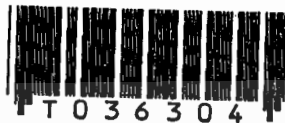


วงจรถ่ายทอดสัญญาณและการคูณ-หารความถี่รูปคลื่นสามเหลี่ยม

A SIGNAL GENERATOR AND FREQUENCY MULTIPLICATION-DIVISION OF
TRIANGULAR WAVE



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-859-5

เลขที่.....
เลขทะเบียน... 36304
วัน, เดือน, ปี... 7 ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A SIGNAL GENERATOR AND FREQUENCY MULTIPLICATION-
DIVISION OF TRIANGULAR WAVE**



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

2000

ISBN 974-622-859-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรให้กำเนิดสัญญาณและการคูณ-หารความถี่รูปคลื่นสามเหลี่ยม
นักศึกษา	นายมนตรี คิริปรัชญานันท์
รหัสประจำตัว	41061137
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ กล่าวถึงวงจรให้กำเนิดสัญญาณและการคูณ-หารความถี่รูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยวงจรให้กำเนิดสัญญาณ สามารถให้สัญญาณได้สองรูปแบบ ได้แก่ สัญญาณสี่เหลี่ยมและสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งโครงสร้างวงจร ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยกว่าแบบเดิม มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม นอกจากนี้หลักการวงจรให้กำเนิดสัญญาณนี้ ยังสามารถนำไปดัดแปลงเป็นวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ได้โดยง่าย ส่วนการคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมใช้หลักการของวงจรค่าสัมบูรณ์ และการหารความถี่ใช้หลักการเปลี่ยนเฟสในการขยายของวงจรขยายสัญญาณด้วยอนาลอกสวิตช์ จึงสามารถทำงานได้ที่ความถี่ต่ำๆ ซึ่งสามารถแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณอันเนื่องมาจากการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ในแบบเดิมได้

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แสดงถึงพฤติกรรมของวงจร ด้วยผลการเลียนแบบโดยใช้คอมพิวเตอร์ และจากการทดลอง

Thesis Title A signal generator and frequency multiplication–division of triangle wave
Student Montree Siripruchyanun
Student ID. 41061137
Degree Master of Engineering
Programme Electrical Engineering
Year 2000
Thesis Advisor Assoc.Prof. Pramote Wadkien

ABSTRACT

This thesis proposes a signal generator and frequency multiplication–division of triangle wave. For the signal generator, it can provide both square wave and triangle wave signal. By novel means, the circuit scheme is less complicated than conventional scheme and more suitable in integrated circuit form. In addition, it can be readily modified to serve as Pulse Width Modulator (PWM). For frequency multiplication of triangular wave, absolute value circuit principle is introduced and changeable polarity amplifier is utilized to dividing frequency of triangle wave then it can provide divided signal performance better than traditional method using integrator, especially at low frequency.

The computer simulation and experimental results are presented to exhibit performance of the circuits.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้เขียนขอกราบพระคุณท่านอาจารย์ปราโมทย์ วาดเขียน ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์นี้เป็นอย่างสูง ที่เป็นผู้ที่ให้ทั้งโอกาส แนวคิด ความรู้ทางวิชาการ ตลอดจนคำแนะนำในการดำเนินชีวิตและกำลังใจแก่ผู้เขียนเป็นอย่างดี โดยไม่หวังสิ่งตอบแทน

นอกจากนี้ต้องขอขอบพระคุณท่านอาจารย์จรรยา เลิศจรีสอร่ามดีและอาจารย์วิภา แสงพิลธิธิ์ รวมถึงเพื่อน ๆ และน้อง ๆ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือต่าง ๆ ตลอดจนอาจารย์ผู้สอนทุกท่านที่ได้ให้ความรู้ความเข้าใจอันเป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์นี้ และขอขอบคุณบิดามารดาและผู้อุปการะทุกท่านที่ทำให้ผู้เขียนมีวันนี้ขึ้นมาได้ ขอคุณทบวงมหาวิทยาลัยที่ให้ทุนการศึกษาแก่ผู้เขียนเพื่อเพิ่มพูนความรู้ในอันที่จะเป็นส่วนหนึ่งในการพัฒนาประเทศต่อไป และท้ายที่สุดผู้เขียนขอขอบคุณ ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ได้เอื้อมือเพื่อเครื่องมือ เครื่องใช้ต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์

คุณค่าและประโยชน์อันเกิดจากวิทยานิพนธ์นี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณดังกล่าวข้างต้น

มนตรี ศิริปรัชญานันท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	3
1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการออกแบบ	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา	4
1.6 ขอบเขตการวิจัย	5
บทที่ 2 ทฤษฎีและวงจรต่างๆที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 กล่าวนำ	6
2.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator Circuit)	6
2.3 วงจรขมิตทริกเกอร์ (Schmitt trigger circuit)	12
2.4 วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator circuit)	15
2.5 การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น	16
2.6 การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเบื้องต้น	25
2.7 วงจรสายพานกระแส	28
บทที่ 3 วงจรให้กำเนิดสัญญาณ	32
3.1 หลักการของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ	32
3.2 การวิเคราะห์ค่าผิดพลาด	39
3.3 ผลการเลียนแบบ	44
3.4 ผลการทดลอง	47
3.5 สรุปและวิจารณ์ผล	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การประยุกต์ใช้วงจรให้กำเนิดสัญญาณในการสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ อย่างง่าย	54
4.1 กล่าวนำ	54
4.2 หลักการของวงจร	55
4.3 ผลการเขียนแบบและผลการทดลอง	60
4.4 สรุปและวิจารณ์ผล	69
บทที่ 5 วงจรทารและคุณสมบัติของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	70
5.1 กล่าวนำ	70
5.2 หลักการของวงจร	70
5.2.1 โครงสร้างวงจรทารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม	70
5.2.2 โครงสร้างวงจรคุณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม	72
5.3 ผลการทดลอง	74
5.4 สรุปและวิจารณ์ผล	80
บทที่ 6 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	81
เอกสารอ้างอิง	83
ภาคผนวก	85
ภาคผนวก ก. ข้อมูลทางเทคนิคของ AD844	86
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ระหว่างศึกษา	100
ประวัติผู้เขียน	108

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณอย่างง่าย	6
2.2 วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีการป้องกันอินพุต	7
2.3 วงจรตรวจจับผ่านศูนย์	8
2.4 วงจรดิฟเฟอเรนเชียล คอมพาราเตอร์	8
2.5 วงจรเปรียบเทียบแบบซิงเกิลเอ็นที่มีระดับสัญญาณแรงดันอ้างอิงคงที่	9
2.6 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ชั่ววอก	10
2.7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ชั่วลบ	11
2.8 วงจรชมิทริกเกอร์เบื้องต้น	12
2.9 ลักษณะสมบัติการส่งถ่ายของวงจรถมิทริกเกอร์	13
2.10 สัญญาณในวงจรถมิทริกเกอร์	14
2.11 การเลื่อนเฟสสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถมิทริกเกอร์	15
2.12 ลักษณะโครงสร้างของวงจรอินทีเกรเตอร์แบบกลับเฟส	16
2.13 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต v_i และสัญญาณเอาต์พุต v_o วงจรอินทีเกรเตอร์เป็นแบบกลับเฟส	17
2.14 วงจรอินทีเกรเตอร์ในรูปโดเมนของความถี่	18
2.15 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น	20
2.16 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น	21
2.17 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น โดยกำหนดค่าแอมพลิจูดของรูปคลื่นได้โดยใช้ซีเนอร์ไดโอด	23
2.18 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับค่าดิวิตีแฟกเตอร์ได้ด้วยแรงดัน v_i	24
2.19 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม	25
2.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.19	25
2.21 (ก) วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยใช้วงจรถมิทริกเกอร์ร่วมกับวงจรถมิทริกเกอร์ (ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร	26
2.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจร CCI	30
2.23 วงจรสมมูลย์ของ CCII	31
2.24 สัญลักษณ์ของวงจร CCII	31
3.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้นมาใหม่	32
3.2 โครงสร้างของวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ออกแบบขึ้น	33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.3 ลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตให้กำเนิดสัญญาณ	34
3.4 รูปสัญญาณจริงในทางปฏิบัติที่แสดงถึงค่าผิดพลาดของสัญญาณ	40
3.5 วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ใช้ในการเลียนแบบ	45
3.6 ผลการเลียนแบบของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 0.1\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $5k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$	45
3.7 (ก) ผลการเลียนแบบของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 10\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $50k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$ (ข) ผลการเลียนแบบของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 0.005\mu F$ และ R_3 เท่ากับ 100Ω โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$	46
3.8 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร เมื่อกำหนดความถี่คงที่ที่ 10 kHz แล้วทำการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ	47
3.9 ผลการทดลอง เมื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณมีค่า 1 kHz ใช้ค่าอุปกรณ์ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 0.1\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $5k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12V$	48
3.10 (ก) ผลการทดลองของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 10\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $50k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12V$ (ข) ผลการทดลองของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 0.005\mu F$ และ R_3 เท่ากับ 100Ω โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12V$	49
3.11 ผลการทำงานของวงจร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับไฟเลี้ยงของวงจร โดยกำหนดความถี่ของสัญญาณ 10 kHz	50
3.12 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_3 ที่มีผลต่อความถี่ของสัญญาณ เมื่อ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ และ $C = 0.01\mu F$	51
3.13 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_3 ที่มีผลต่อความถี่ของสัญญาณ เมื่อ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ และ $C = 0.1\mu F$	52
3.14 ผลของการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดสัญญาณสามเหลี่ยมที่มาจากการเปลี่ยนแปลงแปลงความถี่เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีค่า $\pm 12V$	
4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณ PWM.....	55
4.2 (ก) สัญญาณ PWM ที่ใช้วิธี Natural sampling (ข) สัญญาณ PWM ที่ใช้วิธี Uniform sampling	55
4.3 แผนผังของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์โดยทั่วไป	56
4.4 ตัวอย่างสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.5 โครงสร้างของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลซ์แบบง่าย	57
4.6 ผลการเลียนแบบวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลซ์แบบง่าย เมื่อสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณซายน์ที่มีความถี่ 1 kHz แอมพลิจูด 2 V และความถี่พาหามีค่าเป็น (ก) 5 kHz (ข) 10 kHz (ค) 30 kHz (ง) 50 kHz (จ) 100 kHz	62
4.7 ผลการเลียนแบบ เมื่อมีระดับสัญญาณอ้างอิงมีค่า 1 V และความถี่สัญญาณพาห้ 50 kHz พบว่าสัญญาณขาเข้าที่กู้คืนได้จะมีการยกระดับสัญญาณ	63
4.8 ผลการทดลองของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลซ์แบบง่าย เมื่อความถี่สัญญาณพาห้มีค่าเป็น (ก) 5 kHz (ข) 20 kHz (ค) 100 kHz	64
4.9 ผลการทดลองการกู้สัญญาณขาเข้าที่กลับคืนมา โดยสัญญาณเส้นบนสุดเป็นสัญญาณขาเข้า อินพุตของวงจรมอดูเลต ส่วนสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณขาเข้าที่กู้คืนได้ เมื่อความถี่สัญญาณพาห้มีค่า (ก) 5 kHz (ข) 20 kHz (ค) 100 kHz	66
4.10 ผลการทดลอง เมื่อมีระดับสัญญาณอ้างอิงมีค่า -1 V และความถี่สัญญาณพาห้ 50 kHz โดยสัญญาณเส้นบนสุดเป็นสัญญาณขาเข้าอินพุตของวงจรมอดูเลต ส่วนสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณขาเข้าที่กู้คืนได้ พบว่าสัญญาณขาเข้าที่กู้คืนได้จะมีการยกระดับสัญญาณ	66
4.11 กราฟผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของสัญญาณขาเข้าและค่าตัวดีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลซ์แบบที่นำเสนอ และแบบทั่วไป เมื่อใช้ความถี่พาห้ 1 kHz เท่ากัน	67
4.12 กราฟผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของสัญญาณขาเข้าและค่าตัวดีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลซ์แบบที่นำเสนอ และแบบทั่วไป เมื่อใช้ความถี่พาห้ 10 kHz เท่ากัน	68
4.13. กราฟผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของสัญญาณขาเข้าและค่าตัวดีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลซ์แบบที่นำเสนอ และแบบทั่วไป เมื่อใช้ความถี่พาห้ 50 kHz เท่ากัน	68
5.1 สัญญาณสามเหลี่ยมรูปแบบต่างๆ	71
5.2 โครงสร้างของวงจรมอดูเลตแบบความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่	71
5.3 แนวคิดในการหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม	72
5.4 แนวคิดในการหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม	73
5.5 โครงสร้างของวงจรมอดูเลตแบบความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่	73
5.6 วงจรมอดูเลตแบบความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม	73
5.7 (ก) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต สัญญาณล่างคือเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตแบบความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม	74

