_{in} \quad (\text{ข2.58})$$

$$I_{Z1} = I_{X1} \quad (\text{ข2.59})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข2.60})$$

จากสมการที่ (ข2.53) ถึง (ข2.60) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_2}{V_{in}} = \frac{1}{sC_2R_1} \left(\frac{sC_1R_1 - 1}{sC_1R_2 + 1} \right) \quad (\text{ข2.61})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข2.62})$$

แทนสมการที่ (ข2.61) ลงใน (ข2.62) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0 \quad (\text{ข2.63})$$

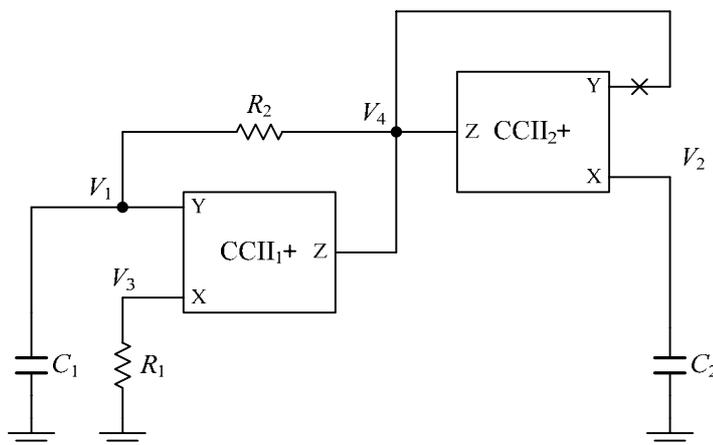
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = C_1 \quad (\text{ข2.64})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข2.65})$$

ข.2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ข)



รูปที่ ข.12 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ข)

จากวงจรในรูปที่ ข.12 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ข.2.66})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{X2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ข.2.67})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ข.2.68})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z1} + I_{Z2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ข.2.69})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (2.1) จะเห็นว่า

$$V_3 = V_1 \quad (\text{ข.2.70})$$

$$V_2 = V_{in} \quad (\text{ข.2.71})$$

$$I_{Z1} = I_{X1} \quad (\text{ข.2.72})$$

$$I_{Z2} = I_{X2} \quad (\text{ข.2.73})$$

จากสมการที่ (ข.2.66) ถึง (ข.2.73) จะได้สมการอัตราขยายวงรอบเปิด

$$L(s) = \frac{V_4}{V_{in}} = sC_2R_1 \left(\frac{sC_1R_2 + 1}{sC_1R_1 - 1} \right) \quad (\text{ข2.74})$$

เงื่อนไขของการออสซิลเลตได้ก็คือเมื่อ

$$1 - L(s) = 0 \quad (\text{ข2.75})$$

แทนสมการที่ (ข2.74) ลงใน (ข2.75) จะได้สมการแสดงลักษณะเฉพาะเท่ากับ

$$-s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 - 1 = 0 \quad (\text{ข2.76})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = C_2 \quad (\text{ข2.77})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

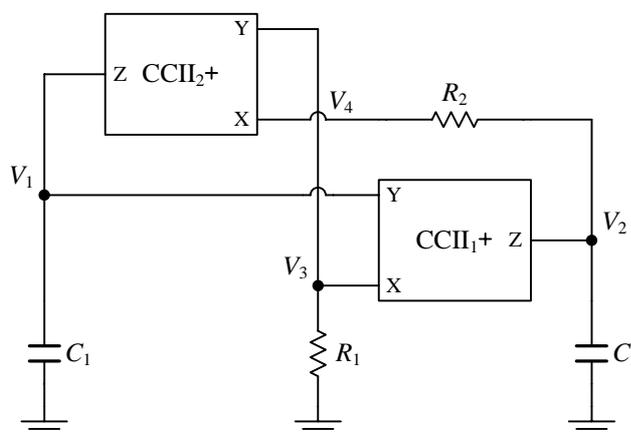
$$\omega_0^2 = \frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ข2.78})$$

ภาคผนวก ก

การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของ วงจรรอสซิลเลเตอร์ในกรณีที่ CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ก1. วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์

ก1.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก)



รูปที่ ก.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก)

จากวงจรในรูปที่ ก.1 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ก1.1})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ก1.2})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ก1.3})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{X2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ก1.4})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1V_1 \quad (\text{ก1.5})$$

$$V_4 = \beta_2V_3 \quad (\text{ก1.6})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (ค1.7)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ค1.8)$$

จากสมการที่ (ค1.1) ถึง (ค1.8) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{\beta_1\beta_2\alpha_2}{R_2} & \frac{\alpha_2}{R_2} \\ -\frac{\beta_1\alpha_1}{R_1} - \frac{\beta_1\beta_2}{R_2} & sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ค1.9)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ค1.9) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2) R_1 + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \quad (ค1.10)$$

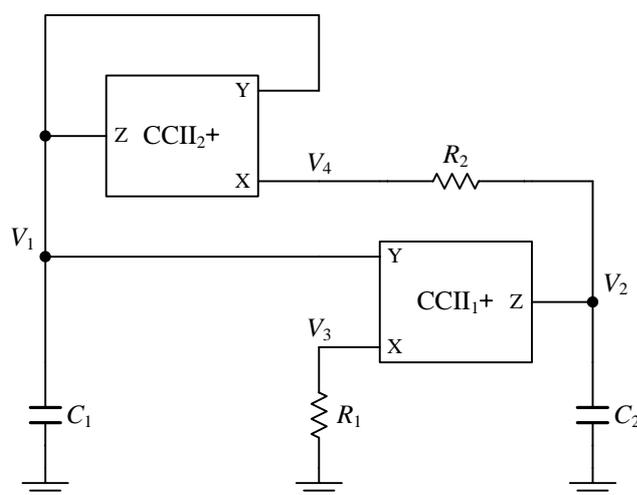
จะได้เงื่อนไขของการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 \quad (ค1.11)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (ค1.12)$$

ค1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก)



รูปที่ ค.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก)

จากวงจรในรูปที่ ค.2 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ค1.13})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ค1.14})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ค1.15})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{X2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (\text{ค1.16})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1V_1 \quad (\text{ค1.17})$$

$$V_4 = \beta_2V_1 \quad (\text{ค1.18})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1I_{X1} \quad (\text{ค1.19})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2I_{X2} \quad (\text{ค1.20})$$

จากสมการที่ (ค1.13) ถึง (ค1.20) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_2} & \frac{\alpha_2}{R_2} \\ -\frac{\beta_1\alpha_1}{R_1} - \frac{\beta_2}{R_2} & sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค1.21})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ค1.21) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - \beta_2\alpha_2C_2)R_1 + \beta_1\alpha_1\alpha_2 = 0 \quad (\text{ค1.22})$$

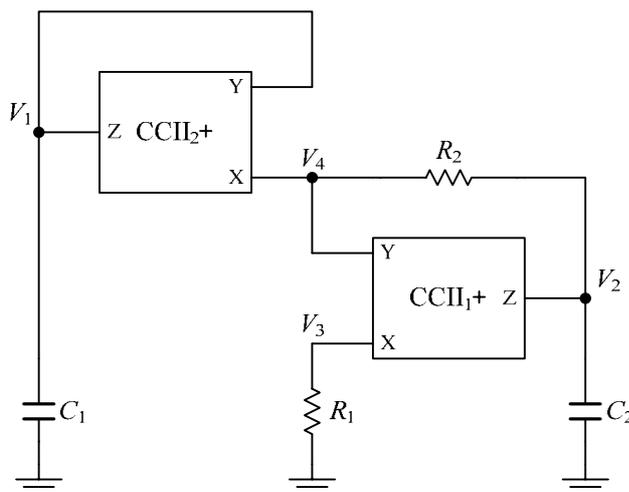
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = \beta_2\alpha_2C_2 \quad (\text{ค1.23})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_1\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{\beta_1\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ค1.24})$$

ค1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก)



รูปที่ ค.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก)

จากวงจรในรูปที่ ค.3 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (ค1.25)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (ค1.26)$$

โหนด 3
$$I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (ค1.27)$$

โหนด 4
$$I_{X2} = \frac{V_2 - V_4}{R_2} \quad (ค1.28)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_4 \quad (ค1.29)$$

$$V_4 = \beta_2 V_1 \quad (ค1.30)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (ค1.31)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ค1.32)$$

จากสมการที่ (ค1.25) ถึง (ค1.32) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_2} & \frac{\alpha_2}{R_2} \\ -\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1}{R_1} - \frac{\beta_2}{R_2} & sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค1.33})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ค1.33) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_1 - \beta_2\alpha_2C_2)R_1 + \beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2 = 0 \quad (\text{ค1.34})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

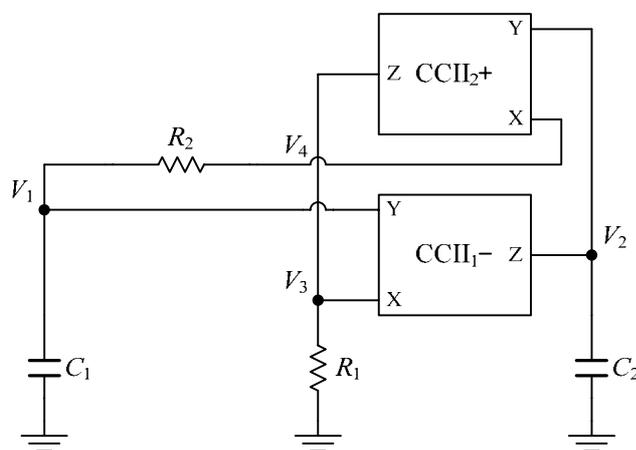
$$C_1 = \beta_2\alpha_2C_2 \quad (\text{ค1.35})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ค1.36})$$

ค2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

ค2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก)



รูปที่ ค.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก)

จากวงจรในรูปที่ ค.4 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ค2.1})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{z1} = -sC_2V_2 \quad (\text{ค2.2})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{x1} + I_{z2} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ค2.3})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{x2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ค2.4})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1V_1 \quad (\text{ค2.5})$$

$$V_4 = \beta_2V_2 \quad (\text{ค2.6})$$

$$I_{z1} = -\alpha_1I_{x1} \quad (\text{ค2.7})$$

$$I_{z2} = \alpha_2I_{x2} \quad (\text{ค2.8})$$

จากสมการที่ (ค2.1) ถึง (ค2.8) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & -\frac{\beta_2}{R_2} \\ \frac{\beta_1\alpha_1}{R_1} + \frac{\alpha_1\alpha_2}{R_2} & sC_2 - \frac{\beta_2\alpha_1\alpha_2}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค2.9})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ค2.9) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2C_1C_2R_1R_2 + s(C_2 - \beta_2\alpha_1\alpha_2C_1)R_1 + \beta_1\beta_2\alpha_1 = 0 \quad (\text{ค2.10})$$

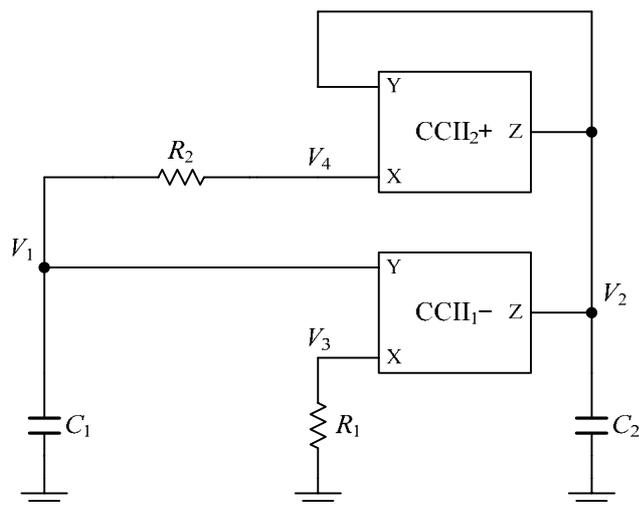
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = \beta_2\alpha_1\alpha_2C_1 \quad (\text{ค2.11})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_1\beta_2\alpha_1}{C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1}{C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ค2.12})$$

ค.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก)



รูปที่ ค.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก)

จากวงจรในรูปที่ ค.5 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ค.2.13})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{z1} + I_{z2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ค.2.14})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{x1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ค.2.15})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{x2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ค.2.16})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1V_1 \quad (\text{ค.2.17})$$

$$V_4 = \beta_2V_2 \quad (\text{ค.2.18})$$

$$I_{z1} = -\alpha_1I_{x1} \quad (\text{ค.2.19})$$

$$I_{z2} = \alpha_2I_{x2} \quad (\text{ค.2.20})$$

จากสมการที่ (ค.2.13) ถึง (ค.2.20) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & -\frac{\beta_2}{R_2} \\ \frac{\beta_1\alpha_1}{R_1} + \frac{\alpha_2}{R_2} & sC_2 - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ค2.21)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ค2.21) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1) R_1 + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0 \quad (ค2.22)$$

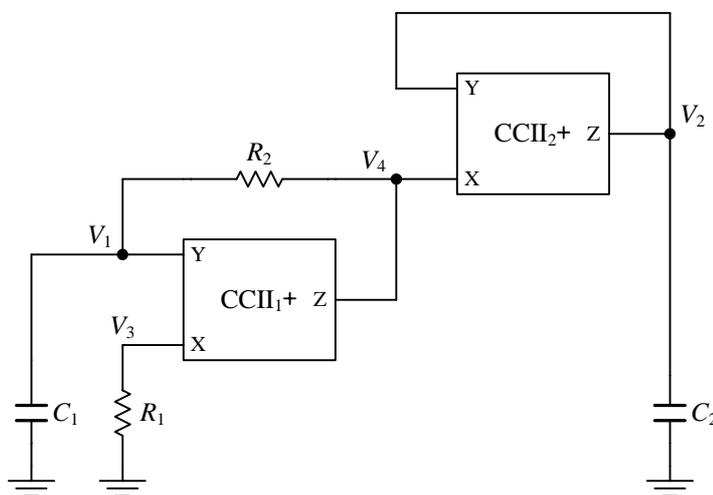
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1 \quad (ค2.23)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (ค2.24)$$

ค.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก)



รูปที่ ค.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก)

จากวงจรในรูปที่ ค.6 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$sC_1 V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (ค2.25)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} = -sC_2 V_2 \quad (ค2.26)$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -\frac{V_3}{R_1} \quad (\text{ค2.27})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z1} + I_{X2} = \frac{V_1 - V_4}{R_2} \quad (\text{ค2.28})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_1 \quad (\text{ค2.29})$$

$$V_4 = \beta_2 V_2 \quad (\text{ค2.30})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (\text{ค2.31})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{ค2.32})$$

จากสมการที่ (ค2.25) ถึง (ค2.32) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & -\frac{\beta_2}{R_2} \\ \frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{R_1} + \frac{\alpha_2}{R_2} & sC_2 - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ค2.33})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ค2.33) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1) R_1 + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \quad (\text{ค2.34})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1 \quad (\text{ค2.35})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{ค2.36})$$

ภาคผนวก ง

การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของ

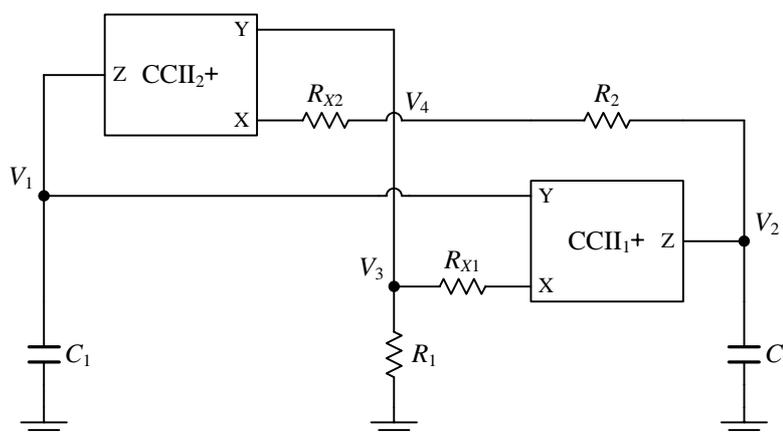
วงจรรอสซิลเลเตอร์ในกรณีที่มีผลกระทบต่อ

ค่าพาราซิติคแฝงของ CCII

วิธีการวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีผลกระทบต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII นั้น สามารถทำได้โดยให้แทน CCII ในวงจรรอสซิลเลเตอร์ด้วยวงจรมุมูลของ CCII ในรูปที่ 3.16 โดยได้สมมติให้ R_Y และ R_Z มีค่าสูงมาก ($\cong \infty$) และ C_Y และ C_Z มีค่าต่ำมาก ($\cong 0$) และทำการวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะ

ง1. วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนูลเลเตอร์

ง1.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก)



รูปที่ ง.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.5(ก)

จากวงจรรูปที่ ง.1 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1 $I_{Z2} = -sC_1V_1$ (ง1.1)

โหนด 2 $I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0$ (ง1.2)

โหนด 3 $\frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0$ (ง1.3)

โหนด 4
$$\frac{V_4 - V_2}{R_2} + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (ง1.4)$$

เนื่องจาก
$$I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (ง1.5)$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (ง1.6)$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (ง1.7)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_3 \quad (ง1.8)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (ง1.9)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ง1.10)$$

จากสมการที่ (ง1.1) ถึง (ง1.10) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 & 0 & -\frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 + \frac{1}{R_2} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & -\frac{1}{R_2} \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2} & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ง1.11)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ง1.11) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s [C_1 (R_1 + R_{X1}) - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \quad (ง1.12)$$

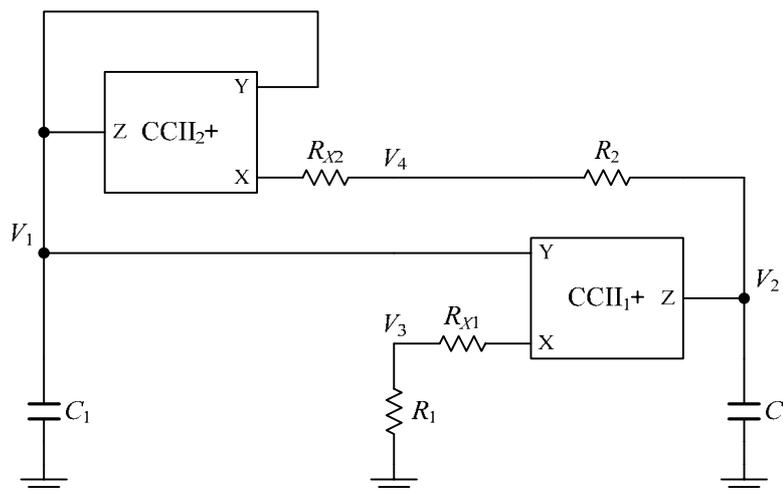
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 (R_1 + R_{X1}) = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1 \quad (ง1.13)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2} \quad (ง1.14)$$

ง1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก)



รูปที่ ง.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.7(ก)

จากวงจรในรูปที่ ง.2 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (ง1.15)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (ง1.16)$$

โหนด 3
$$\frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (ง1.17)$$

โหนด 4
$$\frac{V_4 - V_2}{R_2} + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (ง21.18)$$

เนื่องจาก
$$I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (ง1.19)$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (ง1.20)$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (ง1.21)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_1 \quad (ง1.22)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (ง1.23)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ง1.24)$$

จากสมการที่ (ง1.15) ถึง (ง1.24) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_{X2}} & 0 & 0 & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1\alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 + \frac{1}{R_2} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & -\frac{1}{R_2} \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & -\frac{1}{R_2} & 0 & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ง1.25)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์ (determinant) ของสมการที่ (ง1.25) เท่ากับศูนย์ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2)(R_1 + R_{X1}) + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \quad (ง1.26)$$

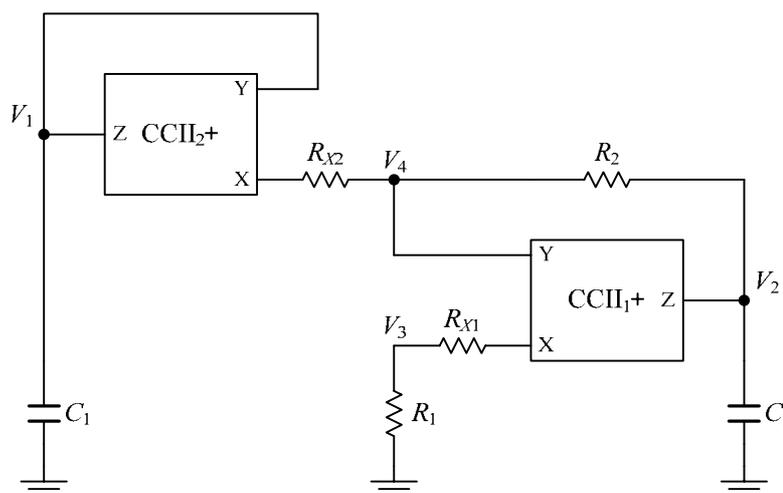
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2 \quad (ง1.27)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2} \quad (ง1.28)$$

ง1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก)



รูปที่ ง.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.9(ก)

จากวงจรในรูปที่ ง.3 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ง1.29})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + \frac{(V_2 - V_4)}{R_2} + sC_2V_2 = 0 \quad (\text{ง1.30})$$

$$\text{โหนด 3} \quad \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ง1.31})$$

$$\text{โหนด 4} \quad \frac{V_4 - V_2}{R_2} + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (\text{ง1.32})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (\text{ง1.33})$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (\text{ง1.34})$$

$$V_{X1} = \beta_1V_4 \quad (\text{ง1.35})$$

$$V_{X2} = \beta_2V_1 \quad (\text{ง1.36})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1I_{X1} \quad (\text{ง1.37})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2I_{X2} \quad (\text{ง1.38})$$

