

วงจรถ้ามเกิดสัจญญวมไซน์แบบเลื้อนเฟสด้วย อาร์ ซี  
ที่สำมารถควบคุมขนาดโดยการทำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

AMPLITUDE CONTROLLABLE RC PHASE-SHIFT SINUSOIDAL  
OSCILLATORS BY USING INITIAL CONDITION RESTORATION

นายกนิษฐ์ สายวิชิต  
MR. KANIT SAIVICHIT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2537

ISBN 974-621-105-6

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบเลื่อนเฟสด้วย อาร์ ซี  
ที่สามารถควบคุมขนาดโดยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

AMPLITUDE CONTROLLABLE RC PHASE-SHIFT SINUSOIDAL  
OSCILLATORS BY USING INITIAL CONDITION RESTORATION



นายกนิษฐ์ สายวิจิตร

MR. KANIT SAIVICHIT

เลขหมู่ \_\_\_\_\_

เลขทะเบียน 21072

วัน, เดือน, ปี 27 ส.ย. 2537

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกระใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ISBN 974 - 621 - 105 -6

ไม่อนุญาตให้นำไปทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากสำนักพิมพ์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

**AMPLITUDE CONTROLLABLE RC PHASE-SHIFT SINUSOIDAL  
OSCILLATORS BY USING INITIAL CONDITION RESTORATION**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT**

**OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE**

**MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING**

**GRADUATE SCHOOL**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานำเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

1994

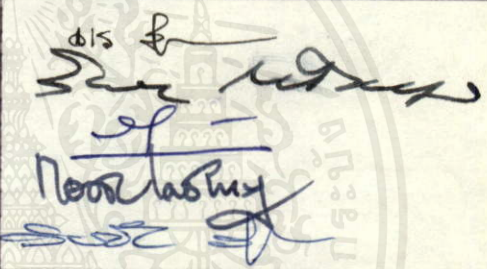
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ISBN 974 - 621 - 105 - 6**

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์      วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบเลื่อนเฟสด้วย อาร์ซี ที่สามารถควบคุม  
ขนาดโดยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น  
AMPLITUDE CONTROLLABLE RC PHASE-SHIFT SINUSOIDAL  
OSCILLATORS BY USING INITIAL CONDITION RESTORATION

ชื่อนักศึกษา      นายกนิษฐ์ สายวิจิตร      รหัสประจำตัว      30620001  
หลักสูตร      วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต      สาขาวิชา      วิศวกรรมไฟฟ้า  
ภาควิชา      วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์      รศ.ดร.จเร สุรวัดน์ปัญญา

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จเร	สุรวัดน์ปัญญา	
รศ.ดร.สิทธิชัย	โก ไคยอุดม	
ศ.ดร.วัลลภ	สุระกำพลธร	
ผศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	
ดร.วันชัย	วีรวุจา	

ค่าระดับคะแนนที่เป็นเอกฉันท์จากคณะกรรมการสอบ      OUTSTANDING  
วัน/เดือน/ปี ที่สอบ      23 พฤษภาคม 2537      เวลา 12.00 น. ถึงเวลา 13.00 น.  
สถานที่สอบ ห้อง (T-202) คณะวิศวกรรมศาสตร์



วันที่ 30 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2537

หมายเหตุ      การวัดผลวิทยานิพนธ์ให้ใช้ค่าระดับคะแนนดังนี้

ค่าระดับคะแนน	ผลการศึกษา
O	Outstanding (ดีเยี่ยม)
G	Good (ดี)
P	Pass (ผ่าน)
F	Fail (ไม่ผ่าน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพียงครั้งเดียวเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องแจ้งผู้ดูแลเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดีเพราะได้รับความช่วยเหลือจากอาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่านคือ รองศาสตราจารย์ ดร.สิทธิชัย โภไคยอุดม และ รองศาสตราจารย์ ดร.เจรสุรวัฒน์ปัญญา ที่ได้กรุณาให้ความรู้และคำแนะนำอันมีค่าแก่ผู้เขียนตลอดมา จึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

กนิษฐ์ สายวิจิตร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ เสนอวงจรกำเนิดวงจรสัญญาณไซน์ แบบเลื่อนเฟสด้วย อาร์ ซี (RC phase shift sinusoidal oscillator) ที่มีการควบคุมขนาดของสัญญาณโดยวิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ให้แก่วงจร ทุกไซเคิลของการออสซิลเลต ออสซิลเลเตอร์ที่ได้สามารถนำไปสร้างวงจร กำเนิดสัญญาณไซน์ที่ปรับความถี่ แบบต่อเนื่องได้เป็นช่วงกว้างโดยที่มีการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่อง และขนาดของสัญญาณคงที่ตลอดช่วงในขณะที่ปรับความถี่ซึ่งให้ผลดีในทางปฏิบัติ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้แสดงการวิเคราะห์ และผลการทดสอบเมื่อวงจรต้องการเวลาที่มีค่าช่วงหนึ่ง เพื่อทำการตั้งค่าเริ่มต้นให้แก่วงจร ซึ่งจะมีผลต่อ ขนาด ,ความถี่ของสัญญาณที่ได้ และความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิก รวมถึงผลต่อวงจรในกรณีที่มีพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรไม่เป็นไปตามอุดมคติ ผลการวิเคราะห์ ได้แสดงให้เห็นข้อได้เปรียบในการ นำหลักการนี้ไปสร้าง วงจรที่ให้ผลดีในเชิงปฏิบัติ.

## ABSTRACT

This thesis presents an RC phase shift sinusoidal oscillator, which utilizes an amplitude controlled technique by inputting initial conditions into a circuit every cycle of oscillation. The oscillator has the potential to develop into a practical continuously variable frequency sinusoidal oscillator, which will continuously oscillate and maintain a constant amplitude over a wide frequency range. Final analysis and results will reveal that a computable amount of time is required for setting an initial value to the circuits producing alterations to the amplitude, frequency and harmonic distortion of a given circuit. The result of non-ideal parameters are also presented. Final analysis and experimental results show an advantage of a good practical circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 การกำเนิดสัญญาณ ด้วยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	5
2.3 ทฤษฎีการหาจุดป้อนเงื่อนไขเข้า และวงจรในทางปฏิบัติ	9
2.4 อาร์ ซี ออสซิลเลเตอร์ ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น	13
2.4.1. ออสซิลเลเตอร์ แบบวินบริดจ์ ที่มีการกำหนด เงื่อนไขเริ่มต้น	13
2.4.2 ออสซิลเลเตอร์ แบบทวินที บริดจ์ ที่มีการกำหนด เงื่อนไขเริ่มต้น	16
2.5 สรุป	20
บทที่ 3 อาร์ ซี ออสซิลเลเตอร์ แบบเลื่อนเฟส ที่มีการกำหนด เงื่อนไขเริ่มต้น ตามอุดมคติ	22
3.1 กล่าวนำ	22
3.2 แนวทางการออกแบบ	22
3.3 การวิเคราะห์วงจร	25
3.3.1 การวิเคราะห์ แบบการจำลองเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ	25
3.3.2 การวิเคราะห์ แบบสมการอนุพันธ์	30
3.4 การพิจารณาจุดที่นำสัญญาณออก	34
3.5 ตัวอย่างการนำไปใช้งาน	36
บทที่ 4 อาร์ ซี ออสซิลเลเตอร์ แบบเลื่อนเฟส ที่มีการกำหนด เงื่อนไขเริ่มต้น ในเชิงปฏิบัติ	40

4.1	กล่าวนำ	40
4.2	ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์	40
4.2.1	การวิเคราะห์	41
4.2.2	การทดลอง	44
4.3	ผลของรูปเกนที่มีค่าไม่เท่ากับหนึ่ง	46
4.3.1	การวิเคราะห์	46
4.3.2	การทดลอง	49
4.4	ผลของค่าคงตัวเวลาที่ไม่มีค่า	50
4.4.1	การวิเคราะห์	50
4.4.2	การทดลอง	53
4.5	ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของวงจร	54
4.5.1	การวิเคราะห์	54
4.5.2	การทดลอง	55
<b>บทที่ 5 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ขนาดคงที่ ซึ่งปรับความถี่ได้แบบต่อเนื่อง</b>		59
5.1	กล่าวนำ	59
5.2	คุณสมบัติที่ต้องการในการออกแบบ	59
5.2.1	การทำงานอย่างต่อเนื่องขณะปรับความถี่	60
5.2.2	ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกขณะปรับความถี่	60
5.2.3	ขนาดของสัญญาณขณะปรับความถี่	61
5.3	การออกแบบและวิเคราะห์	61
5.4	การทดลอง	64
5.5	การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองโดยคอมพิวเตอร์	65
5.5.1	การออกแบบ	65
5.5.2	การทดสอบ	71
<b>บทที่ 6 บทสรุป</b>		73
<b>เอกสารอ้างอิง</b>		76
ภาคผนวก	ก.	77
ภาคผนวก	ข.	82

## บทที่ 1

### บทนำ

วงจรรพื้นฐานที่มีความสำคัญอย่างยิ่งในวงจรรอิเล็กทรอนิกส์คือวงจรรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ เพราะสัญญาณไซน์เป็นสัญญาณที่มีความถี่เพียงความถี่เดียวจึงใช้ในการทดสอบคุณสมบัติต่างๆเช่นการตอบสนองความถี่ อัตราขยาย และคุณสมบัติอื่นๆของวงจรรที่ความถี่ซึ่งออกแบบไว้ วงจรรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ดีควรมีคุณสมบัติ คือ มีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่ต่ำ มีขนาดหรือแอมพลิจูดคงที่ และควรรปรับเปลี่ยนความถี่ได้ต่อเนื่องในลักษณะกวาดความถี่ได้ เพื่อประโยชน์ในการทดสอบการตอบสนองความถี่ของวงจรร วงจรรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่จะกล่าวในที่นี้จะเป็นวจรรที่ใช้งานในย่านความถี่เสียงหรือเกินความถี่เสียงเล็กน้อย คือในย่าน 1 เฮิร์ตซ์ถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นย่านที่ใช้งานมากในการทดสอบหรือออกแบบอุปกรณ์ในย่านความถี่ต่ำมาก(VLF)และย่านความถี่ต่ำ(LF)เท่านั้น และต้องเป็นวจรรชนิดที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้อย่างต่อเนื่องด้วย

วงจรรกำเนิดสัญญาณไซน์ในย่านความถี่เสียงแบ่งออกได้เป็สองพวก พวกแรกคือวงจรรรีแลกเซชันออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมขึ้นมาก่อน แล้วอาศัยวงจรรที่มีคุณสมบัติเป็นฟังก์ชันไซน์เปลี่ยนรูปร่างของสัญญาณที่ได้ให้เป็รูปไซน์ เช่นในวงจรรรวมไอซีสำเร็จรูปบางตัว หรืออาจต่อแบบคิสริตเป็นตัวๆภายนอกก็ได้ ซึ่งวงจรรประเภทนี้มักจะให้สัญญาณรูปไซน์ที่มีความเพี้ยน และจะไม่กล่าวในที่นี้ พวกที่สองคือการสร้างสัญญาณไซน์โดยการออสซิลเลชันของอุปกรณ์ที่สะสมพลังงานในวงจรรเช่นตัวเก็บประจุหรือขดลวดเหนี่ยวนำ โดยปล่อยให้ถ่ายเทพลังงานโดยอิสระซึ่งจะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็รูปไซน์โดยตรง วิธีนี้รู้จักกันในชื่อของ อาร์-ซีออสซิลเลเตอร์ อาร์-แอลออสซิลเลเตอร์ และแอล-ซีออสซิลเลเตอร์ต่างๆไป วิธีนี้ถ้าออกแบบอย่างถูกต้องจะทำให้ได้สัญญาณรูปไซน์ที่มีความบริสุทธิ์สูง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้หลักการของวิธีที่สอง โดยจะสนใจกรณีที่ใช้อาร์และซีต่อเป็เน็ทเวิร์คร่วมกับอุปกรณ์ประเภทแอกทีฟคือออปแอมป์เท่านั้น ด้วยเหตุผลว่าปัจจุบันอุปกรณ์ประเภทออปแอมป์มีราคาไม่แพง และเมื่อนำมาใช้ในย่านความถี่เสียงจะมีคุณสมบัติใกล้เคียงกับอุดมคติ ซึ่งทำให้การสร้างวงจรรทำได้ตรงหรือใกล้เคียงกับที่ออกแบบไว้มาก อีกทั้งออปแอมป์ในปัจจุบันก็มีแนวโน้มจะถูกพัฒนาให้มีแบนด์วิดท์หรือการตอบสนองต่อความถี่สูงขึ้น ส่วนที่ใช้อาร์และซีเป็อุปกรณ์สร้างความถี่การออสซิลเลตเนื่องจากว่าที่

ความถี่ต่ำ อุปกรณ์ทั้งสองสามารถทำงานได้ดีหา้ง่ายและราคาถูก

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณด้วยวิธีที่สองนี้จำเป็นต้องมีวงจรเพื่อควบคุมขนาดของสัญญาณที่ได้ให้มีขนาดคงที่ตลอดเวลาที่ความถี่หนึ่ง และตลอดช่วงความถี่ในขณะที่ปรับเปลี่ยนความถี่ไป วิธีดั้งเดิมที่นิยมใช้กันมีอยู่สองวิธีคือ วิธีที่หนึ่งโดยอาศัยคุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายสัญญาณหรือส่วนของวงจรที่อยู่ในรูปของการออสซิลเลต ซึ่งจะให้ค่าอัตราขยายสูงกว่าสำหรับสัญญาณที่มีระดับต่ำ ให้ค่าอัตราขยายต่ำสำหรับสัญญาณที่มีขนาดสูง และจะจำกัดขนาดของสัญญาณเอาต์พุตไว้ที่ระดับหนึ่งซึ่งจะเป็นขนาดของสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณนั้น วิธีนี้มีข้อดีคือจะได้ขนาดของสัญญาณคงที่และมีเสถียรภาพดี แต่มีข้อเสียคือจะทำให้สัญญาณที่ได้มีความเพี้ยนสูง วิธีที่สองโดยอาศัยวงจรควบคุมระดับสัญญาณหรือค่าขยายสัญญาณ ซึ่งทำได้โดยนำสัญญาณเอาต์พุตมาผ่านวงจร เรกติไฟร์และวงจรกรองชนิดความถี่ต่ำผ่าน เพื่อให้ได้ระดับไฟตรงที่แปรตามขนาดของสัญญาณเอาต์พุต แล้วอาศัยระดับไฟตรงที่ได้ไปควบคุมอัตราขยายของรูปเกนด้วยวงจรรขยายชนิดที่สามารถเปลี่ยนอัตราขยายด้วยระดับศักดาไฟตรงซึ่งต่ออยู่ในรูปของการออสซิลเลตนั้น โดยอาศัยวิธีนี้ขนาดของเอาต์พุตที่ได้จะถูกเปรียบเทียบและป้อนกลับไปเพื่อควบคุมให้วงจรออสซิลเลตที่แอมพลิจูดคงที่ค่าหนึ่งได้ วิธีนี้ถ้าออกแบบถูกต้องจะได้สัญญาณรูปไซน์ที่มีความบริสุทธิ์สูง แต่มีข้อระวังคือถ้าการออกแบบวงจรกรองไม่เหมาะสมอาจมีผลให้แอมพลิจูดของสัญญาณมีเสถียรภาพไม่ดี และหากต้องการให้ได้เอาต์พุตที่มีความบริสุทธิ์สูงค่าคงตัวทางเวลาของวงจรกรองจะต้องยาว ซึ่งอาจทำให้วงจรควบคุมอัตราขยายไม่สามารถตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดได้ทัน ซึ่งอาจทำให้วงจรหยุดออสซิลเลตหรือออสซิลเลตถึงสภาวะอิมิตัวได้ นอกจากนี้ค่าที่เหมาะสมของวงจรกรองจะเป็นค่าที่ความถี่นั้นๆ หากปรับเปลี่ยนความถี่ไปมากๆ เช่นในกรณีของวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการปรับเปลี่ยนความถี่ได้วงจรควบคุมแอมพลิจูดแบบนี้จะทำงานไม่ได้ดี และยังไม่สามารถรักษาระดับสัญญาณให้คงที่ในขณะที่ปรับเปลี่ยนความถี่ด้วย

เมื่อไม่นานมานี้ได้มีการนำเสนอวิธีการควบคุมแอมพลิจูดของการออสซิลเลตโดยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น(Amplitude Control By Restoration Of Initial Condition) [1] ซึ่งจะกำหนดระดับพลังงานให้แก่อุปกรณ์ที่สะสมพลังงานในวงจรเช่นตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ แล้วจึงปล่อยให้ออสซิลเลตจนครบไซเคิล เมื่อครบไซเคิลแล้วก็จะใช้เวลาช่วงสั้นๆ ป้อนระดับพลังงานให้อีก แล้วปล่อยให้ออสซิลเลตต่ออีกไซเคิลหนึ่ง เช่นนี้ต่อไปเรื่อยๆทีละ

ไซเกิล ระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะแปรผันโดยตรงกับพลังงานที่ป้อนเข้าไปในไซเกิลนั้นๆ ทำให้สามารถคำนวณขนาดของสัญญาณเอาต์พุตได้อย่างแม่นยำ วิธีการนี้ได้ถูกนำมาใช้ใน วินบริจอาร์-ซีออสซิลเลเตอร์[2] และในทวินทีบริจอาร์-ซีออสซิลเลเตอร์[3] ด้วยวิธีนี้หากนำมาสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ปรับความถี่ได้ต่อเนื่อง จะให้ผลการควบคุมระดับสัญญาณที่ดีและมีความเพี้ยนที่ต่ำตลอดช่วงได้เมื่อค่าอุปเกนของวงจรต้องมีค่าคงที่และใกล้เคียงกับหนึ่งเท่านั้น ซึ่งไม่สามารถเป็นจริงได้ในออสซิลเลเตอร์ทั้งสองแบบข้างต้น เนื่องจากการปรับเปลี่ยนความถี่ของทั้งสองวงจรทำได้โดยการปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ซึ่งมีผลต่ออุปเกนของวงจร นอกจากนี้ในเอกสารอ้างอิง [1],[2]และ[3] ได้แสดงการวิเคราะห์เฉพาะในกรณีช่วงเวลาในการป้อนพลังงานให้แก่วงจรเป็นศูนย์เท่านั้น ซึ่งไม่เป็นจริงในทางปฏิบัติเนื่องมาจากการตอบสนองของอุปกรณ์สวิตชิงและค่าความต้านทานภายใน ซึ่งหากเวลาช่วงนี้มีค่าขึ้นจะมีผลทำให้ขนาดของสัญญาณ,ความถี่และค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกเปลี่ยนแปลงไปไม่ตรงตามเอกสารอ้างอิง[1],[2]และ[3]

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะนำเสนอวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบเลื่อนเฟสด้วยอาร์-ซี ที่สามารถควบคุมขนาดโดยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น[4] ซึ่งจะให้ผลดีกว่าวงจรใน[2]และ[3] เนื่องจากสามารถพิสูจน์ได้ว่าค่าอุปเกนของวงจรจะไม่มีความสัมพันธ์กับการเปลี่ยนค่าของอุปกรณ์ที่กำหนดความถี่ดังเช่นใน[2]และ[3] ดังนั้นการควบคุมขนาดของสัญญาณด้วยวิธีนี้จะสามารถทำได้ตลอดช่วงที่เปลี่ยนความถี่ไปเป็นช่วงกว้าง โดยที่ยังสามารถรักษาระดับสัญญาณที่คงที่และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกที่ต่ำได้ตลอด โดยบทที่2 จะกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นของการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และการควบคุมขนาดของสัญญาณด้วยวิธีนี้รวมทั้งการนำไปใช้งานในวงจรออสซิลเลเตอร์ บทที่3 จะแสดงการวิเคราะห์วงจรแบบเลื่อนเฟสด้วยอาร์-ซีซึ่งเป็นแบบใหม่ด้วยวิธีต่างๆ การพิจารณาออกแบบเพื่อให้ได้ผลดี คุณสมบัติและการนำไปใช้งาน บทที่4 จะแสดงวงจรในเชิงปฏิบัติซึ่งจะมีผลของเวลาหน่วงมาเกี่ยวข้องกับ ผลของอุปเกนที่ไม่เป็นหนึ่ง และการไม่สมมูลย์กันของอุปกรณ์ ซึ่งจะมีผลทำให้ทั้งความถี่,ขนาดสัญญาณและความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกเปลี่ยนแปลงไปด้วย ในบทนี้จะแสดงการวิเคราะห์และการทดลองเปรียบเทียบซึ่งจะแสดงให้เห็นข้อดีของวงจรแบบนี้ บทที่5 จะเป็นการนำเอาหลักการนี้ไปสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับความถี่ได้ต่อเนื่องได้เป็นช่วงกว้างโดยมีระดับสัญญาณคงที่และความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกที่ต่ำตลอดช่วง รวมทั้งการวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์เพื่อหาผลของการไม่สมมูลย์กันของค่าคงตัวทางเวลาขณะปรับความถี่ไป

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลแนวความคิดของวงจรแบบใหม่นี้ และภาคผนวกจะเป็นผลงานวิจัยของผู้เขียนที่ได้รับการตีพิมพ์ขณะที่ยังทำการศึกษาในระดับปริญญาโท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

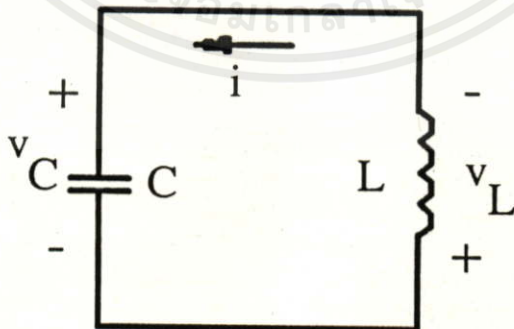
## บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น

### 2.1 กล่าวนำ

วิธีการควบคุมระดับสัญญาณออสซิลเลชันโดยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น มีพื้นฐานมาจากการกำหนดหรือแก้ไขค่าของระดับสัญญาณในวงจรที่กำลังออสซิลเลตอยู่ทุกๆ ไซเคิล เพื่อให้มีค่าเป็นตามที่ต้องการ ดังนั้นเราก็จะสามารถควบคุมระดับของสัญญาณได้ทุกๆ ไซเคิลให้มีค่าเท่าใดก็ได้ ซึ่งโดยทั่วไปมักจะทำการกำหนดระดับที่ต้องการที่ต้นไซเคิลของแต่ละไซเคิลนั้น จากบทที่แล้วมาเราได้กล่าวถึงวงจร อาร์-ซี ออสซิลเลเตอร์และการกำหนดแอมพลิจูดของการออสซิลเลตอย่างกว้างๆ ไว้แล้ว ในบทนี้จะได้กล่าวถึงการกำหนดแอมพลิจูดของการออสซิลเลตด้วยวิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้แก่วงจร ทฤษฎีการออกแบบ การหาจุดในการป้อนเงื่อนไขเข้า การกำหนดเวลาและช่วงเวลาที่จะป้อน การหาจุดนำสัญญาณออก ทฤษฎีต่างๆที่เกี่ยวข้อง และการนำไปใช้งาน

### 2.2 การกำเนิดสัญญาณ ด้วยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบพื้นฐานที่เราจะรู้จักกันเป็นอย่างดีเป็นชนิด แอล-ซี ที่ประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอย่างละหนึ่งตัวต่อขนานกัน ดังรูป 2.1



รูป 2.1 แสดงออสซิลเลเตอร์ชนิดแอล-ซีอย่างง่ายไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ซึ่งตัวตัวเก็บประจุ  $C$  จะสะสมพลังงานในรูปของศักดาไฟฟ้า(โวลต์) ส่วนขดลวดเหนี่ยวนำ  $L$  จะสะสมพลังงานในรูปของกระแส(แอมแปร์) ในวงจรรูปนี้ถ้าขณะเริ่มต้นมีพลังงานศักดา

$v_C(0)$  ป้อนแก่ตัวเก็บประจุ และกระแส  $i(0)$  ป้อนแก่ขดลวดเหนี่ยวนำ เราจะหาความสัมพันธ์ของ  $v_C$  และ  $i$  ในวงจรได้ดังนี้

$$i = C \frac{dv_C}{dt} \quad \dots(2.1)$$

และ

$$v_C = -L \frac{di}{dt} \quad \dots(2.2)$$

โดยอาศัยการแปลงลาปลาซ เพื่อแก้สมการอนุพันธ์จะได้

$$\text{จาก (2.1)} \quad I(s) = C(sV_C(s) - v_C(0)) \quad \dots(2.3)$$

$$\text{จาก (2.2)} \quad V_C(s) = -L(sI(s) - i(0)) \quad \dots(2.4)$$

เพื่อจะหา  $v_C$  นำ  $I(s)$  จาก(2.3)แทนใน(2.4) และเขียนได้เป็น

$$V_C(s) = \frac{s}{\left(s^2 + \frac{1}{LC}\right)} v_C(0) + \frac{\frac{1}{\sqrt{LC}}}{\left(s^2 + \frac{1}{LC}\right)} \sqrt{\frac{L}{C}} i(0)$$

และหาการแปลงกลับลาปลาซได้เป็น

$$v_C(t) = v_C(0)\cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right) + \sqrt{\frac{L}{C}} i(0) \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right)$$

$$\text{หรือ} \quad v_C(t) = \sqrt{\frac{Li^2(0)}{C} + v_C^2(0)} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{LC}} t + \tan^{-1}\left(\frac{v_C(0)}{\sqrt{\frac{L}{C}} i(0)}\right)\right] \dots(2.5)$$

ทำนองเดียวกัน เพื่อจะหา  $i$  นำ  $V_C(s)$  จาก(2.4)แทนใน(2.3) และเขียนได้เป็น

$$I(s) = \frac{s}{\left(s^2 + \frac{1}{LC}\right)} i(0) - \frac{\frac{1}{\sqrt{LC}}}{\left(s^2 + \frac{1}{LC}\right)} \sqrt{\frac{C}{L}} v_C(0)$$

และหาการแปลงกลับลาปลาซได้เป็น

$$i(t) = i(0) \cos\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right) - \sqrt{\frac{C}{L}} v_c(0) \sin\left(\frac{1}{\sqrt{LC}} t\right)$$

$$\text{หรือ } i(t) = \sqrt{\frac{C v_c^2(0)}{L} + i^2(0)} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{LC}} t + \left(\pi - \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{\frac{L}{C}} i(0)}{v_c(0)}\right)\right)\right] \dots(2.6)$$

จากสมการ (2.5) และ (2.6) จะเห็นได้ว่า ทั้ง  $v_C(t)$  และ  $i(t)$  เป็นฟังก์ชันของ  $\sin$  ที่มีความถี่

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

และมีมุมต่างเฟสระหว่าง  $i(t)$  กับ  $v_C(t)$  โดยที่  $i(t)$  จะนำ  $v_C(t)$  อยู่เป็น

$$\begin{aligned} \theta_{i-v} &= \pi - \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{\frac{L}{C}} i(0)}{v_c(0)}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{v_c(0)}{\sqrt{\frac{L}{C}} i(0)}\right) \\ &= \pi - \left(\tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{\frac{L}{C}} i(0)}{v_c(0)}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{v_c(0)}{\sqrt{\frac{L}{C}} i(0)}\right)\right) \end{aligned}$$

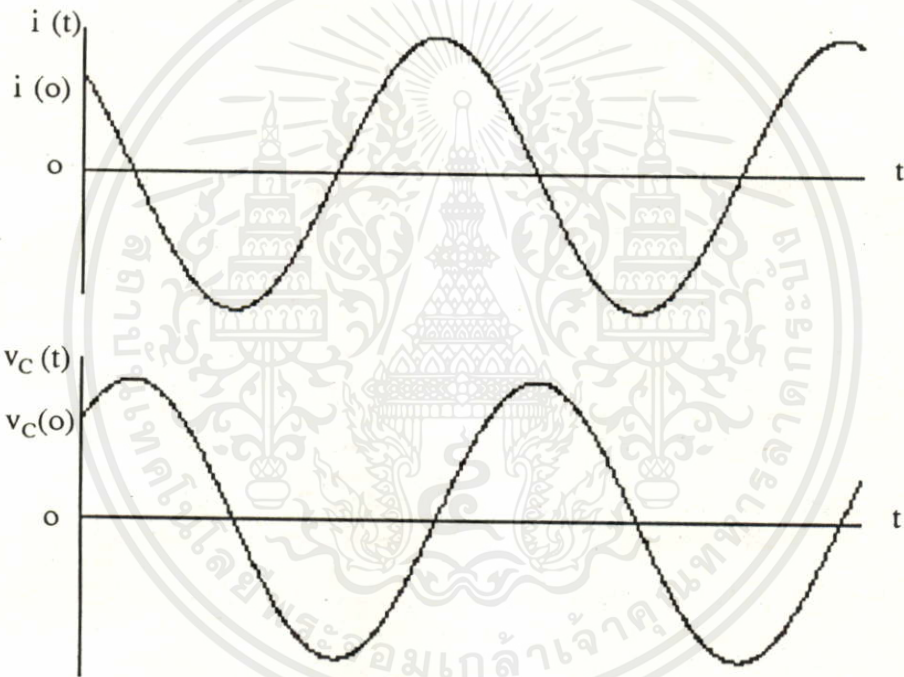
ซึ่งเทอมในเครื่องหมายวงเล็บจะเท่ากับ  $\pi/2$  เสมอทำให้

$$\theta_{i-v} = \frac{\pi}{2} \dots(2.7)$$

ดังจะสรุปได้จากวงจรในรูป 2.1 ถ้าเรารู้ค่าโวลเตจเริ่มต้นที่คร่อมตัวเก็บประจุเป็น  $v_C(0)$  และค่ากระแสที่ไหลในวงจรเริ่มต้นเป็น  $i(0)$  เมื่อปล่อยให้วงจรทำงานโดยอิสระอุปกรณ์ทั้งสองก็จะถ่ายทอดพลังงานถึงกันกลับไปกลับมา จากโวลเตจเป็นกระแส และกระแสเป็นโวล

เตจ โดยขณะที่โวลเตจเพิ่มขึ้นกระแสจะลดลง เมื่อโวลเตจมีค่าสูงสุดกระแสจะเป็นศูนย์ แล้วโวลเตจจะเริ่มลดลงกระแสก็ไหลในวงจรเพิ่มขึ้นจนกระทั่งกระแสมีค่าสูงสุด โวลเตจพร้อมตัวเก็บประจุจะเป็นศูนย์ กลับไปกลับมาในลักษณะของสัญญาณรูปไซน์ซึ่งจะหาโวลเตจพร้อมตัวเก็บประจุที่เวลาใดๆได้จากสมการ (2.5) หากกระแสไหลในวงจรที่ เวลาใดๆได้จากสมการ (2.6) โดยที่ทั้ง  $i$  และ  $v_C$  จะมีมุมต่างเฟสกันอยู่  $\pi/2$  ตามสมการ (2.7) เสมอ

รูป 2.2 แสดง  $i(t)$  และ  $v_C(t)$  ที่เวลาต่าง ๆ กัน

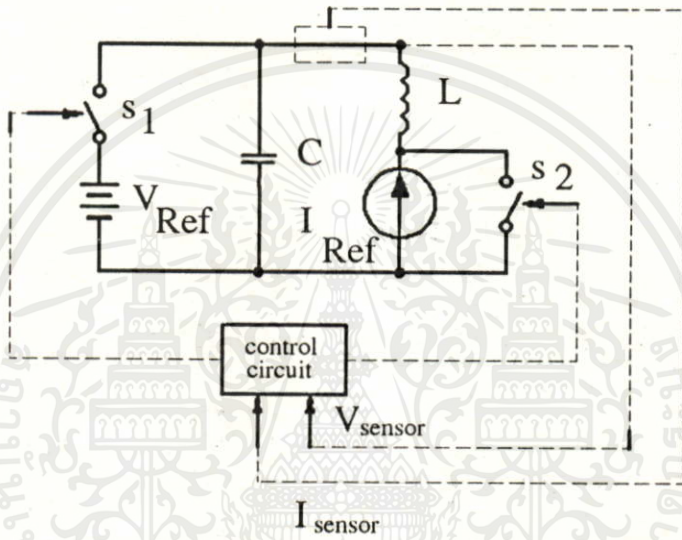


จากสมการ (2.5) และ (2.6) จะเห็นว่าขนาดแอมพลิจูดของทั้ง  $v_C$  และ  $i$  ขึ้นอยู่กับ ระดับโวลเตจ  $v_C(0)$  และกระแส  $i(0)$  ที่มีอยู่ในวงจรก่อนจะเริ่มตัน ดังนั้นหากเรากำหนดค่าโวลเตจและกระแสเริ่มต้นแก่วงจร แล้วปล่อยให้ข้อสวิตช์เปิด เราก็จะได้สัญญาณ รูปไซน์ที่มีแอมพลิจูดและความถี่ตามสมการ (2.5) และ (2.6) ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3 ทฤษฎี การหาจุดป้อนเงื่อนไขเข้าและวงจรในทางปฏิบัติ

จากหัวข้อ 2.2 ที่ได้กล่าวมาแล้ว เรารู้ว่าถ้าเราสามารถกำหนดระดับพลังงานสะสมแก่ อุปกรณ์ในวงจร แล้วปล่อยให้อสซิลเลตโดยอิสระ ก็จะสามารถทำนายขนาดของสัญญาณที่จะเกิดขึ้นได้ ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการป้อนเงื่อนไขระดับพลังงานแก่วงจร ซึ่งจะให้ที่ต้น ไซเกิดของแต่ละไซเกิด และการพิจารณาจุดเอาต์พุตที่เหมาะสมจะนำสัญญาณไปใช้งาน