เอกสารเปรียบเทียบกับแรงดัน 74

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 (ข) สัญญาณบนเป็นอินพุตที่มาจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อสัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป	75
5.7 (ค) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต เมื่อเทียบกับสัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป	75
5.7 (ง) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต เมื่อเทียบกับสัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของวงจร	76
5.8 (ก) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 0.5V	76
5.8 (ข) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 2V	77
5.8 (ค) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 5kHz และแอมพลิจูด 1V	77
5.8 (ง) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 5kHz และแอมพลิจูด 2V	77
5.9 วงจรหาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม	78
5.10 (ก) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 0.5V	78
5.10 (ข) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 10V	79
5.10 (ค) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 1kHz และแอมพลิจูด 0.5V.....	79
5.10 (ง) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 1kHz และแอมพลิจูด 10V.....	79

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

3.1 ย่านความถี่ที่สามารถปรับได้เทียบกับค่าตัวเก็บประจุ53



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

สัญญาณไฟฟ้า เช่น สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม สามเหลี่ยม หรือสัญญาณรูปคลื่นไซน์ มีความสำคัญและจำเป็นต่อทุกระบบในงานไฟฟ้า ไม่ว่าจะเป็นระบบเครื่องมือวัด ระบบโทรคมนาคม ระบบอิเล็กทรอนิกส์ ตลอดจนระบบควบคุม การสร้างสัญญาณเหล่านี้ โดยมากแล้วจะสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมขึ้นมาให้ได้ก่อน แล้วนำสัญญาณสี่เหลี่ยมแปลงให้เป็นสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ [1-3] ส่วนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ สามารถสร้างได้จากการแปลงสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งทำได้อยู่หลายวิธี [4-7] จากการศึกษาพบว่า การสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยม และสัญญาณสามเหลี่ยมอย่างง่าย โดยใช้วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์มีข้อเสียคือ แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ของสัญญาณ กล่าวคือ แอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตจะลดลง เมื่อความถี่มีค่ามากขึ้น [1-3] อีกทั้งโครงสร้างของวงจรก็มีความซับซ้อน ถึงแม้จะมีการปรับปรุงวงจรให้เล็กกลง โดยการใช้วงจรมิตทริกเกอร์ ร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์ [1-3] แต่การปรับความถี่จะส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต [8] ดังนั้นวงจรสองแบบแรกนี้จึงเหมาะสำหรับใช้ในงานที่ความถี่มีค่าคงที่และไม่สูงมากนัก ส่วนวิธีการสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมในวงจรรวม (Integrated Circuits) หรือไอซีนั้น ยกตัวอย่างเช่น เบอร์ 8038 2206 หรือ 555 จะใช้วิธีสวิตซ์แหล่งต่อกระแสเพื่อไปประจุหรือคายประจุที่ตัวเก็บประจุ พบว่าโครงสร้างของวงจรมีความซับซ้อนเนื่องจากต้องประกอบไปด้วยแหล่งจ่ายกระแสจำนวน 2 ชุด วงจรเปรียบเทียบกับแรงดัน 2 ชุด และฟิลิฟลอป [4] , [8-10] ทำให้โครงสร้างของไอซีเหล่านี้ ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์จำนวนมาก ที่สำคัญความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตยังขึ้นอยู่กับขนาดไฟเลี้ยงวงจรอีกด้วย

ต่อมาได้มีผู้วิจัยคิดค้นวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม โดยอาศัยแนวความคิดจากการกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบ Quadrature Oscillator [11-12] ซึ่งข้อดีของวงจรนี้คือ สามารถให้สัญญาณในแต่ละรูปแบบมีความต่างเฟสกัน 90 องศา แต่เมื่อพิจารณาวงจรแล้วพบว่าโครงสร้างของวงจรประกอบไปด้วยออปแอมป์และตัวต้านทานจำนวนมาก รวมถึงความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตก็ขึ้นอยู่กับระดับไฟเลี้ยงวงจรเช่นเดียวกัน และเมื่อเร็ว ๆ นี้ ได้มีผู้คิดค้นวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมแบบที่ใช้หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันร่วมกับ OTA [13] ทำให้มีข้อดีคือ สามารถปรับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ และโครงสร้างวงจรมีขนาดเล็ก แต่ก็มีข้อเสียคือ ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตก็ขึ้นอยู่กับระดับไฟเลี้ยงวงจรเช่นเดียวกันกับวงจรอื่นๆ และที่สำคัญคือ อุณหภูมิจะมีอิทธิพลต่อสัญญาณเอาต์พุตมาก เนื่องจาก OTA เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีอัตราขยาย (g_m) ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ [14] ส่งผลให้ความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตขึ้นอยู่กับอุณหภูมิด้วย ซึ่งเราสามารถทำการชด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เซชผลอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิภายในตัว OTA ได้ [15] แต่ก็ทำให้วงจรโดยรวมมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

จากความสำคัญของสัญญาณ และปัญหาที่เกิดขึ้นในวงจรให้กำเนิดสัญญาณดังกล่าวมาแล้ว จึงทำให้เกิดแนวความคิดในการที่จะพัฒนาและปรับปรุงวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมขึ้น โดยอาศัยหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน เช่นเดียวกับ [13] ทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก (Positive Second Generation Current Conveyor , CCII+) เพียงตัวเดียว ซึ่งผลก็คือ ทำให้ได้วงจรที่สร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่มีความเที่ยงตรงสูงและสามารถปรับค่าความถี่และแอมพลิจูดในย่านกว้างได้โดยง่าย อีกทั้งยังมีความเป็นอิสระต่อขนาดไฟเลี้ยงของวงจร และอุณหภูมิ นอกจากนี้ยังสามารถปรับปรุงวงจรดังกล่าวเป็นวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulator , PWM) อย่างง่ายได้อีกด้วย เพียงเพิ่มออปแอมป์หนึ่งตัวเท่านั้น

สำหรับในส่วนของการหารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ปกติจะกระทำโดยการแปลงสัญญาณนั้นเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมก่อน จากนั้นจึงใช้วงจรหารความถี่สี่เหลี่ยม วิธีหนึ่งที่ทำได้โดยง่ายคือใช้วงจรฟลิป-ฟลอป สุดท้ายจึงนำเอาสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ไปแปลงกลับเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยการใช่วงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งวงจรในส่วนนี้มีข้อเสียคือ หากมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุต จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ต่ำ ๆ [16] จึงมีแนวคิดที่จะออกแบบวงจรที่ทำหน้าที่หารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมแบบใหม่ โดยหลักการใหม่ที่นำเสนอจะไม่ใช่ใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ แต่ใช้หลักการกลับเฟสของสัญญาณสามเหลี่ยมสลับกันไป ดังนั้นหลักการใหม่ที่นำเสนอ จึงสามารถทำงานได้เป็นอย่างดีที่ความถี่ต่ำ และหากมีการใช้อุปกรณ์ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูง ๆ ได้ วงจรก็จะสามารถทำการหารความถี่ได้ที่ความถี่สูง ๆ เช่นกัน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ ได้เน้นการศึกษา ประยุกต์ใช้วงจรสายพานกระแสให้ทำงานร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน ให้มีความสามารถในการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ที่มีคุณสมบัติดังนี้