จากสมการที่ (ง1.29) ถึง (ง1.38) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_{X2}} & 0 & 0 & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ 0 & sC_2 + \frac{1}{R_2} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & -\frac{1}{R_2} - \frac{\beta_1\alpha_1}{R_{X1}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{X1}} & -\frac{\beta_1}{R_{X1}} \\ -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & -\frac{1}{R_2} & 0 & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ง1.39})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ง1.39) เท่ากับศูนย์ได้เป็น

$$s^2C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s\{C_1(R_1 + R_{X1}) - [\beta_2\alpha_2C_2(R_1 + R_{X1}) + \beta_1\alpha_1C_1R_{X2}]\} + \beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2 = 0 \quad (\text{ง1.40})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

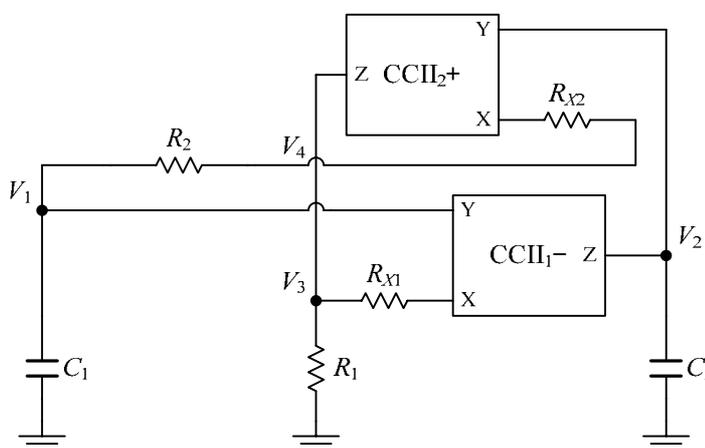
$$C_1(R_1 + R_{X1}) = \beta_2\alpha_2C_2(R_1 + R_{X1}) + \beta_1\alpha_1C_1R_{X2} \quad (ง1.41)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2(R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2} \quad (ง1.42)$$

ง2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

ง2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก)



รูปที่ ง.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.11(ก)

จากวงจรในรูปที่ ง.4 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (ง2.1)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} = -sC_2V_2 \quad (ง2.2)$$

โหนด 3
$$I_{Z2} + \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (ง2.3)$$

โหนด 4
$$\frac{V_4 - V_1}{R_2} + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (ง2.4)$$

เนื่องจาก
$$I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (ง2.5)$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (ง2.6)$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (ง2.7)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_2 \quad (ง2.8)$$

$$I_{Z1} = -\alpha_1 I_{X1} \quad (ง2.9)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ง2.10)$$

จากสมการที่ (ง2.1) ถึง (ง2.10) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 & -\frac{\alpha_1}{R_{X1}} & 0 \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & -\frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{X1}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{1}{R_2} & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & 0 & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ง2.11)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์ (determinant) ของสมการที่ (ง2.11) เท่ากับศูนย์ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s [C_2 (R_1 + R_{X1}) - \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 C_1 R_1] + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0 \quad (ง2.12)$$

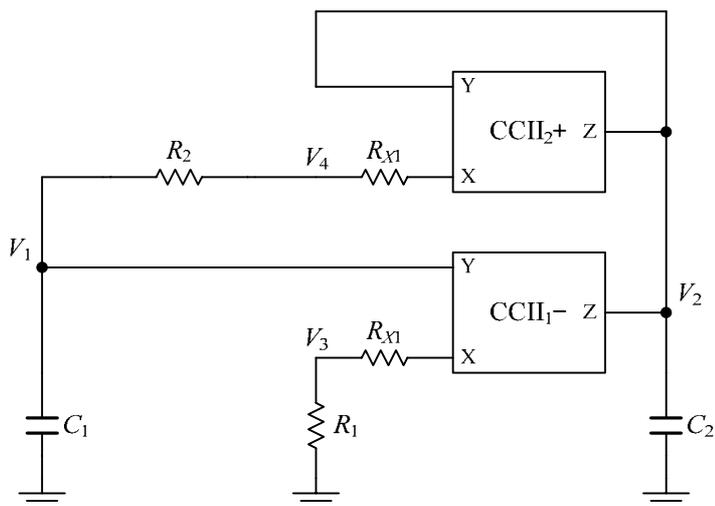
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 (R_1 + R_{X1}) = \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 C_1 R_1 \quad (ง2.13)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2} \quad (ง2.14)$$

ง2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก)



รูปที่ ง.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.13(ก)

จากวงจรในรูปที่ ง.5 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ง2.15})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + I_{Z2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ง2.16})$$

$$\text{โหนด 3} \quad \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ง2.17})$$

$$\text{โหนด 4} \quad \frac{V_4 - V_1}{R_2} + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (\text{ง2.18})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (\text{ง2.19})$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (\text{ง2.20})$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (\text{ง2.21})$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_2 \quad (\text{ง2.22})$$

$$I_{Z1} = -\alpha_1 I_{X1} \quad (\text{ง2.23})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{ง2.24})$$

จากสมการที่ (ง2.15) ถึง (ง2.24) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & -\frac{\alpha_1}{R_{X1}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ -\frac{1}{R_2} & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & 0 & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ง2.25})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์ (determinant) ของสมการที่ (ง2.25) เท่ากับศูนย์ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s(C_2 - \beta_2 \alpha_2 C_1)(R_1 + R_{X1}) + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 = 0 \quad (\text{ง2.26})$$

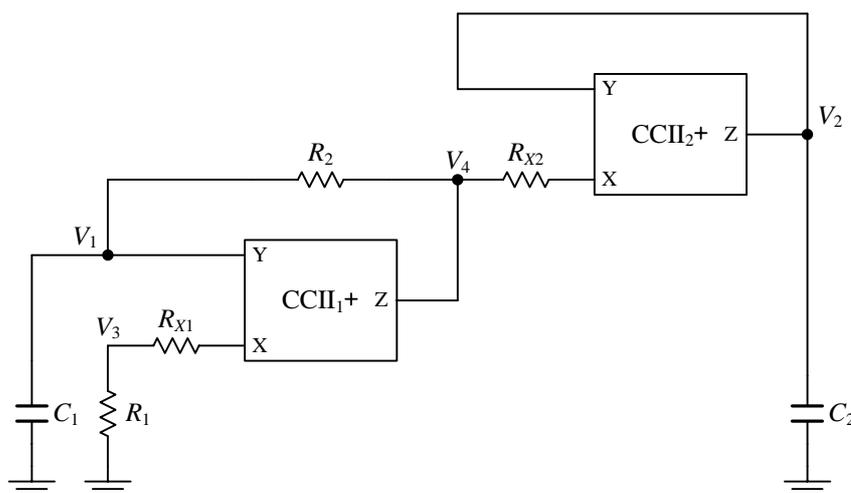
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1 \quad (\text{ง2.27})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left[\frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1}{C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2})} \right]^{1/2} \quad (\text{ง2.28})$$

ง2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก)



รูปที่ ง.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 3.15(ก)

จากวงจรในรูปที่ ง.6 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_1 + \frac{V_1 - V_4}{R_2} = 0 \quad (\text{ง2.29})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ง2.30})$$

$$\text{โหนด 3} \quad \frac{V_3}{R_1} + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ง2.31})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z1} + \frac{V_4 - V_1}{R_2} + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (\text{ง2.32})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (\text{ง2.33})$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (\text{ง2.34})$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (\text{ง2.35})$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_2 \quad (\text{ง2.36})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (\text{ง2.37})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{ง2.38})$$

จากสมการที่ (ง2.29) ถึง (ง2.38) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_2} & 0 & 0 & -\frac{1}{R_2} \\ 0 & sC_2 - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & 0 & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ -\frac{1}{R_2} - \frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ง2.39})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ง2.39) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 (R_1 + R_{X1})(R_2 + R_{X2}) + s \{ C_2 (R_1 + R_{X1}) \\ & - [\beta_2 \alpha_2 C_1 (R_1 + R_{X1}) + \beta_1 \alpha_1 C_2 R_{X2}] \} + \beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \end{aligned} \quad (\text{ง2.40})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2(R_1 + R_{x1}) = \beta_2\alpha_2C_1(R_1 + R_{x1}) + \beta_1\alpha_1C_2R_{x2} \quad (2.41)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

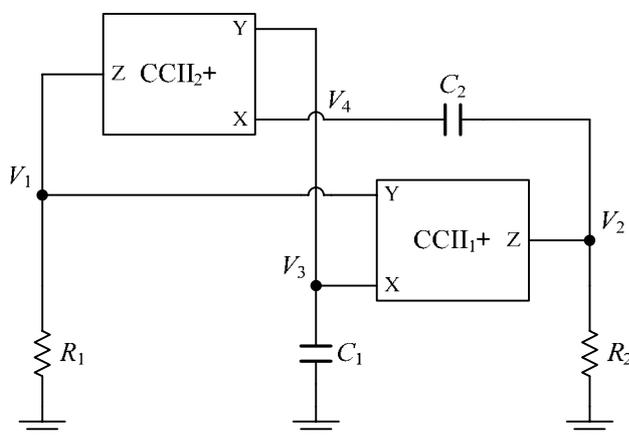
$$\omega_0 = \left[\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2(R_1 + R_{x1})(R_2 + R_{x2})} \right]^{1/2} \quad (2.42)$$

ภาคผนวก จ

การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของ
วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์
ในกรณีที่ CCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

จ1. วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงมูลเลเตอร์

จ1.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ก)



รูปที่ จ.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ก)

จากวงจรในรูปที่ จ.1 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$I_{Z2} = -\frac{V_1}{R_1} \quad (จ1.1)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} + sC_2(V_2 - V_4) + \frac{V_2}{R_2} = 0 \quad (จ1.2)$$

โหนด 3
$$I_{X1} = -sC_1V_3 \quad (จ1.3)$$

โหนด 4
$$I_{X2} = sC_2(V_2 - V_4) \quad (จ1.4)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_1 \quad (จ1.5)$$

$$V_4 = \beta_2 V_3 \quad (จ1.6)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (จ1.7)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (จ1.8)$$

จากสมการที่ (จ1.1) ถึง (จ1.8) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} -\beta_1 \beta_2 \alpha_2 s C_2 + \frac{1}{R_1} & \alpha_2 s C_2 \\ -\beta_1 \alpha_1 s C_1 - \beta_1 \beta_2 s C_2 & s C_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (จ1.9)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (จ1.9) เท่ากับศูนย์ได้เป็น

$$\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_2 - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 R_1) + 1 = 0 \quad (จ1.10)$$

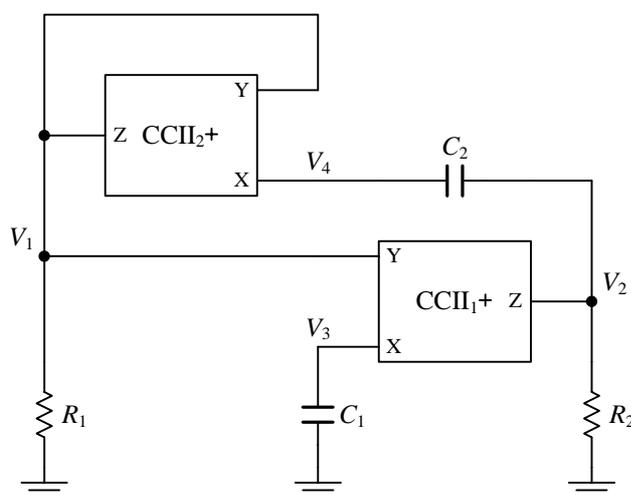
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$R_2 = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 R_1 \quad (จ1.11)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (จ1.12)$$

จ1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ข)



รูปที่ จ.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ข)

จากวงจรในรูปที่ จ.2 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -\frac{V_1}{R_1} \quad (\text{จ1.13})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + sC_2(V_2 - V_4) + \frac{V_2}{R_2} = 0 \quad (\text{จ1.14})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -sC_1V_3 \quad (\text{จ1.15})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{X2} = sC_2(V_2 - V_4) \quad (\text{จ1.16})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_1 \quad (\text{จ1.17})$$

$$V_4 = \beta_2 V_1 \quad (\text{จ1.18})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (\text{จ1.19})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{จ1.20})$$

จากสมการที่ (จ1.13) ถึง (จ1.20) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} -\beta_2 \alpha_2 s C_2 + \frac{1}{R_1} & \alpha_2 s C_2 \\ -\beta_1 \alpha_1 s C_1 - \beta_2 s C_2 & s C_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{จ1.21})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (จ1.21) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_2 - \beta_2 \alpha_2 R_1) + 1 = 0 \quad (\text{จ1.22})$$

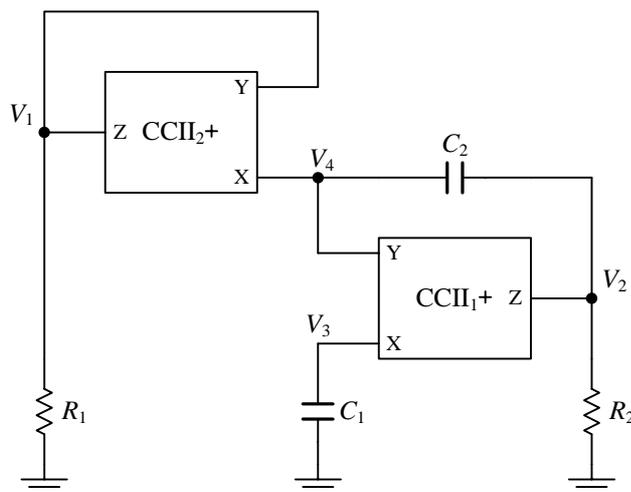
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$R_2 = \beta_2 \alpha_2 R_1 \quad (\text{จ1.23})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{จ1.24})$$

จ1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ค)



รูปที่ จ.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ค)

จากวงจรในรูปที่ จ.3 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$I_{Z2} = -\frac{V_1}{R_1} \quad (จ1.25)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} + sC_2(V_2 - V_4) + \frac{V_2}{R_2} = 0 \quad (จ1.26)$$

โหนด 3
$$I_{X1} = -sC_1V_3 \quad (จ1.27)$$

โหนด 4
$$I_{X2} = sC_2(V_2 - V_4) \quad (จ1.28)$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_4 \quad (จ1.29)$$

$$V_4 = \beta_2 V_1 \quad (จ1.30)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (จ1.31)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (จ1.32)$$

จากสมการที่ (จ1.25) ถึง (จ1.32) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} -\beta_2\alpha_2sC_2 + \frac{1}{R_1} & \alpha_2sC_2 \\ -\beta_1\beta_2\alpha_1sC_1 - \beta_2sC_2 & sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (จ1.33)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (จ1.33) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_2 - \beta_2\alpha_2R_1) + 1 = 0 \quad (จ1.34)$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

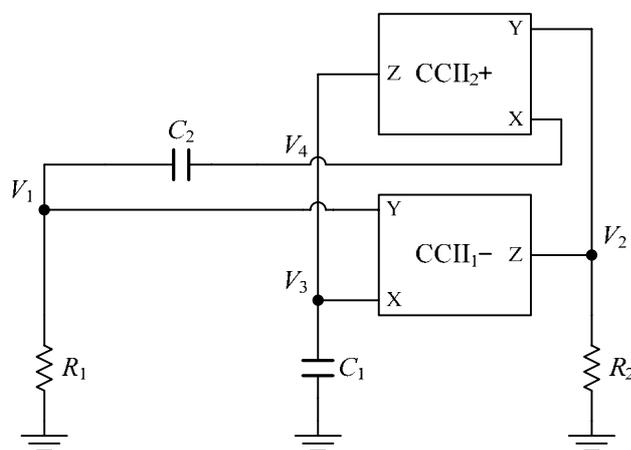
$$R_2 = \beta_2\alpha_2R_1 \quad (จ1.35)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (จ1.36)$$

จ2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอร์เตอร์

จ2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ก)



รูปที่ จ.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ก)

จากวงจรในรูปที่ จ.4 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1 $\frac{V_1}{R_1} + sC_2(V_1 - V_4) = 0 \quad (จ2.1)$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} = -\frac{V_2}{R_2} \quad (\text{จ2.2})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} + I_{Z2} = -sC_1V_3 \quad (\text{จ2.3})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{X2} = sC_2(V_1 - V_4) \quad (\text{จ2.4})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสร่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_1 \quad (\text{จ2.5})$$

$$V_4 = \beta_2 V_2 \quad (\text{จ2.6})$$

$$I_{Z1} = -\alpha_1 I_{X1} \quad (\text{จ2.7})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{จ2.8})$$

จากสมการที่ (จ2.1) ถึง (จ2.8) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_1} & -\beta_2 sC_2 \\ \beta_1 \alpha_1 sC_1 + \alpha_1 \alpha_2 sC_2 & -\beta_2 \alpha_1 \alpha_2 sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{จ2.9})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (จ2.9) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\beta_1 \beta_2 \alpha_1 s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_2 (R_1 - \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 R_2) + 1 = 0 \quad (\text{จ2.10})$$

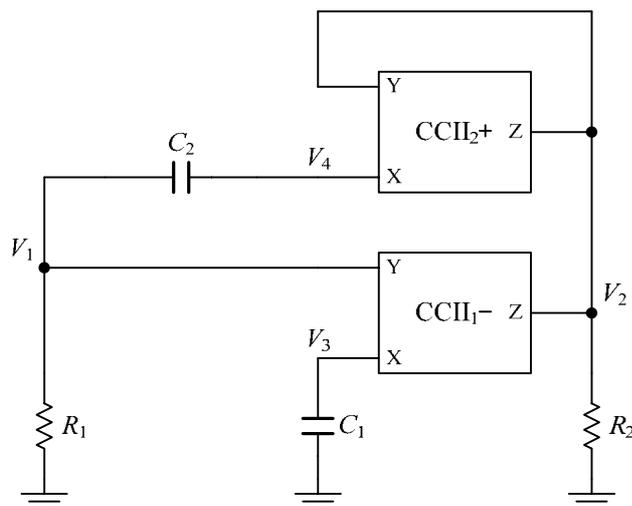
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$R_1 = \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 R_2 \quad (\text{จ2.11})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{จ2.12})$$

จ2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ข)



รูปที่ จ.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ข)

จากวงจรในรูปที่ จ.5 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad \frac{V_1}{R_1} + sC_2(V_1 - V_4) = 0 \quad (\text{จ2.13})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + I_{Z2} = -\frac{V_2}{R_2} \quad (\text{จ2.14})$$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{X1} = -sC_1V_3 \quad (\text{จ2.15})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{X2} = sC_2(V_1 - V_4) \quad (\text{จ2.16})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1 V_1 \quad (\text{จ2.17})$$

$$V_4 = \beta_2 V_2 \quad (\text{จ2.18})$$

$$I_{Z1} = -\alpha_1 I_{X1} \quad (\text{จ2.19})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{จ2.20})$$

จากสมการที่ (จ2.13) ถึง (จ2.20) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_1} & -\beta_2 sC_2 \\ \beta_1 \alpha_1 sC_1 + \alpha_2 sC_2 & -\beta_2 \alpha_2 sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (จ2.21)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (จ2.21) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\beta_1 \beta_2 \alpha_1 s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + sC_2 (R_1 - \beta_2 \alpha_2 R_2) + 1 = 0 \quad (จ2.22)$$

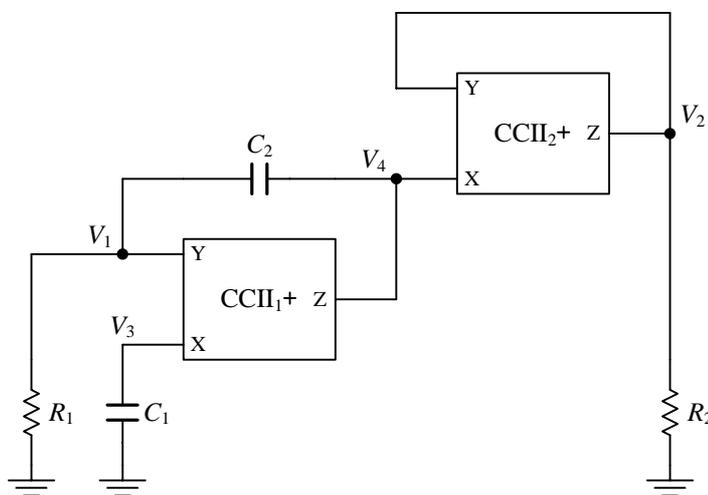
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$R_1 = \beta_2 \alpha_2 R_2 \quad (จ2.23)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0^2 = \frac{1}{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (จ2.24)$$

จ2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ค)



รูปที่ จ.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ค)

จากวงจรในรูปที่ จ.6 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1 $\frac{V_1}{R_1} + sC_2 (V_1 - V_4) = 0 \quad (จ2.25)$