รูป 2.3 แสดงวงจร แอล-ซี ออสซิลเลเตอร์ที่มีการควบคุมระดับพลังงานเริ่มต้น

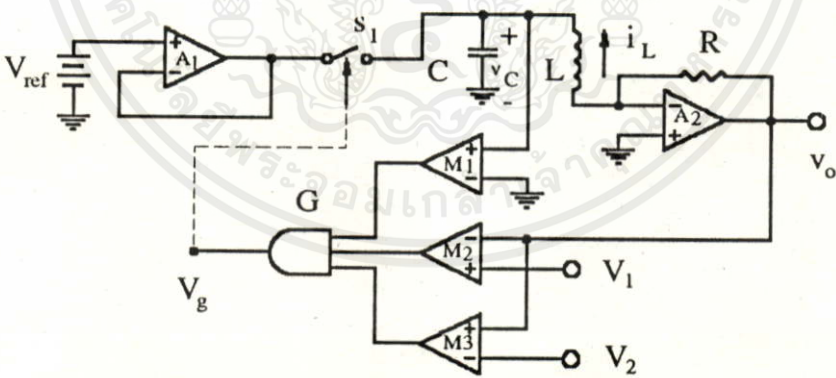
หลักการอย่างง่าย ๆ ของการกำหนดระดับพลังงานของวงจรในรูป 2.1 แสดงได้ดังรูป 2.3 โดยมี Control Circuit ที่จะรับอินพุตจาก V sensor และ I sensor ซึ่งจะตรวจวัดโวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุ C และกระแสที่ไหลผ่าน ขดลวดเหนี่ยวนำ L ว่าครบไซเกิดเมื่อใด ก็จะส่งสัญญาณไปควบคุมสวิตช์  $S_1$  ให้ปิดเพื่อป้อนโวลเตจ  $V_{ref}$  แก่ตัวเก็บประจุ และสวิตช์  $S_2$  ให้เปิดออกเพื่อป้อนกระแส  $I_{ref}$  แก่ขดลวดเหนี่ยวนำ เป็นเวลาช่วงสั้น ๆ โดยสมมติว่าสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  มีความต้านทานภายในต่ำมากจนเป็นศูนย์ และ  $V_{ref}, I_{ref}$  เป็นโวลเตจ และเคอเรนทซ์อร์ส ตามอุดมคติ ดังนั้นในช่วงเวลานี้ โวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุ C จะเป็น  $V_{ref}$  และกระแสไหลผ่านอินดักเตอร์ L จะเป็น  $I_{ref}$  แล้ว Control Circuit ก็จะควบคุมให้  $S_1$  เปิดออก และ  $S_2$  ปิดลงตามเดิม เพื่อปล่อยให้วงจร แอล-ซี เป็นอิสระ ซึ่งจะเกิดออสซิลเลตด้วยพลังงานที่สะสมไว้ ตามสมการ (2.5) และ (2.6) จนครบไซเกิด Control Circuit ก็จะสั่งให้  $S_1$

ปิดและ  $S_2$  เปิดเป็นช่วงสั้นๆ เช่นเดิมอีก การทำงานของวงจรควบคุมระดับโวลเตจ และ กระแส ตามรูป 2.3 มีวัตถุประสงค์ 2 ประการ คือ

ประการแรก ในวงจร แอล-ซี ออสซิลเลเตอร์ มักประกอบด้วย ค่าความต้านทานอนุกรมอยู่กับขดลวดเหนี่ยวนำ และ ค่าความนำขานอยู่กับตัวเก็บประจุซึ่งจะทำให้พลังงานที่ ออสซิลเลเตอร์ ถูกดูดกลืนไป ทำให้แอมพลิจูดที่เกิดขึ้นจะค่อยๆ ลดลงเรื่อยๆ ทีละน้อยๆ ในแต่ละไซเคิล แอมพลิจูดจะลดลง จนหายไปในที่สุด ดังนั้น การเพิ่มพลังงานเข้าไปในแต่ละไซเคิล จึงเป็นการรักษาระดับพลังงานให้คงอยู่เท่าเดิม การออสซิลเลตที่ได้ก็จะมีแอมพลิจูดคงที่ ตลอดไปทุกไซเคิล

ประการที่สอง หากค่า  $V_{ref}$  และ  $I_{ref}$  สามารถเปลี่ยนได้ เราก็สามารถเปลี่ยนแอมพลิจูดของการออสซิลเลต ในแต่ละไซเคิล ให้เป็นไปตามต้องการได้ ทีละไซเคิลๆ จึงเป็นออสซิลเลเตอร์ที่สามารถกำหนดแอมพลิจูดของแต่ละไซเคิลได้ ซึ่งมีประโยชน์ในการมอดูเลตสัญญาณแบบดิจิตอล เช่นในอุปกรณ์ประเภทโมเดม

ในทางปฏิบัติเราไม่จำเป็นต้อง กำหนดหรือป้อนพลังงานให้แก่อุปกรณ์สะสมพลังงานทุกตัว เพียงแต่เรารู้ค่าพลังงานในอุปกรณ์ตัวหนึ่งเป็นค่าที่แน่นอนแล้ว ป้อนพลังงานด้วยค่าที่ต้องการให้แก่อุปกรณ์อีกตัว ก็เพียงพอที่จะเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นแล้ว ดังแสดงในรูป 2.4



รูป 2.4 แสดงการควบคุมแอมพลิจูด แอล-ซี ออสซิลเลเตอร์ในทางปฏิบัติ

ในรูป 2.4 ขดลวดเหนี่ยวนำจะถูกต่อลงกราวด์ โดยอาศัยคุณสมบัติ กราวด์เสมือนที่ ขาลบของออปแอมป์  $A_2$  ที่ต่อแบบอินเวตติงแอมป์ซึ่งจะให้ เอาต์พุตที่  $v_o$  เป็น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_o = i_L R \quad \dots(2.8)$$

และทำหน้าที่เป็น i to v คอนเวิตเตอร์  $v_o$  ที่ได้นำมาป้อนแก่คอมพาราเตอร์  $M_2$  และ  $M_3$  ที่ต่อกันเป็นวินโดว์คอมพาราเตอร์ผ่านแอนเกท  $G$  และ  $M_1$  เป็นคอมพาราเตอร์ที่จะคอยเช็คเฟสของ  $v_c$  เพื่อให้เกท  $G$  ให้เอาต์พุตเป็น 1 ในช่วงแคบๆ ที่  $v_c$  มีเฟสเป็นบวกและ  $i_L$  มีค่า

$$\frac{V_2}{R} \leq i_L \leq \frac{V_1}{R} \quad \dots(2.9)$$

โดยที่ปกติเราจะให้  $V_1$  มีค่ามากกว่า  $V_2$  เพียงเล็กน้อยเพื่อให้  $v_g$  เป็น 1 ในช่วงสั้นๆ  $v_g$  จะไปควบคุมสวิตช์  $S_1$  ทำให้  $S_1$  เริ่มปิดลง เพื่อป้อนโวลเตจ  $V_{ref}$  ไปยังตัวเก็บประจุโดยผ่านออปแอมป์  $A_1$  ซึ่งเป็นวงจรถามโวลเตจ เมื่อ

$$i_L \geq \frac{V_2}{R} \quad \text{จนกระทั่ง} \quad i_L \geq \frac{V_1}{R}$$

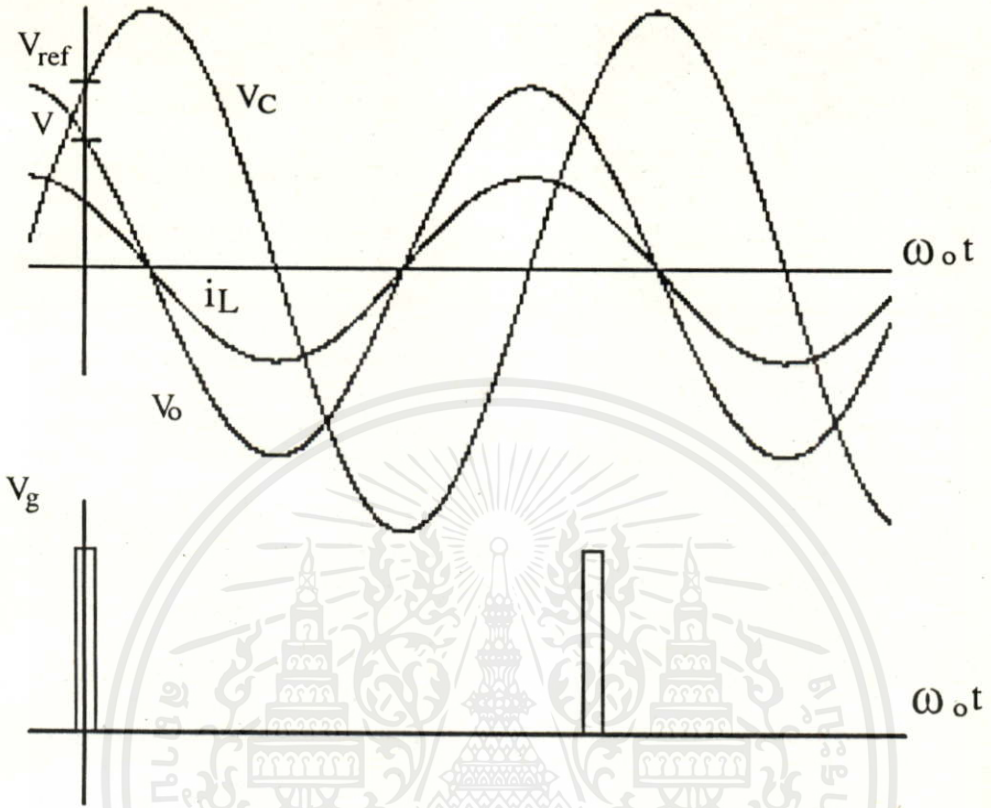
สวิตช์  $S_1$  ก็จะเปิดออกทำให้วงจรแอล-ซี เป็นอิสระและออสซิลเลตด้วยระดับพลังงานเริ่มต้น ซึ่งขณะที่  $S_1$  เปิดออกโวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุจะเป็น

$$v_c = V_{ref} \quad \dots(2.10)$$

และกระแสผ่านขดลวดเหนี่ยวนำจะเป็น

$$i_L = \frac{V_1}{R} \quad \dots(2.11)$$

ทำให้เราสามารถคำนวณหารูปและลักษณะการออสซิลเลตในไซเกิลนั้นได้จากสมการ (2.5) และ (2.6) เช่นเดียวกัน ในกรณีนี้ถ้าให้  $V_1 \cong V_2 \cong V$  โดย  $V_1$  มากกว่า  $V_2$  เพียงเล็กน้อยเท่านั้นก็จะได้ สัญญาณที่จุดต่างๆ ดังรูปที่ 2.5



รูป 2.5 แสดงความสัมพันธ์ของโวลเตจที่จุดต่างๆ ในวงจร

มีข้อพิจารณาเกี่ยวกับ การเลือกช่วงเวลา ที่ สวิตช์  $S_1$  จะปิดลงมา คือ ถ้าสวิตช์ปิดลงมาเป็นช่วงเวลานาน ก็จะเกิดความเพิ่มขึ้นมากที่สัญญาณเอาต์พุต เพราะเนื่องมาจากขณะที่สวิตช์ปิดลงมา วงจรจะหยุดออกสวิตลเลตเป็นช่วงสั้นๆ ดังนั้น ช่วงที่  $S_1$  ปิดลงมาจะต้องสั้นที่สุด เท่าที่จะสามารถชาร์จ  $V_c$  ให้มีค่าตามกำหนดได้ทันซึ่งเราจะกล่าวถึงเรื่องนี้อีกครั้งในบทต่อไป ข้อพิจารณาอีกประการคือค่าความต้านทานภายใน วงจรแอล-ซี ซึ่งมักจะมีในขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้คุณสมบัติไม่เป็นไปตามอุดมคติ โดยจะทำให้แอมพลิจูดค่อยลดลงทีละน้อยในแต่ละไซเคิล และต้องใช้เวลาหลาย ๆ พันไซเคิลจึงจะเห็นผลแต่ในวงจรของเราซึ่งมีการกระตุ่นหรือป้อนพลังงานให้ใหม่ทุกๆ ไซเคิล จึงสามารถละทิ้งได้เนื่องจาก ผลการลดลงของแอมพลิจูดในหนึ่งไซเคิล มีค่าน้อยมากจนไม่อาจเห็นผลได้ในทางปฏิบัติ

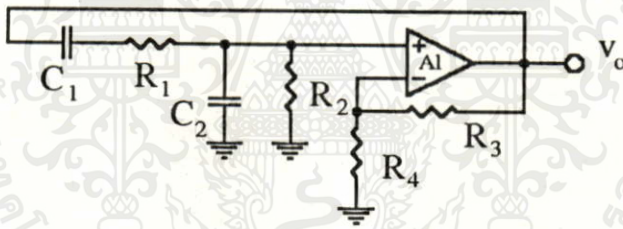
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4 อาร์-ซี ออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

หลักการควบคุมแอมพลิจูดด้วยวิธีกำหนดพลังงานเริ่มต้น ดังที่กล่าวมาแล้ว สามารถนำมาใช้กับออสซิลเลเตอร์ ชนิด อาร์-ซี ได้ด้วย โดยที่อุปกรณ์สะสมพลังงานในที่นี้จะมีแต่เพียงตัวเก็บประจุ ซึ่งจะมีตั้งแต่สองตัวขึ้นไป และแอมพลิจูดของการออสซิลเลตจะขึ้นอยู่กับพลังงานเริ่มต้นในตัวเก็บประจุทุกตัวจึงต้องอาศัยเงื่อนไขและวิธีในการกำหนดพลังงานเริ่มต้นต่างๆ กันไป ดังจะพิจารณาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่นิยมกันมากคือ วินบริดจ์ [1,2] แบบทวินทีบริดจ์ [1,3] และแบบที่มีการพัฒนาขึ้นใหม่ คือ แบบเลื่อนเฟส [4]

#### 2.4.1 ออสซิลเลเตอร์ ชนิดวินบริดจ์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

วงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ชนิดที่ใช้โอปแอมป์เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณมีลักษณะดังรูป 2.6



รูป 2.6 แสดงวงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์

จากรูป 2.6  $A_1$  เป็นโอปแอมป์ที่ต่อแบบนอนอินเวตต์มีอัตราขยายเป็น  $G = 1 + R_3/R_4$  ส่วน  $R_1, R_2, C_1$  และ  $C_2$  ต่อเป็นวงจรป้อนกลับ ซึ่งโดยทั่วไปมักจะเลือกใช้ค่า  $R_1=R_2=R$  และ  $C_1=C_2=C$  ทำให้เขียนฟังก์ชันถ่ายโอนขณะโอเพ่นลูปของเน็ตเวิร์กนี้ได้เป็น  $L(s)$  โดยที่

$$L(s) = \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{3 + sCR + \frac{1}{sCR}} \dots\dots(2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะมิใช่ทั้งสั้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ในกรณีสัญญาณรูปไซน์  $s=j\omega$

$$L(j\omega) = \frac{1 + \frac{R_3}{R_4}}{3 + j\left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR}\right)} \quad \text{.....(2.13)}$$

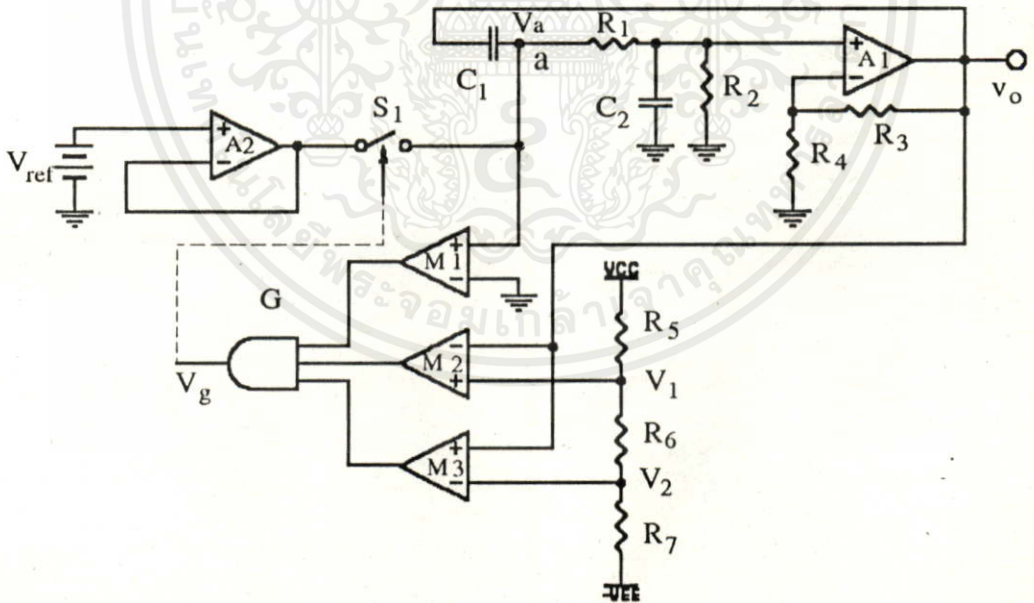
ซึ่งในกรณีที่วงจรมีออสซิลเลตเป็นรูปไซน์ และมีแอมพลิจูดคงที่ เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า

ความถี่ในการออสซิลเลต  $\omega_o = \frac{1}{RC}$  .....(2.14)

อัตราขยายที่ต้องการคือ  $A = 3$  .....(2.15)

หรือ  $R_3 = 2R_4$  .....(2.16)

เราสามารถนำวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ในรูป 2.6 มาดัดแปลงเพื่อกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นได้ดังนี้



รูป 2.7 วงจรวินบริดจ์ออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารตลอดทั้งที่มีการนำไปใช้ โดยมีเงื่อนไขว่า  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  และ  $R_3 = 2R_4$  ทำให้ได้ว่า โวลเตจเอาต์พุต สัมพันธ์กับโวลเตจคร่อม  $C_2$  โดย

$$v_o = 3v_{c2} \quad \dots(2.17)$$

การทำงานของวงจรนี้จะคล้ายกับวงจรในรูป 2.4 โดยนำ  $v_o$  ป้อนเข้าคอมพาราเตอร์ที่ต่อกับแบบวินโดว์ คอมพาราเตอร์คือ  $M_2$  และ  $M_3$  ,  $M_1$  จะเป็นคอมพาราเตอร์ที่คอยเช็คเฟสของ  $v_{c2}$  ในขณะที่เป็นบวก เมื่อนำเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ทั้ง 3 ตัวเข้าสู่แอนเกท  $G$  ทำให้ได้  $V_g$  ออกเป็น 1 ในช่วงแคบๆ ที่  $v_{c2}$  มีเฟสเป็นบวกและ

$$V_2 < 3v_{c2} < V_1 \quad \dots(2.18)$$

และโดยทั่วไป เราจะเลือกค่า  $R_5, R_6$  และ  $R_7$  ให้  $V_1$  มีค่ามากกว่า 0 เล็กน้อยและ  $V_2$  มีค่าน้อยกว่า 0 เล็กน้อยเพื่อให้  $V_g$  เป็น 1 ในช่วงแคบๆ ซึ่งจะประมาณได้ว่าขณะนั้น  $v_{c2} \cong 0$  โวลต์ และจะนับจุดนี้เป็นจุดเริ่มต้นไซเกิลใหม่ของการออสซิลเลตด้วย ขณะที่  $V_g$  เกิดเป็น 1 ในช่วงสั้นๆ ก็จะทำให้  $S_1$  ปิดลงมา และ  $V_{ref}$  จะผ่านออปแอมป์  $A_2$  ไปชาร์จ  $C_1$  ซึ่งขณะนี้เรารู้ว่า  $v_o$  หรือปลายอีกข้างหนึ่งจะเป็น 0 โวลต์ อยู่ ดังนั้น  $C_1$  ก็จะถูกชาร์จ ผ่าน  $S_1$  จนมีศักดาเป็น  $V_{ref}$  ด้วย แล้วเมื่อ  $V_g$  เปลี่ยนกลับเป็น 0 และ  $S_1$  เปิดออก ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของไซเกิลใหม่ เราจึงได้เงื่อนไขเริ่มต้นว่า

$$v_{c1}(0) = V_{ref} \quad \dots(2.19)$$

$$v_{c2}(0) = \frac{V_1}{3} \cong 0 \quad \dots(2.20)$$

ซึ่งทำให้เราสามารถ คำนวณหาแอมพลิจูดของการออสซิลเลตได้ หรือในทางกลับกันถ้าเราต้องการแอมพลิจูดเท่าใด ก็สามารถกำหนดคล่วงหน้าได้จากเงื่อนไขเริ่มต้นคือ สมการ (2.19) และ (2.20) เช่นกัน ซึ่งจาก เอกสารอ้างอิง [1] แสดงว่า

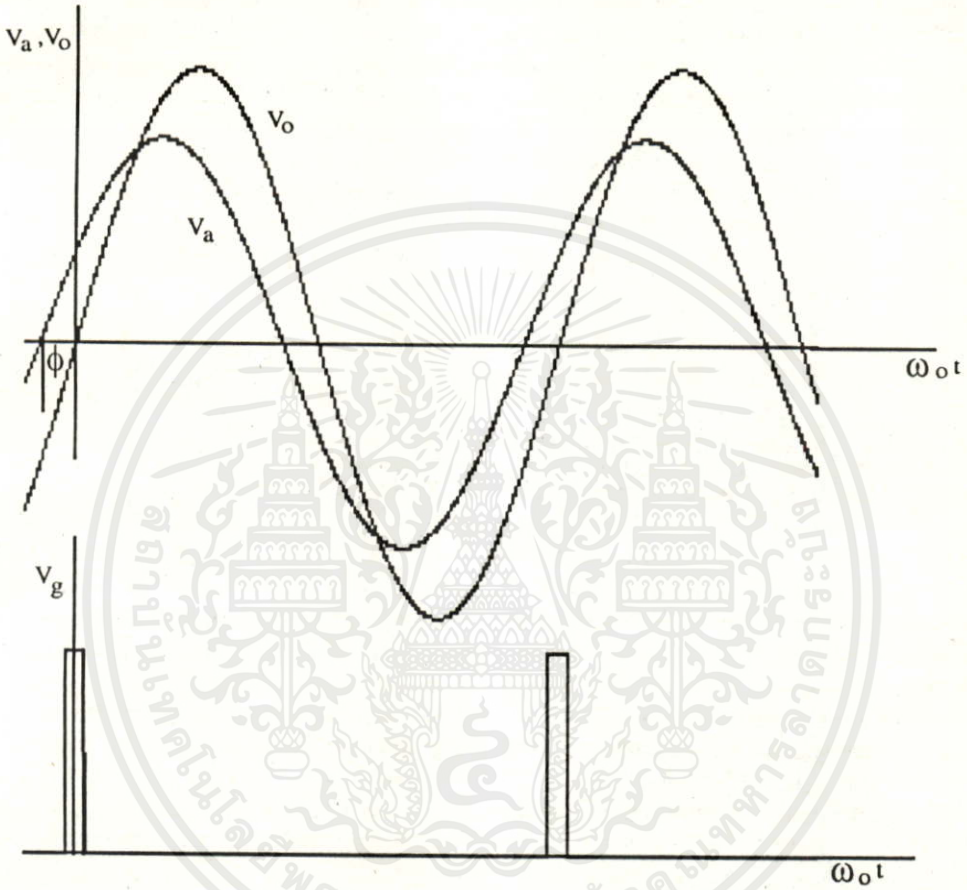
$$v_o(t) = 3 V_{ref} \sin(\omega_o t) \quad \dots(2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้ง  $v_a(t) = \sqrt{5} V_{ref} \sin(\omega_o t + \phi)$  เข้าของเอกสารทุกฉบับนี้(2.22) ไปใช้โดยที่

$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad \dots(2.23)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{1}{2}\right) \quad \text{.....(2.24)}$$

และจะได้สัญญาณจุดต่างๆ ในวงจรดังรูป 2.8

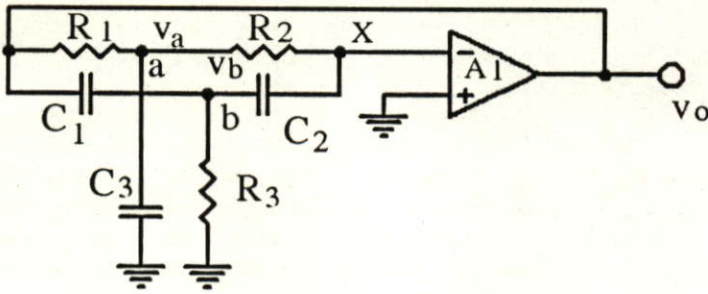


รูป 2.8 แสดงโวลเตจที่จุดต่างๆ ของวงจรในรูป 2.7

#### 2.4.2 ออสซิลเลเตอร์ ชนิด ทวินทีบริดจ์ ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

วงจรทวินทีบริดจ์ ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้อปแอมป์เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณ มีลักษณะดังรูป 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะณใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.9 แสดงวงจร ทวินทีบริดจ์ ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้โอปแอมป์

โดยทั่วไปวงจรทวินทีบริดจ์จะกำหนดเงื่อนไขให้

$$R_1 = R_2 = 2R_3 = R \quad \text{.....(2.25)}$$

$$C_1 = C_2 = C_3/2 = C \quad \text{.....(2.26)}$$

จากรูป  $A_1$  เป็นออปแอมป์ ซึ่งมีการป้อนกลับแบบลบ ทำให้โวลเตจที่จุด  $x$  ซึ่งเป็นขาอินเวตติงมีค่าเท่ากับ ขานอนอินเวตติง คือ เป็นศูนย์

$$V_x = 0 \quad \text{.....(2.27)}$$

และโดยคุณสมบัติ การป้อนกลับแบบลบของออปแอมป์ ทำให้กระแสไหลเข้าขาอินเวตติงจะมีค่าเป็นศูนย์ด้วย ดังนั้น กระแสที่ไหลจาก จุด  $a$  ผ่าน  $R_2$  ไปยัง  $x$  ต้องเท่ากับ กระแสที่ไหลจากจุด  $x$  ผ่าน  $C_2$  มายัง  $b$  ด้วย

$$i_{ax} = i_{xb} \quad \text{.....(2.28)}$$

จากความสัมพันธ์ ทั้งหมดทำให้สามารถพิสูจน์ได้ว่าวงจรนี้จะออสซิลเลตที่ความถี่

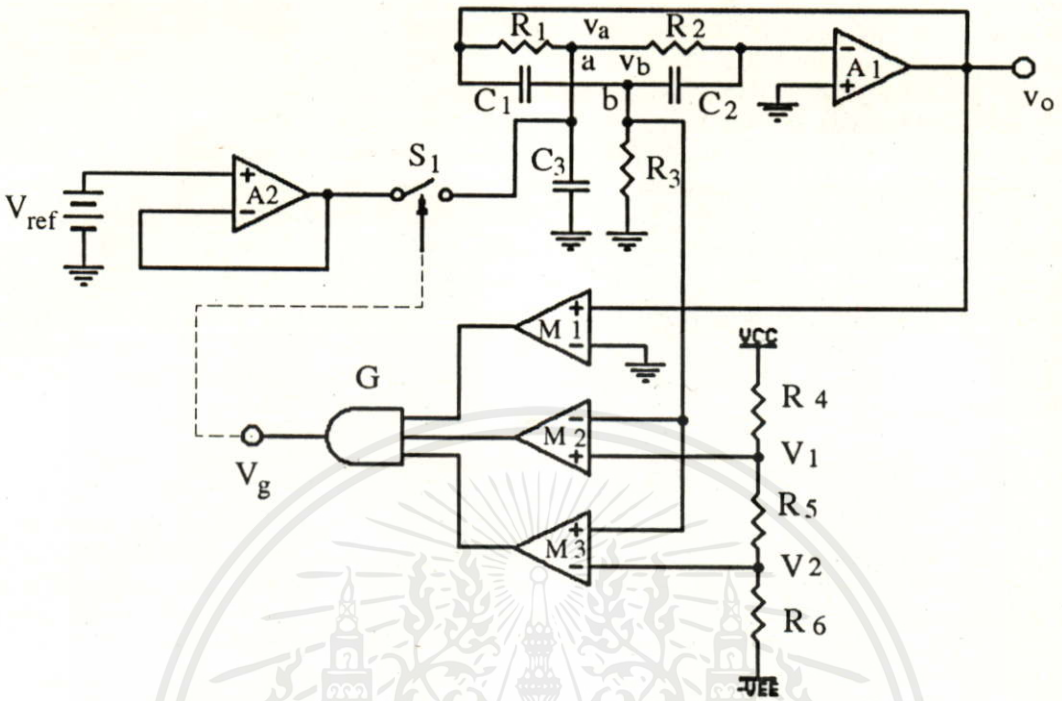
$$\omega_o = \frac{1}{RC} \quad \text{.....(2.29)}$$

และ

$$v_a = \frac{1}{2(1 + j\omega RC)} v_o \quad \text{.....(2.30)}$$

$$v_b = \frac{j\omega RC}{2(1 + j\omega RC)} v_o \quad \text{.....(2.31)}$$

เมื่อนำวงจรทวินทีบริดจ์ มาคิดแปลงเพื่อกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น จะเป็นดังรูป 2.10 ไม่ว่าจะคิดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.10 วงจรวินาทีบริดจ์ออสซิลเลตที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

โดยเงื่อนไขว่า  $R_1 = R_2 = 2R_3 = R$  และ  $C_1 = C_2 = C_3/2 = C$  ก็จะได้ความถี่ และ โวลเตจที่จุด a และ b ตามสมการ (2.29)-(2.31) ด้วย การทำงานของคอมพาราเตอร์  $M_1, M_2$  และ  $M_3$  ก็จะคล้ายกับในรูป 2.7 โดย  $M_1$  จะคอยเช็คเฟสของ  $v_o$  ในขณะที่เป็นบวก ซึ่งจากสมการ (2.30) และ (2.31) ทำให้รู้ว่าขณะนั้น  $v_a$  และ  $v_b$  ก็จะเป็นบวกด้วย ส่วน  $M_2$  และ  $M_3$  ร่วมกับ  $R_4, R_5$  และ  $R_6$  ถูกต่อเป็นวินโดว์ คอมพาราเตอร์ซึ่งจะให้เอาพุทเป็น 1 เมื่อ

$$V_2 < v_b < V_1 \quad \dots(2.32)$$

โดยที่เราจะตั้งค่า  $V_1$  ให้มากกว่าศูนย์เล็กน้อย และ  $V_2$  น้อยกว่าศูนย์เพียงเล็กน้อย เมื่อนำเอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ทั้งสามมาเข้า แอนเกต G จะได้  $V_g$  เป็น 1 ในช่วงแคบๆที่  $V_2 < v_b < V_1$  และ  $v_o > 0$  ซึ่งขณะนั้น  $v_b$  จะมีค่าใกล้เคียงกับศูนย์ด้วย ขณะที่  $V_g$  เป็น 1 ในช่วงสั้นๆ นี้จะทำให้  $S_1$  ปิดลงมา  $V_{ref}$  จะผ่านออปแอมป์  $A_2$  ไปชาร์จ  $C_3$  จนมีศักดาเป็น  $V_{ref}$  ซึ่งขณะนี้  $v_b \cong 0$  และ เนื่องจาก ขาข้างหนึ่งของ  $C_2$  ต่อกับขาอินเวตติงของออปแอมป์  $A_1$  ซึ่งมีศักดาเป็นศูนย์ ดังนั้น  $v_{C2} = 0$  ด้วย แล้วเมื่อ  $V_g$  เปลี่ยนกลับเป็น 0 และ  $S_1$  เปิดออกซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของไซเคิลใหม่ เราจึงได้เงื่อนไขเริ่มต้นว่า

$$v_{C3}(0) = V_{ref} \quad \text{.....(2.33)}$$

$$v_{C2}(0) = V_1 \cong 0 \quad \text{.....(2.34)}$$

แต่ในกรณีนี้ มีอุปกรณ์สะสมพลังงานคือ ตัวเก็บประจุ ถึงสามตัว แต่เราสามารถสร้างเงื่อนไขเริ่มต้น ได้เพียงแค่ สองตัว คือ  $C_2$  และ  $C_3$  เท่านั้นจึงจะให้ผลแตกต่าง จากกรณีของวงจรวินบริดจ์ คือ หากการเปลี่ยนแปลงของเงื่อนไขเริ่มต้น เกิดขึ้นอย่างทันทีทันใด แอมพลิจูดของการออสซิลเลต จะไม่เปลี่ยนแปลงเป็นค่าใหม่โดยทันที แต่จะค่อยๆ เปลี่ยนไปโดยกินเวลาหลายไซเคิล จึงจะเข้าสู่ภาวะสมดุลที่ค่าใหม่ อย่างไรก็ตาม จากเอกสารอ้างอิง[3] ได้แสดงว่า เมื่อออสซิลเลเตอร์ เข้าสู่ภาวะสมดุล คือมีแอมพลิจูดคงที่แล้วจะได้ว่าที่ภาวะสมดุล

$$v_b(t) = -V_{ref} \sin(\omega_0 t) \quad \text{.....(2.35)}$$

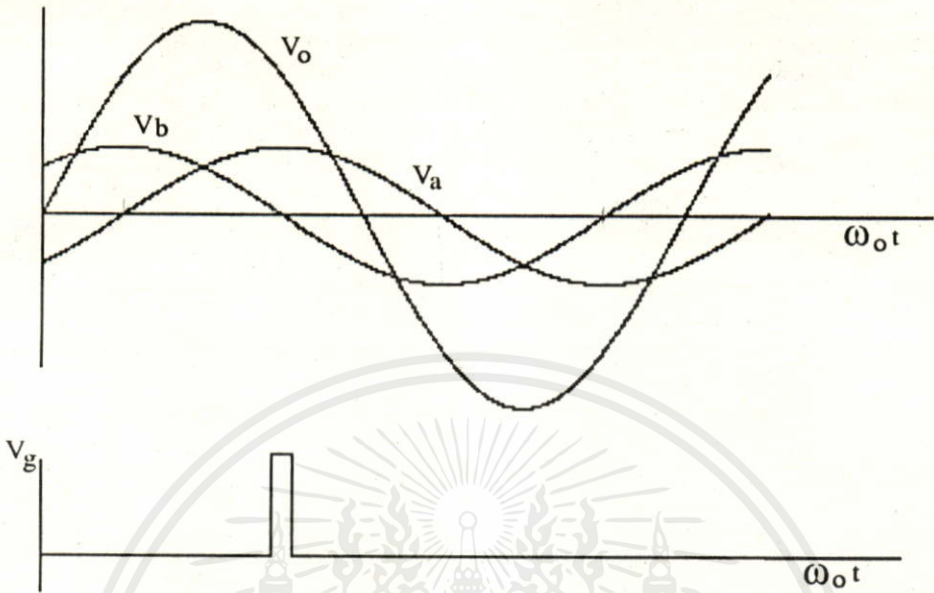
$$v_o(t) = 2\sqrt{2}V_{ref} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{4}\right) \quad \text{.....(2.36)}$$

$$v_a(t) = V_{ref} \cos(\omega_0 t) \quad \text{.....(2.37)}$$

และ 
$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{.....(2.38)}$$

ซึ่งทำให้เราสามารถคำนวณหาแอมพลิจูดของการออสซิลเลตได้ หรือในทางกลับกัน ถ้าเราต้องการแอมพลิจูดเท่าใดก็สามารถ กำหนดล่วงหน้าได้จากเงื่อนไขเริ่มต้นคือ สมการ (2.35) (2.36) และ (2.37) สัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรขณะอยู่ในสภาวะสมดุล แสดงในรูป 2.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.11 แสดงโวลเตจที่จุดต่างๆ ของวงจรในรูป 2.10 ขณะอยู่ในสภาวะสมดุล