- โครงสร้างวงจรมีความซับซ้อนน้อยกว่าแบบเดิมที่กล่าวมา มีความเหมาะสมในการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (ไอซี) ได้โดยง่าย
- แอมพลิจูดของสัญญาณทั้งสองแบบ จะเป็นอิสระต่อความถี่ กล่าวคือ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ แอมพลิจูดของสัญญาณจะมีค่าคงที่
- ความถี่ของสัญญาณทั้งสองแบบ ต้องเป็นอิสระต่อทั้งระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร และอุณหภูมิ
- สัญญาณเอาต์พุตมีความเที่ยงตรง และปรับค่าได้โดยง่ายในย่านความถี่กว้าง
- สามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่าย

เอกสารนี้เป็นที่ให้สัญญาณเอาต์พุตมีความถี่ดีแฟกเตอร์เป็นเชิงเส้นกับระดับสัญญาณข่าวสารโยชนด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจรหารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม จะต้องสามารถทำการหารความถี่ได้ดีที่ความถี่ต่ำๆ และสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงด้วย หากมีการใช้อุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

เนื่องจากหลักการในการออกแบบวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยส่วนใหญ่จะใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ [1-3] ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้น ส่วนวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่อยู่ในรูปแบบวงจรรวม [4] , [7-9] ก็มีความซับซ้อนและค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตขึ้นอยู่กับขนาดไฟเลี้ยงของวงจร สำหรับกรณีที่ให้กำเนิดสัญญาณโดยอาศัยหลักการของ Quadrature Oscillator [10-11] โครงสร้างของวงจรมีความซับซ้อน และค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตยังขึ้นอยู่กับขนาดไฟเลี้ยงของวงจร ส่วนกรณีที่ใช้ OTA [12] นั้น สัญญาณเอาต์พุตทั้งสองแบบ จะมีความผิดเพี้ยนอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิและระดับไฟเลี้ยงของวงจรเช่นกัน เพื่อแก้ปัญหาต่างๆ เหล่านี้ จึงทำการออกแบบวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม ที่มีพื้นฐานอยู่บนหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน คล้ายกับหลักการในเอกสารอ้างอิง [12] แต่มีหลักการทำงานร่วมกับวงจรสายพานกระแส โดยไม่ต้องใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ ประโยชน์ที่สำคัญอีกอย่าง คือ สามารถนำวงจรที่ออกแบบนี้ไปประยุกต์ใช้งานในการสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่ายได้ดีอีกด้วย

สำหรับหลักการออกแบบวงจรหารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยทั่วไปนั้นจะใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งเป็นผลทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ต่ำๆ จึงได้ทำการออกแบบวงจรหารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ใช้หลักการของการกลับเฟสสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม สลับกันไปทีละครึ่งไซเคิล จากการใช้หลักการนี้มาใช้ในการออกแบบ จะทำให้ได้วงจรที่ทำการหารความถี่ได้ในช่วงกว้าง

1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการออกแบบ

วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม ที่ได้ทำการออกแบบและสร้างขึ้นมานี้ ได้นำเอาหลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันที่ทำงานร่วมกับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองแบบบวก (CCII+) เพื่อนำกระแสนั้นมาประจุตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันเป็นบวก และให้กระแสนั้นเป็นทางผ่านในการคายประจุของตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันเป็นลบ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน จึงเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม และสัญญาณที่ตัวเก็บประจุจึงเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม จากการใช้หลักการนี้มาออกแบบและสร้างวงจร ทำให้ได้วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่มีโครงสร้างน้อย และให้สัญญาณที่มีความเที่ยงตรงสูง

ส่วนวงจรหารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม มีหลักการทำงานโดยอาศัยการเปลี่ยนเฟสในการขยายของวงจรขยายสัญญาณที่เปลี่ยนเฟสได้ด้วยอนาลอกสวิตช์ โดยอินพุตของวงจรขยายสัญญาณนี้ จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับสัญญาณให้มีจุดต่ำสุดอยู่ที่ศูนย์โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้วทำการกลับสัญญาณสามเหลี่ยมด้านบวกมาเป็นด้านลบสลับกันไปทีละครึ่งไซเกิล ผลคือ ได้สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีความถี่น้อยลงกว่าเดิมสองเท่า และไม่มีคามผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องมาจากการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

การทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขั้นตอนเริ่มที่ การทำการศึกษาคุณสมบัติและหลักการการทำงานของวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยมแบบเดิมที่มีการใช้งานและการวิจัยโดยทั่วไป ว่ามีคุณสมบัติการทำงานเป็นอย่างไร เพื่อจะได้พิจารณาข้อดี ข้อเสียของวงจรมีต่อโครงสร้างและสัญญาณเอาต์พุต จากนั้น ศึกษาถึงการพัฒนาและปรับปรุงวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณให้มีโครงสร้างที่เล็กลง ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นอิสระต่อระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจรและอุณหภูมิสามารถปรับค่าความถี่ได้ง่ายในย่านกว้าง ซึ่งก็ได้อาศัยหลักการของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันที่ทำงานร่วมกับวงจรถ่ายแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรถ่ายแปลงกระแส ตลอดจนได้ศึกษาถึงการนำเอาวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้น ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถูกสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่าย ที่ให้สัญญาณเอาต์พุตมีความเที่ยงตรงสูงและค่าดีวีดีแฟกเตอร์เป็นเชิงเส้นกับขนาดของสัญญาณข่าวสาร และได้ทำการศึกษาคุณสมบัติและหลักการการทำงานของวงจรถูกหาความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ใช้วงจรถูกอินทิเกรเตอร์ พบว่ามีความผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ต่ำ ๆ จึงได้ทำการออกแบบวงจรถูกหาความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่อาศัยหลักการของกรกลับเฟสสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ทำให้สามารถทำงานได้ดีในช่วงความถี่กว้าง นอกจากนี้ยังได้นำเสนอการควบคุมความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมควบคู่กันไปด้วย

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ เน้นการศึกษา ค้นคว้า ออกแบบและสร้างวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม รวมถึงวงจรถูกหาความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยไม่ใช้วงจรถูกอินทิเกรเตอร์ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการควบคุมความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยใช้วงจรถูกค่าสัมบูรณ์ (Absolute Value Circuit) ควบคู่กันไปด้วย นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึง การนำเอาวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้นใหม่นี้ ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรถูกสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่ายได้อีกด้วย หลังจากได้ออกแบบและสร้างวงจรถูกต่าง ๆ แล้ว ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ทำการแสดงผลการทำงานและพฤติกรรมของวงจรถูกด้วยการเลียนแบบและทดลองจริง รวมถึงการวิเคราะห์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณอีกด้วย

ในวิทยานิพนธ์นี้ ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงบทนำ ซึ่งประกอบไปด้วย ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขั้นตอนการศึกษา และขอบเขตการวิจัย บทที่ 2 กล่าวถึง ทฤษฎีของวงจรถูกและหลักการในการให้กำเนิดสัญญาณแบบต่าง ๆ รวมถึงวงจรถูกสายพานกระแส ในบทที่ 3 กล่าวถึงวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณแบบใหม่ที่ได้ออกแบบและสร้างขึ้น โดยใช้หลักการของวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชันที่ทำงานร่วมกับวงจรถูกแปลงแรงดันเป็นกระแสโดยใช้วงจรถูกสายพานกระแส พร้อมทั้ง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้มีการเลียนแบบการทำงาน และการต่อวงจรทดลองจริง เพื่อยืนยันว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามหลักการ บทที่ 4 เป็นเรื่องของการนำเอาวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้นไว้ในบทที่ 3 ไปประยุกต์ใช้งานเป็นวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่าย โดยได้แสดงผลการเลียนแบบและการทดลองต่อวงจรจริง และสามารถยืนยันได้ว่าวงจรที่ตั้งอยู่บนหลักการที่นำเสนอสามารถทำงานได้เป็นอย่างดี ส่วนบทที่ 5 เป็นการนำเสนอวงจรคูณและหารความถี่สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม พร้อมทั้งผลการทดลองต่อวงจรจริง ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่า หลักการวงจรถูกได้นำเสนอนี้สามารถทำงานได้ดี สำหรับบทสุดท้ายคือบทที่ 6 เป็นบทสรุป และวิจารณ์ผลงานวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้ทั้งหมด สำหรับในภาคผนวกจะเป็นส่วนของผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารการประชุมวิชาการ และท้ายสุดของวิทยานิพนธ์คือประวัติของผู้เขียน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและวงจรต่างๆที่เกี่ยวข้อง

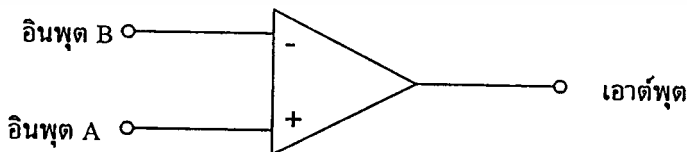
2.1 กล่าวนำ

เนื่องจากวิทยานิพนธ์นี้มีจุดมุ่งหมาย ในการศึกษา ค้นคว้า วิจัย เพื่อนำวงจรสายพานกระแส มาประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน ซึ่งเป็นวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น ให้ได้วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมแบบใหม่ ที่มีความถี่เป็นอิสระต่อระดับแรงดันไฟเลี้ยงและอุณหภูมิ และศึกษา ค้นคว้า วิจัย เพื่อออกแบบวงจรหารความถี่รูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยมีจุดมุ่งหมายให้ทำงานได้เป็นอย่างดีที่ความถี่ต่ำ ดังนั้นในบทที่ 2 นี้จะเป็นการนำเสนอทฤษฎีและวงจรต่างๆที่เกี่ยวข้องทั้งหมด อันประกอบด้วย วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ วงจรชmitttrigger วงจรอินทิเกรเตอร์ การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเบื้องต้น และวงจรสายพานกระแส