โหนด 2 $I_{Z2} = -\frac{V_2}{R_2} \quad (จ2.26)$

$$\text{โหนด 3} \quad I_{x1} = -sC_1V_3 \quad (\text{จ2.27})$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{x2} = sC_2(V_1 - V_4) \quad (\text{จ2.28})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสที่ที่สอง ในสมการที่ (3.16) จะเห็นว่า

$$V_3 = \beta_1V_1 \quad (\text{จ2.29})$$

$$V_4 = \beta_2V_2 \quad (\text{จ2.30})$$

$$I_{z1} = \alpha_1I_{x1} \quad (\text{จ2.31})$$

$$I_{z2} = \alpha_2I_{x2} \quad (\text{จ2.32})$$

จากสมการที่ (จ2.25) ถึง (จ2.32) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_1} & -\beta_2sC_2 \\ \beta_1\alpha_1\alpha_2sC_1 + \alpha_2sC_2 & -\beta_2\alpha_2sC_2 + \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{จ2.33})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (จ2.33) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_1 - \beta_2\alpha_2R_2) + 1 = 0 \quad (\text{จ2.34})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$R_1 = \beta_2\alpha_2R_2 \quad (\text{จ2.35})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

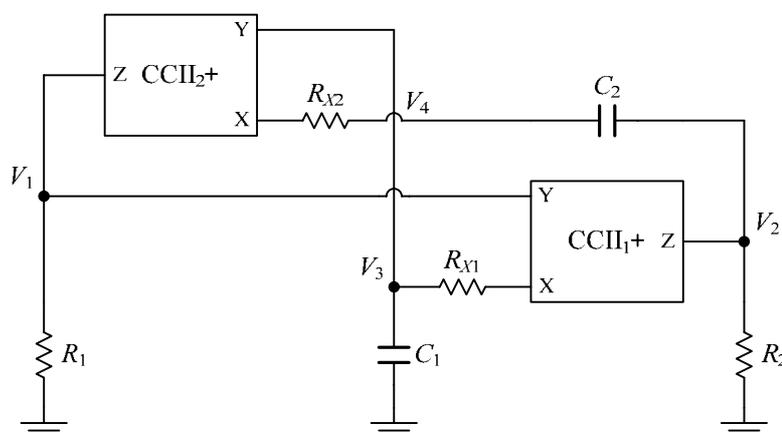
$$\omega_0^2 = \frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2} \quad \text{หรือ} \quad \omega_0 = \left(\frac{1}{\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2} \right)^{1/2} \quad (\text{จ2.36})$$

ภาคผนวก ฉ

การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของ วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ ในกรณีที่มีผลกระทบต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII

วิธีการวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีผลกระทบต่อค่าพาราซิติคแฝงของ CCII นั้น สามารถทำได้โดยให้แทน CCII ในวงจรรอสซิลเลเตอร์ด้วยวงจรมมูลของ CCII ในรูปที่ 3.16 โดยได้สมมติให้ R_Y และ R_Z มีค่าสูงมาก ($\cong \infty$) และ C_Y และ C_Z มีค่าต่ำมาก ($\cong 0$) และทำการวิเคราะห์ห้วงจรเพื่อหาสมการแสดงลักษณะเฉพาะ

ฉ1. วงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงมูลเตอร์
ฉ1.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ก)



รูปที่ ฉ.1 วงจรรอสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ก)

จากวงจรในรูปที่ ฉ.1 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -\frac{V_1}{R_1} \quad (\text{ฉ1.1})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + sC_2(V_2 - V_4) + \frac{V_2}{R_2} = 0 \quad (\text{ฉ1.2})$$

$$\text{โหนด 3} \quad sC_1V_3 + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ฉ1.3})$$

โหนด 4
$$sC_2(V_4 - V_2) + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (ฉ1.4)$$

เนื่องจาก
$$I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (ฉ1.5)$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (ฉ1.6)$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (ฉ1.7)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_3 \quad (ฉ1.8)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (ฉ1.9)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ฉ1.10)$$

จากสมการที่ (ฉ1.1) ถึง (ฉ1.10) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} & 0 & -\frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 + \frac{1}{R_2} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & -sC_2 \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & sC_1 + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ 0 & -sC_2 & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ฉ1.11)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ฉ1.11) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 + R_{X2})] \\ & + s [C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + 1 = 0 \end{aligned} \quad (ฉ1.12)$$

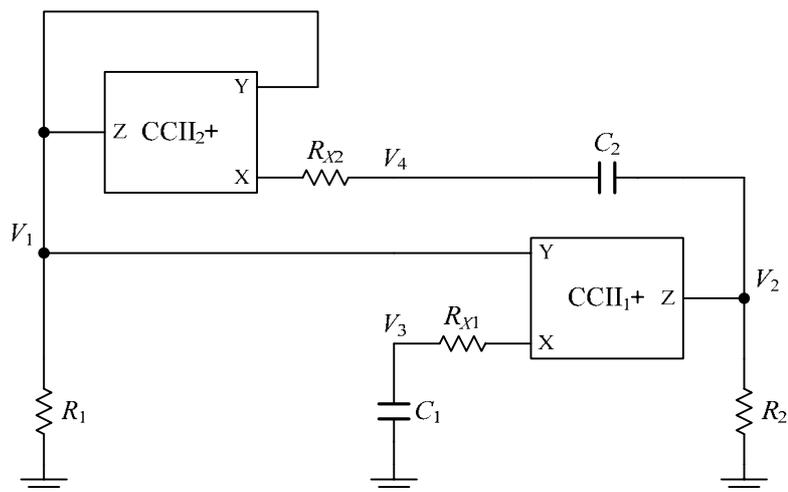
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1 \quad (ฉ1.13)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left\{ \frac{1}{C_1 C_2 [\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 + R_{X2})]} \right\}^{1/2} \quad (ฉ1.14)$$

ฉ.1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ข)



รูปที่ ฉ.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ข)

จากวงจรในรูปที่ ฉ.2 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -\frac{V_1}{R_1} \quad (\text{ฉ.1.15})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + sC_2(V_2 - V_4) + \frac{V_2}{R_2} = 0 \quad (\text{ฉ.1.16})$$

$$\text{โหนด 3} \quad sC_1V_3 + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ฉ.1.17})$$

$$\text{โหนด 4} \quad sC_2(V_4 - V_2) + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (\text{ฉ.1.18})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (\text{ฉ.1.19})$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (\text{ฉ.1.20})$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (\text{ฉ.1.21})$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_1 \quad (\text{ฉ.1.22})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (\text{ฉ.1.23})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{ฉ.1.24})$$

จากสมการที่ (ฉ.1.15) ถึง (ฉ.1.24) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & 0 & 0 & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 + \frac{1}{R_2} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & -sC_2 \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & sC_1 + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & -sC_2 & 0 & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ฉ.1.25})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ฉ.1.25) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 + R_{X2} - \beta_2 \alpha_2 R_1)] \\ & + s [C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1] + 1 = 0 \end{aligned} \quad (\text{ฉ.1.26})$$

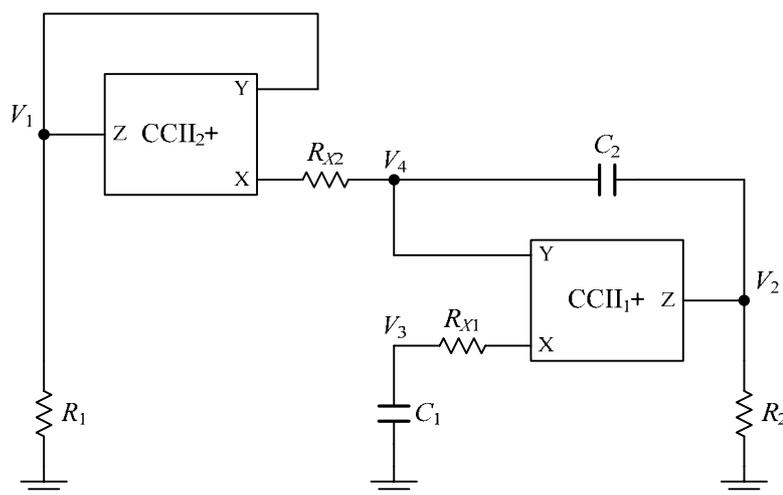
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} = \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1 \quad (\text{ฉ.1.27})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left\{ \frac{1}{C_1 C_2 [\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 + R_{X2} - \beta_2 \alpha_2 R_1)]} \right\}^{1/2} \quad (\text{ฉ.1.28})$$

ฉ.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ค)



รูปที่ ฉ.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.1(ค)

จากวงจรในรูปที่ ๓.3 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -\frac{V_1}{R_1} \quad (\text{ฉ.1.29})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + sC_2(V_2 - V_4) + \frac{V_2}{R_2} = 0 \quad (\text{ฉ.1.30})$$

$$\text{โหนด 3} \quad sC_1V_3 + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ฉ.1.31})$$

$$\text{โหนด 4} \quad sC_2(V_4 - V_2) + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (\text{ฉ.1.32})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (\text{ฉ.1.33})$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (\text{ฉ.1.34})$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_4 \quad (\text{ฉ.1.35})$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_1 \quad (\text{ฉ.1.36})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (\text{ฉ.1.37})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{ฉ.1.38})$$

จากสมการที่ (ฉ.1.29) ถึง (ฉ.1.38) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_1} - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & 0 & 0 & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ 0 & sC_2 + \frac{1}{R_2} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & -sC_2 - \frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} \\ 0 & 0 & sC_1 + \frac{1}{R_{X1}} & -\frac{\beta_1}{R_{X1}} \\ -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & -sC_2 & 0 & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ฉ.1.39})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ฉ.1.39) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 \left[\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_2 - \beta_2 \alpha_2 R_1) + R_{X2} (R_{X1} - \beta_1 \alpha_1 R_2) \right] \\ & + s \left[C_2 (R_2 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_1 \right] + 1 = 0 \end{aligned} \quad (\text{ฉ.1.40})$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

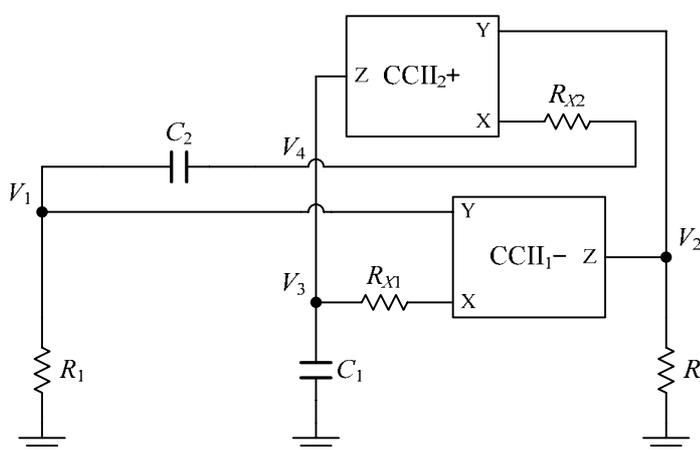
$$C_2(R_2 + R_{X2}) + C_1R_{X1} = \beta_2\alpha_2C_2R_1 \quad (ฉ1.41)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left\{ \frac{1}{C_1C_2[\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2R_1R_2 + R_{X1}(R_2 - \beta_2\alpha_2R_1) + R_{X2}(R_{X1} - \beta_1\alpha_1R_2)]} \right\}^{1/2} \quad (ฉ1.42)$$

ฉ2. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงคู่ของอาร์ซี-ซีอาร์ในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วิธีการแปลงนอเรเตอร์

ฉ2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ก)



รูปที่ ฉ.4 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ก)

จากวงจรในรูปที่ ฉ.4 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

โหนด 1
$$\frac{V_1}{R_1} + sC_2(V_1 - V_4) = 0 \quad (ฉ2.1)$$

โหนด 2
$$I_{Z1} = -\frac{V_2}{R_2} \quad (ฉ2.2)$$

โหนด 3
$$I_{Z2} + sC_1V_3 + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (ฉ2.3)$$

โหนด 4
$$sC_2(V_4 - V_1) + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (ฉ2.5)$$

เนื่องจาก

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (2.6)$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (2.7)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_2 \quad (2.8)$$

$$I_{Z1} = -\alpha_1 I_{X1} \quad (2.9)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.1) ถึง (2.10) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_1} & 0 & 0 & -sC_2 \\ \frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & \frac{1}{R_2} & -\frac{\alpha_1}{R_{X1}} & 0 \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & -\frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & sC_1 + \frac{1}{R_{X1}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -sC_2 & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & 0 & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (2.11) เท่ากับศูนย์ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 + R_{X2})] \\ & + s [C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 C_2 R_2] + 1 = 0 \end{aligned} \quad (2.12)$$

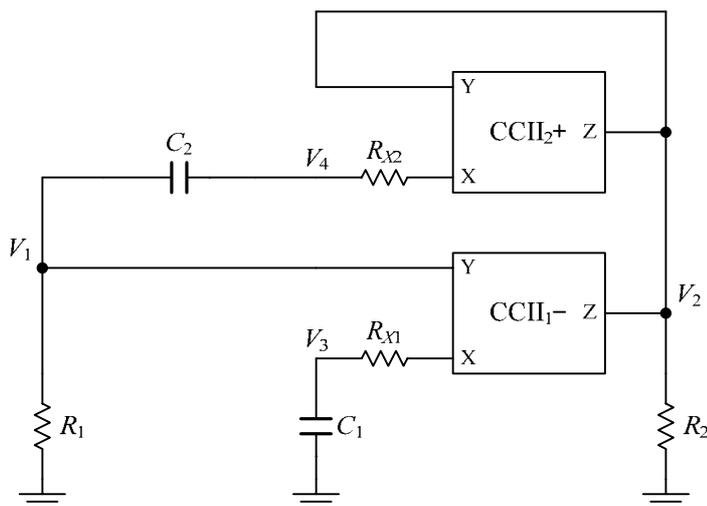
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} = \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 C_2 R_2 \quad (2.13)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left\{ \frac{1}{C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 + R_{X2})]} \right\}^{1/2} \quad (2.14)$$

ฉ.2.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ข)



รูปที่ ฉ.5 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ข)

จากวงจรในรูปที่ ฉ.5 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad \frac{V_1}{R_1} + sC_2(V_1 - V_4) = 0 \quad (\text{ฉ.2.15})$$

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z1} + I_{Z2} = -\frac{V_2}{R_2} \quad (\text{ฉ.2.16})$$

$$\text{โหนด 1} \quad sC_1V_3 + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (\text{ฉ.2.17})$$

$$\text{โหนด 1} \quad sC_2(V_4 - V_1) + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (\text{ฉ.2.18})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (\text{ฉ.2.19})$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (\text{ฉ.2.20})$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (\text{ฉ.2.21})$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_2 \quad (\text{ฉ.2.22})$$

$$I_{Z1} = -\alpha_1 I_{X1} \quad (\text{ฉ.2.23})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (\text{ฉ.2.24})$$

จากสมการที่ (ฉ2.15) ถึง (ฉ2.24) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมทริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_1} & 0 & 0 & -sC_2 \\ \frac{\beta_1\alpha_1}{R_{X1}} & \frac{1}{R_2} - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_{X2}} & -\frac{\alpha_1}{R_{X1}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & sC_1 + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ -sC_2 & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & 0 & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{ฉ2.25})$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ฉ2.25) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 + R_{X2} - \beta_2 \alpha_2 R_2)] \\ & + s [C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_2] + 1 = 0 \end{aligned} \quad (\text{ฉ2.26})$$

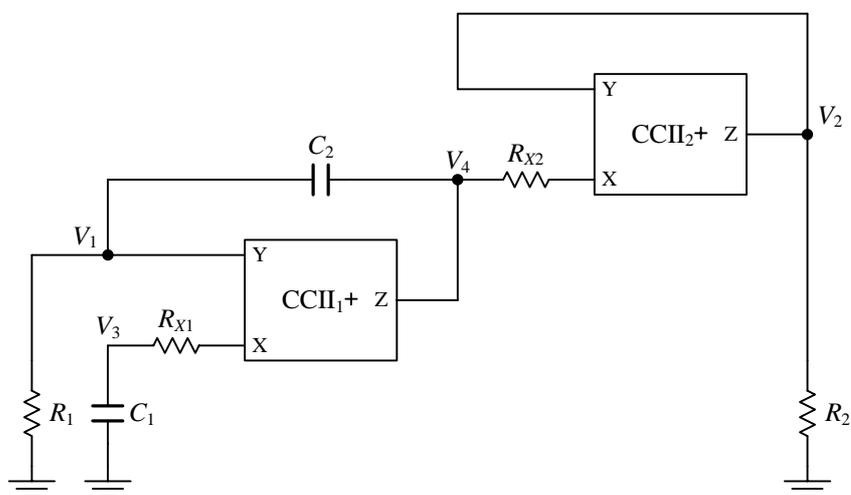
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} = \beta_2 \alpha_2 C_2 R_2 \quad (\text{ฉ2.27})$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \left\{ \frac{1}{C_1 C_2 [\beta_1 \beta_2 \alpha_1 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 + R_{X2} - \beta_2 \alpha_2 R_2)]} \right\}^{1/2} \quad (=2.28)$$

ฉ2.3 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ค)



รูปที่ ฉ.6 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 4.2(ค)

จากวงจรในรูปที่ ๓.6 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad \frac{V_1}{R_1} + sC_2(V_1 - V_4) = 0 \quad (๓.29)$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z2} = -\frac{V_2}{R_2} \quad (๓.30)$$

$$\text{โหนด 3} \quad sC_1V_3 + \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} = 0 \quad (๓.31)$$

$$\text{โหนด 4} \quad I_{Z1} + sC_2(V_4 - V_1) + \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} = 0 \quad (๓.32)$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad I_{X1} = \frac{V_3 - V_{X1}}{R_{X1}} \quad (๓.33)$$

$$I_{X2} = \frac{V_4 - V_{X2}}{R_{X2}} \quad (๓.34)$$

$$V_{X1} = \beta_1 V_1 \quad (๓.35)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_2 \quad (๓.36)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (๓.37)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (๓.38)$$

จากสมการที่ (๓.29) ถึง (๓.38) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_2 + \frac{1}{R_1} & 0 & 0 & -sC_2 \\ 0 & \frac{1}{R_2} - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & 0 & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1}{R_{X1}} & 0 & sC_1 + \frac{1}{R_{X1}} & 0 \\ -sC_2 - \frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} & \frac{\alpha_1}{R_{X1}} & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (๓.39)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (๓.39) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$\begin{aligned} & s^2 C_1 C_2 \left[\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 R_1 R_2 + R_{X1} (R_1 - \beta_2 \alpha_2 R_2) + R_{X2} (R_{X1} - \beta_1 \alpha_1 R_1) \right] \\ & + s \left[C_2 (R_1 + R_{X2}) + C_1 R_{X1} - \beta_2 \alpha_2 C_2 R_2 \right] + 1 = 0 \end{aligned} \quad (๓.40)$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_2(R_1 + R_{x2}) + C_1R_{x1} = \beta_2\alpha_2C_2R_2 \quad (2.41)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

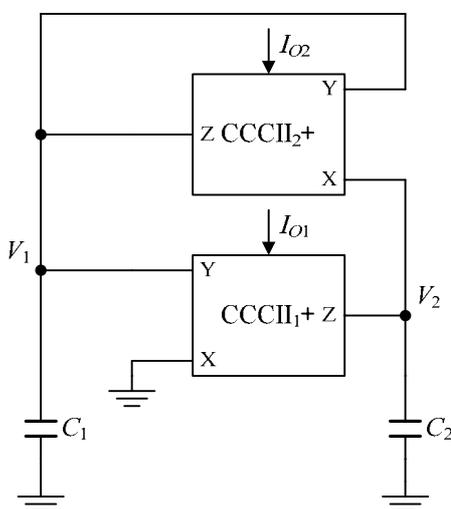
$$\omega_0 = \left\{ \frac{1}{C_1C_2 [\beta_1\beta_2\alpha_1\alpha_2R_1R_2 + R_{x1}(R_1 - \beta_2\alpha_2R_2) + R_{x2}(R_{x1} - \beta_1\alpha_1R_1)]} \right\}^{1/2} \quad (2.42)$$

ภาคผนวก ข

การวิเคราะห์หาสมการแสดงลักษณะเฉพาะของ วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส ในกรณีที่ CCCII ไม่เป็นไปตามอุดมคติ

ข1. วงจรออสซิลเลเตอร์ที่สามารถควบคุมด้วยกระแส

ข1.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 5.2(ก)



รูปที่ ข.1 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 5.2(ก)

จากวงจรในรูปที่ ข.1 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{Z2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ข1.1})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + I_{X2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ข1.2})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad V_{X1} = 0 \quad (\text{ข1.3})$$

$$V_{X2} = V_2 \quad (\text{ข1.4})$$

$$V_{Y1} = V_{Y2} = V_1 \quad (\text{ข1.5})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (5.1) จะเห็นว่า

$$V_{X1} = \beta_1 V_{Y1} + I_{X1} R_{X1} \quad (ข1.6)$$

$$V_{X2} = \beta_2 V_{Y2} + I_{X2} R_{X2} \quad (ข1.7)$$

$$I_{Z1} = \alpha_1 I_{X1} \quad (ข1.8)$$

$$I_{Z2} = \alpha_2 I_{X2} \quad (ข1.9)$$

จากสมการที่ (ข1.1) ถึง (ข1.9) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R_{X2}} & \frac{\alpha_2}{R_{X2}} \\ -\frac{\beta_1 \alpha_1}{R_{X1}} - \frac{\beta_2}{R_{X2}} & sC_2 + \frac{1}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ข1.10)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ข1.10) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2 C_1 C_2 R_{X1} R_{X2} + s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2) R_{X1} + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \quad (ข1.11)$$

เมื่อ $R_X = V_T / 2I_O$ สมการที่ (ข1.11) จะได้ว่า

$$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2) V_T I_{O2} + 4\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 I_{O1} I_{O2} = 0 \quad (ข1.12)$$

กำหนดให้ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ สมการที่ (ข1.12) จะได้ว่า

$$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s(C_1 - \beta_2 \alpha_2 C_2) V_T I_O + 4\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 I_O^2 = 0 \quad (ข1.13)$$