## 2.5 สรุป

ออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นจะมีลักษณะ คุณสมบัติที่สำคัญในการออกแบบและพิจารณา พอสรุปได้ดังนี้

การกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ควรกำหนดให้แก่อุปกรณ์ ที่สะสมพลังงานได้ เช่น ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำ ทุกๆ ตัว พร้อมกัน จึงจะควบคุมแอมพลิจูดได้ รวดเร็ว คือในไซเคิลนั้นๆ ทันที

ในออสซิลเลเตอร์ ที่มีอุปกรณ์สะสมพลังงานเพียงสองตัว การออกแบบวงจรสำหรับกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นจะทำได้ง่ายไม่ซับซ้อน ซึ่งจะสามารถกำหนดพลังงาน แก่ อุปกรณ์สะสมพลังงานทั้งสองได้พร้อมกัน การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดจึงสามารถเปลี่ยนสู่ค่าใหม่ได้ภายในหนึ่งไซเคิล

ในออสซิลเลเตอร์ที่ไม่สามารถ กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแก่อุปกรณ์สะสมพลังงานได้ ทุกตัว การเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขเริ่มต้นเป็นค่าใหม่ จะทำให้แอมพลิจูดค่อยๆ เปลี่ยนไป ซึ่งจะใช้เวลาหลายไซเคิลจนได้แอมพลิจูดคงที่ค่าใหม่ ขนาดของสัญญาณในช่วงเปลี่ยนแปลงนี้ ต้องกำหนดหาทีละๆ ไซเคิล

ช่วงเวลาที่ป้อนเงื่อนไขให้แก่วงจร ควรจะสั้นที่สุด เพื่อให้มีความเพี้ยนของสัญญาณ

ต่ำที่สุด แต่ต้องนานพอที่อุปกรณ์ที่จะรับพลังงานสามารถรับพลังงานค่าใหม่ ได้ถูกต้อง

ในวงจรที่มีการสูญเสียต่ำ และต้องการแอมพลิจูดคงที่ จะใช้เวลาช่วงกำหนดพลังงานสั้นมาก เพราะเพียงแคร์ักษาระดับพลังงานให้คงเดิมเท่านั้น จึงสามารถออกแบบให้ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกต่ำมากๆ ได้

การเลือกจุดที่จะนำสัญญาณออกไปใช้งาน ควรเลือกจุดที่มีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกต่ำที่สุดในวงจรเช่น จุดที่อยู่หลังวงจรกรองผ่านต่ำ หรือ วงจรที่มีคุณสมบัติเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### อาร์-ซีออสซิลเลเตอร์ แบบเลื่อนเฟส ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ตามอุดมคติ

##### 3.1 กล่าวนำ

จากที่ได้กล่าวถึงออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น แบบดั้งเดิมสองแบบ คือ แบบวินบริดจ์ และทวินทีบริดจ์ แต่ละแบบมีข้อดีและข้อด้อย พอสรุปได้ดังนี้

แบบวินบริดจ์ มีข้อดีคือ ใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น สามารถกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นได้ที่ตัวเก็บประจุทั้งสองตัวพร้อมกัน จึงกำหนดระดับพลังงานเริ่มต้นได้แน่นอน ทำให้ควบคุมแอมพลิจูดได้ทุกๆ ไซเคิล ข้อเสียคือ ออปแอมป์ที่ใช้ต้องการอัตราขยาย 3 เท่าซึ่งทำให้แบนด์วิดท์ของวงจรลดต่ำลงจากคุณสมบัติของออปแอมป์ และในวงจรนี้หากตัวต้านทานทั้งสองตัวหรือตัวเก็บประจุทั้งสองตัวที่กำหนดความถี่มีค่าไม่เท่ากัน จะทำให้ค่าลูปเกนวงจรเปลี่ยนแปลงไป สมการ (2.21) และ (2.22) จะไม่เป็นจริง ซึ่งในทางปฏิบัติเราไม่สามารถนำออสซิลเลเตอร์แบบนี้ไปสร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีการปรับเปลี่ยนความถี่แบบต่อเนื่องได้

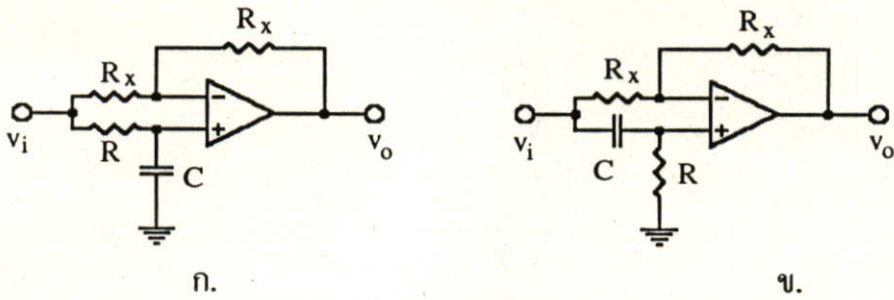
แบบทวินทีบริดจ์ มีข้อดีคือ ออปแอมป์ทำงานที่อัตราขยายต่ำกว่าแบบวินบริดจ์ จึงอาจใช้งานที่ความถี่สูงกว่าได้ ข้อเสียคือ ใช้อุปกรณ์หลายตัว ไม่สามารถกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นให้แก่ตัวเก็บประจุทุกตัวได้ในขณะเดียวกัน การควบคุมแอมพลิจูดจึงเป็นแบบค่อยๆ เปลี่ยนจากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าซึ่งกินเวลาหลายไซเคิล และหากค่าตัวต้านทานทั้งสามหรือตัวเก็บประจุทั้งสามไม่ตรงตามที่กำหนด ค่าแอมพลิจูดที่ได้ก็จะไม่ตรงตามทฤษฎีข้างต้น นอกจากนี้การปรับเปลี่ยนความถี่ก็ทำได้ยากด้วย

ในบทนี้จะนำเสนอออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแบบใหม่ คือแบบเลื่อนเฟส (PHASE SHIFTER) ซึ่งการวิเคราะห์จะเห็นข้อได้เปรียบหลายอย่าง ดังจะได้แสดงต่อไป

##### 3.2 แนวทางการออกแบบ

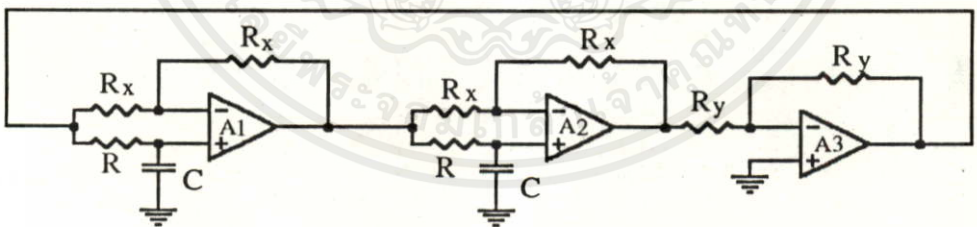
วงจรเลื่อนเฟสแบบใช้ออปแอมป์หนึ่งตัวมีลักษณะดังรูป 3.1ก. และ 3.1ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.1 แสดงวงจรเลื่อนเฟส ที่ใช้ออปแอมป์ ก. ชนิดวงจรกรองผ่านต่ำ  
ข. ชนิดวงจรกรองผ่านสูง

ซึ่งจะเห็นว่า มีสองชนิด ชนิดแรก R และ C ต่อกันแบบวงจรกรองผ่านต่ำ และชนิดที่สอง R และ C ต่อกันแบบวงจรกรองผ่านสูง ซึ่งจะให้อาต์พุต ขนาดเท่ากับอินพุต และที่ความถี่  $\omega = 1/RC$  วงจรทั้งสองจะให้อาต์พุตที่มีเฟสไปเป็น มุม  $-\pi/2$  และ  $\pi/2$  ของสัญญาณอินพุต ตามลำดับ วงจรเลื่อนเฟสทั้งสองแบบสามารถนำมาใช้งานเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ได้ทั้งคู่ แต่ด้วยเหตุผล ทางด้านความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของสัญญาณที่ได้ จึงเลือกใช้งานวงจรเลื่อนเฟส ชนิดวงจรกรองผ่านต่ำ มาสร้างออสซิลเลเตอร์ ดังรูป 3.2

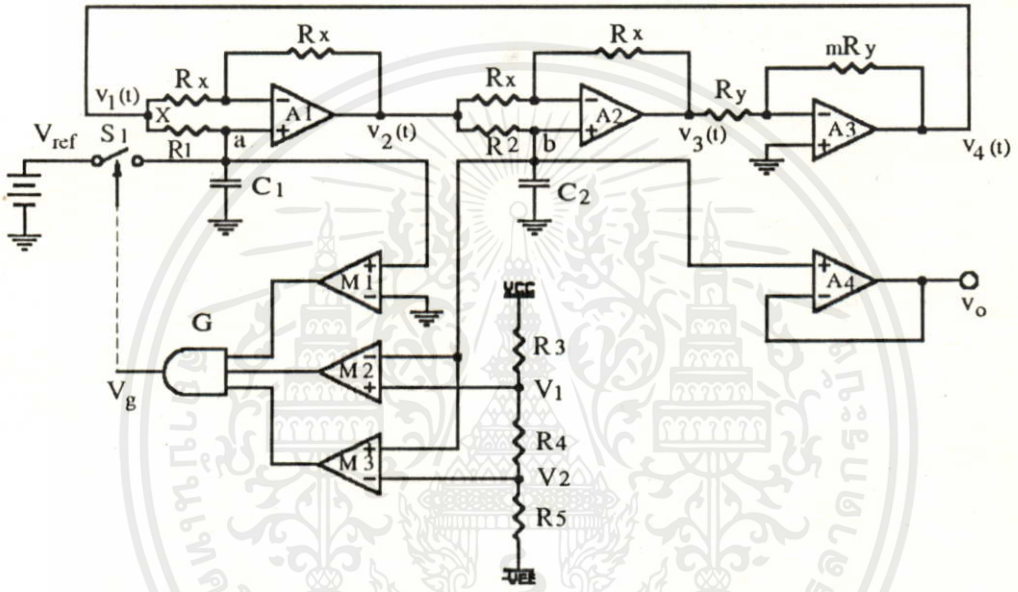


รูป 3.2 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสที่ใช้ออปแอมป์

จากรูปเมื่อพิจารณาที่ความถี่  $\omega = 1/RC$  ออปแอมป์  $A_1$  และ  $A_2$  จะทำงานเป็นวงจรเลื่อนเฟสที่มีมุมเปลี่ยนไปแต่ละ  $-\pi/2$  เรเดียน เมื่อรวมกันเป็น  $-\pi$  เรเดียน ส่วนออปแอมป์  $A_3$  เป็นแบบอินเวรติคิงแอมป์ มีอัตราขยายเป็นหนึ่ง และมีมุมเป็น  $\pi$  เมื่อคิดมุมเฟสที่เปลี่ยนไป ทั้งวงจรจึงเป็นศูนย์หรืออินเฟสกัน นำเอาต์พุตของ  $A_3$  มาป้อนกลับเข้าอินพุตของ  $A_1$  เป็นการป้อนกลับแบบบวก วงจรนี้ก็จะออสซิลเลตเป็นรูปไซน์ได้ จุดเด่นของวงจรนี้คือออป

แอมป์ทุกตัวทำงานที่อัตราขยายเป็นหนึ่งเท่านั้น จึงมีแนวโน้มจะใช้งานที่ความถี่สูงได้ และในวงจร จะเห็นว่ามียังวงจรกรองผ่านต่ำอยู่สองตัว คือ ชุดของ R,C ที่ออมแอมป์ A<sub>1</sub> และ A<sub>2</sub> ซึ่งเป็นจุดที่สัญญาณมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกต่ำมาก เหมาะแก่การนำไปใช้งาน

ภายใต้เงื่อนไขว่าอุปกรณ์ทุกตัวและออปแอมป์มีคุณสมบัติตามอุดมคติ เราจะออกแบบวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นได้ดังรูป 3.3



รูป 3.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น

ซึ่งกำหนดให้  $R_1=R_2=R$  และ  $C_1=C_2=C$  หลักการทำงานจะคล้ายกับวงจรในรูป 2.7 และ 2.10 โดย M<sub>2</sub>,M<sub>3</sub> จะทำงานเป็นวินโดว์คอมพาราเตอร์ และ M<sub>1</sub> จะคอยเช็คเฟสของ  $v_{C1}$  แล้วป้อนเข้าแอนเกต G ทำให้  $V_g$  มีค่าเป็น 1 ในช่วงสั้นๆ ขณะที่  $v_{C1}$  มีเฟสเป็นบวก และ

$$V_2 < v_{C2} < V_1 \quad \dots(3.1)$$

ซึ่งมักจะเลือกค่า R<sub>3</sub>,R<sub>4</sub> และ R<sub>5</sub> เพื่อให้ V<sub>2</sub> น้อยกว่าศูนย์เล็กน้อย และ V<sub>1</sub> มากกว่าศูนย์เล็กน้อย เพื่อให้  $v_g$  เกิดเป็นพัลส์แคบๆ ในขณะที่  $v_{C2} \cong 0$  โวลต์ ในขณะที่ S<sub>1</sub> จะปิดลงมาเพื่อป้อน  $V_{ref}$  ให้แก่ C<sub>1</sub> แล้ว S<sub>1</sub> จะเปิดออกปล่อยให้วงจรเป็นอิสระ ซึ่งในขณะนี้เราจะได้เงื่อนไขเริ่มต้นว่า

$$v_{C1}(0) = V_{ref} \quad \dots(3.2)$$

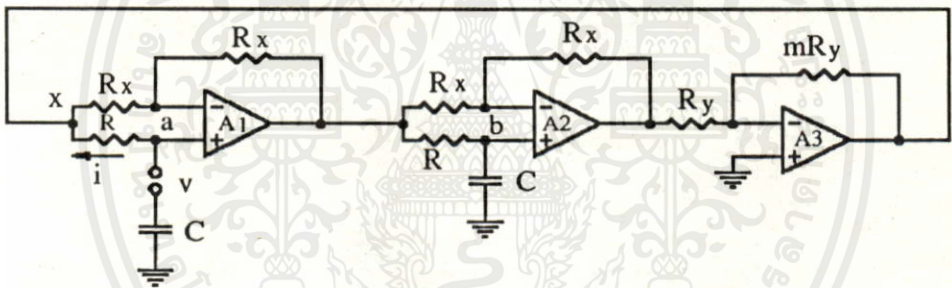
$$v_{C2}(0) = V_1 \cong 0 \quad \dots(3.3)$$

และเป็น โวลเตจคร่อมอุปกรณ์สะสมพลังงานทั้งสองในวงจร ทำให้เราสามารถคำนวณหาขนาดของสัญญาณที่ออกสวิตเลตในไซเกิลนั้นได้

### 3.3 การวิเคราะห์ห้วงจร

จากหัวข้อที่แล้วได้กล่าวถึงหลักขั้นพื้นฐาน และรูปร่างลักษณะของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไว้บ้างแล้ว ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติและการวิเคราะห์ห้วงจร เพื่อพิจารณาข้อดีข้อเสียในกรณีต่างๆ โดยละเอียด เพื่อนำไปเป็นข้อมูลในการออกแบบและใช้งานต่อไป

#### 3.3.1 การวิเคราะห์แบบการจำลองเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ



รูป 3.4 ภาพประกอบการจำลองเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ

จากรูป 3.4 ให้ออปแอมป์  $A_1, A_2, A_3$  และอุปกรณ์ทุกตัวมีคุณสมบัติเป็นอุดมคติ และให้  $m = 1$  เพื่อให้ออปแอมป์  $A_3$  มีอัตราขยายเป็น  $-1$  กำหนดจุด  $a, b$  และ  $x$  ดังรูป และให้โวลเตจที่จุดดังกล่าวเป็น  $v_a, v_b$  และ  $v_x$  ตามลำดับ หากเราสนใจเฉพาะที่จุด  $a$  และให้  $v_a = v$  เมื่อ  $v$  มีค่าเปลี่ยนแปลงไป จะได้ความสัมพันธ์กับ โวลเตจที่จุด  $x$  เป็น

$$v_x = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} (v_x - 2v) \quad \dots(3.4)$$

หรือ

$$v_x = v \cdot \frac{sRC - 1}{sRC} \quad \dots(3.5)$$

จากรูป 3.4 ให้  $i$  เป็นกระแสที่ไหลจากจุด  $a$  ไปยัง  $x$

$$i = \frac{v - v_x}{R} \quad \dots(3.6)$$

ที่จุด a ออปแอมป์  $A_1$  จะมีความต้านทานสูงมาก กระแสจะไม่ไหลเข้าออปแอมป์ ดังนั้น กระแสจากจุด a จะไหลได้ทางเดียวคือ ไหลไปจุด x เป็นกระแส  $i$  ซึ่งเราอาจมองเป็นอิมพีแดนซ์ เหมือนที่จุด a เป็น  $Z_{eq}$  โดย

$$Z_{eq} = \frac{v}{i} \quad \dots(3.7)$$

จาก (3.6)

$$Z_{eq} = \frac{vR}{v - v_x} \quad \dots(3.8)$$

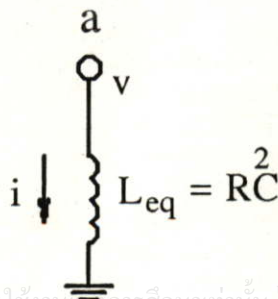
แทน  $v_x$  จาก (3.5) ลงใน (3.8) ได้

$$Z_{eq} = sR^2C \quad \dots(3.9)$$

จากสมการ (3.9) จะเห็นว่า  $Z_{eq}$  เท่ากับค่าคงที่  $R^2C$  คูณกับความถี่คอมเพลกซ์  $s$  ซึ่งเป็นคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้เราอาจมองได้ว่า ที่จุด a เหมือนมีค่าขดลวดเหนี่ยวนำ  $L_{eq}$  ต่ออยู่แทนวงจรออปแอมป์ทั้งหมด ซึ่ง

$$L_{eq} = R^2C \quad \dots(3.10)$$

ทำให้เขียนวงจรเสมือนของ รูป 3.4 ในกรณีที่  $m = 1$  ได้ดังรูป 3.5



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 3.5 วงจรเสมือนของรูป 3.4 ในกรณี  $m = 1$

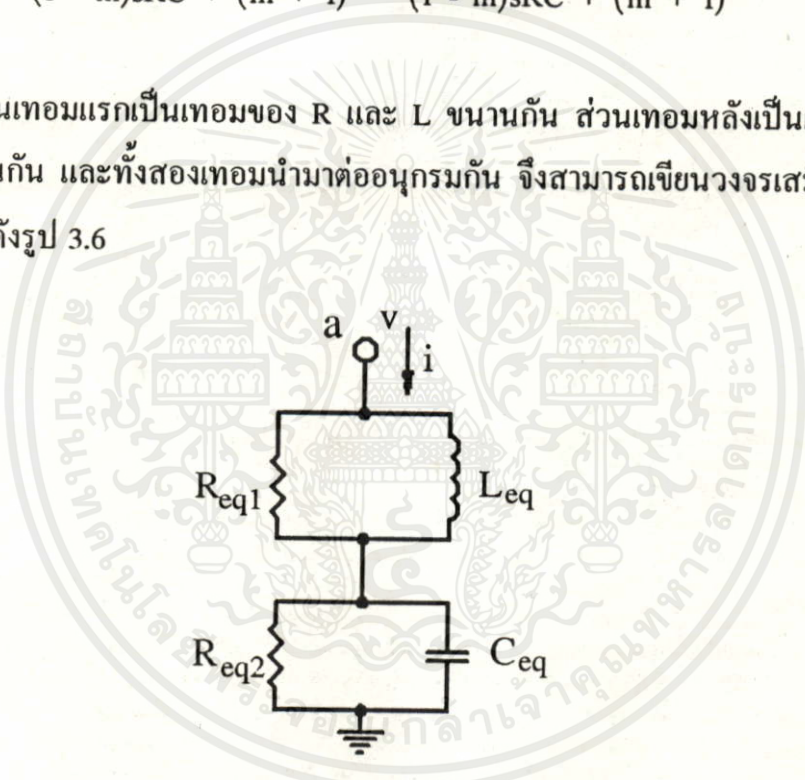
และในกรณีที่  $m$  ไม่เท่ากับหนึ่งในทำนองเดียวกันเราก็สามารถหาได้ว่า

$$Z_{eq} = \frac{R}{1 - \left( \frac{2m(sRC - 1)}{(m + 1)sRC - m + 1} \right)} \quad \dots(3.11)$$

เมื่อนำ (3.11) มาจัดพจน์ใหม่จะได้

$$Z_{eq} = \frac{(1 + m)sR^2C}{(1 - m)sRC + (m + 1)} + \frac{(1 - m)R}{(1 - m)sRC + (m + 1)} \quad \dots(3.12)$$

ซึ่งจะเห็นว่าในเทอมแรกเป็นเทอมของ  $R$  และ  $L$  ขนานกัน ส่วนเทอมหลังเป็นเทอมของ  $R$  และ  $C$  ขนานกัน และทั้งสองเทอมนำมาต่ออนุกรมกัน จึงสามารถเขียนวงจรเสมือนในกรณี ที่  $m \neq 1$  ได้ดังรูป 3.6



รูป 3.6 วงจรเสมือนของรูป 3.4 ในกรณี  $m \neq 1$

โดยที่

$$R_{eq1} = \frac{1 + m}{1 - m} R \quad \dots(3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกสิ่งนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร.....(3.14)

$$R_{eq2} = \frac{1 - m}{1 + m} R \quad \dots(3.14)$$

$$L_{eq} = R^2C \quad \dots(3.15)$$

$$C_{eq} = C \quad \dots(3.16)$$

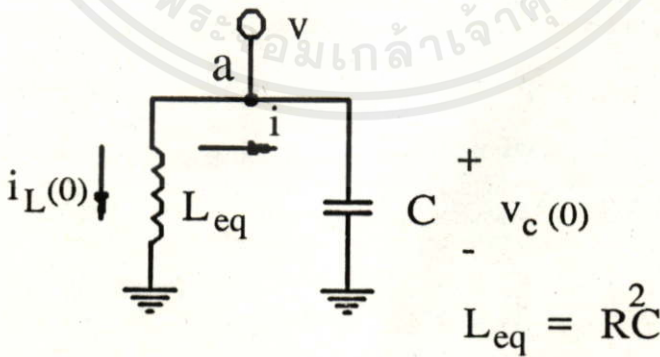
หากพิจารณาค่า  $m$  ในสมการ (3.13) และ (3.14) ในสามกรณีคือ

กรณีแรก เมื่อ  $m$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่ง จะได้ค่า  $R_{eq1}$  และ  $R_{eq2}$  เป็นบวกทั้งคู่ซึ่งค่าความต้านทานที่เป็นบวกจะมีคุณสมบัติดูดกลืนพลังงานในวงจร ทำให้แอมพลิจูดการอสซิลเลตลดลง ซึ่งสอดคล้องกับการที่ค่าอุปทานในวงจรมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง

กรณีที่สอง เมื่อค่า  $m$  มีค่ามากกว่าหนึ่ง จะได้ค่า  $R_{eq1}$  และ  $R_{eq2}$  เป็นลบทั้งคู่หรือเป็นความต้านทานแบบลบ ซึ่งมีคุณสมบัติเพิ่มพลังงานแก่วงจร ทำให้แอมพลิจูดการอสซิลเลตเพิ่มขึ้น ซึ่งสอดคล้องกับการที่ค่าอุปทานในวงจรมีค่ามากกว่าหนึ่ง

กรณีที่สาม เมื่อค่า  $m$  มีค่าเป็นหนึ่ง ค่า  $R_{eq1}$  มีค่าสูงมากเสมือนว่าวงจรเปิดออกและค่า  $R_{eq2}$  เป็นศูนย์เสมือนลัดวงจร ทำให้ได้วงจรเสมือนตรงตามรูป 3.5 ซึ่งประกอบด้วยค่าความเหนี่ยวนำเพียงค่าเดียว ไม่มีค่าความต้านทานที่ดูดกลืนพลังงานอยู่ ทำให้พลังงานในวงจรคงที่แอมพลิจูดของวงจรจะคงที่ ซึ่งสอดคล้องกับการที่ค่าอุปทานในวงจรมีค่าเป็นหนึ่งพอดี

หากสนใจในกรณีที่แอมพลิจูดคงที่คือ  $m = 1$  เราจะใช้วงจรเสมือนในรูป 3.5 ในการพิจารณา ตามรูป 3.4 หากเราต่อตัวเก็บประจุ  $C$  เข้าที่จุด  $a$  แล้วเราจะได้วงจรเสมือนของวงจรอสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสเป็น  $L$  และ  $C$  ต่อขนานกันดังรูป 3.7



รูป 3.7 วงจรเสมือนของวงจรอสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยมูลนิธิส่งเสริมศิลปวัฒนธรรมแห่งรัฐไทย ซึ่งจะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ซึ่งจะเห็นว่าเป็นวงจร แบบแอล-ซี ออสซิลเลเตอร์ คล้ายกับวงจรแอล-ซี ออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นในรูป 2.4 ซึ่งมีความถี่การอสซิลเลเตอร์เป็น

$$\omega^2 = \frac{1}{L_{eq}C} \quad \dots(3.17)$$

แทน  $L_{eq}$  ตามสมการ (3.10)

$$\omega^2 = \frac{1}{R^2C^2} \quad \dots(3.18)$$

หรือ

$$\omega = \frac{1}{RC} \quad \dots(3.19)$$

และหากเรารู้โวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุเริ่มต้น  $v_C(0)$  และกระแสไหลในขดลวดเหนี่ยวนำเริ่มต้น  $i_L(0)$  ก็จะสามารถหาแอมพลิจูดของการออสซิลเลตในไซเกิลนั้นได้

เมื่อพิจารณาวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นจากรูป 3.3 ในทุกไซเกิลของการออสซิลเลต ขณะที่โวลเตจที่จุด b มีค่าเป็นศูนย์ และโวลเตจที่จุด a มีค่าเป็นบวก สวิตช์  $S_1$  จะปิดลงมาเป็นช่วงสั้นๆ แล้วเปิดออก ในช่วงที่  $S_1$  ปิดจะได้ว่า

$$v_{c1}(0) = v_c(0) = V_{ref} \quad \dots(3.20)$$

และ

$$v_{c2}(0) = 0 \quad \dots(3.21)$$

ซึ่งเป็นโวลเตจที่ขานอนอินเวตติง ของออปแอมป์  $A_2$  ทำให้เราหาโวลเตจที่จุด x ได้เป็น

$$v_x(0) = v_a(0) \quad \dots(3.22)$$

คือศักดาระหว่าง จุด a และ x จะเท่ากัน ดังนั้นกระแสจะไม่ไหลจาก a ไป x ซึ่งกระแสนี้ก็คือกระแส  $i_L(0)$  ในรูป 3.7 นั่นเองดังนั้น

$$i_L(0) = 0 \quad \dots(3.23)$$

และสมการ (3.21) และ (3.23) จะเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นของวงจรมีเหมือนในรูป 3.7 ซึ่งเมื่อสมมติทิศทางกระแสดังรูป จะได้ ความสัมพันธ์ว่า

$$sCV(s) - Cv_c(0) = \frac{-V(s)}{sL_{eq}} - \frac{i_L(0)}{s} \quad \dots(3.24)$$

เมื่อแทน  $v_C(0)$  และ  $i_L(0)$  จาก (3.21) และ (3.23) ลงใน (3.24) ได้

$$V(s) = \frac{s}{s^2 + \frac{1}{L_{eq}C}} V_{ref} \quad \dots(3.25)$$

โดยหา การแปลงกลับลาปลาซ ได้

$$v(t) = V_{ref} \cdot \cos(\omega t) \quad \dots(3.26)$$

โดยที่

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C}}$$

หรือเมื่อแทน  $L_{eq}$  ตามสมการ (3.10)

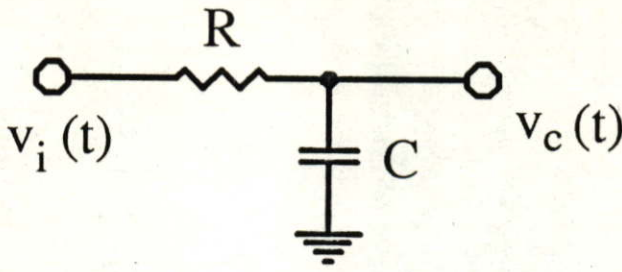
$$\omega = \frac{1}{RC} \quad \dots(3.27)$$

สมการ (3.26) และ (3.27) จะให้ผลตามที่คาดการณ์ไว้ และเราจะใช้สมการทั้งสองนี้ทำนายผลของการออสซิลเลต ในแต่ละไซเคิล ของวงจรในรูป 3.3 ได้

### 3.3.2 การวิเคราะห์แบบสมการอนุพันธ์

จากวิธีที่กล่าวมาแล้ว เราสามารถจำลองวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสให้เป็นชนิด แอล-ซี ออสซิลเลเตอร์ซึ่งทำให้สามารถเข้าใจได้ง่ายขึ้น แต่การวิเคราะห์ด้วยวิธีดังกล่าวไม่สามารถ อธิบายการตอบสนองที่จุดต่างๆในวงจรจริงๆได้ทั้งหมด ดังนั้นเพื่อให้เข้าใจปรากฏการณ์ของวงจรทั้งในขณะที่สวิตช์ปิดลงมาเพื่อกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และในขณะที่สวิตช์เปิดออกเพื่อปล่อยให้วงจรใช้พลังงานที่มีอยู่ในการออสซิลเลต เราต้องวิเคราะห์จากวงจรจริงๆ ในรูปของสมการอนุพันธ์ และการแปลงลาปลาซในรูปของความถี่เชิงซ้อน ดังจะแสดงต่อไป

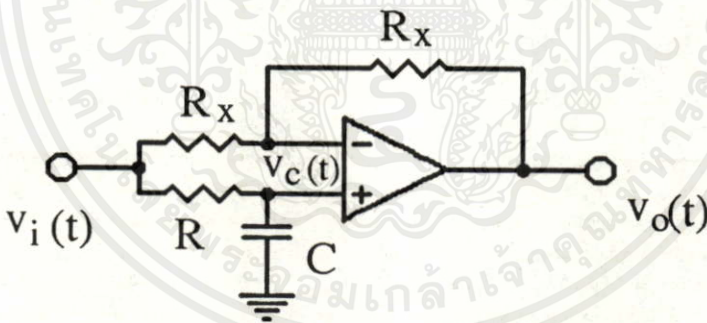
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.8 แสดงส่วนที่เป็นวงจรกรองผ่านต่ำ ของวงจรเลื่อนเฟส  
จากรูป 3.8 เราได้ ฟังก์ชันถ่ายโอน

$$V_c(s) = \frac{V_i(s)}{1 + sRC} + \frac{RC}{1 + sRC} v_c(0) \quad \dots(3.28)$$