2.2 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator Circuit)

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) เป็นวงจรที่มีบทบาทสำคัญในการควบคุมการทำงาน ของระบบในงานวิจัยนี้ ดังนั้นในบทนี้จึงได้นำวงจรเปรียบเทียบสัญญาณมาอธิบายหลักการทำงานด้วยพอสั่งเขป

ในการเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันนี้ โดยมากจะใช้ออปแอมป์ (Op-Amp) มาเป็นตัวแสดงผลซึ่งสภาวะเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะสามารถบอกได้ว่าสัญญาณอินพุตสองสัญญาณสัญญาณใดมีค่ามากหรือน้อยกว่ากัน ดังนั้นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณจึงเป็นวงจรที่มีอินพุตเป็นสัญญาณอนาลอก(Analog) และมีเอาต์พุตเป็นสัญญาณดิจิทัล (Digital) ลักษณะของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณอย่างง่ายแสดงดังในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณอย่างง่าย

จากรูปที่ 2.1 จะได้ว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจร (V_o) จะมีค่าเป็น

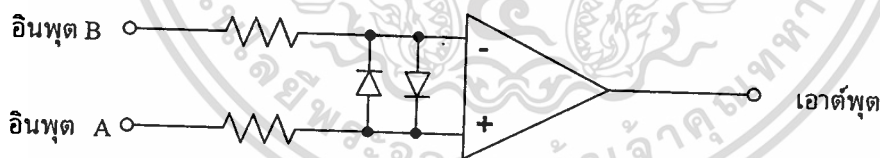
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $V_o = (V_{inA} - V_{inB}) A_{vol}$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.1) ค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ A_{vol} คืออัตราขยายแรงดันเปิดลูป (Open-loop voltage gain) ของออปแอมป์ส่วน V_{inA} และ V_{inB} เป็นค่าแรงดันจากอินพุต A และ B ตามลำดับ เมื่อเทียบกับจุดกราวด์จะได้ว่า ถ้า V_{inA} มีค่ามากกว่า V_{inB} เทอมในวงเล็บในสมการ (2.1) จะมีค่าเป็นบวกและออปแอมป์ในอุดมคติจะให้แรงดันเอาต์พุตเป็นค่าบวกอนันต์ (Infinity) ถ้า V_{inA} มีค่าน้อยกว่า V_{inB} แล้ว เทอมในวงเล็บของสมการตัวนี้จะมีค่าเป็นลบ และออปแอมป์ในอุดมคติจะให้แรงดันเอาต์พุตเป็นค่าลบอนันต์ แต่ในทางปฏิบัติแรงดันเอาต์พุตนี้ถูกจำกัดโดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงและวงจรรภายในของออปแอมป์ซึ่งค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ จะมีค่าน้อยกว่าแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงประมาณ 1 โวลต์ และเรียกค่าแรงดันนี้ว่าแรงดันอิ่มตัว (Saturation voltage : V_{SAT}) ดังนั้นถ้าสมมติว่า แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีค่าเป็น ± 15 โวลต์ แล้ว V_{SAT+} ที่ได้จะมีค่าเท่ากับ ± 14 โวลต์ และ V_{SAT-} จะมีค่าเท่ากับ -14 โวลต์ แต่ในกรณีที่แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงมีขั้วเดียว (Unipolar) เช่น $+30$ โวลต์ จะได้ค่า V_{SAT+} ประมาณ $+29$ โวลต์ และจะมีค่า V_{SAT-} ประมาณ $+1$ โวลต์ ดังนั้นจากที่กล่าวมาข้างต้นจะพบว่าค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบกับสัญญาณจึงมีสองสถานะคือ

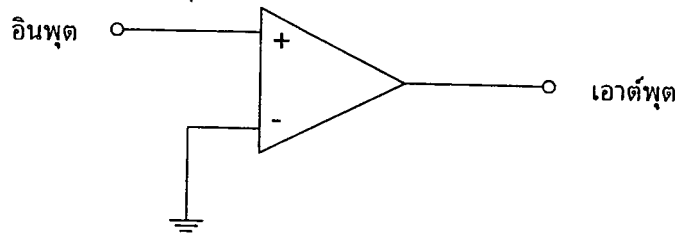
$$V_{out} = \begin{cases} V_{SAT+} & ; V_{inA} > V_{inB} \\ V_{SAT-} & ; V_{inA} < V_{inB} \end{cases} \quad (2.2)$$

รูปแบบหนึ่งของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน ที่นำมาใช้งานมีลักษณะดังรูปที่ 2.2 วงจรตามรูปนี้มีการนำความต้านทานและไดโอดต่อเพิ่มเข้ามาที่ขาอินพุตของวงจรเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายกับวงจรภาคอินพุตของออปแอมป์ เมื่อผลต่างแรงดันอินพุตมีค่ามากเกินไป



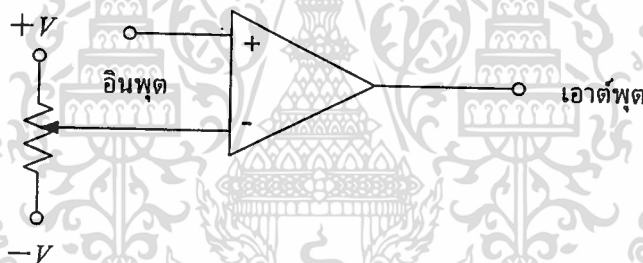
รูปที่ 2.2 วงจรเปรียบเทียบแรงดันที่มีการป้องกันอินพุต

การประยุกต์ใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่พบบ่อยๆ เช่น นำมาใช้เพื่อแสดงว่าสัญญาณอินพุตที่เข้ามามีค่ามากหรือน้อยกว่าศูนย์ โดยวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ทำงานหน้าที่เช่นนี้เรียกว่า วงจรตรวจจับผ่านศูนย์ (Zero crossing detector) ซึ่งการต่อวงจรมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.3 นั่นคือจะมีขั้วอินพุตขั้วใดขั้วหนึ่งถูกป้อนอินพุตให้มีค่าระดับสัญญาณเป็นศูนย์หรือต่อลงกราวด์นั่นเอง เพื่อใช้เป็นระดับสัญญาณแรงดันอ้างอิง (Voltage reference : V_{ref}) ให้กับวงจรเปรียบเทียบนี้



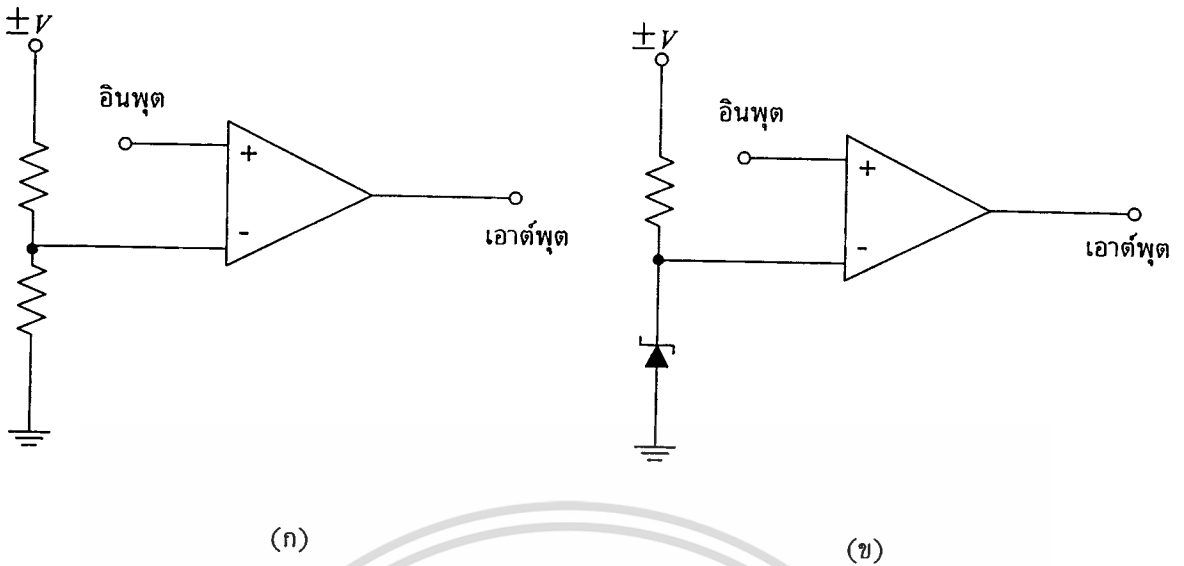
รูปที่ 2.3 วงจรตรวจจับผ่านศูนย์

ปกติโดยทั่วไปแล้วค่าระดับแรงดันอินพุตที่ใช้สำหรับอ้างอิง ไม่จำเป็นจะต้องมีค่าเท่ากับ 0 โวลต์เสมอไป ทั้งนี้อาจจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าศูนย์ก็ได้ และอาจจะเป็นระดับแรงดันอ้างอิงที่มีค่าคงที่ หรือมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาก็ได้ สำหรับวงจรเปรียบเทียบที่มีแรงดันอ้างอิงเป็นสัญญาณที่มีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้นี้เรียกว่า วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบผลต่างหรือ ดิฟเฟอเรนเชียลคอมพาราเตอร์ (Differential Comparator) ซึ่งวงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 วงจรดิฟเฟอเรนเชียล คอมพาราเตอร์