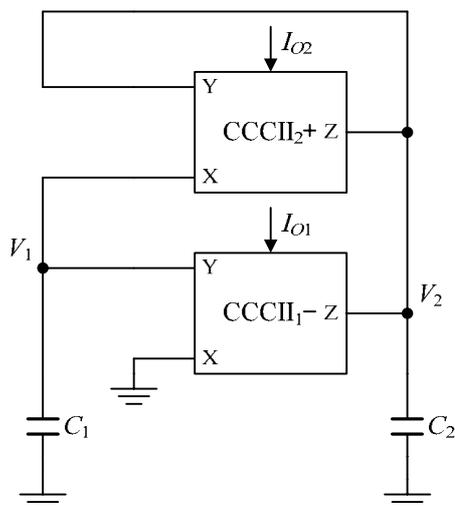
จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2 \quad (ข1.14)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{2I_O}{V_T} \left(\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C_1 C_2} \right)^{1/2} \quad (ข1.15)$$

ช1.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 5.2(ข)



รูปที่ ช.2 วงจรออสซิลเลเตอร์รูปที่ 5.2(ข)

จากวงจรในรูปที่ ช.2 สามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

$$\text{โหนด 1} \quad I_{X2} = -sC_1V_1 \quad (\text{ช1.16})$$

$$\text{โหนด 2} \quad I_{Z1} + I_{Z2} = -sC_2V_2 \quad (\text{ช1.17})$$

$$\text{เนื่องจาก} \quad V_{X1} = 0 \quad (\text{ช1.18})$$

$$V_{Y1} = V_{X2} = V_1 \quad (\text{ช1.19})$$

$$V_{Y2} = V_2 \quad (\text{ช1.20})$$

เมื่ออาศัยคุณสมบัติของวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ในสมการที่ (5.1) จะเห็นว่า

$$V_{X1} = \beta_1V_{Y1} + I_{X1}R_{X1} \quad (\text{ช1.21})$$

$$V_{X2} = \beta_2V_{Y2} + I_{X2}R_{X2} \quad (\text{ช1.22})$$

$$I_{Z1} = \alpha_1I_{X1} \quad (\text{ช1.23})$$

$$I_{Z2} = \alpha_2I_{X2} \quad (\text{ช1.24})$$

จากสมการที่ (ช1.16) ถึง (ช1.24) เขียนอยู่ในรูปสมการทางคณิตศาสตร์เชิงเมตริกซ์ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} sC_1 + \frac{1}{R_{X2}} & -\frac{\beta_2}{R_{X2}} \\ \frac{\beta_1\alpha_1}{R_{X1}} + \frac{\alpha_2}{R_{X2}} & sC_2 - \frac{\beta_2\alpha_2}{R_{X2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (ข1.25)$$

และหาค่าดีเทอร์มิแนนต์(determinant) ของสมการที่ (ข1.25) เท่ากับศูนย์ ได้เป็น

$$s^2C_1C_2R_{X1}R_{X2} + s(C_2 - \beta_2\alpha_2C_1)R_{X1} + \beta_1\beta_2\alpha_2 = 0 \quad (ข1.26)$$

เมื่อ $R_X = V_T/2I_O$ สมการที่ (ข1.26) จะได้ว่า

$$s^2C_1C_2V_T^2 + 2s(C_2 - \beta_2\alpha_2C_1)V_TI_{O2} + 4\beta_1\beta_2\alpha_1I_{O1}I_{O2} = 0 \quad (ข1.27)$$

กำหนดให้ $I_{O1} = I_{O2} = I_O$ สมการที่ (ข1.27) จะได้ว่า

$$s^2C_1C_2V_T^2 + 2s(C_1 - \beta_2\alpha_2C_2)V_TI_O + 4\beta_1\beta_2\alpha_1I_O^2 = 0 \quad (ข1.28)$$

จะได้เงื่อนไขการเกิดออสซิลเลตคือ

$$C_1 = \beta_2\alpha_2C_2 \quad (ข1.29)$$

และความถี่ที่ออสซิลเลตได้เท่ากับ

$$\omega_0 = \frac{2I_O}{V_T} \left(\frac{\beta_1\beta_2\alpha_1}{C_1C_2} \right)^{1/2} \quad (ข1.30)$$

ภาคผนวก ซ

สไปซ์โมเดลของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ภายในวิทยานิพนธ์

- ทรานซิสเตอร์อาร์เรย์เบอร์ ALA200 ของบริษัท AT&T [74]

AT&T ALA200 -- CBICR MODELS TYPICAL CASE 8/31/87 REVISION I

* NR100N - 1X NPN TRANSISTOR

.MODEL NX1 NPN

+ RB = 524.6E + 00 IRB = 0.00E + 00 RBM = 25.0E + 00 RC = 50E + 00
 + RE = 1.000E +00 IS = 121.0E - 18 EG = 1.206E +00 XTI = 2.0E +00
 + XTB = 1.538E + 00 BF = 137.5E + 00 IKF = 6.974E - 03 NF = 1.0E + 00
 + VAF = 159.4E + 00 ISE = 3.600E - 15 NE = 1.713E +00 BR = 725.8E - 03
 + IKR = 2.198E - 03 NR = 1.000E + 00 VAR = 10.73 ISC = 0.0E +00
 + NC = 2.00E + 00 TF = 425.0E - 12 TR = 0.425E - 08 CJE = 0.214E - 12
 + VJE = 0.50E + 00 MJE = 0.28E + 00 CJC = 98.30E - 15 VJC = 0.50E + 00
 + MJC = 0.30E + 00 XCJC = 34.0E - 03 CJS = 0.913E-12 VJS = 0.64E + 00
 + MJS = 0.40E + 00 FC = 0.50E + 00

*PR100N - 1X PNP TRANSISTOR

.MODEL PX1 PNP

+ RB = 327.0E + 00 IRB = 0.00E + 00 RBM = 24.55E + 00 RC = 50.0E +00
 + RE = 3.00E + 00 IS = 73.50E - 18 EG = 1.206E + 00 XTI = 1.70E + 00
 + XTB = 1.866E + 00 BF = 110.0E + 00 IKF = 2.359E - 03 NF = 1.00E + 00
 + VAF = 51.80E + 00 ISE = 25.10E - 16 NE = 1.650E +00 BR = 474.5E -03
 + IKR = 6.478E - 03 NR = 1.00E + 00 VAR = 9.96E + 00 ISC = 0.00E + 00
 + NC = 2.00E + 00 TF = 0.610E - 09 TR = 0.610E - 08 CJE = 0.180E - 02
 + VJE = 0.50E + 00 MJE = 0.28E + 00 CJC = 0.164E - 12 VJC = 0.80E + 00
 + MJC = 0.40E + 00 XCJC = 37.0E - 03 CJS = 1.03E - 12 VJS = 0.55E +00
 + MJS = 0.35E + 00 FC = 0.50E + 00

ภาคผนวก ๑

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ที่ได้รับการตีพิมพ์ลงในวารสารต่างประเทศ และการประชุมวิชาการมีจำนวน 4 บทความดังต่อไปนี้

- [1] **Fongsamut C.**, Anuntahirunrat K., Kumwachara K. and Surakamponorn W., “Current-Conveyor-Based Single-Element-Controlled and Current-Controlled Sinusoidal Oscillators” International Journal of Electronics, vol. 93, no. 7, July 2006. pp. 467-478.
- [2] **Fongsamut C.**, Fujii N. and Surakamponorn W. “Two New RC Oscillators Using CCII’s.” Proc. of International Symposium on Communications and Information Technologies, Beijing, China, Oct. 2005. pp. 1138-1141.
- [3] **Fongsamut C.**, Anuntahirunrat K., Surakamponorn W. and Fujii N. “On the Use of Nullator Transformation in Oscillator Circuits” Proc. of IEEE Region 10 Conference, Hong Kong, Nov. 2006.
- [4] Anuntahirunrat K., **Fongsamut C.**, Surakamponorn W. and Fujii N. “On the Use of Norator Transformation in Oscillator Circuits” Proc. of IEEE Region 10 Conference, Hong Kong, Nov. 2006.

ISSN 0020-7217

International Journal of
ELECTRONICS

Volume 93

Number 7

July 2006



Taylor & Francis
Taylor & Francis Group

Volume 93



July 2006

INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS

Solid-state electronic devices

Thermalelectro-feedback model for multi-emitter finger power heterojunction bipolar transistor. Part I: Temperature profile

K. F. Yarn, Y. H. Wang, M. P. Houg and B. K. Lew 439

Analogue electronics

First-order allpass filter and sinusoidal oscillators using DDCCs

J.-W. Horng, C.-L. Hou, C.-M. Chang, Y.-T. Lin, I.-C. Shiu and W.-Y. Chiu 457

Current-conveyor-based single-element-controlled and current-controlled sinusoidal oscillators

C. Fongsamut, K. Anuntahirunrat, K. Kumwachara and W. Surakamponorn 467

RF & microwave electronics

On the circuit description of TLM nodes

J. A. Portí, J. A. Morente, A. Salinas, M. Rodríguez-Sola and C. Blanchard 479

Large signal analysis of wideband non-linear amplifiers with sum and difference frequency injection

M. T. Abuelma'atti 493

Current-conveyor-based single-element-controlled and current-controlled sinusoidal oscillators

C. FONGSAMUT, K. ANUNTAHIRUNRAT, K. KUMWACHARA and
W. SURAKAMPONTORN*

Faculty of Engineering and The Research Center for Communication and
Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok 10520, Thailand

(Received 21 December 2004)

A new single-element-controlled sinusoidal oscillator circuit that incorporates two second generation current conveyors (CCII), two grounded capacitors and two resistors is presented and analysed. The circuit is beneficial to monolithic integrated circuit implementation by the use of grounded capacitors. In addition, a new current-controlled sinusoidal oscillator using only two second generation current controlled conveyors (CCCII) and two grounded capacitors can be achieved by replacing CCII and resistors series at X terminals with CCCII. The oscillators provide extremely low passive ω_0 -sensitivities and good frequency stability. Moreover, the oscillation frequencies of the CCII-based and the CCCII-based oscillators can be controlled, respectively, by a grounded resistor and by an external bias current. Experimental and SPICE simulation results that confirm the theoretical predictions are given.

Keywords: Oscillator; Current conveyor; CCII; Current controlled conveyor; CCCII

1. Introduction

In recent years, several schemes of grounded-capacitor sinusoidal oscillators based on the use of current conveyors have been proposed in the literature (Nandi 1982, 1986, Bhaskar and Senani 1993, Chang 1994, Abuelma'atti *et al.* 1995, Liu 1995, Abuelma'atti and Al-Ghumaiz 1996, Horng *et al.* 1997, Horng 2001). Due to the employment of grounded capacitors, these oscillators provide a suitable advantage for monolithic integrated circuit implementation (Bhusan and Newcomb 1967). The development of the CCII-based grounded-capacitor oscillators can be described as follows. First, two current-conveyor-based single-resistance-controlled oscillator circuits using a minus-type CCII, a voltage buffer, two grounded capacitors, and three resistors (one of these resistors is grounded and two resistors are floating) were suggested by Nandi and Nandi (1982) as well as by Bhaskar and Senani (1993). In 1982 and 1986, Nandi introduced sinusoidal oscillator circuits using two CCII with two grounded capacitors and three resistors. However, the drawback of these circuits is the use of an excessive number of passive elements. Later on, the oscillator circuits

*Corresponding author. Email: kswanlop@kmitl.ac.th

using two CCII's with only two resistors and two grounded capacitors were proposed (Nandi 1986, Horng *et al.* 1997, Horng 2001). Recently, interest in a current-controlled oscillator based on the so called second generation current controlled conveyor (CCCII, Fabre *et al.* 1995b) or translinear current conveyor has been growing, because its oscillation frequency can be varied proportionally to an external bias current. Up to now, four oscillator circuits based on CCCII's have been proposed (Kiranon *et al.* 1996, 1997, Turkoz and Minaei 2000, Horng 2001).

In this paper, a new RC sinusoidal oscillator circuit using one plus-type CCII, one minus-type CCII, two grounded capacitors, and two resistors is presented. It provides the advantage of using grounded capacitors that are beneficial to IC implementation. Furthermore, from the proposed CCII-based oscillator circuit, by replacing the CCII+ and CCII- and resistors connected series at X terminals by CCCII+ and CCCII-, respectively, a new current-controlled oscillator circuit using one plus-type CCCII, one minus-type CCCII, and two grounded capacitors can be obtained. The new oscillator circuit topology has not been found in the literature, although the proposed scheme employs the same number of active and passive components as the previous one presented by Horng (2001). In addition, theoretical predictions and experimental results demonstrate that the proposed circuits provide a better performance.

2. Circuit description

Figure 1 shows the proposed oscillator circuit based on the use of a plus-/minus-type second generation current conveyor (CCII±). The circuit is modified from Horng's circuit (2001) by moving the negative immittance converter (NIC) of CCII₂ from the right side of R_2 to the left side of R_2 and changing a plus-type CCII₁ to a minus-type CCII₁. By straightforward analysis, if we assume that the CCII± is ideal with $i_x = 0$, $v_x = v_y$ and $i_z = \pm I_x$ (Sedra and Smith 1970), the characteristic equation of this configuration can be expressed as

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s R_1 (C_2 - C_1) + 1 = 0 \quad (1)$$

The condition of oscillation and the frequency of oscillation can be given by

$$C_2 = C_1 \quad (2)$$

and

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (3)$$

It is seen that the condition of oscillation can be adjusted by the grounded capacitor C_1 (and/or C_2) and the frequency of oscillation can be controlled by tuning through a grounded resistor R_1 (or the floating resistor R_2) without disturbing the condition of oscillation. The various passive sensitivities of the parameter ω_0 of this sinusoidal oscillator are

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (4)$$

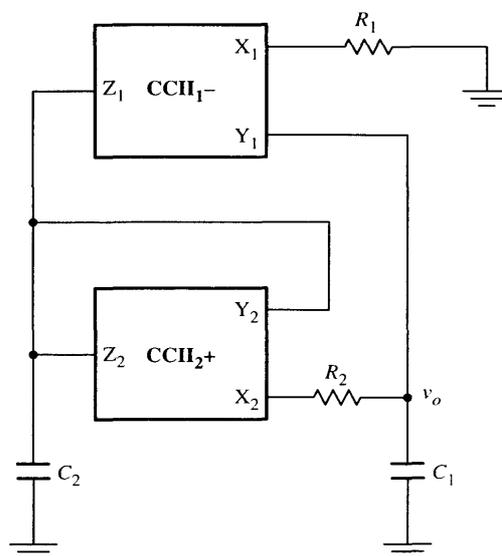


Figure 1. Proposed CCII-based sinusoidal oscillator.

We can see that the sensitivities from equation (4) are low. The frequency stability factor S_F is defined as (Bhaskar and Senani 1993)

$$S_F = \left. \frac{d\phi(u)}{du} \right|_{u=1} \quad (5)$$

where $u = \omega/\omega_0$ and $\phi(u)$ represents the phase function of the open loop transfer function of figure 1. With $C_1 = C_2 = C$, $R_2 = R$ and $R_1 = Rn$, the S_F factor is found to be

$$S_F = 2\sqrt{n} \quad (6)$$

For the resistor, if ratio n is much larger than unity, S_F can be made quite high. This means that this oscillator has good frequency stability similar to the oscillators of Bhaskar and Senani (1993), Chang (1994) and Liu (1995).

Consider the characteristic of the CCCII \pm (Fabre *et al.* 1995a). It has a finite input resistance R_x at X terminal, where $R_x = V_T/2I_O$. I_O is an external bias current and V_T is the thermal voltage. This type of current conveyor provides the advantage that the value of R_x can be controlled by the bias current I_O . Then, from figure 1, if the CCII+ and CCII- with the resistors at the X terminals are replaced by the CCCII+ and CCCII-, respectively, a novel CCCII-based oscillator of figure 2 can be obtained. The CCCII-based oscillator circuit uses only two CCCIIs and two grounded capacitors, where its characteristic equation can be written as

$$s^2 C_1 C_2 R_{x1} R_{x2} + s R_{x1} (C_2 - C_1) + 1 = 0 \quad (7)$$

or

$$s^2 C_1 C_2 V_T^2 + 2s V_T I_{O2} (C_2 - C_1) + 4I_{O1} I_{O2} = 0 \quad (8)$$

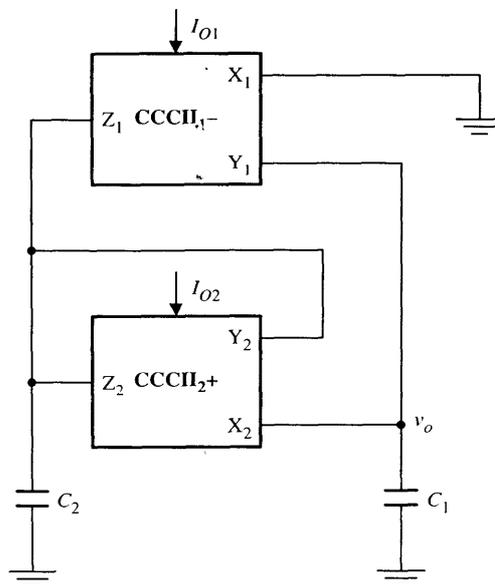


Figure 2. Proposed CCCII-based sinusoidal oscillator.

The oscillation condition and oscillation frequency can be obtained as

$$C_2 = C_1 \quad (9)$$

and

$$\omega_0 = \frac{2}{V_T} \sqrt{\frac{I_{O1} I_{O2}}{C_1 C_2}} \quad (10)$$

If we set $I_{O1} = I_{O2} = I_O$, then the oscillation frequency can be given by

$$\omega_0 = \frac{2}{V_T} \frac{I_O}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (11)$$

From equations (10) and (11), it is obvious that the oscillation frequency can be electronically tuned by the bias current I_O without affecting the oscillation condition. This means that the oscillator can be operated as a current-controlled oscillator. It is worth noting that, since the CCCII- circuit can be realized from CCCII+ by current replicas using current mirrors to obtain a negative output current, then the requirement of both devices (CCCII+ and CCCII-) is not a drawback in terms of monolithic implementation.

3. High frequency performance

In practice, it is absolutely necessary to consider the accuracy of the frequency of oscillation. To understand the limitations of the circuits on a large frequency range, the realistic model for the $CCII\pm$ is employed as in figure 3. The model shows

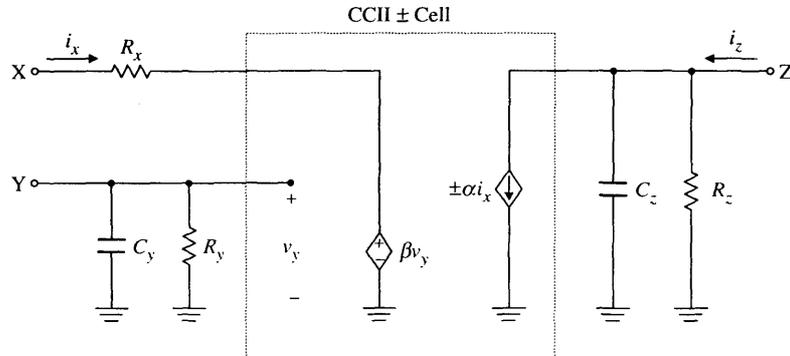


Figure 3. Realistic model for the CCII±.

a widely used equivalent circuit for the CCII±, where conventional Y and X denote the input terminals and Z denotes the output terminal of the CCII (Fabre *et al.* 1995a). R_y and C_y are the input resistance and the input capacitance looking into the Y terminal when the X terminal of the voltage follower is open. R_x is the input resistance at the X terminal. R_z and C_z are the resistance and the capacitance presented at the Z terminal. The controlled voltage source βV_y at the X terminal reflects the voltage applied on the Y terminal, where $\beta = 1 - \varepsilon_v$, represents the voltage transfer parameter of the CCII and ε_v denotes the voltage transfer error ($|\varepsilon_v| \ll 1$). The controlled current source $\pm \alpha i_x$ on the Z⁺ or Z⁻ terminals reflects the current that flows at the X terminal, where $\alpha = 1 - \varepsilon_i$, represents the current transfer parameter of the CCII and ε_i denotes the current transfer error ($|\varepsilon_i| \ll 1$). Therefore, the realistic model from figure 3 is substituted into figure 1 resulting in figure 4(a). The parameters of the modified oscillator that takes into account parasitic elements and external passive components are listed in table 1.