เมื่อ  $v_c(0)$  คือโวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุขณะเริ่มต้น ( $t = 0$ )



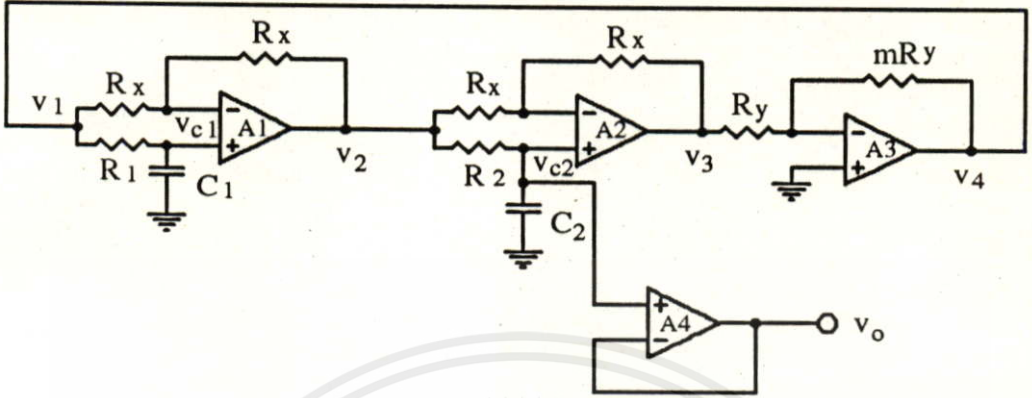
รูป 3.9 แสดง วงจรเลื่อนเฟส

จากรูป 3.9 เราได้ฟังก์ชันถ่ายโอน

$$V_o(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} V_i(s) + \frac{2RC}{1 + sRC} v_c(0) \quad \dots(3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เมื่อ  $v_c(0)$  คือโวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุที่  $t = 0$

โดยอาศัย สมการ (3.28) และ (3.29) เราจะพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร  
ออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส



รูป 3.10 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส ที่ต่อเอาต์พุตจากตัวเก็บประจุ  
 จากรูป 3.10 ถ้าพิจารณาส่วนของวงจรเลื่อนเฟส ที่เกิดจากออปแอมป์ A<sub>2</sub> โดยที่อินพุตเป็น  
 v<sub>2</sub>(t) และเอาต์พุตเป็น v<sub>3</sub>(t) ในโดเมนของเวลา จะได้ความสัมพันธ์ของเอาต์พุตกับอินพุตใน  
 รูปของความถี่เชิงซ้อนเป็น

$$V_3(s) = \left( \frac{1 - s\tau_2}{1 + s\tau_2} \right) V_2(s) + \left( \frac{2\tau_2}{1 + s\tau_2} \right) v_{C2}(0) \quad \dots(3.30)$$

โดยที่ V<sub>2</sub>(s) และ V<sub>3</sub>(s) เป็นการแปลงลาปลาซของ v<sub>2</sub>(t) และ v<sub>3</sub>(t)ตามลำดับ v<sub>C2</sub>(0) เป็น  
 โวลเตจคร่อม C<sub>2</sub> ที่ขณะเริ่มต้น (t = 0) ค่าคงตัวเวลา τ<sub>2</sub> เท่ากับ R<sub>2</sub>C<sub>2</sub> และทำนองเดียวกัน  
 เราจะความสัมพันธ์ของโวลเตจคร่อม C<sub>2</sub> กับอินพุตได้เป็น

$$V_{C2}(s) = \left( \frac{1}{1 + s\tau_2} \right) V_2(s) + \left( \frac{\tau_2}{1 + s\tau_2} \right) v_{C2}(0) \quad \dots(3.31)$$

และจากรูป 3.10 เราสามารถแทน V<sub>C2</sub>(s) ด้วย V<sub>o</sub>(s) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและตัดงำอ้างอิงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o(s) = \left( \frac{1}{1 + s\tau_2} \right) V_2(s) + \left( \frac{\tau_2}{1 + s\tau_2} \right) v_{C2}(0) \quad \dots(3.32)$$

เมื่อพิจารณาการตอบสนองแบบรูปปิด ในกรณีที่ เป็นอุดมคติ และ  $R_1=R_2=R$  ,  $C_1=C_2=C$  ทำให้  $\tau_1=\tau_2=\tau$  และอัตราขยายของออปแอมป์  $A_3$  คือ  $m = 1$  เมื่อไล่วงจรแบบรูปปิด ในรูป 3.10 ไปตามทิศทางทวนเข็มนาฬิกาตามทิศทางของสัญญาณ อาศัยความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุต ของวงจรเลื่อนเฟสทั้งสองตามสมการ (3.31) จะสามารถแสดงได้ว่า

$$V_2(s) = - \left( \frac{\tau(1 - s\tau)}{1 + s^2\tau^2} \right) v_{c2}(0) + \left( \frac{\tau(1 + s\tau)}{1 + s^2\tau^2} \right) v_{c1}(0) \dots (3.33)$$

ซึ่ง  $v_{c1}(0)$  และ  $v_{c2}(0)$  เป็นโวลเตจตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  ขณะเริ่มต้นตามลำดับ โดยแทนค่า  $V_2(s)$  ใน (3.31) ด้วย (3.33) เราจะได้

$$V_{c2}(s) = \left( \frac{s}{s^2 + \frac{1}{\tau^2}} \right) v_{c2}(0) + \left( \frac{\frac{1}{\tau}}{s^2 + \frac{1}{\tau^2}} \right) v_{c1}(0) \dots (3.34)$$

ซึ่งจะหา  $v_{c2}(t)$  ได้โดยการหาการแปลงกลับลาปลาซ ของ (3.34) ได้

$$v_{c2}(t) = \sqrt{v_{c1}^2(0) + v_{c2}^2(0)} \sin(\omega t + \alpha) \dots (3.35)$$

โดย  $\omega = 1/\tau = 1/RC$  และมุม  $\alpha$  หาได้จาก

$$\sin \alpha = \frac{v_{c2}(0)}{\sqrt{v_{c1}^2(0) + v_{c2}^2(0)}} \dots (3.36)$$

$$\cos \alpha = \frac{v_{c1}(0)}{\sqrt{v_{c1}^2(0) + v_{c2}^2(0)}}$$

ซึ่งกรณีที่  $v_{c1}(0)$  และ  $v_{c2}(0)$  เป็นบวกทั้งคู่ การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{v_{c2}(0)}{v_{c1}(0)} \right) \text{ และ } 0 \leq \alpha \leq \pi \dots (3.37)$$

จากสมการ(3.35) เราจะเห็นขนาดของสัญญาณเอาต์พุตซึ่งขึ้นอยู่กับค่าโวลเตจเริ่มต้นที่ตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  และมุมเฟสเริ่มต้น  $\alpha$  ซึ่งขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ  $v_{C2}(0)$  และ  $v_{C1}(0)$

เมื่อพิจารณาจากวงจรในรูป 3.3 เราให้เงื่อนไขเริ่มต้นทุกไซเคิลโดย  $v_{C1}(0)=V_{ref}$  และ  $v_{C2}(0)=0$  แทนลงในสมการ (3.35) จะได้สมการการออกสจิลเลตในกรณีนี้เป็น

$$v_o(t) = V_{ref} \sin(\omega_0 t) \quad \dots(3.38)$$

ซึ่งเป็นสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดเป็น  $V_{ref}$  มีความถี่เป็น  $\omega_0=1/RC$  และมีมุมเฟสซิฟเริ่มต้นเป็นศูนย์

หากเปรียบเทียบสมการ (3.26) ในกรณีที่เรารู้แบบจำลองแบบขดลวดเหนี่ยวนำกับสมการ (3.38) นี้จะเห็นว่าเหมือนกัน ส่วนมุมเฟสที่ต่างกัน  $\pi/2$  เนื่องจาก  $v_o$  เราวัดโวลเตจที่ตัวเก็บประจุของวงจรเลื่อนเฟสคนละตัวกับ ในสมการ (3.26) จึงทำให้เกิดเฟสซิฟต่างกัน ซึ่งการนำเอาต์พุตออกจากตัวเก็บประจุ  $C_2$  จะมีข้อได้เปรียบกว่า เพราะ  $R_2$  และ  $C_2$  ทำงานเป็นวงจร กรองผ่านต่ำซึ่งจะกรองความถี่ขึ้นเชิงฮาร์โมนิกสูงๆที่เกิดจากการควบคุมเงื่อนไขเริ่มต้นที่ตัวเก็บประจุ  $C_1$  ออกจึงได้สัญญาณที่มีคุณภาพดีกว่าในทางปฏิบัติ

### 3.4 การพิจารณาจุดที่นำสัญญาณออก

จากหัวข้อ 3.3.2 เราได้กล่าวถึงข้อดีของการนำสัญญาณออกจากจุดคร่อม  $C_2$  ซึ่งเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ จะทำให้ได้สัญญาณที่มีความเพี้ยนต่ำ ถ้าเราพิจารณาการเกิดสัญญาณหนึ่งรอบ ช่วงเวลาที่น่าจะเกิดความเพี้ยนของสัญญาณมากที่สุดก็คือช่วงที่สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมา ในหัวข้อนี้จึงจะศึกษาถึงสิ่งที่เกิดขึ้นกับสัญญาณที่ตกคร่อม  $C_2$  ในขณะที่สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมา

พิจารณาจากรูป 3.3 เมื่อ  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  เพื่อจะหาผลของ  $v_{C2}$  ในขณะที่สวิทช์  $S_1$  ปิดทำได้โดยโวล่วงจรแบบลูปิดตามทิศทางของสัญญาณทวนเข็มนาฬิกา อาศัยความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเลื่อนเฟสตามสมการ (3.30) จะได้ว่า

$$V_1(s) = \frac{s\tau - 1}{s\tau + 1} V_2(s) - \frac{2\tau}{1 + s\tau} v_{C2}(0) \quad \dots(3.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม หากมีผู้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
และที่ออฟแอมป์  $A_1$  เราได้ว่า

$$V_2(s) = 2V_{C1}(s) - V_1(s) \quad \dots(3.40)$$

แทน  $V_1(s)$  จาก (3.39) ลงใน (3.40) แล้วจัดพจน์ใหม่ได้

$$V_2(s) = \frac{1 + s\tau}{s\tau} V_{C1}(s) + \frac{1}{s} v_{C2}(0) \quad \dots(3.41)$$

เมื่อแทน  $V_2(s)$  จาก (3.41) ลงใน (3.31) เมื่อ  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  ได้

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{s\tau} V_{C1}(s) + \frac{1}{s} v_{C2}(0) \quad \dots(3.42)$$

ซึ่งจะหา  $v_{C2}(t)$  โดยการหาการแปลงกลับลาปลาซของ (3.42) ได้

$$v_{C2}(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t v_{C1}(\delta) d\delta + v_{C2}(0) \quad \dots(3.43)$$

ซึ่งเรารู้ว่าในขณะที่สวิตช์  $S_1$  ปิดอยู่  $v_{C1}$  จะมีค่าคงที่เท่ากับ  $V_{ref}$  ทำให้เขียนสมการ (3.43) ได้ใหม่เป็น

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau} t + v_{C2}(0) \quad \dots(3.44)$$

ซึ่งสมการ (3.44) จะแทนสัญญาณที่ตกคร่อม  $C_2$  ในช่วงเวลาที่  $S_1$  ปิดอยู่

เรารู้ว่าสัญญาณไซน์ซึ่งเกิดขึ้นอย่างต่อเนื่องที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_2$  ควรจะอยู่ในรูปตามสมการ (3.38) คือ

$$v = V_{ref} \sin \frac{t}{\tau} \quad \dots(3.45)$$

ซึ่งเป็นสัญญาณรูปไซน์ในอุดมคติ ดังนั้นเพื่อจะพิจารณาความต่อเนื่องของสัญญาณในขณะที่สวิตช์  $S_1$  ปิดลงมาทำได้โดยการหาอนุพันธ์ของสมการ 3.44 ซึ่งจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์ เพื่อการสืบหาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแบบหรือทำ และต่อเมื่อเองถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกา.....(3.46)

เปรียบเทียบกับค่าหาอนุพันธ์ของของสมการรูปไซน์ (3.45)

$$\frac{d v}{d t} = \frac{V_{ref}}{\tau} \cos \frac{t}{\tau} \quad \text{.....(3.47)}$$

ซึ่งเราได้ตั้งเงื่อนไขให้สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมาเมื่อ  $v_{C2}(t) = 0$  และ  $v_{C1}(t) > 0$  ซึ่งสัมพันธ์กับสมการ 3.45 ในขณะที่  $t$  มีค่าเป็น 0 นำค่า  $t = 0$  แทนในสมการ (3.47) ได้

$$\frac{d v}{d t} = \frac{V_{ref}}{\tau}, \text{ ในขณะทีสวิทช์ } S_1 \text{ ปิดลงมา} \quad \text{.....(3.48)}$$

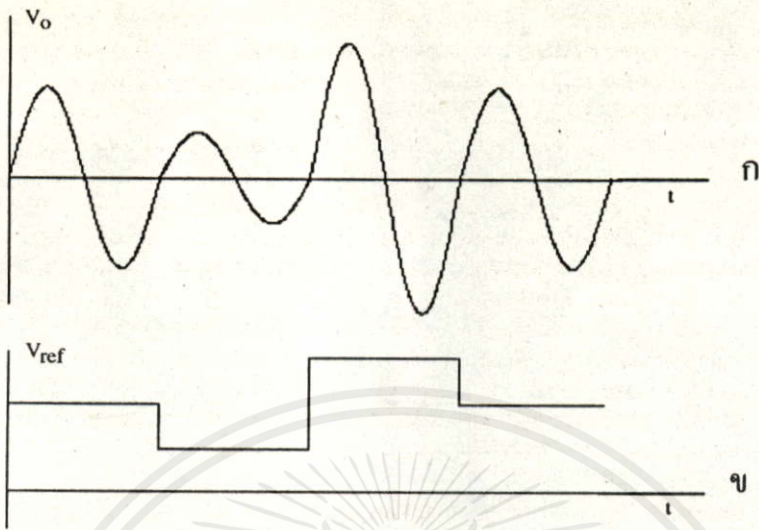
เมื่อเปรียบเทียบค่าอนุพันธ์ของสมการทั้งสองขณะที่  $S_1$  ปิดลงมาคือสมการ (3.46) เป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจริง และ (3.48) เป็นสัญญาณรูปไซน์บริสุทธิ์ จะเห็นว่ามีค่าเท่ากันหรือมีความลาดชันของสัญญาณที่จุดนี้เท่ากัน จึงสรุปได้ว่าการตั้งเงื่อนไขให้สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมาดังที่ออกแบบไว้จะไม่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงรุนแรงขึ้นที่จุดเอาต์พุตในขณะที่สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมา

### 3.5 ตัวอย่างการนำไปใช้งาน

จากการที่เราสามารถกำหนดขนาดของสัญญาณออสซิลเลชันได้ที่ละไซเกิลโดยง่ายเพียงเปลี่ยนค่า  $V_{ref}$  ในช่วงหรือก่อนที่สวิทช์  $S_1$  จะปิดลงมาเท่านั้น เราจึงได้ออสซิลเลเตอร์สัญญาณรูปไซน์ที่สามารถสร้างสัญญาณที่มีขนาดคงที่ หรือเปลี่ยนแปลงขนาดได้ในรูปต่างๆ ดังเช่น

การสร้างออสซิลเลเตอร์ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้โดยที่มีแอมพลิจูดคงที่ ปกติในวงจรออสซิลเลเตอร์ที่เปลี่ยนความถี่ได้ จะมีปัญหาในการออกแบบวงจรควบคุมขนาดสัญญาณ หรือ AGC แต่โดยอาศัยเทคนิคนี้เราสามารถควบคุมแอมพลิจูดให้คงที่ได้โดยง่าย ดังจะกล่าวต่อไปในบทที่ 5

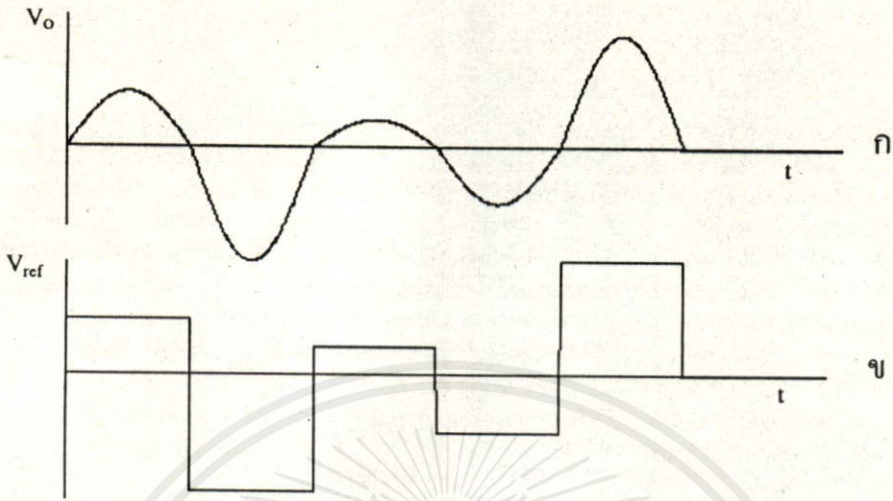
การทำมอดูเลชันแบบแอมพลิจูดที่ละไซเกิล ซึ่งจะต่างกับการมอดูเลชันแบบแอมพลิจูด (AM) ธรรมดา เพราะแบบนี้สัญญาณมอดูเลชันจะถูกส่งเข้าไปมอดูเลตกับสัญญาณไซน์เฉพาะในช่วงต้นไซเกิลเท่านั้น ซึ่งจะทำให้สัญญาณไซน์ที่เกิดขึ้นในไซเกิลนั้นมีแอมพลิจูดตามสัญญาณที่มอดูเลตเข้าไปดังรูป 3.11



รูป 3.11 แสดงการมอดูเลตที่ละไซเกิด ก.สัญญาณที่ได้ และ ข.สัญญาณที่เข้ามอดูเลต

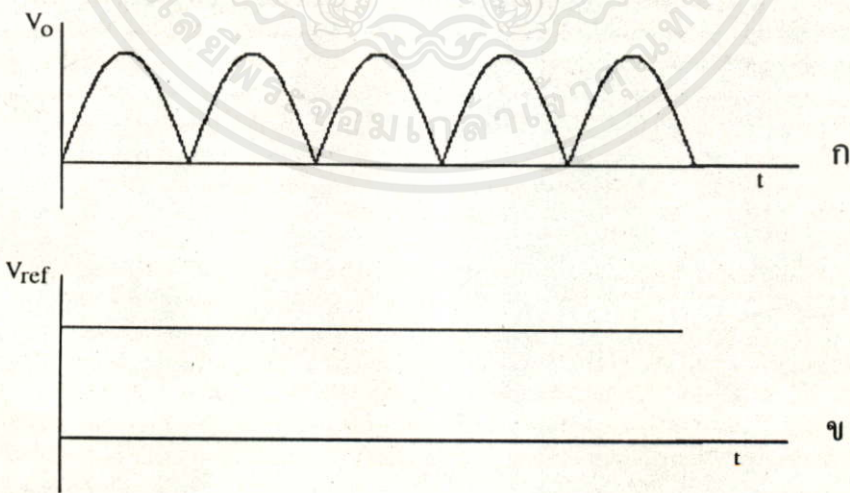
ซึ่งการมอดูเลตแบบนี้จะมีประโยชน์ในการส่งข้อมูลแบบดิจิตอล

สร้างออสซิลเลเตอร์ที่มีการควบคุมแอมพลิจูดที่ละไซเกิด ทำได้โดยตัดวงจรที่ตรวจสอบเฟสของสัญญาณที่  $C_1$  ให้เป็นบวกออก เช่นตัดคอมพาราเตอร์  $M_1$  ในรูป 3.3 ออก แล้วป้อนสัญญาณควบคุม  $V_{ref}$  ทั้งซีกบวกและลบสลับกัน สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีแอมพลิจูดซีกบวกและลบต่างกันตามแต่จะควบคุม ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งการมอดูเลตแบบนี้จะใช้ประโยชน์ในการส่งข้อมูลแบบดิจิตอลเช่นกันแต่จะมีอัตราการส่งข้อมูลเป็นสองเท่าของแบบแรก



รูป 3.12 แสดงการมอดูเลตที่ละครึ่งไซเคิล ก.สัญญาณที่ได้ และ ข.สัญญาณที่เข้ามอดูเลต

สร้างสัญญาณ รูปไซน์ชนิดเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น โดยใช้วงจรเช่นเดียวกับการควบคุมแอมพลิจูดที่ละครึ่งไซเคิล แต่ใช้สัญญาณควบคุม  $V_{ref}$  เป็นไฟตรงที่คงที่ทำให้ได้สัญญาณไซน์ที่มีเฉพาะซีกบวกเท่านั้นทุกไซเคิล ดังรูป 3.13



รูป 3.13 แสดงการมอดูเลตที่ละครึ่งไซเคิลเฉพาะซีกบวก ก.สัญญาณที่ได้ และ ข.สัญญาณที่เข้ามอดูเลต

สัญญาฉบับนี้มีประโยชน์ในแง่ของการศึกษาเท่านั้น ไม่ค่อยมีประโยชน์มากนักในทางปฏิบัติ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### อาร์-ซีออสซิลเลเตอร์ แบบเลื่อนเฟส ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นในเชิงปฏิบัติ

#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทที่แล้วได้กล่าวถึงออสซิลเลเตอร์ในกรณีที่เป็นอุดมคติ และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องทำให้เราสามารถทำนายผล หรือออกแบบออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการได้คร่าวๆ เพราะในทางปฏิบัติจริง การไม่เป็นตามอุดมคติของอุปกรณ์บางตัว การไม่เท่ากันของอุปกรณ์แต่ละคู่ทำให้ผลที่ได้แตกต่างจากที่กล่าวไว้ดังเช่น การกำหนดเงื่อนไขให้แก่ตัวเก็บประจุ  $C_1$  จำต้องใช้เวลาระหว่างหนึ่งเพื่อให้ตัวเก็บประจุทำการประจุจนมีศักดาเท่ากับโวลเตจที่ป้อนเข้าไป ค่าลูปเกนในวงจรมองไม่เท่ากับหนึ่งพอดีอาจมากกว่าหรือน้อยกว่าเล็กน้อย และค่าคงตัวทางเวลาของอาร์-ซีทั้งสองอาจไม่ตรงกัน โดยเฉพาะเมื่อมีการปรับเปลี่ยนความถี่ไป ซึ่งสาเหตุสองประการแรกจะมีผลทำให้ขนาดของสัญญาณเปลี่ยนไป มีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกเพิ่มขึ้น และทำให้ความถี่คลาดเคลื่อนไปจากเดิม ส่วนสาเหตุประการสุดท้ายจะไม่มีผลกับความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก แต่จะทำให้ขนาดของสัญญาณและความถี่เปลี่ยนไป ผลของการที่อุปกรณ์ไม่เป็นตามอุดมคตินี้จะถูกนำมาวิเคราะห์เพื่อศึกษาผลที่เกิดขึ้นในแต่ละกรณีต่อไป

การวิเคราะห์ผลของการไม่เป็นไปตามอุดมคติเราจะแยกวิเคราะห์เป็นสามกรณีคือ กรณีแรกเมื่อเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ กรณีที่สองเมื่อค่าลูปเกนไม่เป็นหนึ่ง และกรณีที่สามเมื่อค่าคงตัวทางเวลาของอาร์-ซี ทั้งสองคู่ไม่เท่ากัน ตามลำดับ

#### 4.2 ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์

เงื่อนไขที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติประการแรกที่เราจะศึกษาคือ ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ ซึ่งเกิดเนื่องมาจากที่ค่าความต้านทานของโวลเตจเซอร์ส  $V_{ref}$  และค่าความต้านทานภายในสวิตช์  $S_1$  ไม่เป็นศูนย์ ในการทำการประจุแก่ตัวเก็บประจุ จึงต้องการเวลาระหว่างหนึ่งเพื่อให้โวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  มีค่าเท่ากับ  $V_{ref}$  ซึ่งขณะนี้ถึงแม้  $V_{C1}$  จะยังไม่เท่ากับ  $V_{ref}$  แต่เราก็สามารถประมาณให้มีค่าเท่ากันได้ในการคำนวณ ขณะที่สวิตช์  $S_1$  อยู่ในสภาวะปิดลงมา วงจรจะถูกควบคุมโดย  $V_{ref}$  ที่ป้อนเข้ามา ซึ่งคิดกับขณะที่สวิตช์  $S_1$  เปิดออก ซึ่งวงจรจะถูกปล่อยให้ออสซิลเลตโดยอิสระ ดังนั้นผลของการที่เวลาในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ จึงมีผลต่อขนาดของสัญญาณ, ความถี่ และความเพี้ยน

เชิงฮาร์มอนิก ซึ่งจะได้ศึกษาต่อไป

### 4.2.1 การวิเคราะห์

พิจารณาจากรูป 3.3 ขณะที่สวิตช์  $S_1$  ปิดลงมา วงจรจะถูกบังคับโดยโวลเตจจากภายนอกคือ  $V_{ref}$  ในช่วงนี้ สมการ (3.33) ถึง (3.38) จะไม่เป็นจริง เราจึงต้องวิเคราะห์สิ่งที่เกิดขึ้นในช่วงขณะนี้ต่างหากโดยถ้าเราให้เวลาทันทีที่ทันใดที่สวิตช์  $S_1$  ปิดลงมาเป็นเวลา  $t=0$  ซึ่งขณะนั้น  $v_{C2}(t)=0$  และกำลังเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ คือ  $d(v_{C2}(t))/dt > 0$  หากสวิตช์ปิดลงมาจนเปิดออกใช้เวลาเป็น  $T_I$  และป้อนโวลเตจ  $V_{ref}$  ให้แก่  $C_1$  ดังนั้นโวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะถูกเขียนเป็น

$$v_{C1}(t) = V_{ref} \quad , \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(4.1)$$

โดยเงื่อนไขจากสมการ (4.1) เมื่อใส่วงจรแบบรูปปิดในรูป 3.3 ไปตามทิศทางทวนเข็มนาฬิกา ตามทิศทางของสัญญาณ อาศัยความสัมพันธ์ของอินพุตและเอาต์พุตของวงจรถือเป็นเฟสทั้งสองตามสมการ (3.30) จะสามารถแสดงได้ว่า

$$V_2(s) = \left( \frac{1+s\tau}{s\tau} \right) V_{C1}(s) + \frac{1}{s} v_{C2}(0) \quad \dots(4.2)$$

โดย  $R_1C_1 = R_2C_2 = RC = \tau$  และเมื่อแทน  $V_2(s)$  จาก (4.2) ลงใน (3.31) จะได้

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{s\tau} V_{C1}(s) + \frac{1}{s} v_{C2}(0) \quad \dots(4.3)$$

ซึ่งจะหา  $v_{C2}(t)$  ได้โดยการทำการแปลงกลับลาปลาซของ (4.3) และแทน  $v_{C1}(t)$  จาก (4.1) ได้

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau} t + v_{C2}(0) \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากเราตั้งเงื่อนไขจาก  $R_3, R_4$  และ  $R_5$  เพื่อให้สวิตช์  $S_1$  เริ่มปิดลงมาเมื่อ  $v_{C2} = 0$  พอดี นั่นคือ  $v_{C2}(0) = 0$  จะเขียนสมการ (4.4) ในกรณีนี้ได้เป็น

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau} t \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(4.5)$$

ที่เวลา  $t = T_I$  สวิตช์  $S_1$  เปิดออก ตามสมการ(4.1) และ (4.5) ทำให้ได้โวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสอง ในขณะนั้นเป็น

$$v_{C1}(T_I) = V_{ref} \quad \dots(4.6)$$

$$v_{C2}(T_I) = \frac{V_{ref}}{\tau} T_I \quad \dots(4.7)$$

สรุปได้ว่าเราจะหาโวลเตจคร่อม  $C_2$  ได้จากสมการ (4.4) ในขณะที่ สวิตช์  $S_1$  ปิดลง มาจนเปิดออกและสมการ (3.35) หลังจากที่สวิตช์  $S_1$  เปิดออกจนครบไซเคิล โดยที่สมการ (4.6) และ (4.7) จะเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นแก่สมการ (3.35) โดยแทน  $v_{C1}(T_I)$  และ  $v_{C2}(T_I)$  ที่  $v_{C1}(0)$  และ  $v_{C2}(0)$  ในสมการ (3.5) ตามลำดับ และเลื่อนเวลาในสมการ (3.35) โดยแทน  $t$  ด้วย  $(t - T_I)$  ดังนั้นจะได้ผลตอบสนองรวมทั้งไซเคิลเป็น

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau} t \quad \text{เมื่อ} \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(4.8) \text{ ก}$$

$$v_{C2}(t) = V_{ref} \sqrt{1 + \left(\frac{T_I}{\tau}\right)^2} \sin\left(\frac{t}{\tau} - \left(\frac{T_I}{\tau} - \tan^{-1}\left(\frac{T_I}{\tau}\right)\right)\right) \quad \text{เมื่อ} \quad T_I \leq t \leq T \quad \dots(4.8) \text{ ข}$$

โดยที่  $T$  ในสมการ (4.8) เป็นคาบเวลาของการออสซิลเลต ดังนั้นที่เวลา  $t = T$  เงื่อนไข  $v_{C2}(T) = 0$  และกำลังเพิ่มขึ้นคือ  $d(v_{C2}(t))/dt > 0$  ต้องเป็นจริง โดยแทน  $t = T$  ลงในสมการ(4.8ข) จะเห็นว่าเงื่อนไขจะเป็นจริงเมื่อ มุมของฟังก์ชัน  $\sin$  เป็น  $2\pi$  คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน  $\frac{T}{\tau} - \left(\frac{T_I}{\tau} - \tan^{-1}\left(\frac{T_I}{\tau}\right)\right) = 2\pi$  มาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมิได้ปกปิดเนื้อหาของเอกสารนี้ให้อ่านฟรีๆ ขอสงวนสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dots(4.9)$$

และคาบเวลาจะเป็น

$$T = 2\pi\tau + T_I - \tau \tan^{-1}\left(\frac{T_I}{\tau}\right) \quad \dots(4.10)$$

หรือความถี่ของสัญญาณที่ได้ในกรณีนี้จะเป็น  $\omega = 2\pi/T$

$$\omega = \frac{1}{\left( \tau + \frac{T_1}{2\pi} - \frac{\tau}{2\pi} \tan^{-1}\left(\frac{T_1}{\tau}\right) \right)} \quad \dots(4.11)$$

ซึ่งจากสมการ(4.11) ในกรณีที่สวิตช์  $S_1$  ปิดลงมาช่วงสั้นมากๆ เช่นในกรณีที่เป็นอุดมคติตามบทที่แล้ว อัตราส่วน  $T_1/\tau \ll 1$  ทำให้สามารถประมาณค่า  $\tan^{-1}(T_1/\tau) \cong T_1/\tau$  และเขียนสมการ (4.11) ในกรณีนี้ได้เป็น

$$\omega = \frac{1}{\tau} = \omega_0, \frac{T_1}{\tau} \ll 1 \quad \dots(4.12)$$

ซึ่งตรงกับกรณีที่เป็นอุดมคติดังกล่าวไว้แล้ว

นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาจากสมการ (4.8) จะเห็นว่า ถ้าเราต้องการให้สัญญาณที่ได้มีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกต่ำ เราต้องพยายามให้

$$\frac{T_1}{\tau} \ll 1 \quad \dots(4.13)$$

เพื่อที่ผลของสมการ (4.8ก) จะได้มีช่วงสั้นเมื่อเทียบกับสมการ (4.8ข) ในไซเคิลหนึ่งๆ

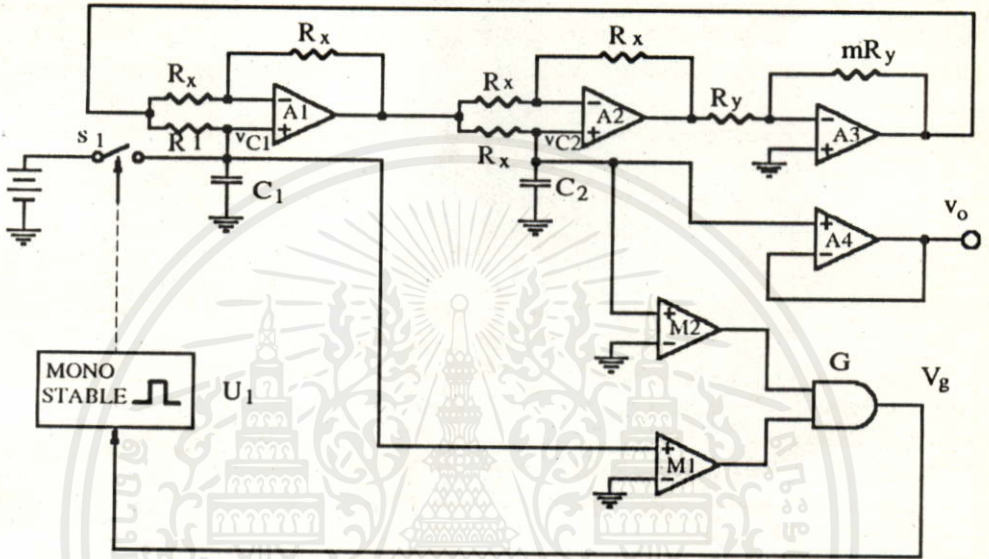
ในกรณีของออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้จะพิจารณาได้จากสมการ (4.8ข) ว่าขนาดของสัญญาณที่ได้จะคงที่ในขณะที่เปลี่ยนความถี่ไป ก็ต่อเมื่ออัตราส่วน

$$\frac{T_1}{\tau} = \text{ค่าคงที่} \quad \dots(4.14)$$

สำหรับปัญหาค้านความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของสัญญาณจะได้กล่าวถึงในหัวข้อต่อไป แต่ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาเฉพาะผลของเวลาในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ และการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณ

### 4.2.2 การทดลอง

เพื่อศึกษาผลของ การที่เวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ เราจะดัดแปลงวงจรในรูป 3.3 ให้เป็นดังรูป 4.1



รูป 4.1 วงจรเพื่อศึกษาผลของการที่เวลาในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์

โดยให้อัตราขยาย  $m$  มีค่าเป็นหนึ่ง คอมพาราเตอร์  $M_1$  จะคอยเช็คเฟสของสัญญาณที่คร่อม  $C_1$  ขณะเป็นบวก และคอมพาราเตอร์  $M_2$  จะให้เอาต์พุตเป็นหนึ่งทันทีที่ โวลเตจคร่อม  $C_2$  มีค่า  $\geq 0$  ทำให้เอาต์พุตของแอนนเกท  $G$  เป็นหนึ่งทันทีที่  $v_{C2} \geq 0$  และ  $v_{C1} > 0$  ซึ่ง  $V_g$  ถูกป้อนเข้าสู่โมโนสเตเบิล  $V_1$  ซึ่งจะทำงานที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณ  $V_g$  ให้เอาต์พุตออกเป็นหนึ่งในช่วงเวลา  $T_1$  แล้วจึงตกลงเป็นศูนย์ เอาต์พุตของโมโนสเตเบิล  $U_1$  จะทำหน้าที่ควบคุมให้สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมาเป็นช่วงเวลาเท่ากับ  $T_1$  ด้วย ซึ่งเราสามารถปรับช่วงเวลา  $T_1$  ที่ได้จากการปรับค่าพารามิเตอร์ ภายในโมโนสเตเบิล

ให้  $\omega$  เป็นความถี่ของสัญญาณขณะเป็นเวลา  $T_1$  มีค่าไม่เป็นศูนย์ ตามสมการ (4.11) และ  $\omega_0$  เป็นความถี่ของสัญญาณขณะเป็นเวลา  $T_1$  มีค่าสั้นมากจนเกือบเป็นศูนย์ในอุดมคติ ตามสมการ (4.12) เราจะนิยาม

$$\Delta \omega = \omega - \omega_0 \quad \dots(4.15)$$

ให้  $A$  เป็นขนาดของสัญญาณที่ตกคร่อม  $C_2$  ในขณะเป็นเวลา  $T_1$  มีค่าไม่เป็นศูนย์ตาม

ตามสมการ (4.8ข) คือ

$$A = V_{ref} \sqrt{1 + \left(\frac{T_1}{\tau}\right)^2} \quad \text{.....(4.16)}$$

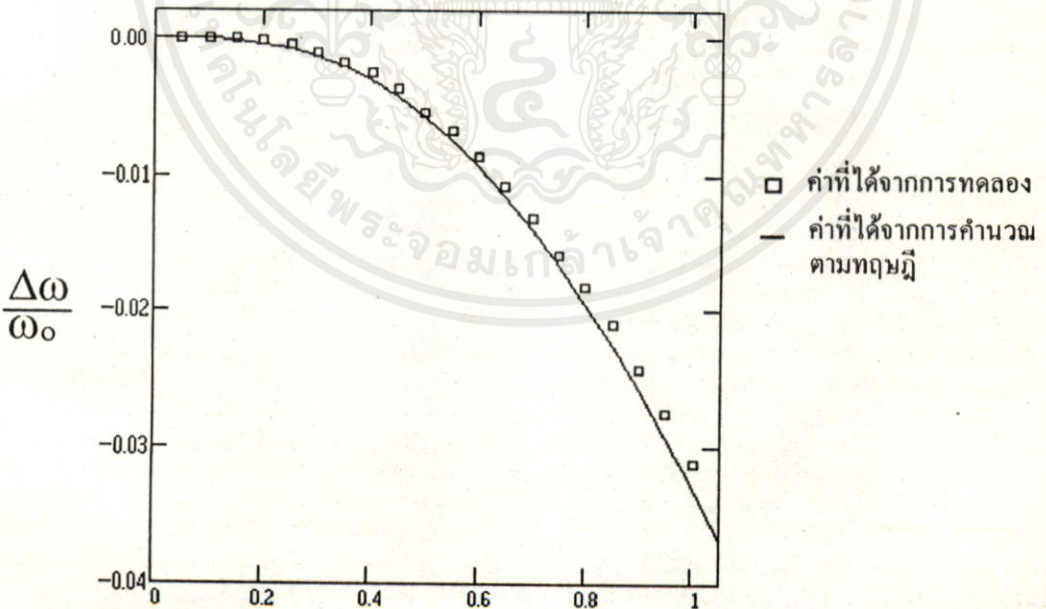
และ  $A_0$  เป็นขนาดของสัญญาณที่ตกคร่อม  $C_1$  ในขณะที่เวลา  $T_1$  มีค่าสั้นมากจนเกือบเป็นศูนย์ในอุดมคติ ตามสมการ (3.38) คือ

$$A_0 = V_{ref} \quad \text{.....(4.17)}$$

เราจะนิยาม

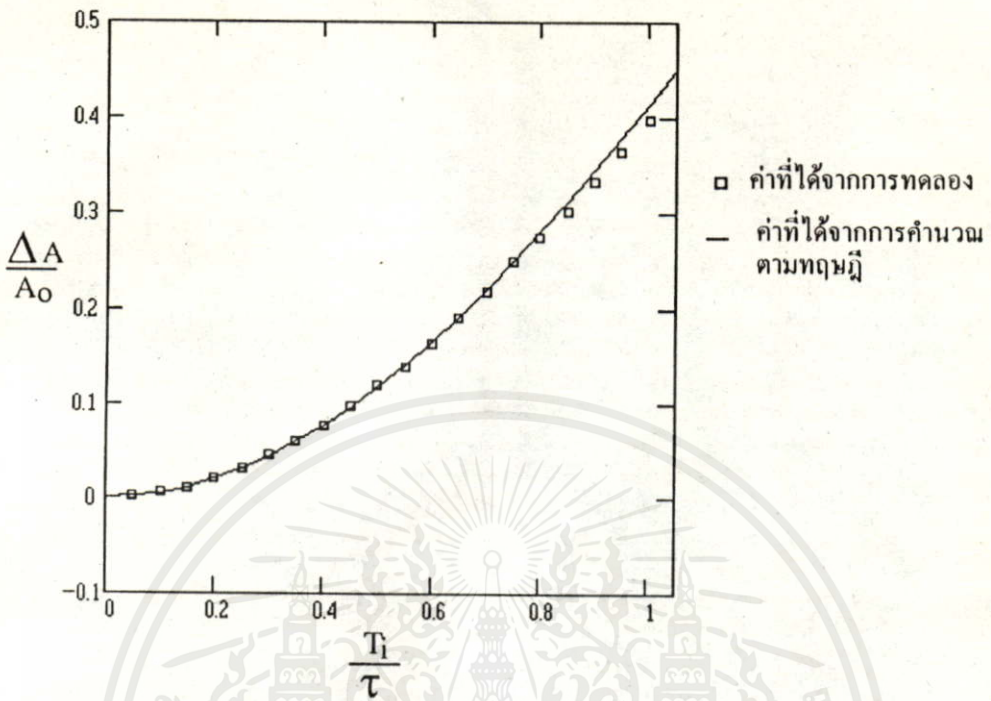
$$\Delta A = A - A_0 \quad \text{.....(4.18)}$$

โดยการทดลองได้เลือกใช้  $C = C_1 = C_2 = 0.1 \mu F$  และ  $R = R_1 = R_2 = 1.2 K \Omega$  ทำให้คำนวณหาค่า  $\omega_0 = 8333.33 \text{ rad/sec}$  และใช้  $V_{ref}$  เป็น 1.5 โวลต์ ทำให้ได้  $A_0 = 1.5 \text{ Volt}$  ผลการทดลองที่ได้เมื่อนำมาเปรียบเทียบ ตามสมการ (4.17) และสมการ (4.18) จะเป็นตามรูป 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ  $\frac{T_1}{\tau}$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.2 แสดงผลของเวลา  $T_1$  ที่มีต่อความถี่  $\omega$



รูป 4.3 แสดงผลของเวลา  $T_1$  ที่มีต่อขนาดของสัญญาณ A

#### 4.3 ผลของค่ารูปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง

เงื่อนไขที่ไม่เป็นไปตามอุดมคติอีกประการหนึ่งก็คือ การที่ค่าของรูปเกน มีค่าไม่เท่ากับหนึ่งพอดี การที่ค่ารูปเกนไม่เป็นหนึ่งจะทำให้ขนาดของสัญญาณที่เกิดขึ้นในแต่ละไซเคิลค่อยๆ ลดลง หรือเพิ่มขึ้นตามเวลาที่ผ่านไปขึ้นอยู่กับว่าค่ารูปเกนนั้นน้อยกว่าหรือมากกว่าหนึ่งตามลำดับ จนเมื่อครบไซเคิลจึงมีการกำหนดระดับพลังงานให้กลับมาเท่าเดิมอีกครั้ง ผลที่เกิดขึ้นแก่สัญญาณคือจะทำให้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกเพิ่มขึ้น และทำให้ความถี่เปลี่ยนไปจากเดิม ซึ่งในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาเฉพาะผลที่มีต่อความถี่ของสัญญาณ ส่วนผลที่มีต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกจะได้กล่าวภายหลัง

##### 4.3.1 การวิเคราะห์

พิจารณาจากรูป 3.3 ซึ่งผลของรูปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่งจะแทนด้วยค่า  $m$  ซึ่งไม่เท่ากับหนึ่งในวงจร และในกรณีนี้เราจะเลือกค่า  $R_3, R_4$  และ  $R_5$  เพื่อให้แอนเกท  $G$  ให้เอาต์พุตเป็นหนึ่งเป็นช่วงๆ แคบมากๆ เพื่อให้  $T_1/\tau \ll 1$  แล้วจะดูผลจากอัตราขยาย  $m$  ที่เปลี่ยนไป ซึ่ง

$$V_1(s) = V_4(s) = -mV_3(s) \quad \dots(4.19)$$

และเมื่อใช้สมการ (4.19) ในการวิเคราะห์ห้วงจรตามรูป 3.3 แบบลูปปิด ไปตามทิศทางของ สัญญาณทวนเข็มนาฬิกา เช่นเดียวกับในหัวข้อ 3.3.2 ก็จะได้ความสัมพันธ์ ในรูปของความถี่เชิงซ้อนเป็น

$$V_2(s) = \frac{-m 2\tau(1 - s\tau)}{(1 + s\tau)^2 + m(1 - s\tau)^2} v_{C2}(0) + \frac{2\tau(1 + s\tau)}{(1 + s\tau)^2 + m(1 - s\tau)^2} v_{C1}(0) \quad \dots(4.20)$$

โดย  $\tau = R_1C_1 = R_2C_2 = RC$  และ  $v_{C1}(0), v_{C2}(0)$  เป็นโวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุในขณะที่ได้รับกรกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และเมื่อแทน  $V_2(s)$  จาก (4.20) ลงในสมการ (3.31) จะได้ โวลเตจคร่อม  $C_2$  เป็น

$$V_{C2}(s) = \frac{P_2(s)}{P_1(s) P_3(s)} v_{C2}(0) + \frac{2\tau}{P_1(s)} v_{C1}(0) \quad \dots(4.21)$$

โดยที่เทอมโพลิโนเมียล  $P_1(s), P_2(s)$  และ  $P_3(s)$  มีค่าเป็น

$$P_1(s) = (1 + m) + s(2\tau(1 - m)) + s^2(\tau^2(1 + m)) \dots(4.22)$$

$$P_2(s) = (\tau(1 - m)) + s(2\tau^2) + s^2(\tau^3(1 + m)) \quad \dots(4.23)$$

$$P_3(s) = 1 + s\tau \quad \dots(4.24)$$

เนื่องจากเราตั้งเงื่อนไขให้สวิตช์  $S_1$  ปิดลงมาเมื่อ  $v_{C2}(t) = 0$  และในกรณีนี้เราให้  $T_I$  มีค่าน้อยมากๆ เมื่อเทียบกับ  $\tau$  ดังที่ได้กล่าวไว้แล้ว เราจึงได้ว่า

$$v_{C2}(0) = 0 \quad \dots(4.25)$$

เมื่อแทนค่า  $v_{C2}(0)$  ด้วย 0 ในสมการ (4.21) ซึ่งจะลดรูปลงเป็น

$$V_{C2}(s) = \frac{2\tau}{P_1(s)} v_{C1}(0). \quad \dots(4.26)$$

ซึ่งเมื่อนำมาจัดพจน์ใหม่จะได้

$$V_{C2}(s) = \sqrt{\frac{1}{m}} \cdot \frac{\frac{2\sqrt{m}}{(1+m)\tau}}{\left(s + \left(\frac{1-m}{1+m}\right)\frac{1}{\tau}\right)^2 + \left(\frac{2\sqrt{m}}{(1+m)\tau}\right)^2} v_{C1}(0) \quad \dots(4.27)$$

หา  $v_{C2}(t)$  โดยการทำการแปลงกลับลาปลาซของ (4.27) และแทน  $v_{C1}(0)$  ด้วย  $V_{ref}$  จะได้

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\sqrt{m}} \cdot e^{\left(\frac{1-m}{1+m}\right)\frac{t}{\tau}} \sin\left(\frac{2\sqrt{m}}{(1+m)\tau} t\right) \quad \dots(4.28)$$

เป็นสมการของสัญญาณที่ได้ในแต่ละไซเคิล

เพื่อจะศึกษาผลของอัตราขยาย  $m$  ที่มีต่อสัญญาณ เราจะพิจารณาสมการ (4.28) แต่ละส่วนดังนี้

เทอม  $V_{ref}/\sqrt{m}$  เป็นขนาดของสัญญาณรูปไซน์ สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะมีค่ามากหรือน้อยกว่าค่า  $V_{ref}$  ขึ้นอยู่กับค่า  $m$  ว่าน้อยกว่าหรือมากกว่าหนึ่ง ตามลำดับและเมื่อ  $m = 1$  ขนาดของสัญญาณจะเท่ากับ  $V_{ref}$

เทอม  $e^{-((1-m)/(1+m))t/\tau}$  เป็นตัวบอกว่าขนาดของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นหรือลดลงเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล โดยถ้า  $m < 1$  เทอมยกกำลังจะเป็นลบทำให้ขนาดของสัญญาณลดลงเมื่อเวลาผ่านไป ถ้า  $m > 1$  เทอมยกกำลังจะเป็นบวกทำให้ขนาดของสัญญาณเพิ่มขึ้นเมื่อเวลาผ่านไป และถ้า  $m = 1$  เทอมนี้ทั้งเทอมจะมีค่าเป็นหนึ่งด้วย ขนาดของสัญญาณจะคงที่ การเปลี่ยนแปลงของอัตราขยาย  $m$  ที่เทอมนี้จะมีผลต่อค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของวงจร ซึ่งสามารถเป็นเอกสารที่ดาวน์โหลดสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะพิมพ์ใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอม  $\sin\left(\left(\frac{2\sqrt{m}}{(1+m)\tau}\right)t\right)$  เป็นเทอมที่กำหนดความถี่ของการออสซิลเลตซึ่งจะเห็นได้โดยง่ายว่าในที่นี้ความถี่ของสัญญาณคือ

$$\omega = \frac{2\sqrt{m}}{(1+m)\tau} \quad \dots(4.29)$$

### 4.3.2 การทดลอง

ในการทดลองเราใช้วงจร ตามรูป 4.1 โดยปรับโมโนสเตเบิล  $U_1$  ให้มีช่วงเป็นหนึ่งสั้นที่สุดโดยที่ยังสามารถควบคุมขนาดของสัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งถือว่าในกรณีนี้  $T_I/\tau \ll 1$  และเรานิยาม

$$\Delta \omega = \omega - \omega_0 \quad \dots(4.30)$$

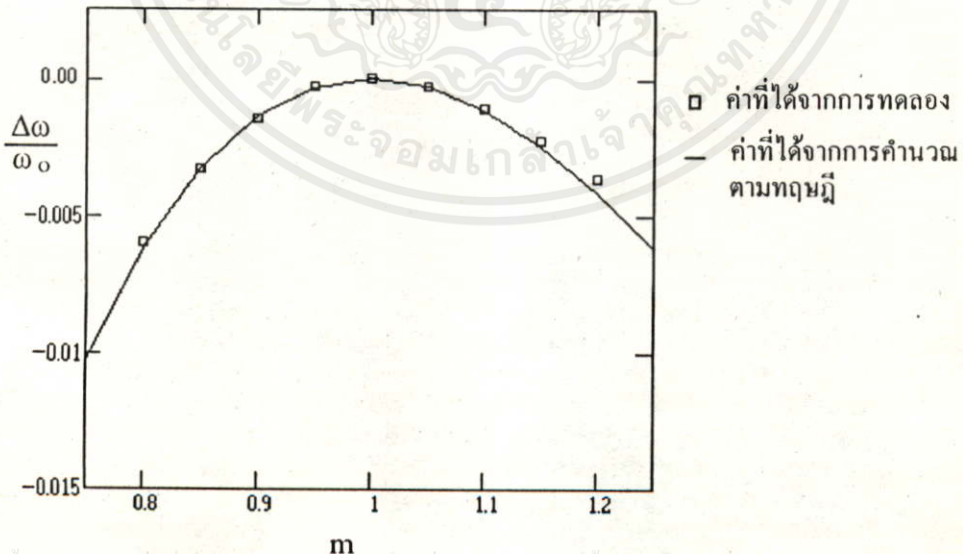
ซึ่งจากกรณีที่เป็นอุดมคติคือ  $m = 1$  เราได้ว่า

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau} \quad \dots(4.31)$$

ดังนั้นจาก (4.29) - (4.31) ทำให้หาผลของอัตราขยายที่เปลี่ยนไปกับความถี่ได้เป็น

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{2\sqrt{m}}{(1+m)} - 1 \quad \dots(4.32)$$

โดยการทดลองเปลี่ยนค่าอัตราขยาย  $m$  ให้มีค่าน้อยกว่า และมากกว่าหนึ่ง แล้ววัดความถี่ที่เกิดขึ้น ผลการทดลองที่ได้เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับสมการ (4.32) จะเป็นดังรูป 4.4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น รูป 4.4 แสดงผลของรูปเกน  $m$  ค่าต่างๆ ที่มีต่อความถี่  $\omega$  ที่มีการนำไปใช้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณจะมีค่าสูงสุด เมื่อรูปเกนมีค่าเป็นหนึ่ง และจะมีความถี่ต่ำลงเมื่อรูปเกนมีค่ามากขึ้นหรือน้อยลง

#### 4.4 ผลการไม่เท่ากันของค่าคงตัวเวลา

ออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสตามที่เราใช้อยู่ ปรับความถี่การออสซิลเลตโดยการปรับค่า  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ไปพร้อมๆ กัน โดยสมมติให้  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  แต่ในความเป็นจริงแล้วถึงจะใช้ค่าความต้านทานหรือตัวเก็บประจุที่ปรับค่าได้ซึ่งมีแกนเดียวกันต่อระหว่างการปรับ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ก็ไม่สามารถจะปรับไปให้เท่ากันพอดีได้โดยตลอด ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจะพิจารณาผลการไม่เท่ากันของค่าคงตัวเวลา  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ที่มีต่อสัญญาณที่ได้

##### 4.4.1 การวิเคราะห์

ในกรณีนี้เราจะให้ช่วงเวลาที่สวิทช์  $S_1$  ปิดลงมาสั้นมากๆ โดยการเลือกค่า  $R_3, R_4$  และ  $R_5$  ของวงจรในรูป 3.3 เพื่อให้แอมเพท  $G$  ให้เอาต์พุตเป็นหนึ่งเป็นช่วงแคบๆ ซึ่งจะได้  $T_I/T \ll 1$  แล้วจะดูผลจากการที่ค่าคงตัวเวลาไม่เท่ากัน โดยให้  $\tau_1 = R_1 C_1$ ,  $\tau_2 = R_2 C_2$  และ  $\tau_1 \neq \tau_2$  ซึ่งเมื่อวิเคราะห์ห้วงจรตามรูป 3.3 แบบลูปปิดไปตามทิศทางของสัญญาณทวนเข็มนาฬิกาอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต ในความถี่เชิงซ้อน ของวงจรกรองผ่านต่ำและวงจรเลื่อนเฟส ตามสมการ (3.28) และ (3.29) ทำให้ได้

$$V_2(s) = \frac{-\tau_2(1-s\tau_1)}{1+s^2\tau_1\tau_2} v_{c2}(0) + \frac{\tau_1(1+s\tau_2)}{1+s^2\tau_1\tau_2} v_{c1}(0) \quad \dots(4.33)$$

จากความสัมพันธ์ (3.28) เราได้

$$V_{c2}(s) = \frac{V_2(s)}{1+s\tau_2} + \frac{\tau_2}{1+s\tau_2} v_{c2}(0) \quad \dots(4.34)$$

เมื่อแทน  $V_2(s)$  จาก (4.33) ลงใน (4.34) แล้วจัดพจน์ใหม่จะได้

$$V_{c2}(s) = \frac{s}{s^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}\right)^2} v_{c2}(0) + \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}} \cdot \frac{\left(\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}\right)}{s^2 + \left(\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}\right)^2} v_{c1}(0) \quad \dots(4.35)$$

ซึ่งจะหา  $v_{c2}(t)$  โดยการหาการแปลงกลับลาปลาซของ 4.35 ได้

$$v_{c2}(t) = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} v_{c1}^2(0) + v_{c2}^2(0)} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}} t + \alpha\right) \quad \dots(4.36)$$

เมื่อ  $v_{c1}(0)$  และ  $v_{c2}(0)$  เป็นบวกทั้งคู่

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{\sqrt{\tau_2} v_{c2}(0)}{\sqrt{\tau_1} v_{c1}(0)}\right), \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \quad \dots(4.37)$$

เป็นลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ซึ่งจะเห็นว่าในกรณี  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  สมการ (4.36) และ (4.37) จะลดรูปลงไปเหมือนกับ สมการ (3.35) และ (3.37) ในกรณีที่เป็นการจลนศาสตร์ตามลำดับ พิจารณาจากสมการ(4.36) จะเห็นว่าขนาดของสัญญาณที่ได้ขึ้นอยู่กับอัตราส่วน  $\tau_1/\tau_2$  ดังนั้นในขณะที่ปรับเปลี่ยนความถี่ไป หากมีการไม่เท่ากันของ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ก็จะทำให้ขนาดของสัญญาณเปลี่ยนไปด้วย แต่จะเปลี่ยนน้อยกว่าอัตราส่วนของ  $\tau_1/\tau_2$  เนื่องจากเป็นรากที่สองของอัตราส่วนนี้ และเนื่องจากการไม่เท่ากันของ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ไม่ได้มีผลต่ออุปเกนของวงจร การออสซิลเลตจึงดำเนินต่อไปอย่างต่อเนื่องได้

กรณีที่เวลาในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์คือ  $T_1$  มีค่าเมื่อเทียบกับ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  เราจะพิจารณาเช่นเดียวกับหัวข้อ 4.2 เพื่อหา  $v_{c2}(t)$  แต่ในกรณีที่  $\tau_1 \neq \tau_2$  ถ้าเราให้สวิตช์  $S_1$  ปิดลงในช่วง  $0 < t < T_1$  ทำให้  $v_{c1} = V_{ref}$  และขณะนั้น  $v_{c2}(0) = 0$  เมื่อเราได้วงจรตามรูป 3.3 ไปตามทิศทางของสัญญาณทวนเข็มนาฬิกา เราจะหาความสัมพันธ์ในรูปของความถี่เป็นเชิงซ้อนได้เป็น

$$V_2(s) = \left(\frac{1 + s\tau_2}{s\tau_2}\right) V_{c1}(s) + \frac{1}{s} v_{c2}(0) \quad \dots(4.38)$$

และ

$$V_2(s) = \frac{V_2(s)}{1 + s\tau_2} + \frac{\tau_2}{1 + s\tau_2} v_{c2}(0) \quad \dots(4.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารส่วนหนึ่งของงานที่ออก  $\tau_2$  ของมาเข้า ( ) มอนูญาดาให้เข้าไปใช้ประโยชน์ด้วยวงจรถ้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกหนึ่งนามให้คิดเป็นเนื้อหา และโดยอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ โดยเวลา  $t = 0$  คือเวลาที่สวิตช์  $S_1$  เริ่มปิดลงมา และเมื่อแทน  $V_2(s)$  จาก (4.38) ลงใน (4.39) จะได้

$$V_{C2}(s) = \frac{1}{s\tau_2} V_{C1}(s) + \frac{1}{s} v_{C2}(0). \quad \dots(4.40)$$

หา  $v_{C2}(t)$  โดยการแปลงกลับลาปลาซ (4.40) และแทน  $v_{C1}(t)$  ด้วย  $V_{ref}$  จะได้

$$V_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau_2} t + V_{C2}(0) \quad , \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(4.41)$$

ซึ่งจะเห็นว่า  $v_{C2}(t)$  ตามสมการ (4.41) จะไม่ขึ้นกับค่า  $\tau_1$  เลยเพราะเราใช้โวลเตจเซอร์ส  $V_{ref}$  ป้อนเข้าที่ ตัวเก็บประจุ  $C_1$  โดยตรง

สมการ (4.41) จะอธิบายโวลเตจ  $v_{C2}(t)$  ในขณะที่สวิตช์  $S_1$  เริ่มปิดลงมาจนเปิดออก ส่วนสมการ (4.36) และ (4.37) จะเป็นช่วงหลังจากที่สวิตช์  $S_1$  เปิดออกจนครบไซเคิล โดยสมการ (4.41) จะเป็นตัวกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแก่สมการ (4.36) และ (4.37) นั่นคือ ถ้าสวิตช์  $S_1$  ปิดลงมาในช่วง  $0 \leq t \leq T_I$  ในขณะที่  $v_{C2}(0)$  เป็น 0 แล้วเปิดออก เราจะหาโวลเตจคร่อม  $C_2$  ได้ตลอดทั้งไซเคิลเป็น

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau_2} t \quad , \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(4.42)$$

$$v_{C2}(t) = V_{ref} \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2} \left(1 + \frac{T_I^2}{\tau_1 \tau_2}\right)} \sin \left( \frac{t}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} - \left( \frac{T_I}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} - \alpha \right) \right) ,$$

$$T_I \leq t \leq T \quad \dots(4.43)$$

และ

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{T_I}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \right) \quad \dots(4.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าวิธีใดก็ตาม ทั้งต้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงข้อความและดัดแปลงอย่างใดก็ตามของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 โดยที่ T คือคาบเวลาของสัญญาณหนึ่งไซเคิล แต่อย่างไรก็ตาม สมการ (4.42) - (4.44) ไม่มี  
 ประโยชน์นักในการพิจารณาออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ ในที่นี้เราจึงสนใจที่ขนาดของ

สัญญาณตามสมการ (4.36) ซึ่งเป็นการกระเพื่อมของขนาดสัญญาณขึ้นลงขณะที่เปลี่ยนความถี่ไปโดย  $\tau_1 \neq \tau_2$

#### 4.4.2 การทดลอง

เราใช้วงจรตามรูป 4.1 โดยให้  $\tau_1 = R_1C_1$ ,  $\tau_2 = R_2C_2$  และ  $\tau_1 \neq \tau_2$  ปรับโมโนสเตเบิล  $U_1$  ให้มีช่วงเป็นหนึ่งสั้นที่สุดคือ  $T_1$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  แล้วเราจะนิยาม

$$\Delta \tau = \tau_1 - \tau_2 \quad \text{.....(4.45)}$$

$$\tau = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2} \quad \text{.....(4.46)}$$

และให้  $A_0$  เป็นขนาดของสัญญาณกรณีสี่ค่าคงตัวเวลาทั้งสองเท่ากันคือ  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  ตามสมการ (4.36) และ  $\Delta A$  คือผลต่างของขนาดสัญญาณขณะนั้น  $A$  ลบกับ  $A_0$

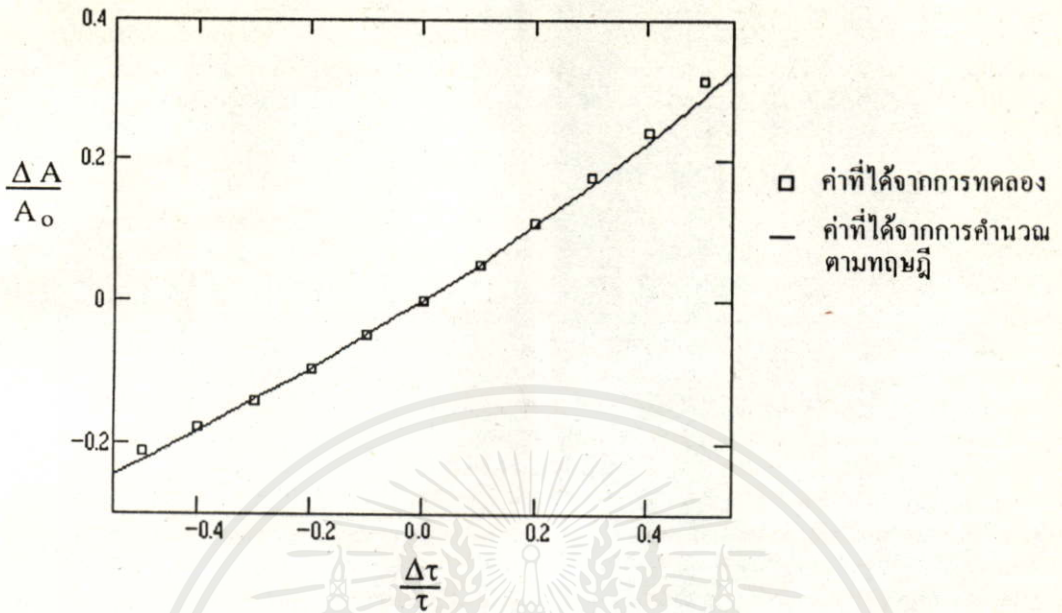
$$\Delta A = A - A_0 \quad \text{.....(4.47)}$$

ทำการทดลองโดยเริ่มต้นปรับค่า  $R_1C_1$  และ  $R_2C_2$  ให้  $\tau_1 = \tau_2 = \tau$  วัดค่า  $\tau$  ซึ่งหาได้จาก

$$\tau = \frac{1}{\omega} = \frac{1}{2\pi f} \quad \text{.....(4.48)}$$

และวัดค่า  $A_0$  ซึ่งเป็นขนาดของสัญญาณขณะนั้น แล้วจึงลองปรับค่า  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ให้มีค่าต่างๆ วัดขนาดของสัญญาณที่ได้มาเปรียบเทียบกับกรณีสี่แรก ผลการทดลองที่ได้กับการคำนวณตามสมการ (4.36) และ (4.45) กับ (4.48) เป็นดังรูป 4.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.5 แสดงผลการไม่เท่ากันของค่าคงตัวเวลาที่มีผลต่อขนาดของสัญญาณ ซึ่งจะเห็นได้ว่าหากต้องการให้ขนาดของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปไม่เกิน  $\pm 1\%$  ค่าความแตกต่างของค่าคงตัวเวลาต้องมีค่าอยู่ในช่วงไม่เกิน  $\pm 1.5\%$

#### 4.5 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของสัญญาณ

ในหัวข้อ 4.2 และ 4.3 ได้กล่าวค้างไว้ในเรื่องผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไข เริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ และผลของค่าอุปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง ที่มีต่อความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ดังนั้นในหัวข้อนี้เราจะนำเรื่องนี้มาแสดงโดย

ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ จะใช้สมการ (4.8ก) และ (4.8ข) แทนสัญญาณในหนึ่งไซเคิล

ผลของค่าอุปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง จะใช้สมการ (4.28) แทนสัญญาณในหนึ่งไซเคิล

##### 4.5.1 การวิเคราะห์

สัญญาณเหล่านั้นจะเกิดซ้ำๆกันทุกๆ ไซเคิลทำให้เราสามารถเขียนอยู่ในรูปของอนุกรมฟูรีเยร์ได้ ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)) \quad \dots(4.50)$$

ซึ่งแสดงสัญญาณนั้นจะประกอบด้วยความถี่หลักมูลหนึ่ง ความถี่ คือ ความถี่  $\omega_0$  ซึ่งมีขนาดเป็น  $a_1, b_1$  และความถี่ฮาร์โมนิกอื่นๆ ซึ่งมีความถี่เป็นจำนวนเท่าของ  $\omega_0$  และมีขนาดเป็น  $a_n$  และ  $b_n$  โดย  $n = 2, 3, \dots, \infty$  ซึ่งจากนิยามของผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกจะได้

$$\text{THD} (\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)}}{\sqrt{a_1^2 + b_1^2}} \quad \dots(4.51)$$