ส่วนในกรณีที่สัญญาณแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ หรือเป็นระดับใดๆ ที่มีค่าคงที่ เรียกว่า วงจรเปรียบเทียบแบบซิงเกิลเอนด์ (Single-ended Comparator) ตัวอย่างวงจรในกรณีนี้มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรเปรียบเทียบแบบซิงเกิลเอ็นที่มีระดับสัญญาณแรงดันอ้างอิงคงที่

สำหรับวงจรเปรียบเทียบสัญญาณในรูปที่ 2.5 (ก) จะนำความต้านทานมาแบ่งแรงดันเพื่อใช้เป็นระดับสัญญาณอ้างอิง ส่วนวงจรตามรูปที่ 2.5(ข) ระดับสัญญาณแรงดันอ้างอิงได้มาจากแรงดันที่ตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด (Zener diode) นั้นเอง

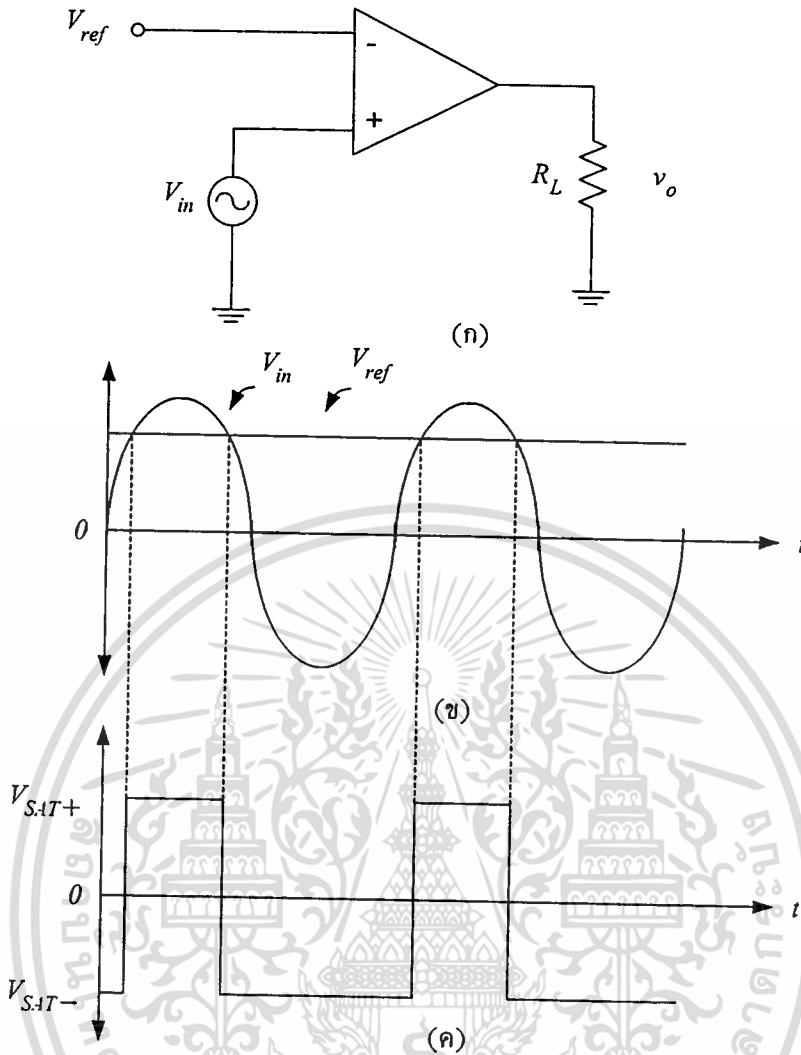
ในการเปรียบเทียบสัญญาณของวงจรเปรียบเทียบสามารถพิจารณาได้ 2 ลักษณะที่แตกต่างกันดังนี้คือ

1. การเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วบวก
2. การเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วลบ

การเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วบวก

ลักษณะของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วบวก แสดงดังในรูปที่ 2.6(ก) ซึ่งเป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้แรงดันอ้างอิง V_{ref} ป้อนเข้าที่อินพุตขั้วลบ ส่วนสัญญาณที่มาจากแหล่งกำเนิด V_{in} ป้อนเข้าที่อินพุตขั้วบวก ถ้าสมมุติให้สัญญาณอินพุต และสัญญาณ V_{ref} มีลักษณะดังรูปที่ 2.6(ข) จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.6(ค)

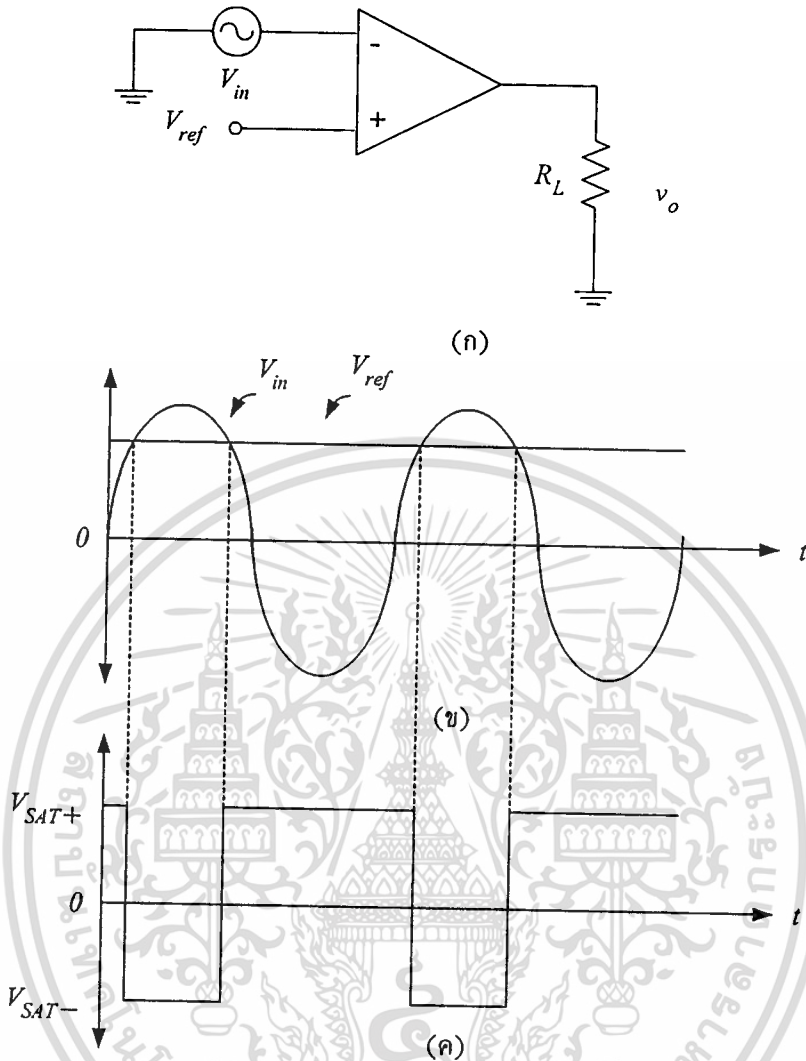
จากรูปนี้จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนสถานะจาก V_{SAT-} ไปเป็น V_{SAT+} หรือจาก V_{SAT+} ไปเป็น V_{SAT-} ตรงจุดที่แรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับสัญญาณแรงดัน V_{ref} และเมื่อสังเกตสัญญาณเอาต์พุตจะพบว่าเมื่อ $V_{in} > V_{ref}$ จะให้ค่าเอาต์พุตเป็น V_{SAT+} และเมื่อ $V_{in} < V_{ref}$ จะให้ค่าเอาต์พุตเป็น V_{SAT-} ดังนั้นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณในกรณีนี้จึงเรียกว่า วงจรตรวจจับผ่านศูนย์แบบไม่กลับเฟส (Noninverting zero crossing detector)



รูปที่ 2.6 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วลบ

การเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วลบ

ลักษณะของวงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วลบแสดงดังในรูปที่ 2.7(ก) ซึ่งเป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ใช้แรงดันอ้างอิง V_{ref} ป้อนเข้าที่อินพุตขั้วบวก ส่วนสัญญาณที่มาจากแหล่งกำเนิด V_{in} ป้อนเข้าที่อินพุตขั้วลบ ถ้าสมมติให้สัญญาณอินพุต และสัญญาณ V_{ref} มีลักษณะดังรูปที่ 2.7(ข) จะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.7(ค)



รูปที่ 2.7 วงจรเปรียบเทียบสัญญาณด้วยจุดสัญญาณเข้าที่ขั้วลบ

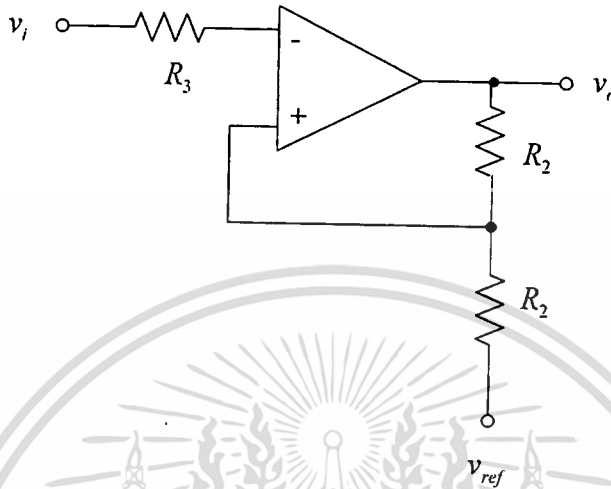
จากรูปนี้ จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตมีการเปลี่ยนสภาวะจาก V_{SAT+} ไปเป็น V_{SAT-} หรือจาก V_{SAT-} ไปเป็น V_{SAT+} ตรงจุดที่แรงดันอินพุต V_{in} มีค่าเท่ากับสัญญาณแรงดัน V_{ref} และเมื่อสังเกตสัญญาณเอาต์พุตจะพบว่าเมื่อ $V_{in} > V_{ref}$ จะให้ค่าเอาต์พุตเป็น V_{SAT-} และเมื่อ $V_{in} < V_{ref}$ จะให้ค่าเอาต์พุตเป็น V_{SAT+} ดังนั้นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณในกรณีนี้จึงเรียกว่า วงจรเปรียบเทียบแรงดันแบบกลับเฟส (Inverting comparator) และในกรณีนี้ถ้าหากให้สัญญาณแรงดันอ้างอิง V_{ref} มีค่าเป็น 0 โวลต์ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแบบนี้จะเรียกว่า วงจรตรวจจับผ่านศูนย์แบบกลับเฟส (Inverting zero crossing detector)