Re-analysis yields the characteristic equation

$$s^2 C'_1 C'_2 R'_1 R'_2 + s R'_1 \left\{ (C'_2 - \beta_2 \alpha_2 C'_1) + \left(\frac{C'_2}{R'_4} + \frac{C'_1}{R'_3} \right) R'_2 \right\} + \beta_1 \alpha_1 \beta_2 + R'_1 \left(\frac{R'_2}{R'_3 R'_4} + \frac{1}{R'_3} - \frac{\beta_2 \alpha_2}{R'_4} \right) = 0 \quad (12)$$

where β_1 and β_2 are the non-ideal voltage transfers of the CCII₁ and CCII₂, respectively, and α_1 and α_2 are the non-ideal current transfers of the CCII₁ and CCII₂, respectively. Since the resistances R'_3 and R'_4 are extremely high, equation (12) can thus be approximated to

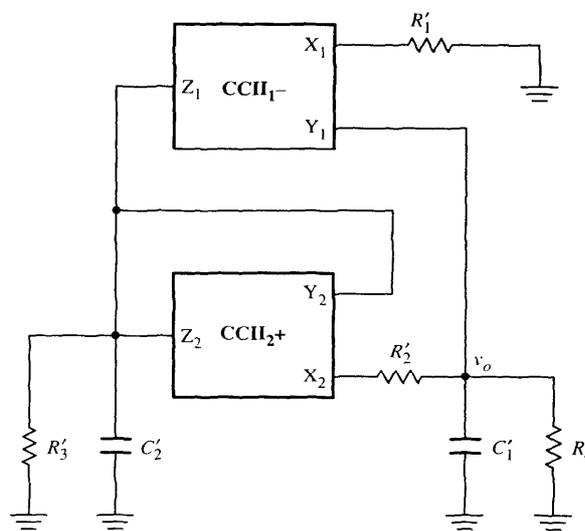
$$s^2 C'_1 C'_2 R'_1 R'_2 + s R'_1 (C'_2 - \beta_2 \alpha_2 C'_1) + \beta_1 \alpha_1 \beta_2 = 0 \quad (13)$$

The condition of oscillation and frequency of oscillation are

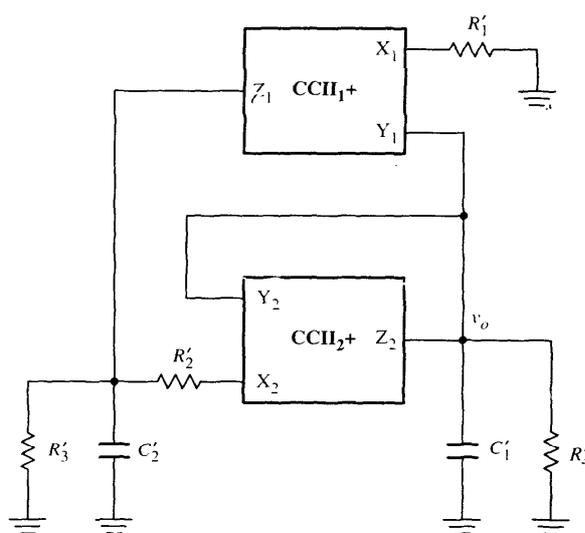
$$C'_2 = \beta_2 \alpha_2 C'_1 \quad (14)$$

and

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_1 \alpha_1 \beta_2}{C'_1 C'_2 R'_1 R'_2}} \quad (15)$$



(a)



(b)

Figure 4. Modified oscillator with parasitic components of $CCII_{\pm}$: (a) proposed circuit; (b) Horng's circuit.

The new sensitivities of the natural frequency with respect to the active components can be calculated as

$$S_{\beta_1}^{\omega_0} = S_{\omega_1}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0 \quad (16)$$

From the equations (2) and (14), we can see that the condition of oscillation is slightly deviated from the ideal case by the factor of $\beta_2\alpha_2$ and the parasitic

Table 1. Influence of parasitic components.

	C'_1	C'_2	R'_1	R'_2	R'_3	R'_4
Figure 1	C_1	C_2	R_1	R_2	∞	∞
Figure 4(a)	$C_1 + C_{y1}$	$C_2 + C_{y2} + C_{z1} + C_{z2}$	$R_1 + R_{x1}$	$R_2 + R_{x2}$	$R_{y2} \parallel R_{z1} \parallel R_{z2}$	R_{y1}
Figure 4(b)	$C_1 + C_{y1} + C_{y2} + C_{z2}$	$C_2 + C_{z1}$	$R_1 + R_{x1}$	$R_2 + R_{x2}$	R_{z1}	$R_{y1} \parallel R_{y2} \parallel R_{z2}$

capacitances cause the capacitances C_2 and C_1 to become C'_2 and C'_1 , respectively. Equation (14) also indicates that, to ensure self-starting operation, the capacitance C_1 should be slightly more than the capacitance C_2 . Similarly, by comparing equations (3) and (15), we can see that the frequency of oscillation is slightly deviated from the ideal case by the factor $\sqrt{\beta_1 \alpha_1 \beta_2}$ and the parasitic components cause C_1 , C_2 , R_1 and R_2 to become C'_1 , C'_2 , R'_1 and R'_2 , respectively.

On the other hand, figure 4(b) shows the schematic diagram including the parasitic elements in table 1 for Horng's circuit (2001). The oscillation condition and the oscillation frequency of figure 4(b) can be approximated as

$$C'_1 = \beta_2 \alpha_2 C'_2 \quad (17)$$

and

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{\beta_1 \alpha_1 \alpha_2}{C'_1 C'_2 R'_1 R'_2}} \quad (18)$$

The sensitivities of the active component are given by

$$S_{\beta_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_1}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0, \quad S_{\alpha_1}^{\omega_0} = \frac{1}{2} \quad (19)$$

In practice, the values of the voltage transfer β and the current transfer α depend on the implementation scheme that is used to realize the CCCII, for example, $\beta \approx 0.999$ and $\alpha \approx 0.991$ for bipolar technology with the ALA200 transistor arrays (Fabre *et al.* 1995a), $\beta \approx 0.996$ and $\alpha \approx 1.022$ for BiCMOS process (Fabre *et al.* 1998), and $\beta \approx 0.9984$ and $\alpha \approx 1.022$ for HF3CMOS process (Fabre *et al.* 1996). However, it is obvious that the value of the voltage transfer β is much closer to unity than the current transfer α . Therefore, by comparing equation (15) with equation (18), the oscillation frequency of the proposed oscillator is in closer agreement with the theoretical prediction of equation (3) than that of Horng's circuit. In addition, the active sensitivities of equation (16) indicate that the value of ω_0 of the proposed circuit is strongly dependent on the value of β_2 . On the other hand, the active sensitivities of equation (19) indicate that the value of ω_0 of Horng's circuit is strongly dependent on the value of α_2 .

4. Experimental and simulation results

In this section, the performances of the oscillator are verified through experiment and simulation. For the experiment, the circuit in figure 1 has been implemented with commercially available IC AD844 from Analog Devices, where the CCII+ is implemented by one AD844 and the CCII- is implemented by two AD844s with $\pm 5\text{V}$ voltage supply. The parasitic components of this CCII \pm are $R_x = 60\ \Omega$, $C_y = 8\ \text{pF}$, $R_y = 7\ \text{M}\Omega$, $C_z = 14\ \text{pF}$ and $R_z = 3\ \text{M}\Omega$ (Martinez *et al.* 1999). For the simulation, the CCII \pm will be realized by using the circuit schematic shown in figure 5 proposed by Fabre *et al.* (1995a). This is due to its structure being similar to the circuit of CCCII \pm .

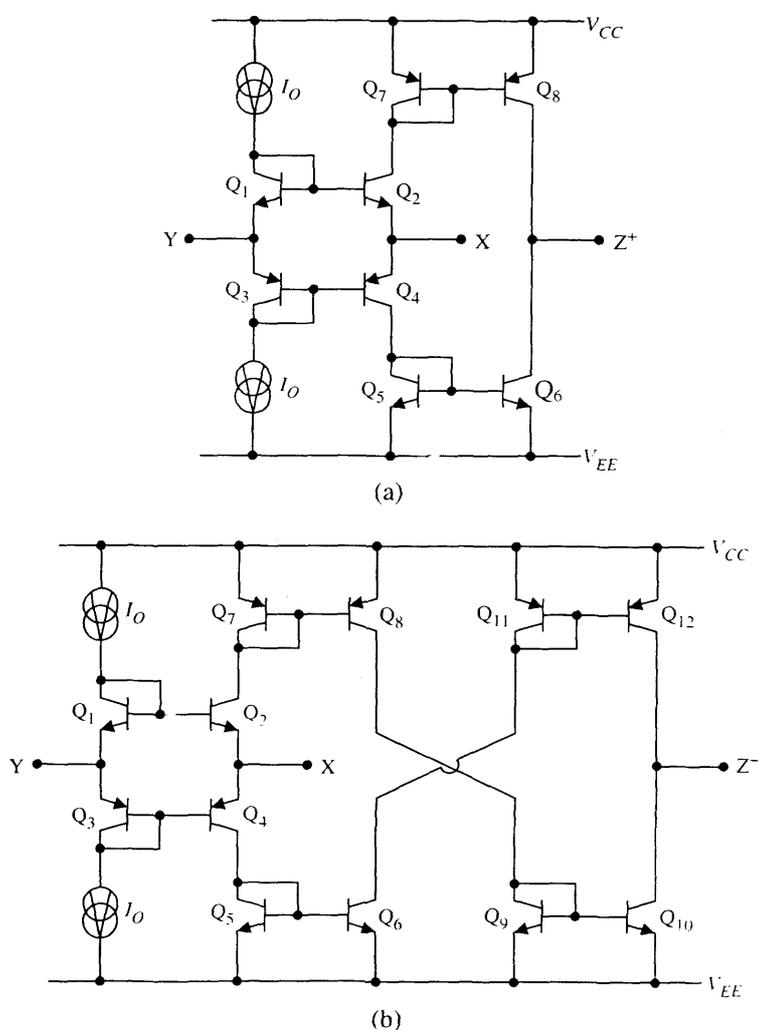


Figure 5. Schematic implementation for translinear current conveyors: (a) CCII+; (b) CCII-.

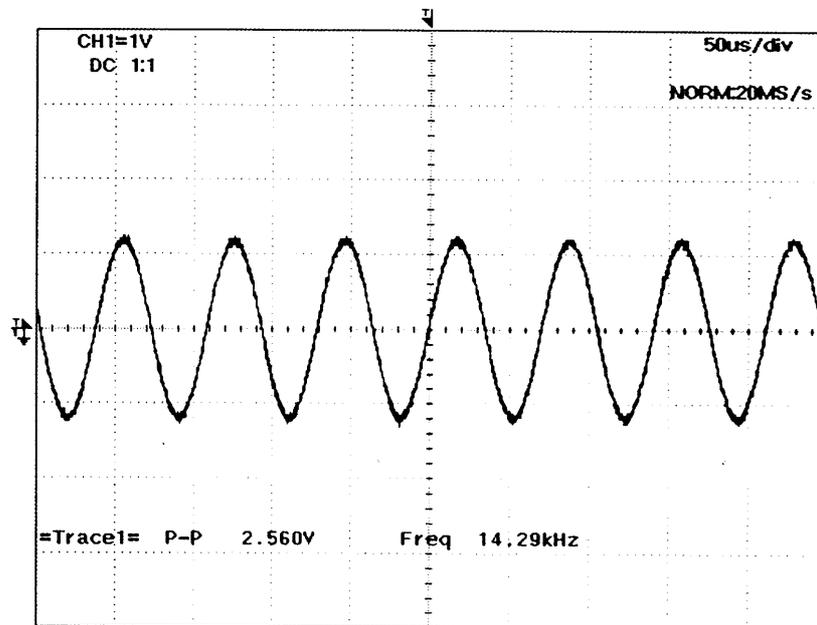


Figure 6. Experimental output waveform obtained from the proposed CCII-based oscillator with $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 11 \text{ nF}$ and $C_2 = 10 \text{ nF}$.

The proposed oscillator configuration in figure 1 was experimentally tested in comparison with Horng's circuit for component values $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 11 \text{ nF}$, $C_2 = 10 \text{ nF}$, and the controlled oscillation frequency being adjusted with R_1 . Figure 6 shows the experimental output waveform of the proposed circuit with $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ and the output frequency is 14.29 kHz . It is about 1% deviated from the prediction value of equation (12). Figure 7 shows the plots of the oscillation frequency of varying the value of resistor R_1 from 200Ω to $5 \text{ k}\Omega$. Note that if the grounded resistor R_1 is substituted by a JFET, then the voltage-controlled oscillator can be obtained (Nay and Budak 1983, Senani and Bhaskar 1992). Figure 8 shows the plots of the simulated output voltage swing and the total harmonic distortion (THD) against various oscillation frequencies. It is demonstrated that the proposed oscillator circuit provides levels of THD of lower than 4% while Horng's circuit provides levels lower than 5%. This is due to the fact that, since $\beta \approx \beta_2 \approx 0.999$ and $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0.991$, the proposed oscillator circuit produces the oscillation frequency closer to the theoretical prediction than Horng's circuit.

The current-controlled oscillator of the circuit in figure 2 has been simulated through a SPICE program. The CCCII \pm was realized by using the bipolar transistor parameters of the PR100N and NR100N for the PNP and NPN transistors, respectively, where $\beta \approx \beta_2 \approx 0.999$ and $\alpha_1 \approx \alpha_2 \approx 0.991$ (Frey 1993). The circuit is tested with $\pm 5 \text{ V}$ power supplies. $I_{O1} = I_{O2} = I_O$. $C_1 = 11 \text{ nF}$ and $C_2 = 10 \text{ nF}$, where the current I_O is varied from $0.1 \mu\text{A}$ to $100 \mu\text{A}$. The plots of the simulated oscillation frequencies against the external bias currents are shown in figure 9. The plots for Horng's circuit are also included for comparison.

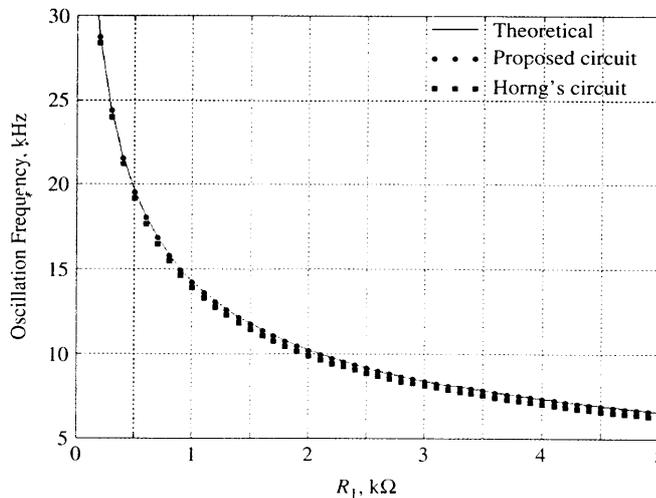


Figure 7. Simulation results of the oscillation frequency by varying the value of the resistor R_1 with $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 11 \text{ nF}$ and $C_2 = 10 \text{ nF}$.

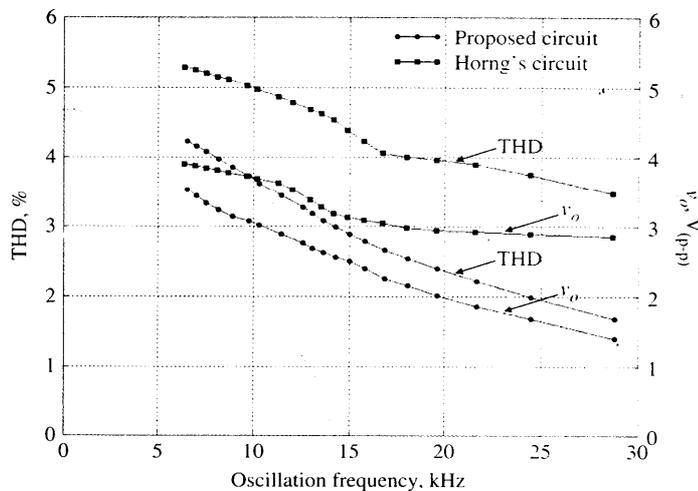


Figure 8. The total harmonic distortion (THD) and the output voltage swing (v_o) at various oscillation frequencies.

5. Conclusion

In this paper, a new current-conveyor-based sinusoidal oscillator circuit has been presented. The circuit uses two CCII's, two grounded capacitors and two resistors. The proposed CCII-based oscillator can easily be converted to a current-controlled CCCII-based oscillator by replacing the CCII \pm and resistor series at the X terminal with the translinear current controlled conveyors (CCCII \pm). Therefore, the new

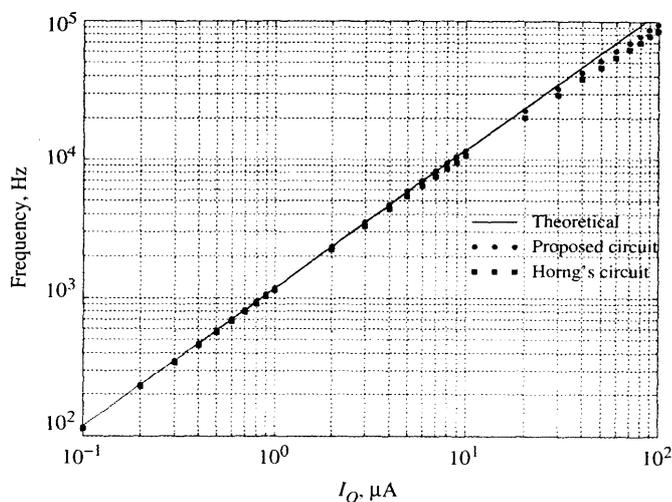


Figure 9. Simulation results of oscillation frequency against the external bias current of the CCCII-based oscillator.

current-controlled oscillator uses only two CCCIs and two grounded capacitors. However, the proposed CCCII-based oscillator uses the same numbers of active and passive components as the previous work presented by Horng (2001) but the proposed circuits are the new topology, which have not been found in the previous literature.

Acknowledgements

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) through the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The financial support from the Thailand Research Fund under the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (grant number PHD/0088/2545) to Chalermpan Fongsamut and Wanlop Surakamponorn is also acknowledged.

References

- M.T. Abuelma'atti, A.A. Al-Ghumaiz and M.H. Khan. "Novel CCI-based single-element controlled oscillators employing grounded resistors and capacitors". *International Journal of Electronics*, 78, pp. 1107–1112, 1995.
- M.T. Abuelma'atti and A.A. Al-Ghumaiz, "Novel CCI-based single-element controlled oscillators employing grounded resistors and capacitors". *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 43, pp. 153–155, 1996.
- D.R. Bhaskar and R. Senani. "New current-conveyor-based single-resistance-controlled/voltage-controlled oscillator employing grounded capacitors". *Electronics Letters*, 29, pp. 612–614, 1993.
- M. Bhusan and R.W. Newcomb. "Grounding of capacitors in integrated circuits". *Electronics Letters*, 3, pp. 148–149, 1967.

- C.M. Chang, "Novel current-conveyor-based single-resistance-controlled/voltage-controlled oscillator employing grounded resistors and capacitors", *Electronics Letters*, 30, pp. 181–183, 1994.
- A. Fabre, O. Saaid and H. Barthelemy, "On the frequency limitations of the circuits based on second generation current conveyors", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 7, pp. 113–129, 1995a.
- A. Fabre, O. Saaid, F. Weist and C. Boucheron, "Current controlled bandpass filter based on translinear conveyors", *Electronics Letters*, 31, pp. 1727–1728, 1995b.
- A. Fabre, O. Saaid, F. Weist and C. Boucheron, "High frequency applications based on a new current controlled conveyor", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 43, pp. 82–91, 1996.
- A. Fabre, O. Saaid, F. Weist and C. Boucheron, "High-frequency high-Q BiCMOS current-mode bandpass filter and mobile communication application", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 33, pp. 614–623, 1998.
- D.R. Frey, "Log-domain filtering: an approach to current-mode filtering", *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Pt G*, 140, pp. 406–416, 1993.
- J.W. Horng, "A sinusoidal oscillator using current-controlled current conveyors", *International Journal of Electronics*, 88, pp. 659–664, 2001.
- J.W. Horng, C.W. Chang and M.H. Lee, "Single-element-controlled sinusoidal oscillators using CCII's", *International Journal of Electronics*, 83, pp. 831–836, 1997.
- W. Kiranon, J. Kesorn and P. Wardkein, "Current controlled oscillator based on translinear conveyors", *Electronic Letters*, 32, pp. 1330–1331, 1996.
- W. Kiranon, J. Kesorn, W. Sanopisit and N. Kamprasert, "Electronically tunable multifunctional translinear-C filter and oscillator", *Electronic Letters*, 33, pp. 573–574, 1997.
- S.I. Liu, "Single-resistance-controlled/voltage-controlled oscillator using current conveyors and grounded capacitors", *Electronics Letters*, 31, pp. 337–338, 1995.
- P.A. Martinez, J. Sabadell, C. Aldea and S. Ceima, "Variable frequency sinusoidal oscillators based on CCII+", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 46, pp. 1386–1390, 1999.
- R. Nandi, "Novel grounded-capacitor ideal FDNR and oscillator using current conveyors", *Electronics Letters*, 18, pp. 145–146, 1982.
- R. Nandi, "Precise insensitive tunable RC-oscillator realization using current conveyors", *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Pt G*, 133, pp. 129–132, 1986.
- R. Nandi and S. Nandi, "Insensitive minimal-RC sinewave generators with single resistor control", *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 5, pp. 11–15, 1982.
- K. Nay and A. Budak, "A voltage-controlled resistance with wide dynamic range and low distortion", *IEEE Transactions on Circuits and Systems, CAS-30*, pp. 770–772, 1983.
- A. Sedra and K.C. Smith, "A second generation current conveyor and its applications", *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 17, pp. 132–134, 1970.
- R. Senani and D.R. Bhaskar, "A simple configuration for realizing voltage-controlled impedances", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 39, pp. 52–59, 1992.
- S. Turkoz and S. Minaei, "A new current-controlled sinusoidal oscillator using the current controlled conveyor", *Frequenz*, 54, pp. 132–133, 2000.