ในหัวข้อนี้ เราได้ใช้วิธีคำนวณเชิงเลข คือ การแปลงฟูริเยร์ (FFT) ในการหาสัมประสิทธิ์  $a_n, b_n$  ในสมการ (4.50) หรือขนาดของความถี่หลักมูลและความถี่ฮาร์โมนิกต่างๆ ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูปทางคณิตศาสตร์ MathCAD(Math CAD, Version 2.5, Math Soft Inc., Cambridge.) โดยใช้สมการ (4.8) และ (4.28) สร้างสัญญาณขึ้นผ่านเข้าสู่ กระบวนการแปลงฟูริเยร์ ทำให้ได้สัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูริเยร์ในเลขเชิงซ้อนคือ

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_0 t} \quad \dots(4.52)$$

โดย  $C_1$  และ  $C_{-1}$  จะเป็นขนาดของความถี่ หลักมูล และ  $C_n$  เมื่อ  $n = -\infty, \dots, 3, 2$  และ  $n = 2, 3, \dots, \infty$  เป็นขนาดของความถี่ฮาร์โมนิก ซึ่งจะมีค่าเท่ากันเมื่อ  $n$  มีค่าเป็นบวกและลบ เราจะหาผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกได้โดย

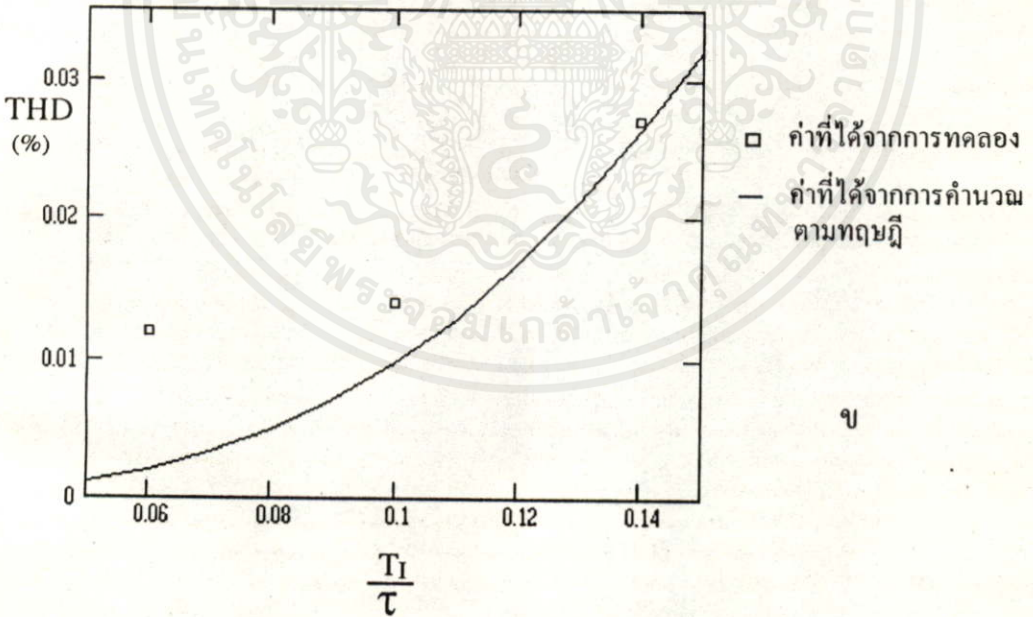
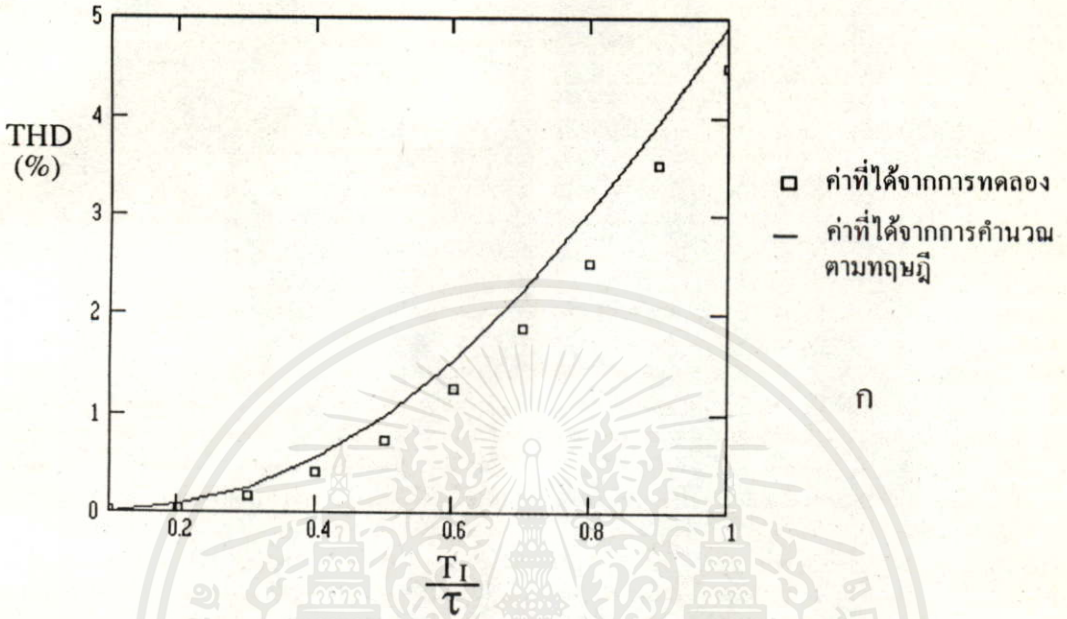
$$\text{THD} (\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}}{C_1} \quad \dots(4.53)$$

ซึ่งในทางปฏิบัติ การหาผลรวมจะไม่ได้หาถึงเทอม  $\infty$  แต่จำนวนเทอมจะขึ้นอยู่กับความละเอียดในการสุ่มสัญญาณเข้าไป

#### 4.5.2 การทดลอง

ในการทดลองเพื่อจะศึกษาผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ เราใช้วงจรตามรูป 4.1 และปรับค่า  $T_I$  จากโมโนสเตเบิล  $U_1$  ให้มีค่า  $T_I/T$  ต่างๆ ทำนองเดียวกับ การทดลองในหัวข้อ 4.2.2 แล้ววัดผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิก โดย DISTORTION ANALYZER hp 334 A ผลการทดลองเปรียบเทียบกับที่คำนวณได้ตามทฤษฎีข้างต้น แสดง

ในรูป 4.6ก และ 4.6ข



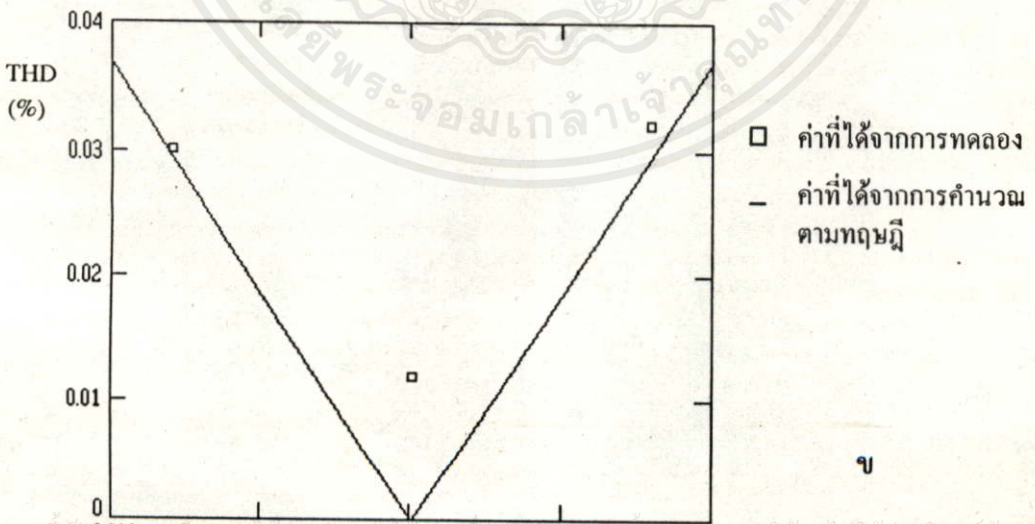
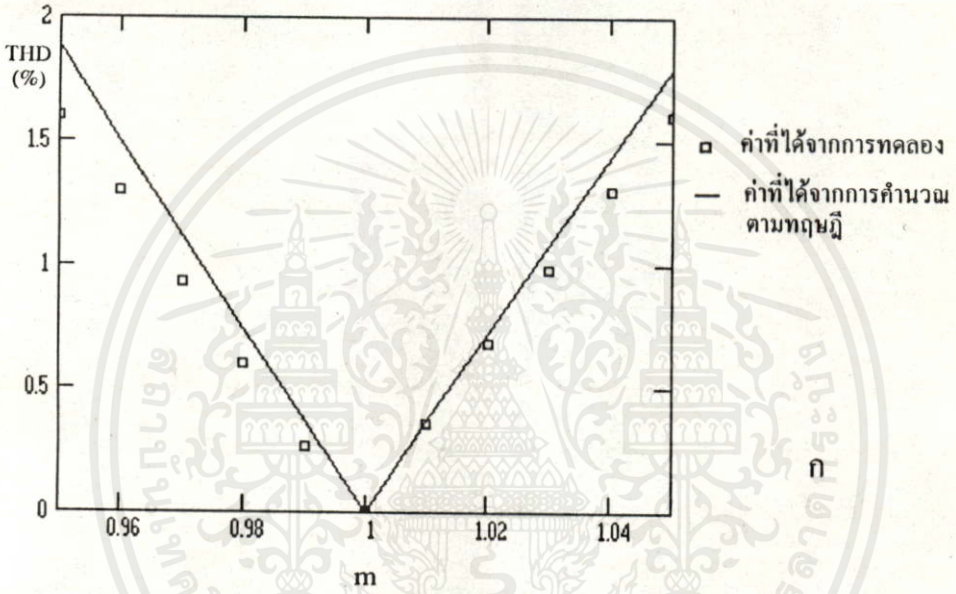
รูป 4.6 ก และ ข แสดงผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ ที่มีผล ต่อ ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นได้จากกราฟว่าถ้าต้องการให้ผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของสัญญาณ น้อยกว่า 0.01% อัตราส่วน  $T_1/\tau$  ต้องมีค่าน้อยกว่า 0.1 ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถทำได้โดยง่าย

ในการทดลองเพื่อจะศึกษาผลของค่าอุปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง เราใช้วงจรตามรูป 4.1 และปรับ โมโนสเตเบิล  $V_1$  ให้มีช่วงที่เป็นหนึ่งสั้นที่สุด โดยที่ยังสามารถควบคุมขนาดของ สัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งถือว่าในกรณีนี้  $T_1/\tau \ll 1$  แล้วปรับค่าอัตราขยาย  $m$  ให้น้อยกว่าและ มากกว่าหนึ่ง ในทำนองเดียวกับการทดลอง 4.3.2 แล้ววัดผลรวมความเพี้ยนฮาร์โมนิก โดย DISTORTION ANALYZER hp 334 A ผลการทดลองเปรียบเทียบกับที่คำนวณได้ ตาม ทฤษฎีแสดงในรูป 4.7ก และ 4.7ข



เอกสารนี้เป็นที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปล m อ้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.7 ก และ ข แสดงผลของค่าอุปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง ที่มีผลต่อความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิก ของสัญญาณ

ซึ่งจะพิจารณาได้จากกราฟว่า ถ้าต้องการให้ผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ของสัญญาณน้อยกว่า 0.01% ค่าของลูปลเกน  $m$  จะต้องมามีค่าห่างจากหนึ่งไม่เกิน  $\pm 0.025\%$  ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถใช้ความต้านทานชนิดปรับค่าได้ที่มีสัมประสิทธิ์ต่ออุณหภูมิต่ำ ปรับพร้อมกับวัดค่า THD ไปด้วยจนมีค่าต่ำที่สุด

ทั้งกราฟในรูป 4.6 และ 4.7 สามารถใช้เป็นแนวทางในการคำนวณและออกแบบออสซิลเลเตอร์เพื่อให้มีผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกต่ำๆ ได้



## บทที่ 5

### วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ขนาดคงที่ ซึ่งปรับความถี่ได้แบบต่อเนื่อง

#### 5.1 กล่าวนำ

จากการศึกษาคุณสมบัติของ วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ แบบเลื่อนเฟสด้วย อาร์-ซี ที่สามารถควบคุมขนาดโดยการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น ในบทก่อนหน้านี้อาจเห็นข้อได้เปรียบบางประการคือ

การที่ค่าอุปเกนของออสซิลเลเตอร์ ไม่ขึ้นอยู่กับ ค่าคงตัวทางเวลา  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ทำให้เราสามารถปรับค่าคงตัวทางเวลา หรืออีกนัยหนึ่งคือ ความถี่ของสัญญาณ ไปได้ โดยที่ไม่มีผลต่ออุปเกน อันจะทำให้วงจรเกิดการหยุดออสซิลเลต หรือเกิดการกระเพื่อมอย่างรุนแรง ที่ขนาดของสัญญาณ

ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิก ของสัญญาณขึ้นอยู่กับค่าอุปเกน  $m$  เป็นหลัก หากปรับค่าอุปเกน  $m$  จนมีความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกให้ต่ำที่สุด และการที่การเปลี่ยนแปลงค่าคงตัวทางเวลาไม่ได้มีผลต่ออุปเกน จึงสามารถเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ ไปได้โดยที่ค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกยังมีค่าต่ำอยู่

การป้อนเงื่อนไขเริ่มต้นแก่วงจร จะคอยช่วยควบคุมขนาดของสัญญาณที่เกิดขึ้น แต่ละไซ่เกิลให้รักษาค่าเดิมไว้ได้

ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้วงจรนี้น่าจะถูกนำไปสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่สามารถ ปรับความถี่ได้ต่อเนื่อง โดยที่ยังรักษาขนาดของสัญญาณที่ค่อนข้างคงที่และมีค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกที่ค่อนข้างต่ำ ตลอดช่วงที่ใช้งาน

#### 5.2 คุณสมบัติที่ต้องการในการออกแบบ

เพื่อจะออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณรูปไซน์ที่ปรับความถี่ได้ต่อเนื่อง เราต้องการคุณสมบัติที่สำคัญสามประการคือ การที่ออสซิลเลเตอร์ต้องทำงานอย่างต่อเนื่องไม่ขาดหายไปขณะปรับความถี่ การที่มีสัญญาณรูปไซน์ออกมาตลอดและมีความเพี้ยนต่ำ และการที่มีแอมพลิจูดหรือขนาดของสัญญาณคงที่ที่ความถี่ต่างๆ ซึ่งเราจะพิจารณาได้ดังนี้

### 5.2.1 การทำงานอย่างต่อเนื่องขณะปรับความถี่

วงจรกำเนิดสัญญาณที่มีค่าอุปเกนของวงจร ขึ้นอยู่กับค่าคงตัวทางเวลาของวงจร ซึ่งเป็นตัวกำหนดความถี่ด้วย ขณะปรับเปลี่ยนความถี่ไปหากเกิดการไม่เท่ากันของค่าคงตัวทางเวลา เช่น  $\tau_1 \neq \tau_2$  หรือ  $\tau_1 \neq \tau_2 \neq \tau_3$  เช่นในกรณีของออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ และแบบ ทวินทีบริดจ์ วงจรก็จะมีขนาดของสัญญาณที่ลดลง หรือเพิ่มขึ้น ขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงนั้น และมีแนวโน้มที่จะหยุดออสซิลเลต หรือ ออสซิลเลตจนถึงสภาวะอิมิตัวได้หากวงจรที่คอยควบคุมขนาดทำงานไม่ทัน หรือไม่ดีพอ ซึ่งจะพบเห็นได้จากออสซิลเลเตอร์แบบวินบริดจ์ ที่ใช้วงจรควบคุมอัตราขยาย แบบอัตโนมัติโดยใช้ขนาดของสัญญาณที่ได้ไปแปลงเป็นไฟตรง แล้วป้อนเข้าวงจรควบคุม ซึ่งมักจะทำงานไม่ทัน แต่ในออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟสที่เรากำลังพิจารณาอยู่นี้ จะเห็นจากบทที่ 3 ว่าค่าอัตราขยายในแต่ละภาคของวงจรเลื่อนเฟสจะเป็นหนึ่งทั้งหมด โดยที่ไม่ขึ้นอยู่กับการคงตัวทางเวลา  $\tau_1$  หรือ  $\tau_2$  เลย ซึ่งแสดงว่า ถึงแม้จะปรับเปลี่ยนความถี่ไป หากค่าคงตัวทางเวลา  $\tau_1 \neq \tau_2$  อันเนื่องมาจากการไม่สมมูลย์กันของอุปกรณ์ที่ปรับความถี่ ค่าอุปเกนของวงจรก็ยังรักษาค่าเดิมคือเป็นหนึ่งไว้ได้ ดังนั้นขนาดของสัญญาณก็จะยังคงมีแนวโน้มที่คงที่ตลอดไม่หาย หรือเพิ่มขึ้นจนถึงสภาวะอิมิตัวของวงจร

### 5.2.2 ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกขณะปรับความถี่

ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ซึ่งตามที่พิจารณาในบทที่ 4 นั้น พบว่าจะขึ้นอยู่กับผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ และผลของค่าอุปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง โดยจากกราฟรูป 4.6 และ 4.7 จะเห็นว่าผลของค่าอุปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่งจะให้ผลมากกว่า แต่จากที่กล่าวข้างต้นว่าในขณะที่ปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณโดยปรับค่าคงตัวทางเวลา หากแม้  $\tau_1 \neq \tau_2$  ก็ตามค่าอุปเกน  $m$  ซึ่งไม่ขึ้นกับค่าคงตัวทางเวลาก็จะไม่เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเป็นคุณสมบัติเด่นของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส ดังนั้น ในทางปฏิบัติเราจะสามารถปรับค่าอุปเกน  $m$  ที่ความถี่หนึ่งให้มีค่าเป็นหนึ่ง หรือมีค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกต่ำที่สุด แล้วถึงแม้จะปรับเปลี่ยนความถี่ไปยังความถี่อื่นๆ ค่าอุปเกนก็จะยังคงเท่าเดิมตลอด ส่วนผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เท่ากับศูนย์ หรือ ค่า  $T_I$  จะพิจารณาจากอัตราส่วน  $T_I/\tau$  จากสมการ (4.8) ซึ่งเป็นรูปร่างของสัญญาณ ที่ความถี่หนึ่ง ซึ่งหากว่าเรารักษาอัตราส่วน  $T_I/\tau$  ให้มีค่าคงที่ ที่  $\tau$  ของ

ความถี่นั้นในขณะที่เปลี่ยนความถี่ไป สัญญาณที่ได้ก็จะมีค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกคงที่ และเป็นไปตามกราฟรูป 4.6 ด้วย

อย่างไรก็ตามในออสซิลเลเตอร์ที่ปรับความถี่ได้ เรามักจะไม่ค่อยสนใจในเรื่องค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก มากนักเพียงแต่รักษาค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก ไม่ให้มีค่าเกินที่ออกแบบไว้ ซึ่งในทางปฏิบัติ สามารถกระทำได้โดยเลือกอัตราส่วน  $T_1/T$  จากกราฟรูป 4.6 นั้นเอง

### 5.2.3 ขนาดของสัญญาณขณะปรับความถี่

การรักษาขนาดของสัญญาณให้มีค่าคงที่ตลอดขณะปรับเปลี่ยนความถี่ไป จะพิจารณาได้สองสาเหตุ คือ ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ และผลของการไม่เท่ากันของค่าคงตัวเวลา ซึ่งจากสมการ (4.16) ซึ่งเป็นขนาดของสัญญาณในกรณีที่มีค่า  $T_1/T$  มีค่า และกราฟรูป 4.3 จะพิจารณาได้ว่า ถ้าเรารักษาอัตราส่วน  $T_1/T$  ให้มีค่าคงที่ที่ค่า  $\tau$  ของความถี่นั้นในขณะที่เปลี่ยนความถี่ไป สัญญาณที่ได้ก็จะมีขนาดของสัญญาณคงที่และเป็นไปตามกราฟรูป 4.3 ส่วนผลของค่าคงตัวเวลาที่ไม่เท่ากัน จะพิจารณาจากสมการ (4.43) ซึ่งอธิบายรูปร่างของสัญญาณในกรณีที่มีค่าคงตัวเวลาไม่เท่ากัน และกราฟรูป 4.5 ซึ่งในกรณีนี้จะเห็นว่าเป็นการยากแก่การควบคุม เพราะในทางปฏิบัติเรามักจะปรับความถี่โดยใช้ความต้านทานชนิดปรับค่าได้สองชั้นที่มีแกนร่วมกัน ซึ่งในขณะที่ปรับค่าไปค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ที่เกิดขึ้น ไม่มีทางจะเท่ากันโดยสมบูรณ์ได้ ทำให้เกิดผลต่างระหว่างค่า  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  อันจะทำให้ขนาดของสัญญาณเปลี่ยนไปดังรูป 4.5 แต่จากสมการ (4.43) จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นของขนาด สัมพันธ์กับ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  โดยเป็นอัตราส่วนกับรากที่สองของ  $\tau_1 / \tau_2$  ซึ่งจะมีผลน้อยกว่าการเปลี่ยนแปลงของ  $\tau_1 / \tau_2$  ซึ่งในทางปฏิบัติทำได้โดยการเลือก ความต้านทานปรับค่าได้สองชั้นชนิดที่มีคุณภาพดี เช่น ชนิดที่สามารถปรับได้หลายๆ รอบ เป็นต้น

### 5.3 การออกแบบและวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม  
จากหัวข้อที่แล้วมา เรารู้ว่าเพื่อจะรักษาค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิก และการรักษาขนาดของสัญญาณให้คงที่ ในขณะที่ปรับความถี่ เราต้องทำให้อัตราส่วน

$$\frac{T_1}{\tau} = \text{ค่าคงที่} \quad \dots(5.1)$$

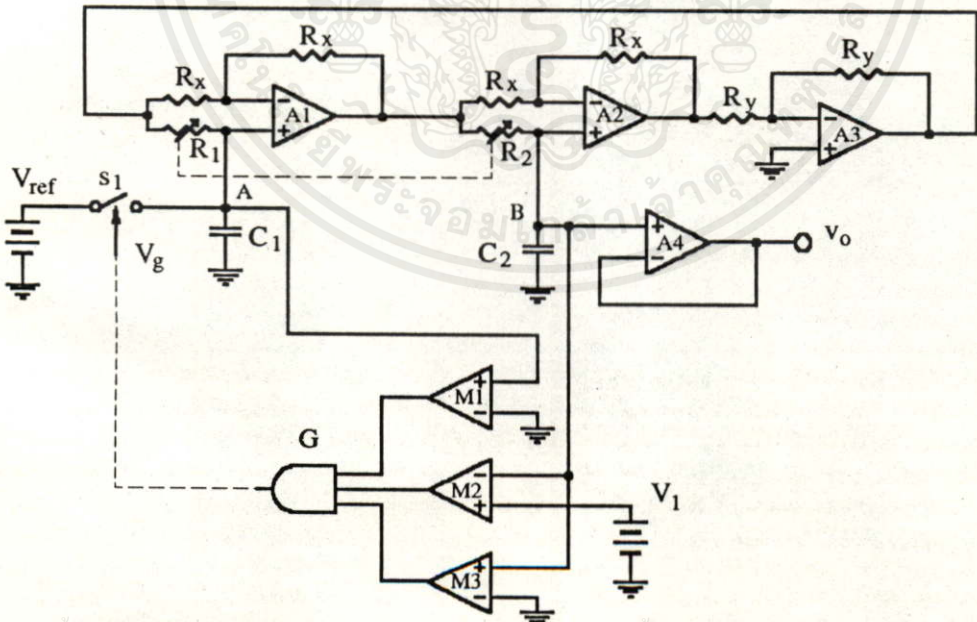
โดย  $T_1$  คือช่วงเวลาดังแต่ สวิตช์  $S_1$  ปิดลงมาจนกระทั่งเปิดออก และ  $\tau$  คือค่าเฉลี่ยของ  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ที่ความถี่นั้นๆ ในขณะที่ปรับความถี่ไป และ

$$\tau = \frac{1}{\omega} \quad \dots(5.2)$$

ซึ่งในกรณีที่เราให้  $T_1/\tau$  มีค่าไม่มากนัก เราอาจกล่าวได้ว่า อัตราส่วนของเวลาที่สวิตช์ปิดลงมา  $\tau$  ต่อคาบเวลาของสัญญาณหนึ่งคาบ  $T$  จะมีค่าคงที่ด้วย หรือ

$$\frac{T_1}{T} = \text{ค่าคงที่} \quad \dots(5.3)$$

เพื่อจะออกแบบวงจรให้  $T_1$  มีค่าเป็นอัตราส่วนของค่าคงตัวเวลา  $\tau$  เราไม่สามารถใช้วงจรในรูป 4.1 ได้ เพราะในรูป 4.1 ค่า  $T_1$  ถูกควบคุมโดยวงจรโมโนสเตเบิล และไม่ขึ้นกับค่า  $\tau$  ซึ่งเราจะออกแบบใหม่ โดยใช้วินโดว์คอมพาราเตอร์ดังนี้



รูป 5.1 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือนเฟสที่ปรับความถี่ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรมีจะคล้ายกับ วงจรในรูป 3.3 ซึ่งใช้  $A_1, A_2, A_3, A_4$  เป็นออปแอมป์ และ  $M_1, M_2, M_3$  เป็นคอมพาราเตอร์ และ  $G$  เป็นแอนเกท และให้  $C_1 = C_2 = C$  สิ่งที่แตกต่างกันคือ ในที่นี้  $R_1$  และ  $R_2$  เราใช้ความต้านทาน ชนิดปรับค่าได้ที่มีแกนร่วมกันชนิดเดียวกันและมีค่าเท่ากัน เพื่อให้สามารถปรับค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ไปพร้อมๆ กันและมีค่าใกล้เคียงกันที่สุด คอมพาราเตอร์  $M_1$  คอยเช็คเฟสของสัญญาณคร่อม  $C_1$  ขณะที่เป็นการบวก ส่วนคอมพาราเตอร์  $M_2, M_3$  ต่อแบบวินโดว์คอมพาราเตอร์ ซึ่งจะเริ่มทำงานเมื่อ  $v_{C2} > 0$  จนกระทั่ง  $v_{C2} > V_1$  จึงหยุดและให้เอาต์พุตเป็นศูนย์ เอาต์พุตของคอมพาราเตอร์ทั้งหมดนำไปต่อเข้าแอนเกท  $G$  ซึ่งจะควบคุม ให้สวิทช์  $S_1$  ปิดในช่วง

$$0 < v_{C2} < V_1 \text{ และ } v_{C1} > 0 \quad \dots(5.4)$$

ถ้าให้  $\tau$  เป็นค่าคงตัวเวลาของวงจร ซึ่งเกิดจากค่า  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  ร่วมกัน และโดยเงื่อนไขตามสมการ (5.4) เราจะอาศัยคุณสมบัติของสมการ (4.5) พิจารณาได้ว่าในขณะที่สวิทช์  $S_1$  กำลังปิดอยู่

$$v_{C2}(t) = \frac{V_{ref}}{\tau} t, \quad 0 \leq t \leq T_I \quad \dots(5.5)$$

ขณะที่สวิทช์เริ่มปิดลงมา

$$v_{C2} = 0 \quad \text{แทนใน (5.5) ได้} \\ t_0 = 0 \quad \dots(5.6)$$

ขณะที่สวิทช์เปิดออก

$$v_{C2} = V_1 \quad \text{แทนใน (5.5) ได้} \\ t_1 = \frac{\tau V_1}{V_{ref}} \quad \dots(5.7)$$

ช่วงเวลา  $T_I$  คือเวลาดังแต่ สวิทช์  $S_1$  ปิดจนเปิดออกหาได้จาก สมการ (5.7) ลบด้วยสมการ (5.6)

$$T_I = t_1 - t_0 = \frac{\tau V_1}{V_{ref}} \quad \dots(5.8)$$

หรือ

$$\frac{T_I}{\tau} = \frac{V_1}{V_{ref}} \quad \dots(5.9)$$

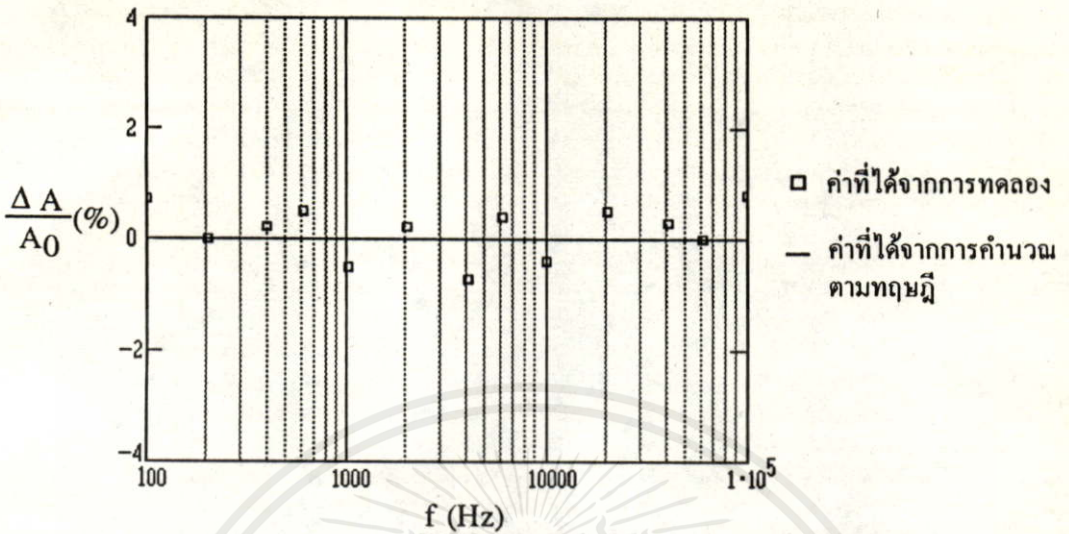
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
สมการ (5.9) จะเห็นว่า ทั้ง  $V_1$  และ  $V_{ref}$  เป็นค่าโวลเตจคงที่ในวงจร ดังนั้น

$$\frac{T_I}{\tau} = \text{ค่าคงที่} \quad \dots(5.10)$$

ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ต้องการ คือ ขณะที่ ค่า  $R_1, R_2$  มีค่าสูง ค่า  $\tau$  มีค่าสูงค่า  $T_I$  จะมีค่าสูงตามซึ่งเป็นกรณีที่ดีต่ำ และเมื่อค่า  $R_1, R_2$  มีค่าต่ำ ค่า  $\tau$  มีค่าต่ำ ค่า  $T_I$  จะมีค่าต่ำตาม ซึ่งเป็นกรณีที่ความถี่สูง จากการวิเคราะห์ทำให้เห็นได้ว่าวงจรนี้จะปรับค่า  $T_I$  ไปตามค่า  $\tau$  ที่เปลี่ยนไปโดยรักษาอัตราส่วน  $T_I/\tau$  เป็นค่าคงที่ไว้ตลอด

#### 5.4 การทดลอง

ในการทดลองเราใช้วงจรตามรูป 5.1 โดยออปแอมป์  $A_1$  ถึง  $A_4$  เป็นเบอร์ NE 5535 ซึ่งมีอัตราสลับ  $25V/\mu S$  ตั้งขนาดของสัญญาณโดย  $V_{ref}$  ไว้ที่ 1 โวลต์พีค และจำกัดความถี่ของสัญญาณที่ทดสอบไม่เกิน 100 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อให้ออปแอมป์ ทำงานทันและมีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกน้อยที่สุด ส่วนสวิทช์  $S_1$  ใช้ขนาดอกสวิทช์ที่เป็นซิมอส สีตัวต่อขนานกันเพื่อให้ความต้านทานภายในสวิทช์น้อยลง และเลือกใช้  $C_1 = C_2 = 0.022$  ไมโครฟารัด  $R_1$  และ  $R_2$  เป็นความต้านทานแบบปรับค่าได้สองชั้น ซึ่งปรับได้ 10 รอบค่า 0 ถึง 100 กิโลโอห์ม ต่ออนุกรมกับค่า ความต้านทาน 50 โอห์มไว้ ตั้งอัตราส่วน  $T_I/\tau$  ไว้ที่ 0.5 โดยการปรับค่า  $V_1$  และเปลี่ยนความถี่โดยการปรับค่า  $R_1$  และ  $R_2$  พร้อมกันแล้ววัดขนาดของสัญญาณที่ได้ ผลการทดลองที่ได้เปรียบเทียบกับผลการคำนวณแสดงดังรูป 5.2



รูป 5.2 แสดงขนาดของสัญญาณเมื่อปรับความถี่ไป

โดยในที่นี้เราให้  $A_0$  เป็นขนาดของสัญญาณ ตามทฤษฎี ซึ่งคำนวณจากสมการ (4.16) และ  $\Delta A = A - A_0$  ซึ่งจะเห็นได้ว่า ขนาดของสัญญาณที่ได้มีค่าอยู่ในช่วง  $\pm 1\%$  ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับคุณภาพของความต้านทานปรับค่า  $R_1$  และ  $R_2$  ซึ่งควรเป็นชนิดที่ดี และมีค่าเท่ากันมากที่สุด