ในการนำวงจรเปรียบเทียบสัญญาณหรือวงจรคอมพาราเตอร์ไปประยุกต์ใช้งานนั้น จะนำวงจรลักษณะใดไปใช้ก็ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของผู้ออกแบบวงจรด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรชmittริกเกอร์ (Schmitt trigger circuit)

วงจรชmittริกเกอร์เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันสัญญาณอีกแบบหนึ่ง ซึ่งมีการต่อป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback) ดังแสดงในรูปที่ 2.8

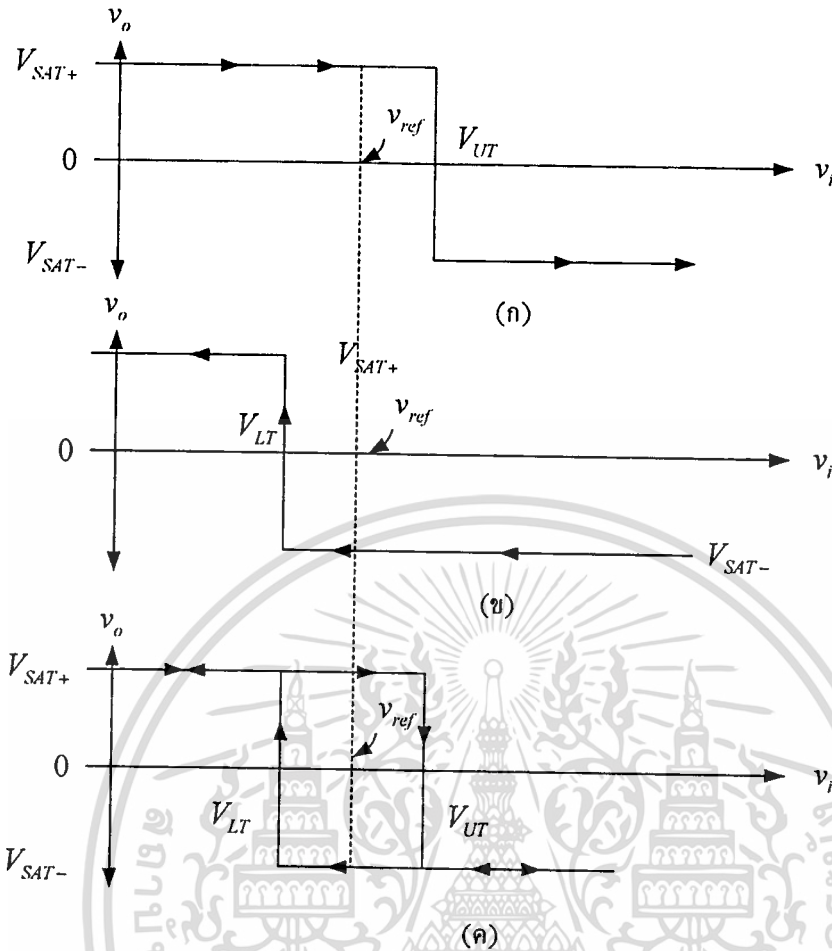


รูปที่ 2.8 วงจรชmittริกเกอร์เบื้องต้น

วงจรชmittริกเกอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.8 นี้อาจจะเรียกอีกอย่างว่า วงจร Regenerative Comparator แรงดันอินพุตถูกป้อนเข้าที่ขั้วขาเข้ากลับเฟส (-) และแรงดันป้อนกลับจะป้อนเข้าที่ขั้วขาไม่กลับเฟส (+) แรงดันอินพุต v_i ก็จะมีการกระตุ้นแรงดันเอาต์พุต v_o ทุกครั้งที่มีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันที่ขั้วอินพุตทั้งสอง โดยที่ระดับแรงดันเหล่านี้คือ แรงดันเทรสโฮลด์ด้านสูง (Upper threshold voltage, V_{UT}) และแรงดันเทรสโฮลด์ด้านต่ำ (Lower threshold voltage, V_{LT}) ผลต่างของระดับแรงดันทั้งสองนี้เรียกว่า ความกว้างของฮิสเทอรีซิส (Hysteresis width) เราสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเหล่านี้ได้โดยสมมติว่าแรงดันเอาต์พุต v_o เท่ากับ V_{SAT+} ดังนั้นแรงดันที่ขั้วขาไม่กลับเฟสจะมีค่าเป็น

$$v_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{SAT+} - v_{ref}) = V_{UT} \quad (2.3)$$

เมื่อใดก็ตามที่แรงดันอินพุต v_i มีค่าน้อยกว่า V_{UT} แรงดันเอาต์พุต v_o ก็ยังคงมีค่าเป็น V_{SAT+} เมื่อ v_i มาถึงจุดที่มากกว่า V_{UT} เอาต์พุตจะเปลี่ยนเป็น V_{SAT-} และแรงดันเอาต์พุตจะยังคงรักษาระดับแรงดันอยู่ที่ค่านี้นี้ ตราบเท่าที่ $v_i > V_{UT}$ ดังแสดงในรูปที่ 2.9(ก)



รูปที่ 2.9 ลักษณะสมบัติการส่งถ่ายของวงจรมิตทริกเกอร์

เมื่อแรงดันเอาต์พุต v_o เท่ากับ V_{SAT-} แรงดันที่ขั้วขาไม่กลับเฟสจะมีค่าเป็น

$$v_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} (V_{SAT-} - v_{ref}) = V_{LT} \quad (2.4)$$

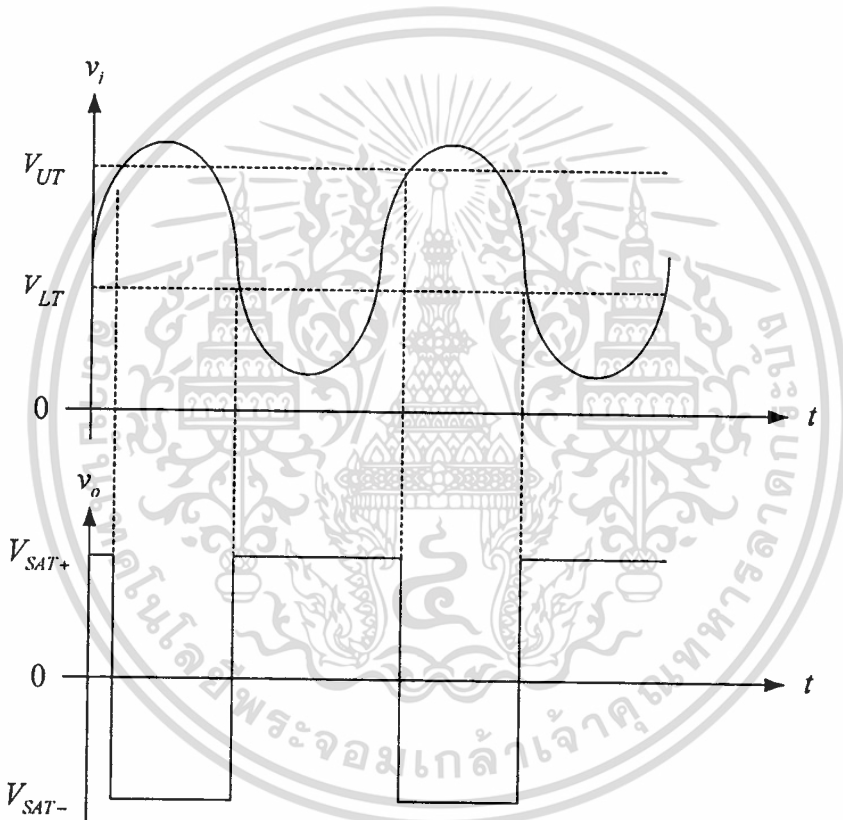
และแรงดันอินพุต v_i จะต้องมิต่ำกว่า V_{LT} เพื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตจาก V_{SAT-} เป็น V_{SAT+} ตามที่แสดงในรูปที่ 2.9(ข) จะสังเกตเห็นได้ว่าเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจาก V_{SAT-} เป็น V_{SAT+} เกือบจะทันที ลักษณะสมบัติการส่งถ่ายของวงจรมิตทริกเกอร์ที่สมบูรณ์แสดงดังรูปที่ 2.9(ค)

เป็นที่น่าสังเกตว่า V_{LT} จะมีค่าต่ำกว่า V_{UT} ความแตกต่างของทั้งสองสัญญาณนี้คือ ความกว้างของฮิสเทอรีซิส V_H ในกรณีที่มีขนาดของ V_{SAT+} มีขนาดเท่ากับ V_{SAT-} สามารถหาค่า V_H ได้จากสมการ (2.5)

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = \frac{2R_2 V_{SAT}}{R_1 + R_2} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าค่าแรงดันสูงสุดจากยอดถึงยอดของ v_i มีค่าน้อยกว่า V_H วงจรชmittริกเกอร์ก็จะตอบสนองให้แรงดันเอาต์พุตในทิศทางเดียวเท่านั้น ยกตัวอย่างเช่นเป็น V_{SAT+} โดยไม่มีโอกาสเป็น V_{SAT-} เลย อีกประการหนึ่งที่สำคัญคือ จากสมการ (2.5) จะพบว่า ค่าความกว้างฮิสเตอร์ซิส V_H เป็นอิสระต่อ v_{ref} ตัวต้านทาน R_3 ต่อไว้เพื่อชดเชยกระแสกระแสวิกอินพุตไบอัส (Input bias current) ของอปแอมป์ โดยทั่วไปจะกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $R_1 // R_2$ นอกจากนี้ยังสามารถสร้างวงจรชmittริกเกอร์แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting schmitt trigger) โดยการสลับสัญญาณอินพุต v_i กับสัญญาณ v_{ref} จากวงจรในรูปที่ 2.8 ประโยชน์ที่สำคัญของวงจรชmittริกเกอร์คือ ใช้เป็นวงจรที่เปลี่ยนแรงดันอินพุตที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาช้า (Slowly varying input voltage) ให้เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.10