Volume 2 of 2

ISCIT 2005

PROCEEDINGS

International Symposium on Communications
and Information Technologies 2005

October 12-14, 2005

Fragrant Hill Hotel, Beijing, China

Sponsored by:

The National Natural Science Foundation of China

K.C. Wong Education Found, Hong Kong

IEEE Circuits and Systems Society

IEEE Communication Society Beijing Chapter

Beijing Association for Science and Technology

Beijing University of Posts and Telecommunications

Technical Co-Sponsored by:

IEICE Japan

ECTI Thailand

Official Web site: <http://iscit05.bupt.edu.cn>



PUBLISHING HOUSE, BUPT
www.buptpress.com

Suchada Tanchotikul,Pichaya Supannakoon, Sathaporn Promwong and Jun-ichi Takada,King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand	
14AM2B-3 An Efficient Control Strategy of Adaptive Packet Length for ARQ in Wireless Endoscopy System..	1084
Xiang Xie, Guolin Li, Chun Zhang , Zhihua Wang,Tsinghua University,Beijing,China	
14AM2B-4Indoor Propagation Channel Measurement of Ultra Wideband Antenna with Robotic.....	1087
Satpan Boonvisat, Sathaporn Promwong, Pichaya Supannakoon, Sompoph Kaewmechai,Pisan Sityopasakul,King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok ,Thailand	
14AM2B-5 A Study on Adaptive Setting of The Transmission Power in SCH for 3G Radio Cell System.....	1091
Haiming Wang, Jianfeng Kang,Nokia (China) Research center, Beijing,China	
14AM2B-6 Analysis and Simulation of RF MEMS Switch for Wireless Communication.....	1095
Liang Lv, Zhongliang Deng, Fu Zhao, Yude Liu,Ke Han,Beijing Technology and Business University,Beijing,China	
14AM2B-7 A Password based Authentication Protocol for Access Control in WLAN.....	1099
Jingxin Liu,Bihua Tang,Yue Liu,Cheng Liu,Yuan'an Liu,Beijing University of Posts and Telecommunications,Beijing,China	
14AM2B-8 Research on Evaluation Model of Military Information Network based on Multilevel Gray Evaluation Method.....	1103
Jie Zhang, Hongda Fan, Qijian Xu, Xiaoyuan Jiang,Naval Aeronautical Engineering Institute, Yantai, China	
14AM2B-9 A Proposed Peak Power Measurement system.....	1107
Qin Kejing, Liu Fangming, Li MinQiang, Tianjin University, Tianjin, China	
14AM2C Wireless/Mobile Communications & Signal Processing for Communication	
14AM2C-1 An Adaptive Mobility Anchor Point Selection Algorithm for Hierarchical Mobile IPv6.....	1110
Xiao Hu, Junde Song, Mei Song,Beijing University of Posts and Telecommunications,Beijing,China	
14AM2C-2 Comparison Between Measurement and Prediction Propagation Model for PCT System.....	1114
Phichet Moungnoul,Piroge Kanthanan,Tawil Paungma, Pramote Anunvrapong,King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand	
14AM2C-3 Multipacket Reception in MIMO-OFDM Systems.....	1118
Chengkang Pan, Yueming Cai, Youyun Xu, PLA University of Science and Technology, Nanjing,China	
14AM2C-4 Queueing Analysis and Delay Mitigation in the Access Point of VoWLAN.....	1122
Quan Wan , Ming Hui Du,South China University of Technology,Guangdong,China	
14AM2C-5 A Novel Voice Collection Scheme Based on Bone-Conduction.....	1126
Jingna Yu, Luyong Zhang, Zheng Zhou,Beijing University of Posts and Telecommunications,Beijing,China	
14AM2C-6 Method on Fast DOA Estimation of Moving Nodes in Ad-Hoc Network.....	1130
Guo Yan , Guo Li , Li Ning,PLA University of Science & Technology, Nanjing,China	
14AM2C-7 Quadrature Direct Digital Frequency Synthesizers with Super High Memory Compression Ratio and its Parameter Optimization.....	1134
Maoliu Lin, Qinghua Xu, Xiaohui Qi,Harbin Institute of Technology,Harbin,China	
14AM2D Neural Networks, Fuzzy Logic & VLSI	
14AM2D-1 Two New RC Oscillators Using CCIIs.....	1138

Chalermpun Fongsamut, Nobuo Fujii, Wanlop Surakamponorn, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand

14AM2D-2 A Neural Minor Component Analysis Algorithm for Robust Beamforming.....1142

Dan Tian, Jinkuan Wang, Yanbo Xue, Guiqin Xue, Northeastern University, Shenyang, China

14AM2D-3 Observer-based Passive Control for Linear Systems with Time-varying Delays in State and Control Input..... 1146

Li Guifang, Sun Yongcheng, Li Huiying, Yang Chengwu, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, China

14AM2D-4 A Novel Implementation Technique for Area and Power Optimized Digital Equalizers.....1150

Shuangshuang Qin, Zhancai Li, Qin Wang, University of Science and Technology, Beijing, China

14AM2D-5 An Area-Efficient VLSI Architecture for Reed-Solomon Decoder.....1154

Yan-Fei Guo, Zhan-Cai Li, Qin Wang, University of Science and Technology, Beijing, China

14AM2D-6 A True Congestion Prediction Method Based on Router's Intelligence.....1159

Mehdi Saeedi, Morteza Saheb Zamani, Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran

14AM2D-7 Implementation and Simulation of A Cluster-based Hierarchical NoC Architecture for Multi-Processor SoC. 1163

Xianglun Leng, Ningyi Xu, Feng Dong, Zucheng Zhou, Tsinghua University, Beijing, China

14AM2D-8 A 64-Bit Fast Adder with 0.18 μ m CMOS Technology.1167

Zhanpeng Jin, Xubang Shen, Yongqiang Bai, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, China

14AM2E Signal Processing

14AM2E-1 The Iterated Extended Kalman Particle Filter.....1172

Li Liangqun, Ji Hong-bing, Luo Jun-hui, Xidian University, Xi'an, China

14AM2E-2 Speckle Filtering of SAR Images Based on Sub-Aperture Technique and Principal Component Analysis.....1176

Jicong Zhang, Jia Xu, Yingning Peng, Xiutan Wang, Tsinghua University, Beijing, China

14AM2E-3 A Method of Super-Resolution based on The Hyper Curved Plane Expressed by Polynomials and The Constraint Hyper Plane.....1182

Hiroki Imamura, Makoto Fujimura, Hideo Kuroda, Nagasaki University, Japan

14AM2E-4 Three-Dimensional Target Feature Extraction Method in Curvilinear SAR with Aperture Errors..... 1186

Zhigang Su, Yingning Peng, Xiutan Wang, Tsinghua University, Beijing, China

14AM2E-5 A Novel Algorithm Of Human Iris Recognition..... 1190

Xurong Li, Mei Xie, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, China

14AM2E-6 A Cross-Spectral SVD Method for Chirp Time Delay Estimation.....1194

Xiaohui Yu, Yaowu Shi, Ying Zhang, Jilin University, Changchun, China

14AM2E-7 Generation of 1nJ Pulses Directly from Passively Mode-locked Er³⁺-doped Ring Fiber Laser without Dispersion Compensation.....1198

Deshuang Zhao, Yongzhi Liu, Bingzhong Wang, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, China

13PM2D Computer and Information

Two New RC Oscillators Using CCII

Chalermpan Fongsamut¹, Nobuo Fujii², and Wanlop Surakamponorn¹

¹Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT), King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok, Thailand

Tel: +66-2-3264224, Fax: +66-2-7392398

E-mail: kfchaler@kmitl.ac.th and kswanlop@kmitl.ac.th

²Graduate School of Science and Engineering,

Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan

Tel: +81-3-57342561, Fax: +81-3-57342909

E-mail: fuj@ec.ss.titech.ac.jp

Abstract— Two new sinusoidal oscillator circuits using current conveyors are presented in this paper. The two oscillators are related to each other by the RC:CR transformation. Each oscillator consists of two positive second-generation current conveyors (CCII+) and the minimum of (four) passive elements, two capacitors and two resistors. One of the oscillators can be realized by employing grounded capacitors and is desirable for VLSI realization. The passive and active sensitivities of all circuits are quite low. The SPICE simulation and experimental works are performed to verify this theoretical prediction.

Keywords— Oscillators, Voltage-Control-Oscillators, Second generation Current Conveyors and Grounded Capacitor.

I. INTRODUCTION

Sinusoidal oscillators play an important role in instrumentation, communication and signal processing applications. It has shown that the second generation current conveyor (CCII) is very useful as an analogue building block and receiving much attention in oscillator design [1]. Even though the implementation of integrated circuit (IC) technology has extremely advanced, the plus-type CCII's only are available from commercial monolithic IC's, for instance, PA630 (Photronics) [2], AD844 (Analog Devices) [3] and CCII01 (LPT Electronics) [4]. Grounded capacitors are also desirable from the viewpoint of IC implementation [5]. At present, there are a variety of reports on oscillator circuits realized with CCII's. We can categorize them to 3 groups in the theme of oscillators based on CCII's. First group; oscillator circuits with two minus-type CCII's and six or seven of passive elements [6], second group; oscillator circuits with a minus-type CCII, a plus-type CCII, two grounded capacitors and two or three resistors [7-10], and third group; oscillator circuits with two plus-type CCII's, two grounded capacitors and two or three resistors [11-13]. The trend of current researches is to decrease the passive element in the circuit.

Therefore, we propose two new CCII-based sinusoidal RC oscillators using two plus-type CCII's, two capacitors and two resistors. The first circuit is based on grounded capacitors

beneficial to IC implementation. The second circuit is achieved by using RC:CR transformation. SPICE simulations and experimental tests to confirm the performance of the proposed circuits are performed.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

The circuit symbol of the ideal plus-type second generation current conveyor (CCII+) is shown in Fig. 1 where Y and X are the input terminals and Z is the output terminal. The voltage and current relations of the CCII+ are given as

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

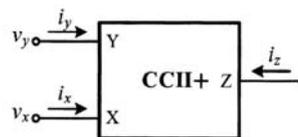


Fig. 1. Symbol of CCII+.

Fig. 2 represents a circuit configuration of single-resistance-controlled sinusoidal oscillator circuits consisting of two CCII+, two capacitors and two resistors. The characteristic equation of this oscillator is given by

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0. \quad (2)$$

The oscillation condition is

$$C_1 \leq C_2. \tag{3}$$

The oscillation frequency is

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \tag{4}$$

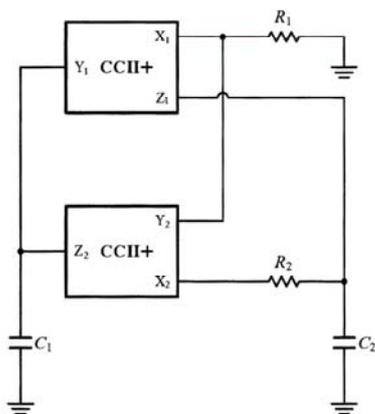


Fig. 2. Proposed CCII+ based oscillator.

Thus, the oscillation condition can be satisfied by adjusting grounded capacitors C_1 (or/and C_2). The use of grounded capacitors is particularly attractive for integrated circuit implementation. The oscillation frequency can be also independently adjusted by a floating resistor R_2 or a grounded resistor R_1 . Note that we can easily realize a voltage controlled oscillator (VCO) by replacing the grounded resistors with JFETs whose drain-source resistance can be controlled by the gate-source DC bias voltage [14-15].

Another sinusoidal oscillator can be derived from Fig. 2 by the way of RC:CR transformation. Fig. 3 presents the circuit configuration obtained by RC:CR transformation. In this scheme, one capacitor is floating and the other passive elements are grounded. The characteristic equation of Fig. 3 is given as,

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s C_2 (R_2 - R_1) + 1 = 0. \tag{5}$$

The oscillation condition is

$$R_2 \leq R_1. \tag{6}$$

The oscillation frequency is

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \tag{7}$$

It may be noted that the oscillation condition can be adjusted through the grounded resistors R_1 (or/and R_2) and the oscillation frequency can independently controlled through a grounded capacitor C_1 without affecting the oscillation condition.

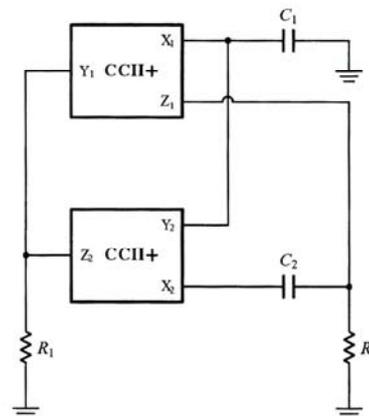


Fig. 3. Using RC:CR transformation of Fig. 2.

III. EFFECTS OF NON-IDEALITIES OF CCII

Taking the non-idealities of the CCII into account, the relationship of the terminal voltages and currents can be rewritten as:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ 0 & \alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \tag{8}$$

where $\beta = 1 - \varepsilon_v$ represents voltage gain from the terminals Y to X and $\alpha = 1 - \varepsilon_i$ represents current gain from the terminals X to Z. The ε_v and ε_i are their voltage and current gain error with $|\varepsilon_v| \ll 1$ and $|\varepsilon_i| \ll 1$. Taking these non-idealities of CCII into account, the characteristic equations of Eqs. (2) and (5) become,

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2) R_1 + \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 = 0 \tag{9}$$

and

$$\beta_1\alpha_1\alpha_2s^2C_1C_2R_1R_2 + sC_2(R_2 - \beta_1\beta_2\alpha_2R_1) + 1 = 0. \quad (10)$$

The modified oscillation conditions and the oscillation frequencies are derived from the Eqs. (9) and (10) as shown in Table 1. From this table, it is obvious that the effects of gain errors slightly change the oscillation condition and the oscillation frequency.

TABLE I
OSCILLATION CONDITIONS AND OSCILLATION FREQUENCIES FOR PROPOSED CIRCUITS ASSUMING NON-IDEAL CCII

Circuit	Oscillation condition	Oscillation frequency, ω_0^2
Fig. 2	$C_1 \leq \beta_1\beta_2\alpha_2C_2$	$\frac{\beta_1\alpha_1\alpha_2}{C_1C_2R_1R_2}$
Fig. 3	$R_2 \leq \beta_1\beta_2\alpha_2R_1$	$\frac{1}{\beta_1\alpha_1\alpha_2C_1C_2R_1R_2}$

IV. SENSITIVITY CONSIDERATION

The relative sensitivity of the oscillation frequency ω_0 with respect to a parameter x is defined as

$$S_x^{\omega_0} = \frac{x}{\omega_0} \frac{\partial \omega_0}{\partial x}. \quad (11)$$

TABLE II
PASSIVE AND ACTIVE SENSITIVITIES

Circuit	Sensitivities	
	Passive	Active
Fig. 2	$S_{C_1, C_2, R_1, R_2}^{\omega_0} = -0.5$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = 0.5$
		$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$
		$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = 0.5$
Fig. 3	$S_{C_1, C_2, R_1, R_2}^{\omega_0} = -0.5$	$S_{\beta_1}^{\omega_0} = -0.5$
		$S_{\beta_2}^{\omega_0} = 0$
		$S_{\alpha_1}^{\omega_0} = S_{\alpha_2}^{\omega_0} = -0.5$

The passive and active sensitivities of the oscillation frequency in Fig. 2 and Fig. 3 due to variations in the resistance, capacitance, voltage gain and current gain have been critically examined. These are listed in Table 2. It should be noted that all the passive and active sensitivities of the circuits are all low enough.

V. SIMULATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed circuits of Fig. 2 and Fig. 3 are simulated with SPICE and the simulation results were also verified by experiments. The plus-type CCIIs were implemented by using IC AD844s in the SPICE simulation and experiment. In the simulation and experiment, the power supplies were chosen as $\pm 5V$. Fig. 4 shows the results obtained from the structure of Fig. 2 with $C_1=10nF$, $C_2=11nF$ and $R_2=1k\Omega$ for different values of R_1 . Fig. 5 represents the sinusoidal output waveform at $R_1=R_2=1k\Omega$. The typical output waveform of experiment is also displayed in Fig. 6. The simulation and experimental results confirm the theoretical analysis.

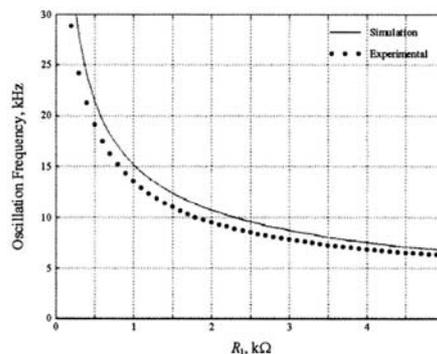


Fig. 4. Simulation and experimental variations of oscillation frequency with frequency control resistance R_1 for $C_1=10nF$, $C_2=11nF$ and $R_2=1k\Omega$.

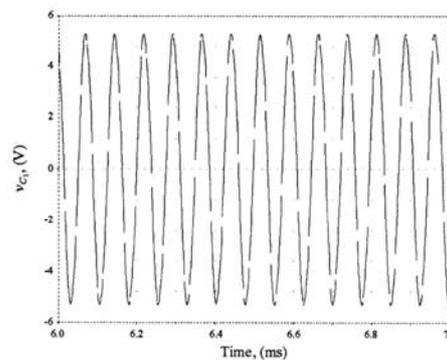


Fig. 5. The simulated output waveform of Fig. 2..

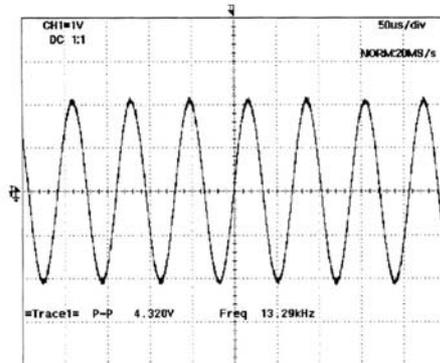


Fig. 6. Typical output waveform of Fig. 2.

VI. CONCLUSION TAKES

In this paper, two new sinusoidal RC-oscillator circuits using CCII have been proposed. The circuits are composed of two plus-type CCII, two capacitors and two resistors. One of them uses two grounded capacitors, which is suitable for the realization as an integrated circuit. Its oscillation frequency can be adjusted by tuning a grounded resistor and/or a floating resistor without disturbing the condition of oscillation. The two oscillators can be derived by means of RC:CR transformation each other. In addition, the non-ideal effects of the CCII have been examined. All the proposed oscillators have low-sensitivity performance. The oscillators were practically realized by using commercial CCII. The workability of the proposed circuit has been confirmed by SPICE simulation and experimental results.

ACKNOWLEDGMENT

This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) through the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The financial support from the Thailand Research Fund through the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (grant number PHD/0088/2545) to Chalermpan Fongsamut and Wanlop Surakamponorn is also acknowledged.

REFERENCES

- [1] A. Sedra and K. C. Smith, "A second generation current conveyor and its applications," *IEEE Trans. Circuit Theory*, CT-17, pp. 132-134, February 1970.
- [2] R. Senani and V. K. Singh, "Single-element-controlled sinusoidal oscillator employing single current conveyor IC," *Electron. Lett.*, vol. 28, pp. 414-415, February 1992.
- [3] Analog Devices Inc., "AD844 current feedback op-amp data sheet," Norwood, MA, 1990.
- [4] LTP Electronics Ltd., "CCII01 current-conveyor data sheet," Oxford, UK, 1993.
- [5] M. Bhushan and R. Newcomb, "Grounding of capacitors in integrated circuits," *Electron. Lett.*, vol. 3, pp. 148, April 1967.
- [6] M. T. Abuelma'atti, A. A. Al-Ghumaiz, and M. H. Khan, "Novel CCII-based single-element controlled oscillators employing grounded resistors and capacitors," *Int. J. Electron.*, vol. 78, pp. 1107-1112, 1995.
- [7] R. Nandi and S. Nandi, "Insensitive minimal-RC sinewave generators with single resistor control," *IEEE Circuit and Systems Magazine*, pp. 11-13, December 1982.
- [8] R. Nandi, "Novel grounded-capacitor ideal FDNR and oscillator using current conveyors," *Electron. Lett.*, vol. 18, pp. 145-146, February 1982.
- [9] D. R. Bhaskar and R. Senani, "New current-conveyor-based single-resistance-controlled/voltage-controlled oscillator employing grounded capacitors," *Electron. Lett.*, vol. 29, pp. 612-614, April 1993.
- [10] J. W. Horng, C. W. Chang, and M. H. Lee, "Single-element-controlled sinusoidal oscillators using CCII," *Int. J. Electron.*, vol. 83, pp. 831-836, 1997.
- [11] R. Nandi, "Precise insensitive tunable RC-oscillator realisation using current conveyors," *IEE Proc. Pt. G*, vol. 133, pp. 129-132, June 1986.
- [12] S. S. Gupta and R. Senani, "State variable synthesis of single-resistance-controlled grounded capacitor oscillators using only two CFOAs: additional new realisations," *IEE Proc. Circuits Devices Syst.*, vol. 145, pp. 415-418, December 1998.
- [13] J. W. Horng, "A sinusoidal oscillator using current-controlled current conveyors," *Int. J. Electron.*, vol. 88, pp. 659-664, 2001.
- [14] K. Nay and A. Budak, "A voltage-controlled resistance with wide dynamic range and low distortion," *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, vol. 30, pp. 770-772, 1983.
- [15] R. Senani and D. R. Bhaskar, "A simple configuration for realizing voltage-controlled impedances," *IEEE Trans. On Circuits and Systems I*, vol. 39, pp. 52-59, 1992.