### 5.5 การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองโดยคอมพิวเตอร์

เพื่อจะศึกษา คุณสมบัติต่างๆ ของวงจรในบางกรณีที่เราทำได้ยากในทางปฏิบัติ เราจะใช้วิธีจำลองแบบโดยคอมพิวเตอร์[7] ซึ่งในที่นี้เราจะสร้างแบบจำลองที่ละส่วนย่อยๆ ของวงจร นับแต่ส่วนวงจรกรองผ่านต่ำ นำวงจรกรองผ่านต่ำมาสร้างวงจรเลือนเฟสแล้วจึงนำมาต่อรวมกันและป้อนกลับเข้าทางอินพุตอีกครั้งเพื่อเป็นออสซิลเลเตอร์ ซึ่งโดยวิธีนี้เราจะสามารถตั้งเงื่อนไข หรือตัดแปลงพารามิเตอร์บางตัวเพื่อทำการศึกษาได้ทุกอย่าง จุดในวงจร แทนที่รู้แค่สัญญาณเอาต์พุตดังใน[7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

#### 5.5.1 การออกแบบ

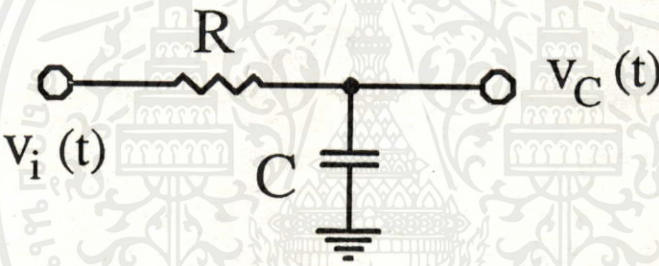
ในการจำลองแบบนี้ เติมเรามีสมการผลตอบสนองของวงจรในรูปของความถี่เชิงซ้อน  $S$  อยู่แล้ว เราจะทำการแปลงไปให้อยู่ในของช่วงเวลาที่ไม่ต่อเนื่อง (discrete

time domain) Z โดยใช้วิธีการแปลงแบบไบลิเนียร์(Bilinear Transformation) โดยแทน S ด้วย

$$s = \frac{2}{\delta} \cdot \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad \dots(5.11)$$

โดย  $\delta$  คือช่วงห่างของเวลาในการสุ่มสัญญาณแต่ละครั้งและ  $z^{-1}$  คือการหน่วงสัญญาณไปหนึ่งหน่วยเวลา (1 Unit delay) ซึ่งคือเวลา  $\delta$

ในวงจรกรองผ่านต่ำดังรูป 5.3



รูป 5.3 แสดงวงจรกรองผ่านต่ำที่ประกอบด้วย อาร์และซี

มีฟังก์ชันถ่ายโอนใน S โดเมนเป็น

$$\frac{V_C(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{1 + sRC} \quad \dots(5.12)$$

เมื่อแทน S จาก (5.11) ลงในสมการ (5.12) จะได้ ฟังก์ชันถ่ายโอนใน Z โดเมนเป็น

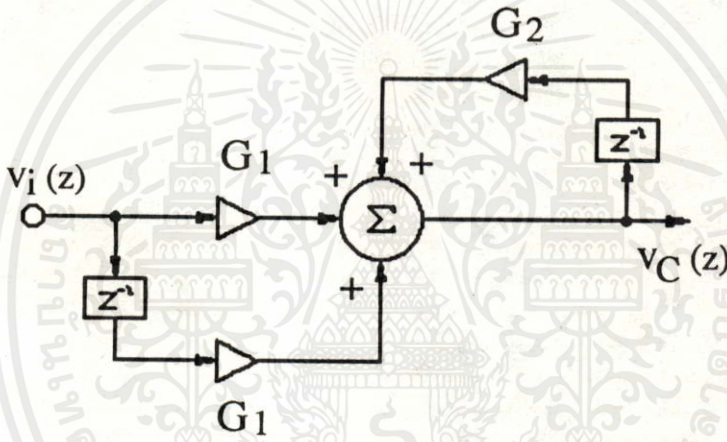
$$\frac{V_C(z)}{V_i(z)} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\delta} \left( \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \right) RC} \quad \dots(5.13)$$

จัดรูปใหม่ได้เป็น

$$V_c(z) = \frac{\left(\frac{2}{\delta} RC - 1\right)}{\left(\frac{2}{\delta} RC + 1\right)} z^{-1} V_c(z) + \frac{1}{\left(\frac{2}{\delta} RC + 1\right)} V_i(z) + \frac{1}{\left(\frac{2}{\delta} RC + 1\right)} z^{-1} V_i(z)$$

.....(5.14)

ซึ่งเขียนบล็อกไดอะแกรมของดิจิทัลฟิลเตอร์ได้เป็น



รูป 5.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองผ่านต่ำ

โดยที่

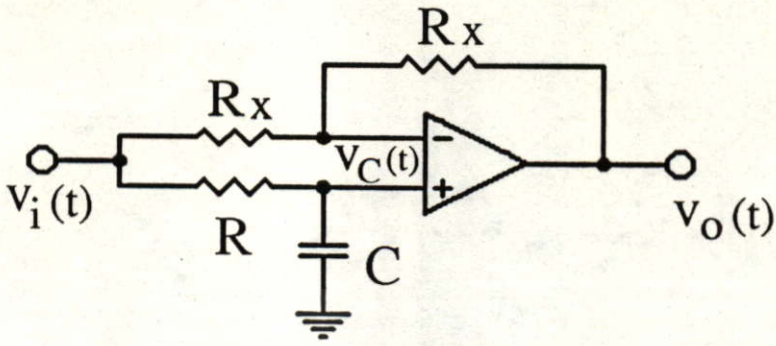
$$G_1 = \frac{1}{\left(\frac{2}{\delta} RC + 1\right)}$$

.....(5.15)

$$G_2 = \frac{\left(\frac{2}{\delta} RC - 1\right)}{\left(\frac{2}{\delta} RC + 1\right)}$$

.....(5.16)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
เมื่อนำวงจรกรองผ่านต่ำมาสร้างเป็นวงจรเลียนเฟส ดังรูป 5.5



รูป 5.5 แสดงการนำวงจรกรองผ่านต่ำมาสร้างวงจรเลือนเฟส

ซึ่งมีความสัมพันธ์

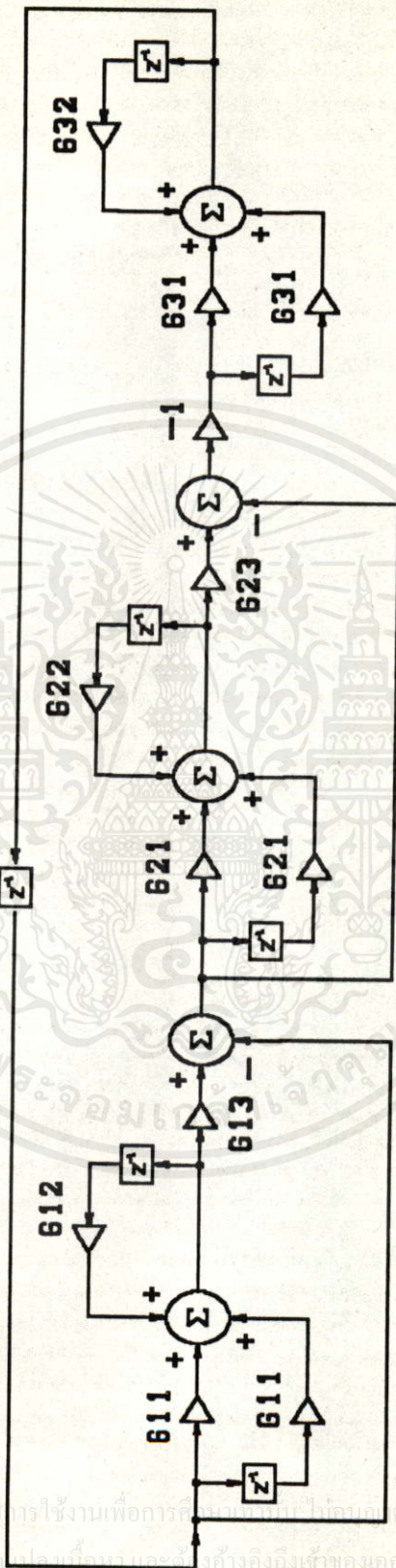
$$V_o(s) = 2V_C(s) - V_i(s) \quad \dots(5.17)$$

หรือเขียนในรูป Z โดเมนเป็น

$$V_o(z) = 2V_C(z) - V_i(z) \quad \dots(5.18)$$

ซึ่งหากนำ  $V_C(z)$  จากสมการวงจรกรองผ่านต่ำ (5.14) มาแทนลงในสมการ (5.18) ก็จะเป็นวงจรเลือนเฟสตามต้องการ

เมื่อนำวงจรเลือนเฟสที่ได้ มาต่อร่วมกันและป้อนกลับเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ตามในรูป 5.1 ก็จะได้บล็อกไดอะแกรมของวงจรเป็นดังรูป 5.6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ การใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่ขอเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกข้อมูลไปเผยแพร่อย่างอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย

รูป 5.6 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรอสซิติลเตอร์แบบเลื่อนเฟส

โดยในที่นี้เราให้

$$G_{j1} = \frac{1}{\left(\frac{2}{\delta} R_j C_j + 1\right)} \quad \text{.....(5.19)}$$

$$G_{j2} = \frac{\left(\frac{2}{\delta} R_j C_j - 1\right)}{\left(\frac{2}{\delta} R_j C_j + 1\right)} \quad \text{.....(5.20)}$$

$$G_{j3} = 2.0 \quad \text{.....(5.21)}$$

เมื่อ  $j$  มีค่าเป็น 1, 2, และ 3 และในที่นี้เราจะออกแบบให้  $\tau_1 = R_1 C_1$ ,  $\tau_2 = R_2 C_2$ ,  $\tau_3 = R_3 C_3$  และให้  $C_1 = C_2 = C_3 = C$  เพื่อใช้ค่า  $R_j$  ในการกำหนดค่าคงตัวทางเวลาของ อาร์-ซี แต่ละคู่ และนิยาม  $R$  ให้มีค่าโดย

$$R_1 = R + \frac{\Delta R}{2} \quad \text{.....(5.22)}$$

$$R_2 = R - \frac{\Delta R}{2} \quad \text{.....(5.23)}$$

เมื่อ  $R$  เป็นค่าเฉลี่ยของ  $R_1, R_2$  ส่วน  $\Delta R$  เป็นผลต่าง ของ  $R_1$  และ  $R_2$  และเราเลือกค่า  $R_3$  ให้

$$R_3 = \frac{R}{100} \quad \text{.....(5.24)}$$

เพื่อให้  $R_3$  และ  $C_3$  ประกอบกันเป็นวงจรกรองผ่านต่ำคั้งในบล็อกไดอะแกรมส่วนที่อยู่ ขวาสุดของรูปที่ 5.6 และมีความถี่ เป็นประมาณ 100 เท่า สูงกว่าความถี่ที่ใช้งาน ทั้งนี้ เนื่องจากวงจรนี้เป็นวงจรที่มีแบนด์วิดท์กว้างมาก ซึ่งจะทำให้เกิดการออสซิลเลตทางการ

จำกัดแบนด์วิดท์ของวงจรไว้ และเลือกความถี่ในการสุ่มสัญญาณให้สูงกว่า 200 เท่า ของความถี่ใช้งาน หรือให้

$$f_{\text{sampling}} > \frac{1}{\pi \tau_3} \quad \text{.....(5.25)}$$

หรือ

$$\delta < \pi \tau_3 \quad \text{.....(5.26)}$$

### 5.5.2 การทดสอบ

เพื่อจะพิจารณารูปร่างสัญญาณที่ได้ในขณะที่ปรับความถี่ไป โดยที่ค่าคงตัวทางเวลา ทั้งสองมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งอาจจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่ากลับกันไปตาม ในขณะปรับความถี่อย่างต่อเนื่อง และสังเกตสัญญาณที่ได้ว่ามี การกระเพื่อมอย่างรุนแรงหรือมีสัญญาณรบกวนเข้ามาหรือไม่ ในขณะที่ค่า  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  เปลี่ยนไป เราจึงใช้โมเดลที่ออกแบบไว้ในการจำลองแบบ โดยใช้โปรแกรมภาษาปาสคาลสร้างฟังก์ชัน ตามรูป 5.6 ขึ้นมา พร้อมทั้งป้อนเงื่อนไขเริ่มต้น แก่วงจรโดยให้

$$V_{C1}(z) = V_{\text{ref}} \quad \text{เมื่อ } 0 \leq V_{C2}(z) \leq V_1 \quad \text{และ} \quad V_{C1}(z) \geq 0 \quad \text{.....(5.27)}$$

และเพื่อความสะดวกในการคำนวณเรากำหนดให้

$$C_1 = C_2 = C_3 = C = 1 \text{ ฟูรัค} \quad \text{.....(5.28)}$$

และปรับความถี่โดยการเปลี่ยนค่า  $R_1$ ,  $R_2$  และ  $R_3$  โดยให้

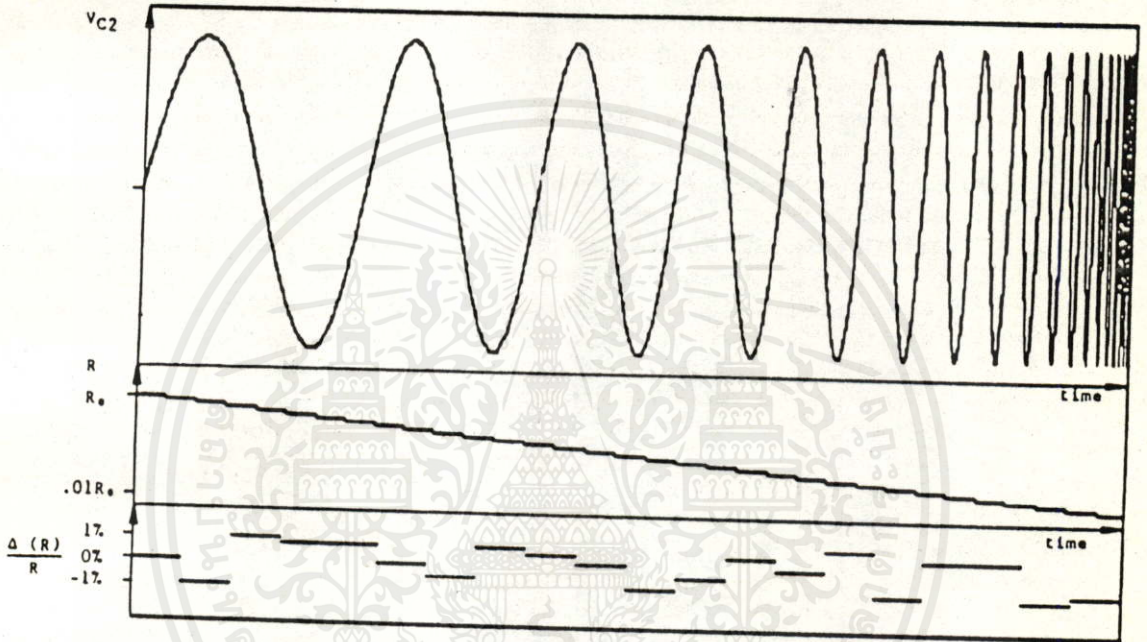
$$R_1 = R + \frac{\Delta R}{2} \quad \text{.....(5.29)}$$

$$R_2 = R - \frac{\Delta R}{2} \quad \text{.....(5.30)}$$

$$R_3 = \frac{R}{100} \quad \text{.....(5.31)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการปรับความถี่โดยเปลี่ยนค่า R จาก  $R = 1$  ถึง  $R = 1/100$  โอห์ม ภายในเวลา 24.75 วินาที และใช้อัตราการสุ่มสัญญาณ  $\delta = 495 \mu\text{sec}$ . โดยให้  $\Delta R$  มีค่าเป็นตัวเลขแบบสุ่ม ซึ่งจำกัดค่า  $\Delta R$  ไว้ให้มีค่า  $\Delta R/R$  ไม่เกิน  $\pm 1\%$  ซึ่งเป็นจริงได้ในทางปฏิบัติ ผลการทดสอบได้แสดงไว้พร้อม กับค่า R และ  $\Delta R$  ที่เปลี่ยนแปลงไปในรูป 5.7



รูป 5.7 แสดงผลการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ขณะปรับความถี่ไป

ซึ่งจากผลที่ได้จะเห็นว่าถึงแม้ว่า  $\Delta R$  จะเปลี่ยนกลับไปมามากบ้างน้อยบ้างทั้งบวกและลบ ในขณะที่ปรับความถี่ไป ซึ่งก็อการที่  $R_1$  และ  $R_2$  มีค่าเปลี่ยนไปไม่เท่ากันพอดีในขณะปรับความถี่อย่างต่อเนื่อง สัญญาณที่ได้ก็ออกมาอย่างราบเรียบไม่เกิดสภาวะทรานเซียนใดๆ แก่สัญญาณเลย และขนาดของสัญญาณที่ได้ก็ค่อนข้างคงที่มากซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี

## บทที่ 6

### บทสรุป

การควบคุมขนาดของสัญญาณด้วยวิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น เป็นการกำหนดระดับพลังงานที่จะออกสซิลเลต ให้แก่วงจรทุกๆ ไซเกิล ด้วยวิธีนี้เราจะสามารถกำหนดให้สัญญาณไซน์ แต่ละลูกมีขนาดเท่าใดก็ได้ ตามระดับพลังงานที่ป้อนให้ตอนต้น ไซเกิลนั้น ซึ่งอาจให้มีค่าเปลี่ยนไป หรือมีค่าคงที่ก็ได้ เมื่อนำเทคนิคนี้มาใช้กับวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์แบบเลื่อนเฟสด้วยอาร์-ซี ซึ่งมีจุดเด่นคือ มีอัตราขยายแต่ละส่วนเป็นหนึ่ง ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์กว้าง และการที่อัตราขยายแบบลูปิดของวงจรไม่ได้ขึ้นอยู่กับค่าของอุปกรณ์ที่กำหนดความถี่ ทำให้การไม่เท่ากันของอุปกรณ์กำหนดความถี่ไม่ได้ทำให้ค่าอัตราขยายแบบลูปิดเปลี่ยนแปลงไป เราจึงสามารถออกแบบและคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งเพียงความถี่เดียว เพราะขณะที่เปลี่ยนเป็นความถี่อื่นๆ ค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบก็จะยังคงที่อยู่ นอกจากนี้การที่ค่าอัตราขยายแบบลูปิดมีค่าคงที่ เมื่อนำมาสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์ที่ปรับความถี่ได้ต่อเนื่อง จึงสามารถออกแบบให้มีค่าความเพี้ยนของสัญญาณคงที่ตลอดได้

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงหลักการและวิธีกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นแก่วงจร ทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง ซึ่งผู้เขียนได้รวบรวมค้นคว้าหรือวิเคราะห์ขึ้นมา ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการออกแบบและศึกษาวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นต่อไป ในตอนท้ายของบทนี้ได้แสดงตัวอย่างการวิเคราะห์แก่วงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นสองวงจรซึ่งเป็นวงจรที่มีมาแต่เดิม รวมทั้งได้สรุปคุณสมบัติของวงจรที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไว้ด้วย

บทที่ 3 ได้กล่าวถึงแนวทางในการออกแบบ อาร์-ซีออสซิลเลเตอร์ แบบเลื่อนเฟส ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นในอุดมคติ การวิเคราะห์ทั้งสองวิธี วิธีแรกคือจำลองเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ ทำให้ได้วงจรเป็นออสซิลเลเตอร์ชนิดแอลซี และการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นจะถูกมองว่าเป็นการกำหนดกระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ และโวลเตจในตัวเก็บประจุขณะเริ่มต้นให้แก่วงจร การวิเคราะห์ด้วยวิธีนี้จะเห็นภาพรวมของวงจร และเข้าใจ

การทำงานได้ง่าย แต่ไม่สามารถศึกษาสิ่งที่เกิดขึ้นตามจุดอื่นๆ ในวงจร และไม่สามารถวิเคราะห์ได้โดยละเอียด วิธีที่สองคือการวิเคราะห์ด้วยสมการอนุพันธ์ซึ่งสามารถแทนการตอบสนองของอุปกรณ์ได้ทุกจุดในวงจร ซึ่งในที่นี้เราได้อาศัยการแปลงแบบลาปลาซเพื่อแก้สมการอนุพันธ์ ผลตอบสนองที่ได้ด้วยวิธีทั้งสองเหมือนกัน ซึ่งเป็นการยืนยันทฤษฎีที่ใช้ในการวิเคราะห์วงจรนี้ ในบทนี้ได้แสดงการวิเคราะห์สัญญาณที่จุดนำสัญญาณออกเพื่อให้ได้การออกแบบที่สมบูรณ์ อันจะทำให้ได้สัญญาณจากจุดที่ดีที่สุด ในวงจร ช่วงสุดท้ายได้กล่าวถึงตัวอย่างการนำเอาวงจรไปใช้งาน ซึ่งจะมีประโยชน์ในการสื่อสารข้อมูล

บทที่ 4 ได้กล่าวถึงวงจรอาร์-ซีออสซิลเลเตอร์ แบบเลื่อนเฟสที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นในเชิงปฏิบัติ ซึ่งอุปกรณ์แต่ละตัวจะมีความไม่แน่นอน และต่างไปจากทฤษฎีที่วิเคราะห์ในบทที่ 3 อันจะทำให้สัญญาณที่ได้มีลักษณะต่างไป เช่น ขนาด, ความถี่ และเกิดความเพี้ยนของสัญญาณขึ้น ในบทนี้ได้แสดงการวิเคราะห์ความบกพร่องจากแต่ละกรณีแยกกันเพื่อให้เข้าใจผลที่เกิดขึ้นจากสาเหตุต่างๆ ซึ่งการวิเคราะห์แต่ละกรณีจะใช้สมการดิฟเฟอเรนเชียลในการหาผลของการไม่เป็นตามอุดมคตินั้น ซึ่งทำให้สามารถคำนวณหารูปร่างและขนาดของสัญญาณแต่ละช่วงได้โดยละเอียด และยังสามารถทดลองเปรียบเทียบเพื่อยืนยันในทฤษฎีที่วิเคราะห์มา โดยแต่ละกรณีที่ศึกษาได้แก่ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไม่เป็นศูนย์ จะเห็นว่ามีผลต่อความถี่และขนาดของสัญญาณคือทำให้ความถี่ลดลงและขนาดเพิ่มขึ้นตามกราฟรูป 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ ผลของรูปเกนที่มีค่าไม่เท่ากับหนึ่งจะมีผลต่อความถี่ของสัญญาณที่ได้โดยทำให้ความถี่ลดลงทั้งกรณีทีรูปเกนมากกว่าหรือน้อยกว่าหนึ่ง ดังกราฟรูป 4.4 ผลการไม่เท่ากันของค่าคงตัวเวลา ค่าคงตัวเวลาสองตัวคือของภาคที่มีการกำหนดเงื่อนไขเข้า และภาคที่นำสัญญาณออก ถ้าตัวแรกมากกว่าตัวหลังขนาดของสัญญาณจะเพิ่มขึ้น หรือกลับกันถ้าตัวหลังมากกว่าตัวแรกขนาดสัญญาณจะลดลงดังกราฟรูป 4.5 การศึกษาความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของวงจร ซึ่งอาศัยวิธีคำนวณเชิงเลขโดยใช้การแปลงฟูริเยร์ กับสัญญาณที่ได้ทางทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลการทดลอง แสดงดังรูป 4.6 และ 4.7 ซึ่งจะเห็นว่า ผลของเวลาที่ใช้ในการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น และผลของค่ารูปเกนที่ไม่เท่ากับหนึ่ง จะทำให้ค่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกของสัญญาณเพิ่มขึ้น โดยจะขึ้นกับค่ารูปเกนอย่างมาก ดังนั้นถ้า

ต้องการค่าผลรวมความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกที่ต่ำ ต้องใช้ความต้านทานชนิดปรับค่าได้แบบหลายรอบเพื่อปรับค่าลูบเกินให้ใกล้เคียงกับหนึ่งมากที่สุด โดยในการทดลองสามารถลดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกได้ต่ำกว่า 0.01%

บทที่ 5 ได้กล่าวถึง การนำเอาวงจร อาร์-ซีออสซิลเลเตอร์แบบเลื่อนเฟส ที่มีการกำหนดเงื่อนไขเริ่มต้น มาคิดแปลงเพื่อให้ใช้เป็นวงจรที่ปรับความถี่ได้แบบต่อเนื่อง ซึ่งจำเป็นต้องปรับช่วงเวลาที่กำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นไปให้สัมพันธ์กับคาบเวลาของสัญญาณ จึงจะรักษาขนาดและความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกไว้ได้ วงจรที่คิดแปลงและผลการทดลองแสดงในรูป 5.1 และ 5.2 ตามลำดับ ซึ่งจะเห็นว่าขนาดของสัญญาณเกือบจะคงที่ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับคุณภาพของความต้านทานปรับค่าที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนความถี่ และเพื่อจะศึกษาสิ่งที่เกิดขึ้นกับสัญญาณในขณะที่ปรับความถี่ไปอย่างต่อเนื่อง เราใช้การวิเคราะห์ด้วยแบบจำลองโดยคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะสามารถศึกษาปรากฏการณ์ต่างๆ ของวงจรในสิ่งที่ควบคุมได้ยากในทางปฏิบัติ ซึ่งบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองแสดงดังรูป 5.6 ในการทดสอบได้ลองปรับความถี่ ไปด้วยอัตราคงที่ ซึ่งเราสมมติให้ค่าความต้านทานทั้งสองที่ใช้กำหนดค่าคงตัวทางเวลา มีค่าไม่เท่ากัน คือมากกว่ากันบ้างน้อยกว่ากันบ้างในช่วง  $\pm 1\%$  แล้วดูผลที่เกิดขึ้นดังภาพ 5.7 ซึ่งจะเห็นว่าสัญญาณที่ได้ออกมาอย่างราบเรียบ ไม่เกิดสภาวะทรานเซียนแก่สัญญาณขึ้นเลย

### เอกสารอ้างอิง

- [1] I.M.Fialanovsky, "Oscillators with Amplitude Control by Restoration of Capacitor Initial Conditions," in Proc. Inst. Elec.Eng., vol. 134, pt. G., no. 1 , pp. 31-37, Feb. 1987.
- [2] -----, "A Wien Bridge RC Oscillator with Fast Amplitude Control," int. J. Electron., vol. 58, pp. 817-826, 1985.
- [3] I.M.Filanovsky and K.A. Stromsmoe, "Amplitude Control in a Twin-T Birdge RC-Oscillator using a Window Comparator," Int .J. Elecron., vol.61,pp. 197-206, 1986.
- [4] S.Pookaiyaudom and K.Saivichit, "RC Phase-Shifter Variable Sinusoidal Oscillators Using Initial Conditions-Restoration Amplitude Control,"IEEE Instrumentation and Measurement, vol.39, pp.1038-1044, Dec. 1990.
- [5] J.G.Graeme, Applications of Operational Amplifiers. Japan: Mc-Graw-Hill Kogakusha, pp. 149-150, 1973.
- [6] S.Pookaiyaudom and K. Samootrut, "Current-Mirror Phase-Shift Oscillator," Electron. Lett., vol. 23, no. 1, pp. 21-23, Jan. 1987.
- [7] -----, "Simulations for Sinusoidal Oscillators with Random Numbers and Inital Impulses," IEEE Circuits and Devices Mag., vol. 2, pp. 34-40, Sept. 1986.
- [8] "Wavegate Signal Generator SG-2020A Handbook," Wavegate Co.,Ltd.,Bang-Khen, Bangkok 10900, Thailand, 1988.
- [9] A.Sedra and K.Smith,"Microelectronic Circuits,"New York,Holt- Saunders, Japan, pp. 89-90,pp. 652-655, 1982.
- [10] A.Gabel and A.Roberts, "Signals and Linear Systems,"John Wiley & Sons, Singapore, pp.423-424, 1987.
- [11] G.Stremmer,"Introduction To Communication System," Addison - Wesley, Philippines, 1977.
- [12] "Math CAD 2.0," Mathsoft, Cambridge, MA, pp.164-166, Oct. 1987.

ภาคผนวก ก.

โปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ

```
program CloseLoop;
```

```
uses
```

```
Dos,Crt,GDriver,GKernel;
```

```
Label
```

```
Loop,Exit;
```

```
const
```

```
{ w0 = 1 rad/sec. ---> period = 6.283 sec. }
```

```
m = 50000; {Number Of Total Sampling_point}
```

```
Gain = 1.0; {Loop Gain}
```

```
NoTrig = 10;
```

```
range = 0.5; {+/- 0.5 %}
```

```
var
```

```
i : LongInt;
```

```
Tau : Real; {sec.}
```

```
ViNew1,ViOld1 : Real;
```

```
VcNew1,VcOld1 : Real;
```

```
ViNew2,ViOld2 : Real;
```

```
VcNew2,VcOld2 : Real;
```

```
ViNewL,ViOldL : Real;
```

```
VoNewL,VoOldL : Real;
```

```
Vo1 : Real;
```

```
Vo2 : Real;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Vi3      : Real;  
Vo3      : Real;  
VoL      : Real;  
Trig     : Real;  
Key      : Char;  
sw       : Real;  
sw1,sw2  : Real;  
fac      : Real;  
error    : Real;
```

```
{-----}  
{          MAIN PROGRAM          }  
{-----}
```

```
begin
```

```
  InitGraphic;
```

```
  DefineWorld(1,0,0.6,m,-1.4);
```

```
  SelectWorld(1);
```

```
  SelectWindow(1);
```

```
  DrawBorder;
```

```
{  Drawline(0,0,m,0);}
```

```
ViOld1 := 0;
```

```
VcOld1 := 0;
```

```
ViOld2 := 0;
```

```
VcOld2 := 0;
```

```
ViOldL := 0;
```

```
VoOldL := 0;
```

```
VoL    := 0;
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
Tau := 0.99/(0.04 * m);
```

```
fac := 0.99 / m;
```

```
sw := 1;
```

```
Randomize;
```

```
for i := 0 to m do
```

```
begin
```

```
{#####}
```

```
if frac(i*20/m) = 0 then
```

```
error := (random(200)/100 - 1) * range/100;
```

```
sw := sw - fac;
```

```
sw1 := sw * (1 + error);
```

```
sw2 := sw * (1 - error);
```

```
{#####}
```

```
(*Op_Amp 1*)
```

```
ViNew1 := VoL;
```

```
VcNew1 := VcOld1*((sw1*2)/Tau-1)/((sw1*2)/Tau+1) + ViNew1/((sw1*2)/
```

```
Tau+1) + ViOld1/((sw1*2)/Tau+1);
```

```
if (VcOld2 >=0) and (VcOld2 <= 0.05) and (VcNew1 >= 0) then
```

```
begin
```

```
VcNew1 := 0.5;
```

```
Trig := 1;
```

```
end
```

```
else
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ผู้ที่ฝ่าฝืนให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Trig := 0;

Vo1 := 2\*VcNew1 - ViNew1; (\*Phase Shifter Stage1\*)

(\*Op\_Amp 2\*)

ViNew2 := Vo1;

VcNew2 := VcOld2\*((sw2\*2)/Tau-1)/((sw2\*2)/Tau+1) + ViNew2/((sw2\*2)/  
Tau+1) + ViOld2/((sw2\*2)/Tau+1);

Vo2 := 2\*VcNew2 - ViNew2; (\*Phase Shifter Stage2\*)

(\*Op\_Amp 3\*)

Vi3 := Vo2;

Vo3 := (-Gain) \* Vi3; (\*Inverting Amplifier\*)

(\*Low\_Pass 100W\*)

ViNewL := Vo3;

VoNewL := VoOldL\*((sw\*0.02)/Tau-1)/((sw\*0.02)/Tau+1) + ViNewL/((sw\*0.02)/  
Tau+1) + ViOldL/((sw\*0.02)/Tau+1);

VoL := VoNewL; (\*Low pass filter\*)

DrawPoint(i,VcNew2);

DrawPoint(i,sw/3 - 1.0);

DrawPoint(i,error\*20 - 1.2);

ViOld1 := ViNew1;

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ViOld2 := ViNew2;

VcOld2 := VcNew2;

ViOldL := ViNewL;

VoOldL := VoNewL;

if KeyPressed then

begin

Key := ReadKey;

if Key = ^B then repeat until KeyPressed;

if Key = ^P then HardCopy(False,1);

if Key = ^Q then goto Exit;

end;

end;

Loop: Key := ReadKey;

if Key = ^P then HardCopy(False,1);

if Key = ^Q then goto Exit;

GoTo Loop;

Exit:

LeaveGraphic;

end.

ภาคผนวก ข.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ขณะศึกษาในระดับปริญญาโท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# RC Phase-Shifter Variable Sinusoidal Oscillators Using Initial Conditions-Restoration Amplitude Control

SITTHICHAI POKKAIYAUDOM AND KANIT SAIVICHIT

**Abstract**—A low-distortion instrumentation-quality variable sinusoidal oscillator using RC phase-shifters with initial conditions-restoration amplitude control technique has been developed. The variable frequency range is greater than five orders of magnitude. Exact analysis of the oscillation and the distortion characteristics have been investigated, including the effects of the finite time taken to restore the initial conditions upon the amplitude and the distortion. Discrete time simulation technique has been used to investigate the oscillation dynamics when the frequency is continuously changing. Experimental results confirming the validity of the theory are also presented.

## I. INTRODUCTION

THE problem of maintaining constant amplitude over the whole frequency range of oscillation in low-distortion sinusoidal variable oscillators is a difficult practical problem. As the frequency is varied, the loop-gain of most RC oscillators deviates from unity, due mainly to tuning component mismatches, resulting in large changes in the oscillation amplitude. The automatic gain control (AGC) circuit then acts in such a way as to try to restore the oscillation amplitude to the required level. However, due to the delay time associated with the low-pass filter in the AGC circuit, the amplitude correction cannot be achieved instantaneously, resulting in transient amplitude and frequency hunting responses. Such effects are particularly obvious when the frequency of oscillation is quite low, say, less than 50 Hz.

Recently, a fast and very effective method for oscillation amplitude control, by restoring the initial conditions over every oscillation cycle, has been proposed [1], and applied to the Wien bridge [2] and the twin-T bridge [3] RC oscillators. However, the performance of such an amplitude control method is satisfactory, particularly in a sinusoidal variable oscillator, only if the loop-gain can be kept constant, at close to unity, as the frequency is varied, which cannot be readily done in either of the two mentioned oscillators. Attempts to operate them as variable oscillators can result in increases in the distortion levels and, sometimes, can even cause oscillation stoppages. In

addition, only the cases of zero initial conditions-restoration times have been considered in the references [1]-[3]. However, in practical cases, finite restoration times will always be present, due to various switching delays, and it can be readily shown that the oscillation amplitude and frequency are also dependent upon the durations of the restoration times. Thus the influences of the finite duration restoration times upon the oscillation characteristics must also be determined before an effective application of the initial conditions restoration strategy can be made in a wide frequency range variable oscillator.

It is the purpose of this paper to discuss the use of an RC phase-shifter oscillator [4], employing initial conditions restoration as the amplitude control method, as a high-performance low-distortion wide variable range sinusoidal oscillator. The RC phase-shifter oscillator has been selected for this particular application because it can be readily shown that the loop-gain is relatively independent of the values of the frequency-determining components [5]. Therefore, the initial conditions-restoration technique can be employed successfully to control the oscillation amplitude, even when the frequency is varied rapidly over a very wide range. Exact analysis of the oscillation and the distortion characteristics will be given, including the effects of the restoration time, the nonunity loop-gain, and the tuning component mismatches, upon the oscillation amplitude and the distortion. The discrete time simulation method [6] is then used to investigate the dynamics of oscillation when the frequency is continuously changing. Finally, experimental results demonstrating the validity of the theory and the high performance obtainable in practice will be given.

## II. THEORY

In this section, the theoretical operation and performance of a phase-shifter oscillator will be analyzed. The basic oscillator circuit is shown in Fig. 1, where it is seen that the intrinsic oscillator loop consists of three operational amplifiers (OA's), labeled as  $A_1$  to  $A_3$ , and the output is taken as the voltage across the capacitor  $C_2$ . Another OA ( $A_4$ ), connected as a voltage follower, is used as a buffered output stage. OA's  $A_1$  and  $A_2$  are connected as first order RC phase-shifters [4]. The switch  $S_1$ , in closed position, applies an initial dc voltage  $V_1$  to the ca-

Manuscript received December 8, 1989; revised June 21, 1990. S. Pookaiyaudom is with Mahanakorn College, Bang-Khen, Bangkok 10900, Thailand.

K. Saivichit is with the Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Ladkrabang District, Bangkok 10520, Thailand.

IEEE Log Number 9038738.

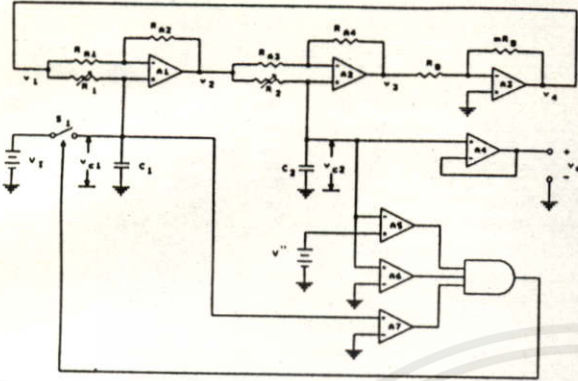


Fig. 1. Circuit diagram of the RC phase-shifter variable frequency sinusoidal oscillator, using initial conditions-restoration technique to control the amplitude.

capacitor  $C_1$ . All four OA's are assumed to be ideal, namely, possessing infinite input impedances, zero output impedances, infinite loop-gains, and infinite bandwidths. The voltage comparators  $A_5$ ,  $A_6$ , and  $A_7$  are part of a window comparator circuit, generating a narrow voltage pulse to close the switch  $S_1$  whenever the voltage across  $C_1$  is positive and the voltage across  $C_2$  is less than  $V''$  but higher than zero. An important property of such a window comparator is that the ratio of the time when the switch  $S_1$  is closed to the oscillation period is approximately constant as the frequency is varied. Such a property is useful in maintaining constant output signal amplitude, as will be evident in later analysis. It can be readily shown that during steady state oscillations, the two identical phase-shifter sections introduce a total phase-shift of  $\pi$  and the OA  $A_3$ , connected as an inverter, supplies the remaining  $\pi$  phase-shift.

It can be further shown that, under the above assumptions, and with  $R_{A1}$  to  $R_{A4}$  equal to  $R_A$ , the unity loop-gain condition is achieved when  $m = 1$ , independent of the values of the time constants  $R_1 C_1$  and  $R_2 C_2$ . Therefore, the loop-gain of the system does not depend upon the matching of the frequency determining component values as in most other practical RC sinusoidal oscillators.

In the practical circuit, a parallel combination of four analog switches is used as  $S_1$ , and the source voltages  $V_1$  and  $V''$  are taken from the outputs of OA's connected as emitter followers. At the initial instant, when the oscillator is turned on, the current to charge  $C_1$  is limited by the  $R_{ON}$  resistance of each analog switch. However, at steady state condition, the voltage drop across  $C_1$  is usually almost equal to  $V_1$  at each instant when  $S_1$  is closed. Therefore, the required charging or discharging currents through  $S_1$  are very small; consequently, in the present analysis, the effect of the finite resistance of  $S_1$  can be neglected.

### 2.1 Phase-Shifter Transfer Functions

Consider a representative phase-shifter section, say, of the OA  $A_2$ , where the input time domain voltage is  $v_2(t)$ ,

and the output time domain voltage is  $v_3(t)$ . The corresponding relationship between the input and the output voltages in the complex frequency domain can be readily shown to be

$$V_3(s) = \left\{ \frac{(1 - sT_2)}{(1 + sT_2)} \right\} V_2(s) + \left\{ \frac{2T_2}{(1 + sT_2)} \right\} v_{C2}(0) \quad (1)$$

where  $V_2(s)$  and  $V_3(s)$  are the Laplace transforms of  $v_2(t)$  and  $v_3(t)$ , respectively,  $v_{C2}(0)$  is the voltage drop across  $C_2$  at the initial time  $t = 0$ , and the time constant  $T_2$  equals  $R_2 C_2$ .

It can also be further shown that the voltage drop across  $C_2$  is related to the input voltage as

$$V_{C2}(s) = \left\{ \frac{1}{(1 + sT_2)} \right\} V_2(s) + \left\{ \frac{T_2}{(1 + sT_2)} \right\} v_{C2}(0) \quad (2)$$

where  $V_{C2}(s)$  can also be denoted as  $V_0(s)$ , which is the Laplace transform of the output voltage of the OA  $A_4$ .

### 2.2. The Ideal Case Close-Loop Response

The close-loop response, for the ideal case when  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ , and  $m = 1$ , will be analyzed in this section, where it will be convenient to let  $T_1 = T_2 = T$ .

From Fig. 1, the close-loop response can be derived by following the signal in the counter-clockwise direction around the oscillator loop, and using (1) to relate the input and the output voltages of the two phase-shifters. It can then be easily shown that

$$V_2(s) = \left\{ \frac{-T(1 - sT)}{(1 + s^2 T^2)} \right\} v_{C2}(0) + \dots + \left\{ \frac{T(1 - sT)}{(1 + s^2 T^2)} \right\} v_{C1}(0) \quad (3)$$

where  $v_{C1}(0)$  and  $v_{C2}(0)$  are the initial voltages across  $C_1$  and  $C_2$ , respectively.

Upon substituting  $V_2(s)$  in (2) by (3), we have

$$V_{C2}(s) = \left\{ \frac{s}{(s^2 + 1/T^2)} \right\} v_{C2}(0) + \left\{ \frac{(1/T)}{(s^2 + 1/T^2)} \right\} v_{C1}(0). \quad (4)$$

The corresponding  $v_{C2}(t)$  can then be found by taking the inverse Laplace transform of (4), resulting in

$$v_{C2}(t) = \left[ \{v_{C1}(0)\}^2 + \{v_{C2}(0)\}^2 \right]^{1/2} \sin(\omega_0 t + A_1) \quad (5)$$

where  $\omega_0 = 1/T$  and the angle  $A_1 = \tan^{-1} \{v_{C2}(0)/v_{C1}(0)\}$ .

From (5), we can see that the amplitude of the output signal depends upon the values of the initial voltages across  $C_1$  and  $C_2$ , and that the starting phase-shift angle,  $A_1$ , also depends upon the initial voltages ratio  $\{v_{C2}(0)/v_{C1}(0)\}$ .

Therefore, it can be seen that if we can instantaneously apply  $v_{C1}(0)$  at the start of every cycle, when  $v_{C2}(0) = 0$ , we will have a pure sinusoidal oscillation of peak amplitude  $v_{C1}(0)$  and angular frequency  $\omega_0$ , with zero initial phase-shift angle.

However, in practical oscillators, the following nonideal conditions can occur, namely:

(a) A finite time duration is needed to apply  $v_{C1}(0)$ , since the initial voltage across  $C_1$  cannot be changed instantaneously.

(b) The loop-gain can deviate slightly from unity, which can be represented as a nonunity value for the parameter  $m$ .

(c) The two time constants,  $T_1$  and  $T_2$ , are not always equal, especially in a variable frequency oscillator where both  $T_1$  and  $T_2$  are changed simultaneously to vary the frequency.

The nonideal conditions in (a) and (b) cause amplitude variations and increase distortions and frequency inaccuracies, whereas the nonideal condition in (c) does not cause distortion, but affects only the amplitude and the frequency. The effects of these nonideal conditions will now be analyzed separately, so that the relative contribution of each effect can be clearly determined.

### 2.3. The Finite Initial Voltage Controlling Time

To investigate the effect of the finite initial voltage controlling time, we will define  $t = 0$  when both  $v_{C2}(t) = 0$  and the signal level is increasing, i.e.,  $d\{v_{C2}(t)\}/dt > 0$ . Let  $T_1$  be the duration when the switch  $S_1$  is closed, imposing a voltage  $V_1$  upon  $C_1$ . Therefore, we can write

$$v_{C1}(t) = V_1, \quad 0 \leq t \leq T_1 \quad (6)$$

Using the condition as defined in (6), we can again follow the signal in the circuit of Fig. 1 in the counter-clockwise direction, and it can be shown that

$$V_2(s) = \{(1 + sT)/sT\} V_{C1}(s) + (1/s) v_{C2}(0) \quad (7)$$

Upon substituting (7) into (2) and letting  $T_2 = T$ , we have

$$V_{C2}(s) = (1/sT) V_{C1}(s) + (1/s) v_{C2}(0) \quad (8)$$

Remembering that  $v_{C2}(0) = 0$ , and using (6), we can write the time-domain response of (8) as

$$v_{C2}(t) = (V_1/T)t \quad (9)$$

Thus, at  $t = T_1$ , the two voltages across  $C_1$  and  $C_2$  are given by

$$v_{C1}(T_1) = V_1 \quad \text{and} \quad v_{C2}(T_1) = (V_1/T)T_1 \quad (10)$$

To find the expression for  $v_{C2}(t)$  for  $t > T_1$ , we can use (5) by substituting  $v_{C1}(T_1)$  and  $v_{C2}(T_1)$  for  $v_{C1}(0)$  and  $v_{C2}(0)$ , respectively, and substituting a shifted time scale  $(t - T_1)$  for  $t$ . The resulting complete cycle expression for  $v_{C2}(t)$  can then be written as

$$v_{C2}(t) = (V_1/T)t, \quad \text{for } 0 \leq t \leq T_1 \quad (11a)$$

$$v_{C2}(t) = V_1 \left\{ 1 + (T_1/T)^2 \right\}^{1/2} \sin \left\{ \omega_0(t - T_1) + \tan^{-1}(\omega_0 T_1) \right\}, \quad \text{for } T_1 < t \leq T \quad (11b)$$

where the symbol  $T$  at the end of (11b) has been taken as the oscillation period.

Therefore, at  $t = T$ , we know that two simultaneous conditions must be satisfied, namely,  $v_{C2}(T) = 0$  and  $d\{v_{C2}(t)\}/dt > 0$ . Upon substituting  $t$  with  $T$  in (11b), it can be readily shown that the two conditions just mentioned can be simultaneously satisfied when the angle of the sine term is equal to  $2\pi$ . Therefore, the oscillation period  $T$  can then be written as

$$T = 2\pi T + T_1 - T \tan^{-1}(T_1/T) \quad (12)$$

where we have used the condition  $\omega_0 = (1/T)$ , as has been previously defined in (5).

From (12), it is seen that when the ratio  $(T_1/T) \ll 1$ , the oscillation period can be approximately written as

$$T \cong 2\pi T = T_0 = 2\pi/\omega_0 \quad (13)$$

Additionally, we can see from (11a) and (11b) that for low-distortion condition, it is necessary that

$$(T_1/T) \ll 1 \quad (14)$$

so that the contribution from (11a) to the oscillation cycle is very small compared to the contribution from (11b).

It can be further seen that under variable frequency operation, the oscillation amplitude will be constant when

$$(T_1/T) = \text{constant} \quad (15)$$

We will leave the distortion question for later analysis. However, from (12), we can calculate the effect of the ratio  $(T_1/T)$  upon the oscillation frequency, as is shown in Fig. 2(a), which shows the plot of  $(T_1/T)$  versus  $\{\Delta(\omega)/\omega_0\}$ , where we define

$$\Delta(\omega) = 2\pi/T - \omega_0 \quad (16)$$

From (11b), we can also calculate the effect of  $(T_1/T)$  upon the amplitude, as is displayed in Fig. 2(b), which shows the plot of  $(T_1/T)$  versus  $\{\Delta(A)/A_0\}$ , where  $A_0$  is the oscillation amplitude when  $(T_1/T) = 0$ , and we define

$$\Delta(A)/A_0 = \left\{ 1 + (T_1/T)^2 \right\}^{1/2} - 1 \quad (17)$$

### 2.4. Nonunity Loop-Gain

As we have mentioned earlier, another nonideal condition is that the loop-gain cannot be maintained exactly at unity. The most obvious consequence for deviations of the loop-gain from unity is that the oscillation characteristic per cycle either becomes damping or growing with time, corresponding to the cases of the loop-gain being less than or greater than unity, respectively. Therefore, such effects cause both increased distortion and increased frequency inaccuracy. The effect of nonunity loop-gain will now be analyzed in this section.

In order for the effect of nonunity loop-gain, which can be represented by nonunity  $m$ , to be clearly seen, we will assume in the following analysis that the ratio  $(T_1/T) \ll 1$ . The analysis procedure is also similar to the pre-

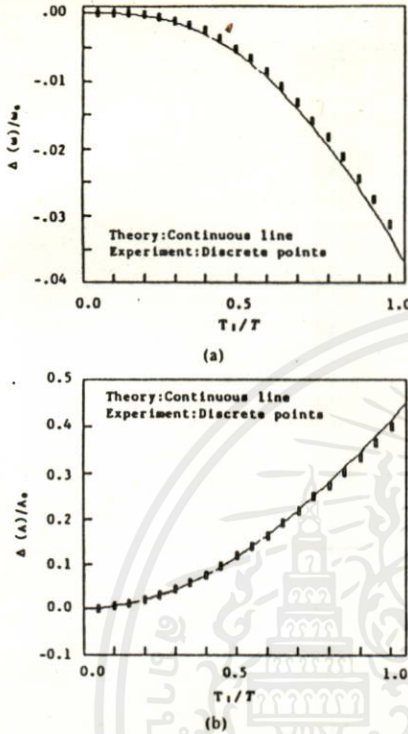


Fig. 2. (a) Change in oscillation frequency versus initial condition application time. (b) Change in amplitude versus initial condition application time.

vious cases. The only difference is in the relation

$$V_1(s) = V_4(s) = -mV_3(s). \quad (18)$$

Thus, using (18) in the analysis, it can again be shown that

$$V_{C2}(s) = \left\{ \frac{P_2(s)}{P_1(s)} P_3(s) \right\} v_{C2}(0) + \left\{ \frac{2T}{P_1(s)} \right\} v_{C1}(0) \quad (19)$$

where the polynomials  $P_1(s)$ ,  $P_2(s)$ , and  $P_3(s)$  are given by

$$P_1(s) = (1 + m) + s \{ 2T(1 - m) \} + s^2 \{ T^2(1 + m) \} \quad (20)$$

$$P_2(s) = \{ T(1 - m) \} + s(2T^2) + s^2 \{ T^3(1 + m) \} \quad (21)$$

$$P_3(s) = 1 + sT. \quad (22)$$

Since in the present consideration we have let the switch  $S_1$  close when  $v_{C2}(t) = 0$ ; thus the term associated with  $v_{C2}(0)$  in (19) disappears, and upon inverting the Laplace transforms in the remaining part of (19), we have

$$v_{C2}(t) = \left\{ v_{C1}(0)/m^{1/2} \right\} \exp(-Gt/T) \cdot \sin \left\{ 2m^{1/2}\omega_0 t/(1 + m) \right\} \quad (23)$$

where we have let  $G = (1 - m)/(1 + m)$ .

From (23), it can be readily seen that for the case of  $m < 1$ ,  $G$  is positive and  $v_{C2}(t)$  becomes a damped oscillation, whereas for the case of  $m > 1$ ,  $G$  is negative and  $v_{C2}(t)$  becomes a growing oscillation.

The period of oscillation can be readily found, using the following conditions

$$v_{C2}(T) = 0 \text{ and } d\{v_{C2}(t)\}/dt|_{t=T} > 0 \quad (24)$$

where it can then be seen from (23) that in order for the condition (24) to be satisfied, the oscillation period,  $T$  is given by

$$T = \pi(1 + m)T/m^{1/2}. \quad (25)$$

Remembering that  $\omega_0 = 1/T$ , and letting  $\Delta(\omega) = (\omega - \omega_0)$ , we can show from (25) that

$$\left\{ \frac{\Delta(\omega)}{\omega_0} \right\} = \left\{ 2(m^{1/2})/(1 + m) - 1 \right\}. \quad (26)$$

The relationship between  $m$  and the frequency deviation from the ideal case can be plotted as shown in Fig. 3, where it can be observed that for nonunity  $m$ , the frequency of oscillation always decrease from the frequency of the ideal case, when  $m$  is exactly equal to unity.

We will again leave the effect of the nonunity  $m$  upon the distortion until later.

### 2.5. Unequal Time Constants

In the present oscillator, the frequency is varied by adjusting  $T_1$  and  $T_2$  simultaneously. However, it is not likely in practice to have both  $T_1$  and  $T_2$  perfectly tracking each other. Thus it is also important to investigate the effect of unequal time constants upon the oscillation characteristics.

In the following analysis, it is convenient to initially consider the case when the ratio  $(T_1/T) \ll 1$ , and it can be readily shown that

$$V_{C2}(s) = \left\{ s/(s^2 + 1/T_1 T_2) \right\} v_{C2}(0) + \dots + (1/T_2) \left\{ 1/(s^2 + 1/T_1 T_2) \right\} v_{C1}(0). \quad (27)$$

From (27), we can again show that

$$v_{C2}(t) = \left\{ (T_1/T_2) (v_{C1}(0))^2 + (v_{C2}(0))^2 \right\}^{1/2} \dots \cdot \sin \left\{ t/(T_1 T_2)^{1/2} + A_{12} \right\} \quad (28)$$

where

$$A_{12} = \tan^{-1} \left\{ (T_2/T_1)^{1/2} v_{C2}(0)/v_{C1}(0) \right\}. \quad (29)$$

It can be seen from (28) and (29) that when  $T_1 = T_2 = T$ , (28) properly reverses back to (5), and  $A_{12}$  becomes  $A_1$  of the ideal case.

It would also be noted that the oscillation amplitude now depends upon the ratio  $(T_1/T_2)$ . Therefore, as the frequency is varied, and due to imperfect tracking,  $(T_1/T_2)$  deviates from unity, the oscillation amplitude also changes. However, such amplitude variations are not due to the change in the loop-gain, and no additional harmonic distortion is generated.

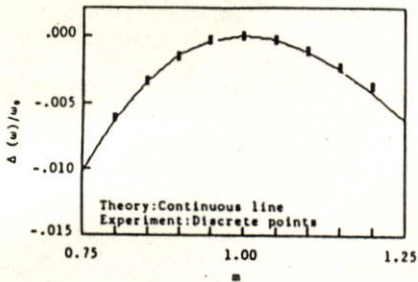


Fig. 3. Change in oscillation frequency versus loop-gain, where the ratio  $(T_1/T) = 1$  in the experiment.

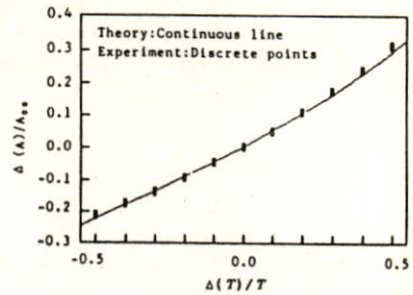


Fig. 4. Change in amplitude versus differences between the two time constants, where  $m = 1.000$  in the experiment.

Next, we consider the case when  $(T_1/T)$  is finite, and following similar analysis as given in Section 2.3, we can show that

$$v_{c2}(t) = V_1 t / T_2, \quad \text{for } 0 \leq t \leq T_1 \quad (30a)$$

$$v_{c2}(t) = V_1 (T_1/T_2)^{1/2} (1 + T^2/T_1 T_2)^{1/2} \dots \cdot \sin [(t - T_1)/(T_1 T_2)^{1/2}] + \tan^{-1} \{ T_1 / (T_1 T_2)^{1/2} \}, \quad \text{for } T_1 < t \leq T. \quad (30b)$$

Again, for the case of  $T_1 = T_2 = T$ , (30a) and (30b) properly revert back to (11a) and (11b), respectively.

If we let  $T_1 = T + \{\Delta(T)\}/2$ ,  $T_2 = T - \{\Delta(T)\}/2$  and  $A_{00}$  be the amplitude when  $\Delta(T) = 0$ , then using (30a) and (30b), we can show that the relationship between  $\Delta(T)/T$  and  $\Delta(A)/A_{00}$  can be plotted as given in Fig. 4, where it is seen that in order to limit the amplitude variations to a value of  $\pm 1\%$  the variations in the time-constants must be controlled to a range of  $\pm 1.5\%$ .

### 2.6. Distortion Analysis

In the analysis up to now, the time domain waveforms of cases of interest have been derived analytically, and since the initial conditions are restored every cycle, these waveforms are also periodic. Therefore, in principle, the Fourier series coefficients can be readily evaluated. The expected value of the level of the total harmonic distortion (THD) can then be calculated, using the following definition

$$\text{THD} [\%] = 100 \left[ \sum_{k=2}^{\infty} (a_k^2 + b_k^2) \right]^{1/2} / (a_1^2 + b_1^2)^{1/2} \quad (31)$$

where  $a_k$ 's and  $b_k$ 's, for  $k = 1, 2, \dots, \infty$ , are the Fourier coefficients of the cosine and sine terms, respectively.

In this section, however, we have chosen an equivalent but more convenient method of evaluating the coefficients of the harmonic frequencies, by direct numerical calculations using commercially available fast Fourier transform (FFT) program,<sup>1</sup> and the resulting THD can then be

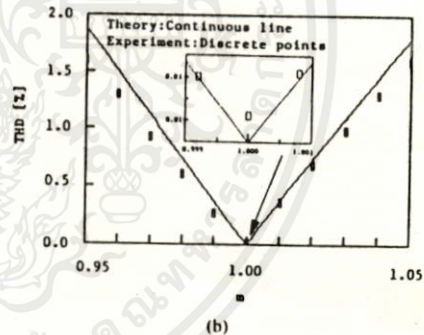
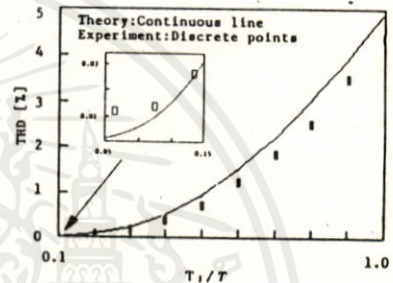


Fig. 5. (a) Total harmonic distortion versus initial condition application time, where  $m = 1.000$  in the experiment. (b) Total harmonic distortion versus loop-gain, where the ratio  $(T_1/T) = 0.05$  in the experiment.

calculated by using (31), where  $a_k$ 's and  $b_k$ 's are now the coefficients of the resulting discrete Fourier transform.

Fig. 5(a) shows the plot of THD versus the ratio  $(T_1/T)$  of the case of Section 2.3, where it is seen that for the THD to be less than 0.01%, the ratio  $(T_1/T)$  must be less than 0.1, which should be easily achievable in practical oscillators.

Fig. 5(b) shows the plot of THD versus  $m$ , which is the case of Section 2.4, where it is again seen that for the THD to be less than 0.01%, the parameter  $m$  should not deviate from unity by more than approximately  $\pm 0.025\%$ , which can again be achieved in practice.

Both Fig. 5(a) and (b) are useful as guidelines in designing low-distortion variable RC oscillators, and it can be seen that an objective THD target of 0.01% appears to be achievable in practice.

<sup>1</sup>Math CAD, version 2.5, MathSoft, Inc., Cambridge, MA 02139.

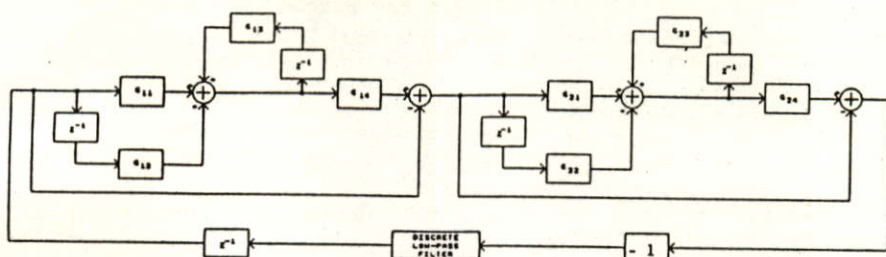


Fig. 6. Block diagram for discrete time simulations:  $G_{j1} = G_{j2} = 1/[2R_j C_j/\Delta(t) + 1]$ ,  $G_{j3} = G_{j1}[\{2R_j C_j/\Delta(t)\} - 1]$ ,  $G_{j4} = 2.0$ , where  $j = 1$  and  $2$ , and  $\Delta(t)$  is the discrete time interval.

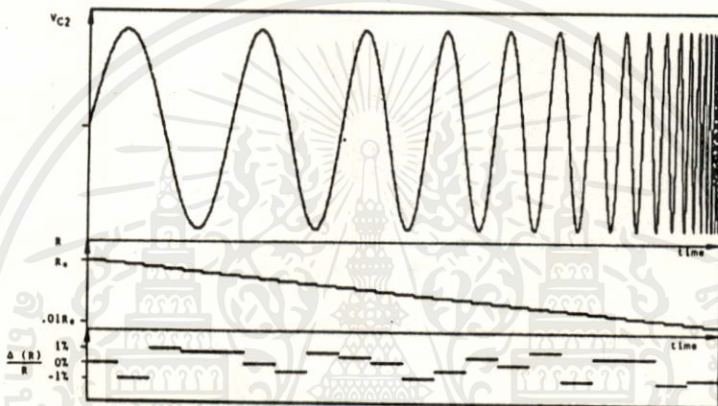


Fig. 7. Discrete time simulated waveforms for frequency sweeping mode of operation.

### III. DISCRETE TIME SIMULATIONS

In order to investigate the potential of the present RC phase-shift oscillator in automatic frequency sweeping applications, we have employed the discrete time simulation technique [6] to investigate the oscillation dynamics during the time when the time constant  $T_1$  and  $T_2$  are simultaneously changing. Fig. 6 shows the block diagram for the discrete time simulation of the present oscillator, where the discrete low-pass filter, with a cutoff frequency of two orders of magnitude higher than the oscillation frequency, is used to prevent high-frequency spurious numerical oscillations [7]. Using such a technique, it can be readily shown that all the properties that we have investigated analytically in the previous sections can be accurately predicted using the time domain simulations.

The main aim in the present simulation is to show that there are no extraneous transients in the output waveforms as the frequency tuning resistors  $R_1$  and  $R_2$  are varied continuously. Fig. 7 shows the result of the simulation, where we have let

$$R_1 = R + \Delta(R)/2 \text{ and } R_2 = R - \Delta(R)/2 \quad (32)$$

where  $R$  is decreasing linearly with time from the initial value of  $R_0$  to a final value of  $R_0/100$ , and  $\Delta(R)$  represents the pseudorandom differences between  $R_1$  and  $R_2$ . We have limited the maximum magnitude of  $\Delta(R)$  to

$\pm 1\%$  of the nominal value of  $R$  at each instant in time, which are realistically achievable figures in practice. The actual pseudorandom sequence of  $\Delta(R)/R$  has also been shown in Fig. 7. It can be seen from the simulated output waveform that there is no undesirable transient in the entire frequency sweeping range. More details concerning the discrete time simulations of the present oscillator can be found elsewhere [7].

### IV. EXPERIMENTAL RESULTS

The oscillator circuit of Fig. 1 has been constructed using NE5535 as OA's, where their typical slew rates are of the order of  $25V/\mu s$ ; therefore, by limiting the oscillation frequency to 100 kHz and the oscillation amplitude to  $\pm 1$  V peak-to-peak, the distortions contributed by the OA's are significantly reduced. Parallel connection of four analog switches has been used as the switch  $S_1$ , in order to minimize the time constant in the charging of  $C_1$  to the required initial voltage at the start of each oscillation cycle. LM319 voltage comparators have been used in the window comparator circuit, where it can be readily shown that the circuit possesses the valuable property of maintaining an approximately constant  $(T_1/T)$  ratio, so that the condition as required in (15) is automatically satisfied as the frequency is varied.

The experimental results have been superimposed upon the analytical results in Figs. 2-5, and the particulars of

the experimental conditions are given in the captions. It is readily seen that the experimental results agreed quite well with the results predicted by the theory of Section II. In particular, two methods have been used to measure the THD's in Fig. 5(a) and (b). Firstly, an HP334A distortion analyzer was used to measure the THD, and the results were checked by using an HP3581A wave analyzer to measure each harmonic amplitude individually, and then the THD was calculated by using (31). The results of measurements from the two methods agreed with each other to within a range of  $\pm 2\%$ . The oscillation frequency where THD is measured has been set at 1.000 kHz. It is also apparent from Fig. 5(a) and (b) that the minimum THD achievable in practice in the present experimental circuit is approximately 0.01%. This is due mainly to the background distortions contributed by the OA's, nonunity  $m$ , nonzero ( $T_1/T$ ) ratio, and other non-ideal conditions.

The frequency range of operation in the present oscillator is greater than five orders of magnitude, from less than 1 Hz to slightly greater than 100 kHz. For higher frequency of operation, higher slew rate operational amplifiers and faster comparators are needed. In some experiments, where the ratio of ( $T_1/T$ ) must be adjusted, we have used the output signal of a monostable multivibrator to close the switch  $S_1$ , and the monostable is triggered by the positive going edge of the output of the comparator circuit.

## VI. CONCLUSIONS

We have shown in this paper that the initial conditions restoration technique can be very advantageously applied to phase-shifter RC oscillators. Using mutually complementary advantages of each technique, an instrumentation

quality variable sinusoidal oscillator can be constructed. The salient properties of the resulting RC oscillators are that fast amplitude settling as the frequency is varied, that the usual frequency and amplitude hunting phenomena of most RC oscillators are completely absent in the present design, even at very low frequencies, and that the respectable value of THD of around 0.01% can be obtained. In addition, we have used the discrete time simulation method to show the potential of such an oscillator in sweep frequency applications, where it has been shown that no extraneous transients occur. Good amplitude stability can also be obtained during the entire sweeping range, even with realistic values of pseudorandom variations introduced into the two time constants. The basic idea of the present oscillator has been applied into a range of very low-cost commercial signal generators [8].

## REFERENCES

- [1] I. M. Filanovsky, "Oscillators with amplitude control by restoration of capacitor initial conditions," in *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 134, pt. G, no. 1, pp. 31-37, Feb. 1987.
- [2] —, "A Wien bridge RC oscillator with fast amplitude control," *Int. J. Electron.*, vol. 58, pp. 817-826, 1985.
- [3] I. M. Filanovsky and K. A. Stromsmoe, "Amplitude control in a twin-T bridge RC-oscillator using a window comparator," *Int. J. Electron.*, vol. 61, pp. 197-206, 1986.
- [4] J. G. Graeme, *Applications of Operational Amplifiers*. Japan: McGraw-Hill Kogakusha, pp. 149-150, 1973.
- [5] S. Pookaiyaudom and K. Samonrut, "Current-mirror phase-shift oscillator," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 1, pp. 21-23, Jan. 1987.
- [6] —, "Simulations for sinusoidal oscillators with random numbers and initial impulses," *IEEE Circuits and Devices Mag.*, vol. 2, pp. 34-40, Sept. 1986.
- [7] K. Saivichit, "RC phase-shifter oscillators," MS thesis, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.
- [8] *Wavegate Signal Generator SG-2020A Handbook*, Wavegate Co., Ltd., Bang-Khen, Bangkok 10900, Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้