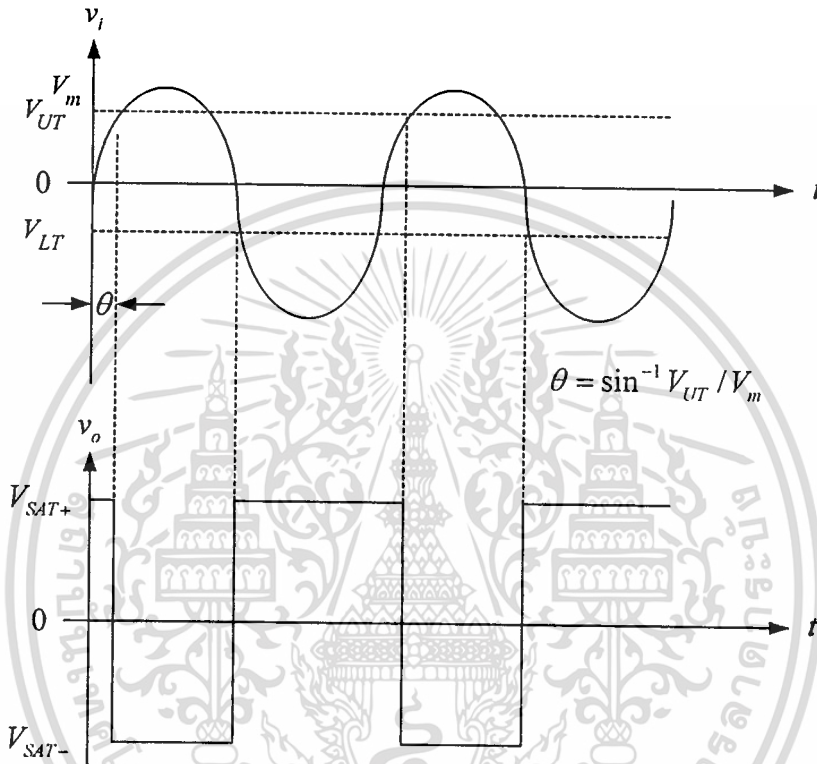
รูปที่ 2.10 สัญญาณในวงจรชmittริกเกอร์

ถ้าวงจรชmittริกเกอร์ในรูปที่ 2.8 มีแรงดัน v_{ref} เท่ากับศูนย์โวลต์ จากสมการที่ (2.3) และ (2.4) ก็จะได้ว่า

$$V_{UT} = -V_{LT} = \frac{R_2 V_{SAT}}{R_1 + R_2} \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากสัญญาณอินพุตเป็นความถี่รูปคลื่นไซน์ โดยมีความถี่ $f = 1/T$ จะได้สัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่เอาต์พุตของวงจรมิตทริกเกอร์ แต่อย่างไรก็ตาม เส้นแนวตั้งของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ได้จะไม่เกิดขึ้นในเวลาเดียวกับที่สัญญาณรูปคลื่นไซน์ผ่านระดับศูนย์โวลต์พอดี แต่เส้นแนวตั้งนี้จะเกิดการเลื่อนเฟสไปเป็นมุม θ โดยที่ $\theta = \sin^{-1} V_{UT} / V_m$ เมื่อ V_m คือแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ดังแสดงรูปร่างสัญญาณไว้ในรูปที่ 2.11



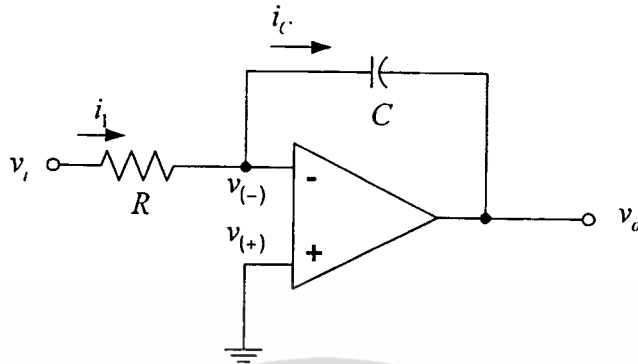
รูปที่ 2.11 การเลื่อนเฟสสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิตทริกเกอร์

2.4 วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator circuit)

เนื่องจากการให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมโดยทั่วไปนั้น จะมีการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ เพื่อแปลงสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเป็นรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังนั้นจึงขอกกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรมิตทริกเกอร์และขีดจำกัดในการทำงานของมัน เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจกับหลักการให้กำเนิดสัญญาณแบบเดิมที่จะนำเสนอในหัวข้อต่อไป

วงจรมิตทริกเกอร์นั้น โดยปกติจะมีการนำออปแอมป์มาต่อร่วมกับตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C เพื่อต้องการทำให้ได้ค่ากระแสในการประจุ $R C$ มีค่าคงที่ ทำให้ได้วงจรมิตทริกเกอร์ 2 ลักษณะคือ วงจรมิตทริกเกอร์แบบไม่กลับเฟส (Non-inverting integrator) และวงจรมิตทริกเกอร์แบบกลับเฟส (Inverting integrator) แต่โดยทั่วไปจะมีการนิยมนำวงจรมิตทริกเกอร์แบบกลับ

เฟสมากกว่า เนื่องจากใช้งานง่ายและใช้อุปกรณ์ต่อภายนอกน้อยกว่า ดังนั้นจึงขอกกล่าวถึงเฉพาะวงจรอินทิเกรเตอร์แบบนี้เท่านั้น



รูปที่ 2.12 ลักษณะโครงสร้างของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส

โครงสร้างของวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส ดังแสดงในรูปที่ 2.12 [20] นี้ อาจจะเรียกอีกอย่างว่า วงจรมิลเลอร์อินทิเกรเตอร์ (Miller integrator) เมื่อใช้กฎของเคอร์ชอฟ (Kirchoff's law) และลักษณะของออปแอมป์ที่ว่าอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากจนสามารถประมาณได้ว่ากระแสไม่สามารถไหลผ่านระหว่างขั้วอินพุตทั้งสองได้ จึงทำให้ได้ค่าของกระแส $I_{(+)}$ เท่ากับศูนย์ และส่งผลให้กระแส $i_1 = i_c$ จากวงจรในรูปที่ 2.12 จะได้กระแส i_1 ดังนี้

$$i_1 = \frac{v_i}{R} \quad (2.7)$$

และ
$$v_o + v_c = 0 \quad (2.8)$$

เนื่องจาก
$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_1 d\tau + V(0) \quad (2.9)$$

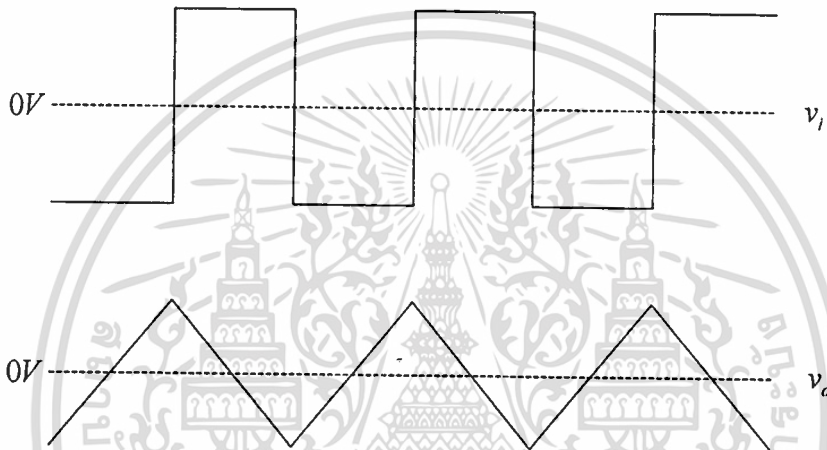
โดยที่ $V(0)$ คือ ค่าแรงดันเริ่มต้นในตัวเก็บประจุ
เมื่อแทนค่า i_1 และ v_c ลงในสมการ (2.8) แล้วจัดรูปสมการใหม่ จะได้ว่า

$$v_o = - \left(\frac{1}{RC} \int_0^t v_i d\tau + V(0) \right) \quad (2.10)$$

สมการ (2.10) นี้ แสดงให้เห็นว่า ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรแปรผันตามค่าลบของอินทิกรัลสัญญาณอินพุต v_i และแปรผกผันกับค่า RC เครื่องหมายลบในสมการเอาต์พุตบ่งชี้ให้ทราบว่า การค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันเอาต์พุต v_o จะมีขั้ว (Polarity) ตรงกันข้ามกับแรงดันอินพุต ดังนั้นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบนี้จึงได้ชื่อว่า วงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส