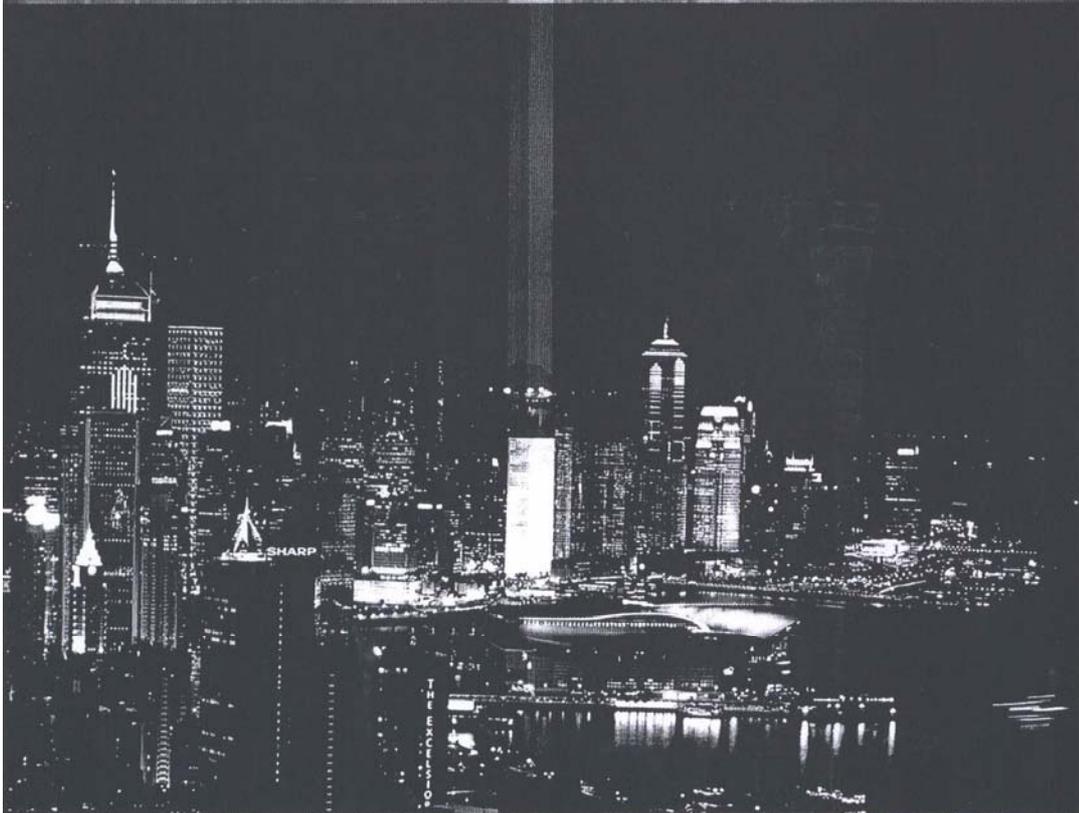
TENCON 2006 HONG KONG

IEEE REGION 10 CONFERENCE

14-17 November 2006

Hong Kong Convention and Exhibition Centre

<http://www.ieee.org.hk/tencon2006/>



IEEE

Organized by:

Hong Kong Section

Supported by:

Department of Electronic Engineering, City University of Hong Kong
 Department of Electrical Engineering, The Hong Kong Polytechnic University
 Department of Electronic and Information Engineering, The Hong Kong Polytechnic University
 Department of Computer Science, Hong Kong Baptist University
 Beijing Section
 Shanghai Sub-section
 Xian Sub-section
 Macau Section
 The Institute of Engineering and Technology
 The Hong Kong Institution of Engineers

DC0

Session: Digital Circuits & Systems

Chairperson: Siu-Hong Lui

Date: 15 November 2006 (Wednesday)

Time: 11:20 – 12:40

Room: 406

DC0.1

A Pipelined Architecture for a 20-point PFA

Nima Aghaee, Mohammad Eshghi

This paper presents a continuous-I/O word-serial pipelined structure for a 20-point Prime-factor FFT Algorithm (PFA), called Pipelined PFA (P-PFA). The 20-point DFT is broken down into the 4-point and the 5-point partial DFTs, using the PFA. The 4-point and the 5-point partial DFTs are implemented using the 4-point butterfly and the 5-point Winograd Fourier Transform Algorithm (WFTA), respectively.

The P-PFA includes three register units in addition to three shuffling units in the input, middle, and output. The register and the shuffling units arrange the data according to the Chinese remainder theorem mapping, the Good's mapping, and the natural order.

The average signal to error ratio of the proposed P-PFA is between 30 and 35 dB, for 9-bit word length. The speed up of the P-PFA is about 1.2, for 9-bit word length. The area is about $40b+376$ times the area of an adder, where b is the word length.

DC0.2

Systematic Power Minimization in Multibit Delta-Sigma Analog-to-Digital Converters

Siu-Hong Lui, Ngai Wong

Delta-Sigma Analog-to-Digital Converters (ADCs) have widespread applications ranging from audio to broadband communications. As portable devices become more popular, low-power design techniques for Delta-Sigma ADCs have to be explored to maximize battery life. This paper addresses power reduction in Delta-Sigma ADCs from two perspectives, both with practical considerations. First, a unity-gain signal transfer function (STF) is employed to lower the opamp power dissipation in the ADC loop filter. Second, at the architectural level, the noise transfer function (NTF) is synthesized with a generic topology. Loop filter coefficients are then computed, using the latest nonconvex polynomial optimization techniques, to further minimize dynamic power consumption. Superiority of the ADC thus synthesized is confirmed by numerical experiments.

DC0.3

On the Use of Nullator Transformation in Oscillator Circuits

*C. Fongsamut, K. Anuntahirunrat,
W. Surakamponorn, N. Fujii*

A transformation of two nullators for generating a class of current-conveyor-based oscillator circuit that uses two second generation current conveyor (CCII)s, two capacitors and two resistors is proposed. The generating method is through the representation of the nullator-norator equivalents of oscillator circuits. In addition, half of all circuits can be realized by using RC:CR transformation. There are 6 additional circuits of this kind possible that have not been found in the published literature.

DC0.4

Novel Realization of Some Ternary Circuits for Quantum Computing

A.I. Khan, N. Nusrat, S.M. Khan, M. Hasan

We present novel realization of ternary Toffoli gate and modified Fredkin gate for quantum computing using generalized ternary gate (GTG) which are truly realizable quantum gates. Our realization of ternary Toffoli gate is more efficient than the previous results and we are the first to realize the modified Fredkin gate using GTGs.

On the Use of Nullator Transformation in Oscillator Circuits

C. Fongsamut¹, K. Anuntahirunrat¹, W. Surakamponorn¹, and N. Fujii²

¹Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
E-mail: kfchaler@kmitl.ac.th, kakongsa@kmitl.ac.th, and kswanlop@kmitl.ac.th

²Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology, Tokyo 152-8552, Japan
E-mail: fuj@ec.ss.titech.ac.jp

Abstract—A transformation of two nullators for generating a class of current-conveyor-based oscillator circuit that uses two second generation current conveyor (CCII)s, two capacitors and two resistors is proposed. The generating method is through the representation of the nullator-norator equivalents of oscillator circuits. In addition, half of all circuits can be realized by using RC:CR transformation. There are 6 additional circuits of this kind possible that have not been found in the published literature.

I. INTRODUCTION

The nullator and norator introduced by Carlin and Youla in 1961 [1] are theoretical active devices that have found useful in analysis, design and synthesis of linear circuits. This is due to that the nullator and norator can be used to represent a variety of different active elements such as BJT, FET, Op-amp, Current Conveyor, Operational Transconductance Amplifier and so on. In current-mode network, current conveyors have been used to design immittance functions, filters, and oscillators. About two decades back, Higashimura and Fukui presented the nullator-norator models of CCII \pm for realizing immittance function [2]. Therefore, CCII circuits can be realized by using nullator-norator technique. In a recent publication, Horng et al. proposed the nullator-norator equivalent for realizing sinusoidal oscillators by using two CCII's, two capacitors and two resistors [3]. In this paper, we will demonstrate that the nullator-norator equivalent of oscillator can be transformed to derive new ones.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

The ideal CCII+ is characterized by the following equations

$$\begin{aligned} i_y &= 0 & (1a) \\ v_z &= v_y & (1b) \\ i_z &= i_x & (1c) \end{aligned}$$

Consider the relations between terminal voltages and currents of a CCII+. Since the X and Y terminals are related to the input terminals of the CCII, Equation (1a)-(1b) can be represented with the nullator properties as shown in Fig. 1(a). The Z and X terminals are related to its output terminals. Eq. (1c) can be represented with the plus-type norator properties as shown in Fig. 1(b). Consequently, the symbol of an ideal CCII+ and the nullator-norator model of the CCII+ can be shown in Figs 1(c) and 1(d), respectively.

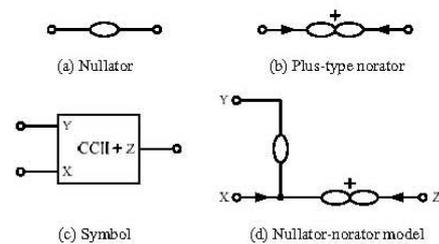


Figure 1. Nullator-norator model of CCII.

From the configuration of sinusoidal oscillator in [4] as shown in Fig. 2(b), by replacing the CCII+s with their nullator-norator models (CCII₁ represented by NU₁, NO₁ and CCII₂ represent by NU₂, NO₂), it can obtain the nullator-norator equivalent of the oscillator circuit as shown in Fig. 2(a). The characteristic equation for the oscillator can be given as

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 - C_2)R_1 + 1 = 0. \quad (2)$$

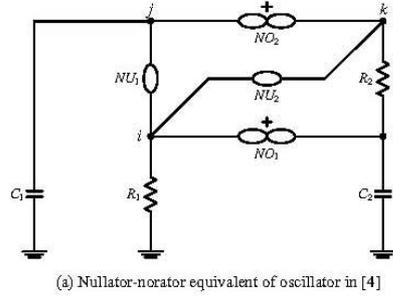
The oscillation condition and oscillation frequency can be expressed as

$$C_1 = C_2 \quad (3)$$

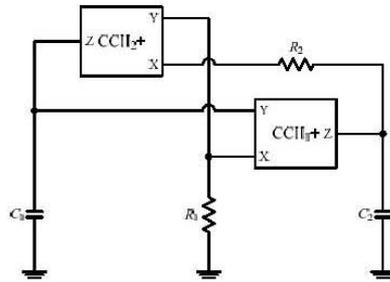
and

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \quad (4)$$

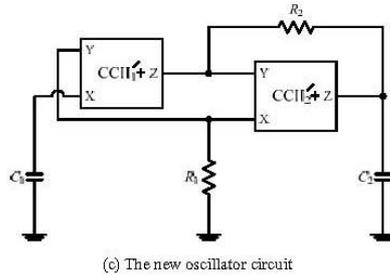
From (3) and (4), it may be seen that oscillation condition and ω_0 tuning can be done by selecting equal-valued capacitors and varying a grounded resistor R_1 or a floating resistor R_2 , respectively. Alternatively, in Fig. 2(a) by replacing each the nullator-norator pairs with their CCII+s (CCII₁' represented by NU₁, NO₂ and CCII₂' represent by NU₂, NO₁), we can obtain a new oscillator circuit as shown in Fig. 2(c). Interestingly, from the nullator-norator equivalent of Fig. 2(a) the attractive nullators NU₁ and NU₂ at points i-j-k, they can be transformed for nullator pairs that share a common terminal as shown in Fig. 3. The nullator transformation of Fig. 3(b) has been applied to the nullator-norator equivalent of Fig. 2(a). Thus we will obtain another



(a) Nullator-norator equivalent of oscillator in [4]



(b) The oscillator circuit of Fig. 2 in [4]



(c) The new oscillator circuit

Figure 2. The first nullator-norator representation of oscillator.

the nullator-norator equivalent of the oscillator circuit as shown in Fig. 4(a). By replacing each the nullator-norator pairs with their CCII+s (CCH_1 represented by NU_1 , NO_1 and CCH_2 represent by NU_2 , NO_2), we can obtain two oscillator circuits. One of them was proposed in [5] as shown in Fig. 4(b). The other is the new oscillator circuit as shown in Fig. 4(c). Similarly, the nullator transformation of Fig. 3(c) has been applied to the nullator-norator equivalent of Fig. 2(a). Another nullator-norator equivalent of the oscillator circuit is shown in Fig. 5(a). By replacing each the nullator-norator pairs with their CCII+s (CCH_1 represented by NU_1 , NO_1 and CCH_2 represent by NU_2 , NO_2), we can obtain two oscillator circuits as shown in Figs. 5(b) and 5(c), respectively. Both were proposed in [6]. From Figs. 2, 4 and 5 by using RC:CR transformation [7], six sinusoidal oscillators can be obtained. The passive sensitivities of all oscillators obtained as

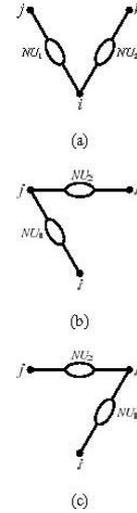


Figure 3. Nullator transformation.

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -1/2. \quad (5)$$

It is shown that all passive sensitivities of the parameter ω_0 are less than unity.

III. NON-IDEAL EFFECT OF CCII

Taking the non-idealities of the CCII into account, the terminal of (1) can be rewritten as tions

$$i_y = 0, \quad v_x = \beta v_y, \quad \text{and} \quad i_z = \alpha i_x. \quad (6)$$

where $\beta = 1 - \varepsilon$, and $\alpha = 1 - \varepsilon_i$, ε , ($|\varepsilon| \ll 1$) and ε_i ($|\varepsilon_i| \ll 1$) represent the voltage and current tracking error, respectively. The oscillation condition and oscillation frequency of all circuits are re-determined. Table 1 and Table 2 summarize the oscillation condition and oscillation frequency of all oscillator circuits and RC:CR transformation of oscillator circuits, respectively. The β_1 , β_2 , α_1 , and α_2 are the non-ideal voltage and current transfers of $CCII_1$ and $CCII_2$, respectively.

IV. CONCLUSION

In this paper, a technique of nullator transformation has been presented for the topological generation of CCII-based RC oscillator circuits. Through the use of nullator-norator model of the CCII+ it is shown that the recently proposed sinusoidal oscillator circuits [4] relate to ones in [5] and [6] evolving the both forms of nullator-norator equivalent. Although the previous authors of [4-6] have derived these circuits through difference approaches, all these circuits are equivalent to one another and the same group of oscillator with two CCII+s, two capacitors and two resistors. Another outcome of the present discussion is the finding that, from the nullator-norator equivalent of oscillator circuits considered here, 6 additional circuits of this kind are

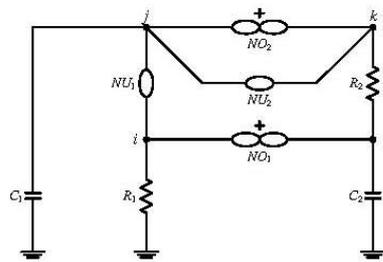
possible which have not been found or considered in the open literature earlier.

ACKNOWLEDGMENT

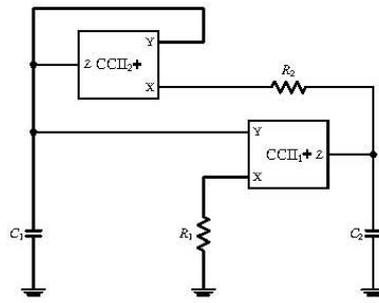
This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) through the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The financial support from the Thailand Research Fund under the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (grant number PHD/0088/2545) to Chalempan Fongsamut and Wanlop Surakamponrom is also acknowledged.

REFERENCES

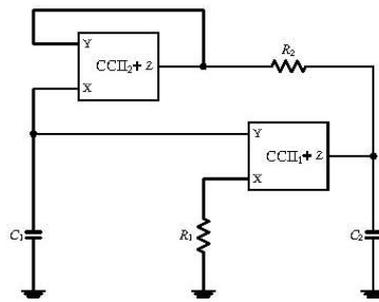
- [1] H. Carlin and D.C. Youla, "Network Synthesis with Negative Resistors," *Proc. IRE*, Vol. 49, No. 5, pp. 907-920, 1961.
- [2] M. Higashimura and Y. Fukui, "Novel Method for Realizing Lossless Floating Immittance using Current Conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 23, No. 2, pp. 498-499, 1987.
- [3] J.W. Horng, C.W. Chang, and M.H. Lee, "Single-element-controlled Sinusoidal Oscillators using CCII's", *International Journal of Electronics*, Vol. 83, No. 6, pp. 831-836, 1997.
- [4] C. Fongsamut, N. Fujii, and W. Surakamponrom, "Two new RC Oscillators using CCII's", *Proceedings International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 05)*, pp. 1138-1141, 2005.
- [5] J.W. Horng, "A Sinusoidal Oscillator using Current-controlled Current Conveyors", *International Journal of Electronics*, Vol. 88, No. 6, pp. 659-664, 2001.
- [6] R. Nandi, "Precise Insensitive Tunable RC-oscillator Realisation using Current Conveyors", *IEE Proceedings -G*, Vol. 133, No. 3, pp. 129-132, 1986.
- [7] R. Senani, "On the transformation of RC-Active Oscillators", *IEEE Trans. Circuits and System*, Vol. CAS-34, No. 9, pp. 1091-1093, 1987.



(a) Nullator-norator equivalent of oscillator

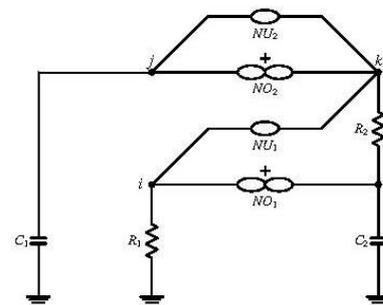


(b) The oscillator circuit of Fig. 1 in [5]

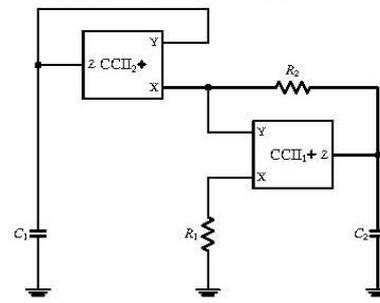


(c) The new oscillator circuit

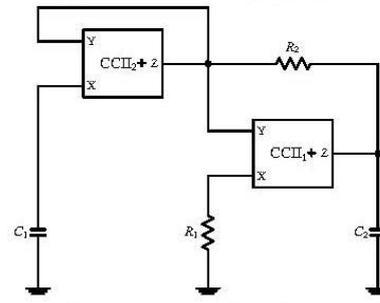
Figure 4. The second nullator-norator representation of oscillator.



(a) Nullator-norator equivalent of oscillator



(b) The oscillator circuit of Fig. 1(e) in [6]



(c) The oscillator circuit of Fig. 1(f) in [6]

Figure 5. The third nullator-norator representation of oscillator.

TABLE I
OSCILLATOR CIRCUITS ASSUMING NON-IDEAL CURRENT CONVEYORS

	Oscillator circuits	Oscillation Condition	Oscillation Frequency	Remakes
1	Fig. 2(b)	$C_1 = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 C_2$	$(\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 / C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[4]
2	Fig. 2(c)	$C_1 = C_2 / \beta_1 \alpha_1 \beta_2$	$(\alpha_2 / \beta_1 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
3	Fig. 4(b)	$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2$	$(\beta_1 \alpha_1 \alpha_2 / C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[5]
4	Fig. 4(c)	$C_1 = C_2 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_1 \alpha_1 / \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
5	Fig. 5(b)	$C_1 = \beta_2 \alpha_2 C_2$	$(\beta_1 \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 / C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[6]
6	Fig. 5(c)	$C_1 = C_2 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_1 \alpha_1 / \beta_2 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[6]

TABLE II
RC:CR TRANSFORMATION OF OSCILLATOR CIRCUITS FROM TABLE I

	RC:CR transformation	Oscillation Condition	Oscillation Frequency	Remakes
1	Fig. 2(b)	$R_2 = \beta_1 \beta_2 \alpha_2 R_1$	$(1 / \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[4]
2	Fig. 2(c)	$R_2 = R_1 / \beta_1 \alpha_1 \beta_2$	$(\beta_1 \alpha_1 / \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
3	Fig. 4(b)	$R_2 = \beta_2 \alpha_2 R_1$	$(1 / \beta_1 \alpha_1 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[5]
4	Fig. 4(c)	$R_2 = R_1 / \beta_2 \alpha_2$	$(\alpha_2 / \beta_1 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
5	Fig. 5(b)	$R_2 = \beta_2 \alpha_2 R_1$	$(1 / \beta_1 \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
6	Fig. 5(c)	$R_2 = R_1 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_2 \alpha_2 / \beta_1 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new

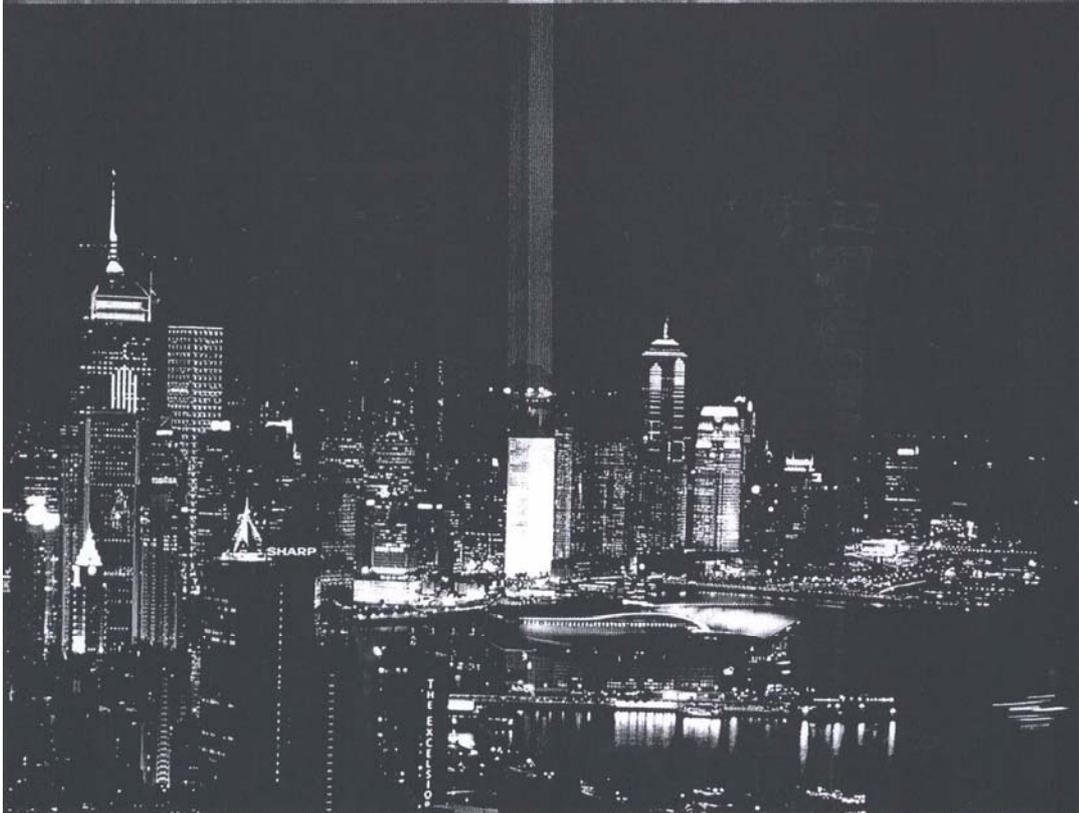
TENCON 2006 HONG KONG

IEEE REGION 10 CONFERENCE

14-17 November 2006

Hong Kong Convention and Exhibition Centre

<http://www.ieee.org.hk/tencon2006/>



IEEE

Organized by:

Hong Kong Section

Supported by:

Department of Electronic Engineering, City University of Hong Kong
 Department of Electrical Engineering, The Hong Kong Polytechnic University
 Department of Electronic and Information Engineering, The Hong Kong Polytechnic University
 Department of Computer Science, Hong Kong Baptist University
 Beijing Section
 Shanghai Sub-section
 Xian Sub-section
 Macau Section
 The Institute of Engineering and Technology
 The Hong Kong Institution of Engineers

proposed in the literature such as shielding, coding etc to minimize delay in bus lines. This paper concentrates on minimizing delay on bus lines by suitably encoding the data on the bus. A coding scheme has been proposed for reducing the delay by incorporating spatial and temporal redundancy. Theoretical proof and experimental results elucidate that the proposed coding scheme eliminates the crosstalk classes 4, 5 and 6, thereby accelerating the propagation delay by 5.7 and 6.19 for 2mm and 5mm length bus respectively.

PO3.16

Simulation Acceleration for Dynamic Timing Analysis with Static Timing Analysis

Ma Lin, Haihua Shen, Hu Weiwu

Simulation for Dynamic timing analysis (DTA) with the delay information is now the most time-cost step of VLSI design. Although recent years, static timing analysis (STA) is developed well for timing analysis and check, it is no use for such designs as multi-clock-domain designs, so the DTA can not be replaced. In the paper, we propose a STA based simulation acceleration methodology for such designs that STA can not work well. We simulate the design with the mixture of the delay information of some modules and others of no delay information, so that we can finish simulations in very shorter time. The time saved is depended on the design's realization. In the Godson2's work, we get a very good result that we finish the simulation in one-sixth time of ordinary method.

PO3.17

On the Use of Norator Transformation in Oscillator Circuits

K. Anuntahirunrat, C. Fongsamut, W. Surakamponorn, N. Fujii

This paper presents a transformation of two norators for generating a class of current-conveyor-based oscillator circuits using two second generation current conveyor (CCII), two capacitors and two resistors. The generating method is through the representation of the nullator-norator equivalents of oscillator circuits. In addition, half of all circuits can be realized by employing RC:CR transformation. There are 5 additional circuits of this kind possible that have not been found in the published literature.

PO3.18

Sliding Window Algorithm for Space-Time Turbo Trellis Coded Modulation

Kim Chi Nguyen, Upul Gunawardana, Ranjith Liyana-Pathirana

Motivated by the remarkable performance of Turbo codes, the design of space-time turbo trellis coded

modulation (ST Turbo TCM), which is based on the Turbo structure, has been proposed in the literature. However, like other Turbo based coding schemes, its complexity and decoding latency are drawbacks making them unattractive for time sensitive applications. To achieve memory savings and reduce decoding latency, we propose a simplified ST Turbo TCM decoder using sliding window technique. In particular, the performance of QPSK ST Turbo TCM schemes on slow flat Rayleigh fading channels for various system parameters are considered. Based on simulation results, optimum sliding window sizes will be given for different configurations.

PO3.19

Enhanced Reactance-Domain ESPRIT Method for ESPAR Antenna

An-Min Huang, Qun Wan, Xin-Xin Chen, Wan-Lin Yang

Hexagonally shaped 7-element electronically steerable parasitic array radiator (ESPAR) antenna possesses three translational invariance configurations. However, the original Reactance-domain (RD) ESPRIT algorithm exploits only one of these configurations. In this paper, an enhanced RD ESPRIT method is proposed to improve the direction of arrival (DOA) estimation by taking advantage of more structural information about the received array data. Simulation results are provided to show that the proposed method performs better than the original RD ESPRIT method.

PO3.20

Considering Both Failure Detection and Fault Correction Activities in Software Reliability Modeling

Jung-Hua Lo

Software reliability is widely recognized as one of the most significant aspects of software quality and is often determined by the number of software uncorrected faults in the system. In practice, it is essential for fault correction prediction, because this correction process consumes a heavy amount of time and resources to predict whether reliability goals have been achieved. Therefore, in this paper we discuss a general framework of the modeling of the failure detection and fault correction process. Under this general framework, we not only verify the existing non-homogeneous poisson process (NHPP) models but also derive several new NHPP models. In addition, we show that these approaches cover a number of well-known models under different conditions. Finally, numerical examples are shown to illustrate the results of the integration of the detection and correction processes.

On the Use of Norator Transformation in Oscillator Circuits

K. Anuntahirunrat¹, C. Fongsamut¹, W. Surakamponorn¹, and N. Fujii²

¹Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
E-mail: kakongsa@kmitl.ac.th, kfchaler@kmitl.ac.th, and kswanlop@kmitl.ac.th

²Graduate School of Science and Engineering, Tokyo Institute of Technology, Tokyo 152-8552, Japan
E-mail: fuj@ec.ss.titech.ac.jp

Abstract—This paper presents a transformation of two norators for generating a class of current-conveyor-based oscillator circuits using two second generation current conveyor (CCII), two capacitors and two resistors. The generating method is through the representation of the nullator-norator equivalents of oscillator circuits. In addition, half of all circuits can be realized by employing RC:CR transformation. There are 5 additional circuits of this kind possible that have not been found in the published literature.

I. INTRODUCTION

The nullator and norator introduced by Carlin and Youla in 1961 [1] are theoretical active devices that have found useful in analysis, design and synthesis of linear circuits. This is due to that the nullator and norator can be used to represent a variety of different active elements such as BJT, FET, Op-amp, Current Conveyor, Operational Transconductance Amplifier and so on. In current-mode network, current conveyors have been used to design immittance functions, filters, and oscillators [2]. About two decades back, Higashimura and Fukui presented the nullator-norator models of $CCII_{\pm}$ for realizing immittance function [3]. Therefore, $CCII_{\pm}$ circuits can be realized by using nullator-norator technique. In a recent publication, Horng et al. proposed the nullator-norator equivalent for realizing sinusoidal oscillators by using two CCII, two capacitors and two resistors [4]. In this paper, we will demonstrate that the nullator-norator equivalent of oscillator can be transformed to derive new ones.

II. CIRCUIT DESCRIPTION

In general, the ideal characteristic of CCII are represented by the following equations

$$i_y = 0 \quad (1a)$$

$$v_x = v_y \quad (1b)$$

$$i_z = \pm i_x \quad (1c)$$

where the plus and minus signs of the current transfer ratio in (1c) denote positive and negative current conveyors, respectively. From the nullator and the plus and minus-type norators of Figs. 1(a) and 1(b), respectively, the $CCII_{+}$ and $CCII_{-}$ can be represented by the nullator-norator models as shown in Figs. 1(c) and 1(d), respectively [3]. Considering the nullator-norator equivalent of the oscillator circuit in [4] as shown in Fig. 2(a), we obtained two oscillator circuit configurations as shown in Figs. 2(b) ($CCII_{-}$ represented

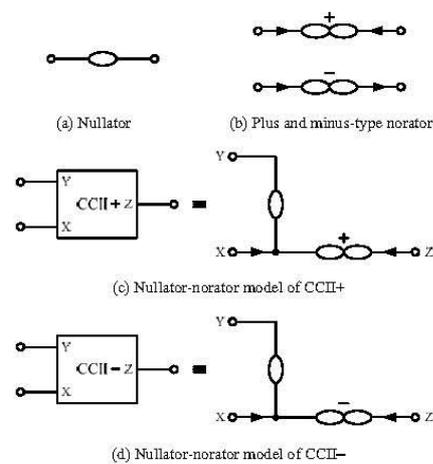


Figure 1. Nullator-norator model of $CCII_{\pm}$

by NU_1 , NO_1 and $CCII_{2+}$ represented by NU_2 , NO_2) and 2(c) ($CCII_{1+}$ represented by NU_1 , NO_2 and $CCII_{2-}$ represented by NU_2 , NO_1). The characteristic equation for the oscillator can be given as

$$s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_2 - C_1)R_1 + 1 = 0. \quad (2)$$

The oscillation condition and oscillation frequency can be expressed as

$$C_2 = C_1 \quad (3)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}. \quad (4)$$

The oscillation condition can be adjusted by grounded capacitor C_1 or/and C_2 . The oscillation frequency can be independently adjusted by a floating resistor R_2 or a grounded resistor R_1 . Interestingly, from the Fig. 2(a), let us consider the tree connection of two norators NO_1 and NO_2 between the points i-j-k that form the differential currents (i_1 - i_2). From Fig. 3, two norator equivalents of the two norators that generate the differential current can be shown.

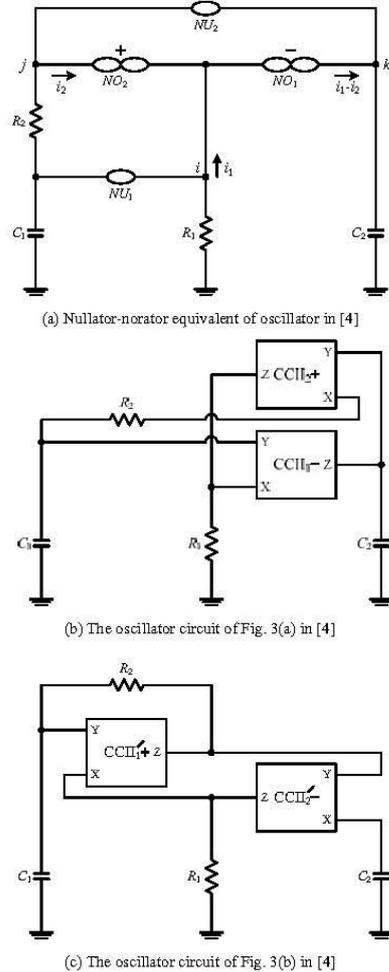


Figure 2. The first nullator-norator representation of oscillator.

in Figs. 3(b) and 3(c), respectively. Substituting the tree connection of two norators in Fig. 3(b) into Fig. 2(a), we have a new nullator-norator equivalent of the oscillator circuit as shown in Fig. 4(a). By replacing each the nullator-norator pairs with a CCII- ($CCII_1$ represented by NU_1 , NO_1) and a CCII+ ($CCII_2$ represent by NU_2 , NO_2), two oscillator circuits can be obtained. One of them was proposed in [5] as shown in Fig. 4(b). The other is a new oscillator circuit as shown in Fig. 4(c). Similarly, substituting the tree connection of two norators in Fig. 3(c) into Fig. 2(a), we have another nullator-norator equivalent of the oscillator circuit as shown in Fig. 5(a). By replacing each the nullator-norator pairs with their CCII+s ($CCII_1$ represented by NU_1 , NO_1 and $CCII_2$ represent by NU_2 , NO_2), we can obtain two oscillator circuits as shown in Figs. 5(b) and 5(c),

respectively, where both were proposed in [6]. From Figs. 2, 4 and 5 by using RC:CR transformation [7], six sinusoidal oscillators can be obtained. The passive sensitivities of all oscillators obtained as

$$S_{C_1}^{a_0} = S_{C_2}^{a_0} = S_{R_1}^{a_0} = S_{R_2}^{a_0} = -1/2. \quad (5)$$

It is shown that all passive sensitivities of the parameter a_0 are less than unity.

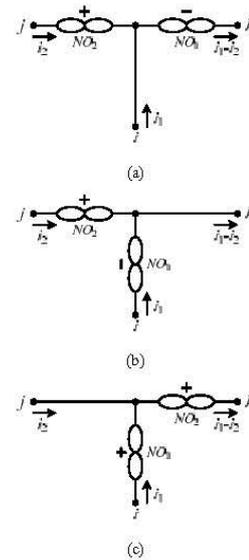


Figure 3. Norator transformation.

III. NON-IDEAL EFFECT OF CCII

In general, the ideal characteristic of CCIIs are represented by the following equations

$$i_y = 0, \quad v_x = \beta v_y, \quad \text{and} \quad i_z = \pm \alpha i_x. \quad (6)$$

where $\beta = 1 - \varepsilon_v$ and $\alpha = 1 - \varepsilon_i$, ε_v ($|\varepsilon_v| \ll 1$) and ε_i ($|\varepsilon_i| \ll 1$) represent the voltage and current tracking error, respectively. Table 1 and Table 2 summarize the oscillation condition and oscillation frequency of all oscillator circuits and RC:CR transformation of oscillator circuits, respectively. The β_1 , β_2 , α_1 , and α_2 are the non-ideal voltage and current transfers of $CCII_1$ and $CCII_2$, respectively.

IV. CONCLUSION

In this paper, through the use of nullator-norator models of the CCIIs a technique of transformation of two norators has been presented for the topological generation of CCII-based RC oscillator circuits. It is shown that the oscillator circuits in [4] are a nullator-norator equivalent of oscillator circuits in [5] and [6]. Although the previous authors of [4-6] have derived these circuits through difference approaches,

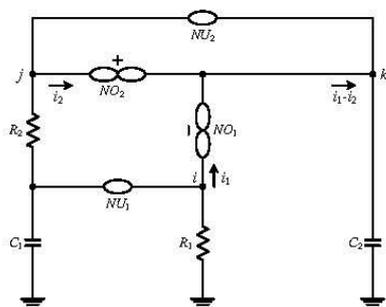
all these circuits are equivalent to one another and the same group of oscillator with two CCII's, two capacitors and two resistors. Another outcome of the present discussion is the finding that, from the nullator-norator equivalent of oscillator circuits considered here, 5 additional circuits of this kind are possible which have not been found or considered in the open literature earlier.

ACKNOWLEDGMENT

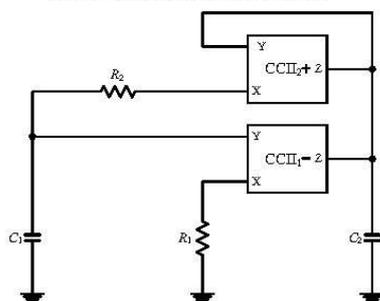
This work is funded by the Thailand Research Fund (TRF) through the Senior Research Scholar Program, grant number RTA4680003. The financial support from the Thailand Research Fund under the Royal Golden Jubilee Ph.D. Program (grant number PHD/0088/2545) to Chalermpan Fongsamut and Wanlop Surakamptom is also acknowledged.

REFERENCES

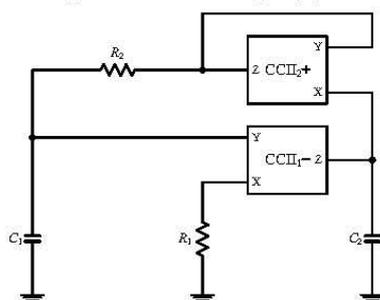
- [1] H. Carlin and D.C. Youla, "Network Synthesis with Negative Resistors," *Proc. IRE*, Vol. 49, No. 5, pp. 907-920, 1961.
- [2] B. Wilson, "Recent Developments in Current Conveyors and Current-Mode Circuits", *IEE Proceedings -G*, Vol. 137, No. 3, pp. 63-77, 1990.
- [3] M. Higashimura and Y. Fukui, "Novel Method for Realizing Lossless Floating Immittance using Current Conveyors", *Electronics Letters*, Vol. 23, No. 2, pp. 498-499, 1987.
- [4] J.W. Horng, C.W. Chang, and M.H. Lee, "Single-element-controlled Sinusoidal Oscillators using CCII's", *International Journal of Electronics*, Vol. 83, No. 6, pp. 831-836, 1997.
- [5] C. Fongsamut, K. Amuntahirunrat, K. Kumwachara, and W. Surakamptom, "Current-conveyor-based Single-element-controlled and Current-controlled Sinusoidal Oscillators", *International Journal of Electronics*, Vol. 93, No. 7, pp. 467-478, 2006.
- [6] R. Nandi, "Precise Insensitive Tunable RC-oscillator Realisation using Current Conveyors", *IEE Proceedings -G*, Vol. 133, No. 3, pp. 129-132, 1986.
- [7] R. Senani, "On the transformation of RC-Active Oscillators", *IEEE Trans. Circuits and System*, Vol. CAS-34, No. 9, pp. 1091-1093, 1987.



(a) Nullator-norator equivalent of oscillator

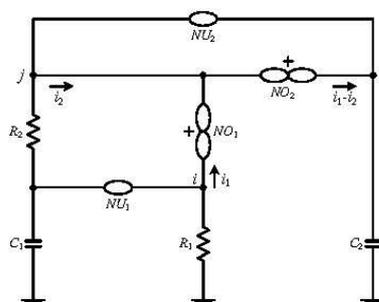


(b) The oscillator circuit of Fig. 1 in [5]

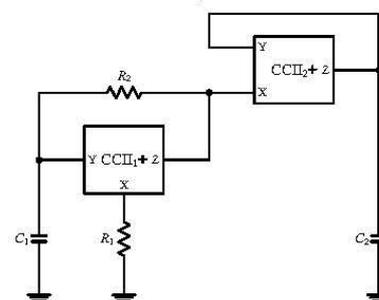


(c) The new oscillator circuit

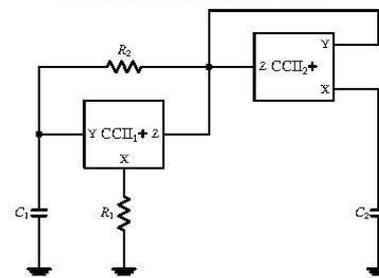
Figure 4. The second nullator-norator representation of oscillator.



(a) Nullator-norator equivalent of oscillator



(b) The oscillator circuit of Fig. 1(c) in [6]



(c) The oscillator circuit of Fig. 1(d) in [6]

Figure 5. The third nullator-norator representation of oscillator.

TABLE I
OSCILLATOR CIRCUITS ASSUMING NON-IDEAL CURRENT CONVEYORS

	Oscillator circuits	Oscillation Condition	Oscillation Frequency	Remarks
1	Fig. 2(b)	$C_2 = \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 C_1$	$(\beta_1 \alpha_1 \beta_2 / C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[4]
2	Fig. 2(c)	$C_2 = C_1 / \alpha_1 \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_1 / \beta_2 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[4]
3	Fig. 4(b)	$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1$	$(\beta_1 \alpha_1 \beta_2 / C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[5]
4	Fig. 4(c)	$C_2 = C_1 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_1 \alpha_1 / \beta_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
5	Fig. 5(b)	$C_2 = \beta_2 \alpha_2 C_1$	$(\beta_1 \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 / C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[6]
6	Fig. 5(c)	$C_2 = C_1 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_1 \alpha_1 / \beta_2 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[6]

TABLE II
RC:CR TRANSFORMATION OF OSCILLATOR CIRCUITS FROM TABLE I

	RC:CR transformation	Oscillation Condition	Oscillation Frequency	Remarks
1	Fig. 2(b)	$R_1 = \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 R_2$	$(1 / \beta_1 \alpha_1 \beta_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[4]
2	Fig. 2(c)	$R_1 = R_2 / \alpha_1 \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_2 \alpha_2 / \beta_1 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	[4]
3	Fig. 4(b)	$R_1 = \beta_2 \alpha_2 R_2$	$(1 / \beta_1 \alpha_1 \beta_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
4	Fig. 4(c)	$R_1 = R_2 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_2 / \beta_1 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
5	Fig. 5(b)	$R_1 = \beta_2 \alpha_2 R_2$	$(1 / \beta_1 \alpha_1 \beta_2 \alpha_2 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new
6	Fig. 5(c)	$R_1 = R_2 / \beta_2 \alpha_2$	$(\beta_2 \alpha_2 / \beta_1 \alpha_1 C_1 C_2 R_1 R_2)^{1/2}$	new

ประวัติผู้เขียน

นายเฉลิมภัณฑ์ ฟองสมุทร เกิดเมื่อวันที่ 13 พฤษภาคม พ.ศ. 2515 จังหวัดชลบุรี สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ และ ระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมไฟฟ้า สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2539 และ 2542