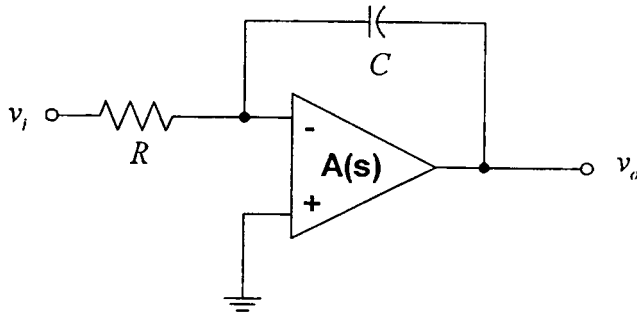
เมื่อทำการสมมติว่า v_i เป็นค่าคงที่ที่มีคาบเวลาหรือเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม และ R เป็นตัวต้านทานที่มีค่าคงตัว เมื่ออาศัยคุณสมบัติของออปแอมป์ที่ว่าอินพุตอิมพีแดนซ์มีค่าสูงมากจนสามารถประมาณได้ว่ากระแสไม่สามารถไหลผ่านระหว่างขั้วอินพุตทั้งสอง ดังนั้น i_1 จึงสามารถสมมติได้ว่ามีค่าคงที่ และเนื่องจากคุณสมบัติอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ จึงประมาณได้ว่า ค่ากระแส i_1 ทั้งหมดไหลผ่าน C จึงทำให้อัตราการประจุและคายประจุของ C มีค่าคงที่ตามต้องการได้ เนื่องจากวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นแบบกลับเฟส เอาต์พุตที่ได้จึงมีขั้วตรงกันข้ามกับแรงดันอินพุต ตัวอย่างความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต v_i และสัญญาณเอาต์พุต v_o มีลักษณะดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ของสัญญาณอินพุต v_i และสัญญาณเอาต์พุต v_o วงจรอินทิเกรเตอร์เป็นแบบกลับเฟส

จากรูปสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.13 จะพบว่าสัญญาณทั้งสองมีจุดกึ่งกลางอยู่ที่ศูนย์โวลต์ แต่ในทางปฏิบัติการอินทิเกรตสัญญาณต่อเนื่องอย่างนี้ อาจจะต้องทำการชดเชยค่าต่าง ๆ ให้กับวงจรหลายอย่าง [21] เช่น ต้องมี Breeding resistor มาช่วยระบายประจุที่ตกคร่อม C

นอกจากนี้ หากพิจารณาวงจรอินทิเกรเตอร์ในโดเมนของความถี่ (Frequency domain) ตามที่แสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรอินทิเกรเตอร์ในรูปโดเมนของความถี่

วงจรอินทิเกรเตอร์ในรูปที่ 2.14 จะมีฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ดังนี้

$$A(s) = \frac{GB}{s} \quad (2.11)$$

สำหรับวงจรอินทิเกรเตอร์ทางอุดมคติ จะมีการรูปแบบการตอบสนองเป็น

$$I(s) = \pm \frac{\omega_o}{s} \quad (2.12)$$

เมื่อ ω_o เป็นค่าเวลาคงที่ของวงจรอินทิเกรเตอร์

อย่างไรก็ตาม ผลคูณของอัตราขยายและแบนด์วิดท์ (Gain-Bandwidth product) ที่มีค่าจำกัดของออปแอมป์เป็นเหตุให้เกิดการตอบสนองที่เปลี่ยนไป โดยสามารถแสดงเป็นผลคูณของการตอบสนองทางอุดมคติ และฟังก์ชันค่าผิดพลาด (Error function) ดังนี้

$$\frac{v_o(s)}{v_i} = \pm I(s)E(s) \quad (2.13)$$

ฟังก์ชันค่าผิดพลาด $E(s)$ นี้จะขึ้นอยู่กับความถี่ โดยเป็นค่าที่แสดงถึงภาวะการเบี่ยงเบนไปจากการตอบสนองทางอุดมคติของวงจรอินทิเกรเตอร์ การเบี่ยงเบนนี้สามารถวิเคราะห์ในรูปแบบของค่าผิดพลาดของอัตราขยาย (Gain error, $\mathcal{E}(s)$) (การเบี่ยงเบนจากหนึ่ง) และค่าผิดพลาดของเฟส (Phase error, $\phi(s)$) (การเบี่ยงเบนจาก 90°) โดยที่

$$\mathcal{E}(s) = |E(s)| - 1 \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $\phi(s) = \angle E(s)$ ปรึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรอินทีเกรเตอร์ทั่วไป ดังรูปที่ 2.14 สามารถหาได้จาก

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{GB\omega_o}{s(s + \omega_o + GB)} \quad (2.15)$$

ดังนั้น ฟังก์ชันค่าผิดพลาดเมื่อทำการนอร์มอลไรซ์แล้ว (Normalized error function) จะได้

$$E(s) = \frac{GB_n}{s_n + GB_n + 1} \quad (2.16)$$

เมื่อ $s_n = s/\omega_o$ และ $GB_n = GB/\omega_o$ สมการ (2.16) แสดงให้เห็นว่าค่า Gain-Bandwidth product มีผลต่อฟังก์ชันค่าผิดพลาดของอัตราขยายและเฟสตามสมการ (2.14) ด้วย จะสังเกตได้อย่างชัดเจนว่า ถ้ามีการใช้ออปแอมป์ที่มีค่า GB ต่ำในวงจรรอินทีเกรเตอร์ วงจรนี้จะมีค่าเบี่ยงเบนไปจากวงจรรอินทีเกรเตอร์ในทางอุดมคติมากนั่นเอง

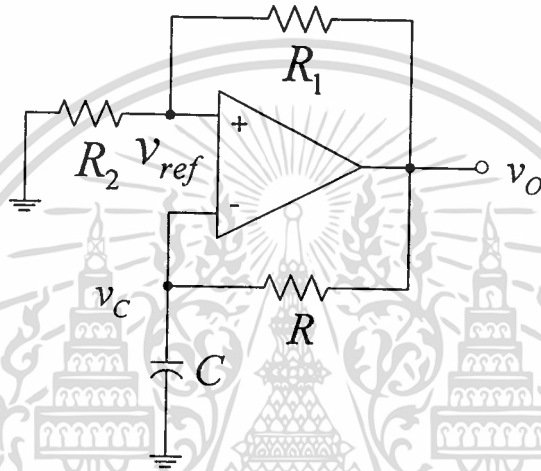
ค่าคอิลิตี้แฟกเตอร์ของวงจรรอินทีเกรเตอร์ (Quality factor, Q_1) สามารถหาได้จากสมการ (2.16) คือ

$$Q_1 = -\frac{(\omega_o + GB)}{\omega} \approx -\frac{GB}{\omega} = -|A(j\omega)| \quad (2.17)$$

จากสมการ (2.17) พบว่า ค่าคอิลิตี้แฟกเตอร์ที่ความถี่ ω_o มีค่าเท่ากับ GB_n โดย Q_1 นี้เป็นค่าที่แสดงถึงความแม่นยำในการตอบสนองทางเฟสของวงจรรอินทีเกรเตอร์ ซึ่งในทางอุดมคติแล้วค่า Q_1 นี้ควรมีค่าเป็นอนันต์ (Infimite) อย่างไรก็ตาม สมการ (2.17) เป็นตัวบ่งชี้ขีดจำกัดของค่า Q_1 เนื่องจากผลคูณของ Gain-Bandwidth ที่มีค่าจำกัดของออปแอมป์ ด้วยเหตุนี้เอง ในหลักการของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงพยายามที่จะหลีกเลี่ยงการใช้งานวงจรรอินทีเกรเตอร์ เพื่อหลีกเลี่ยงค่าผิดพลาดทั้งหลายอันอาจจะเกิดขึ้น

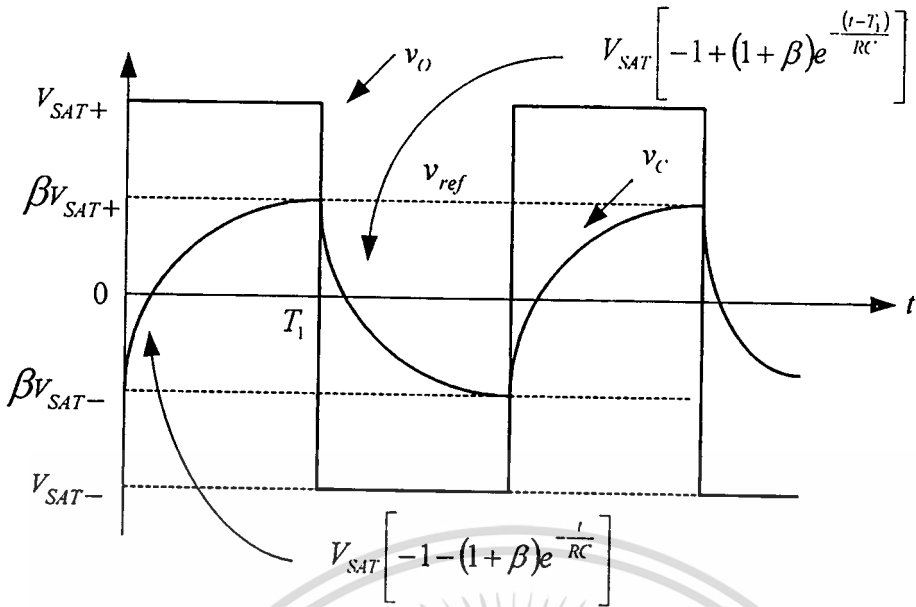
2.5 การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น

หลังจากที่ได้มีการศึกษาถึงวงจรต่างๆที่เป็นพื้นฐานในวิทยานิพนธ์นี้ไปแล้ว ในส่วนนี้จะเป็นการนำเอาวงจรเหล่านั้นมาสร้างเป็นวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งการให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น โดยทั่วไปจะใช้โอปแอมป์ต่อเป็นวงจร อาจมีชื่อเรียกหลายชื่อ เช่น วงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน (Relaxation Oscillator) วงจรออสซิลเลเตอร์แบบชmitt-ทริกเกอร์ (Schmitt-trigger Oscillator) หรือวงจรอะสเตเบิล มัลติไวเบรเตอร์ (Astable Multivibrator) ลักษณะโครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น

หลักการการทำงานของวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม คือการบังคับให้ออปแอมป์ทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation Region) ในด้านลบและด้านบวกสลับกันไป จากวงจรในรูปที่ 2.15 อัตราส่วน $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$ ของเอาต์พุต (βv_o) จะถูกป้อนกลับไปยังขาเข้าไม่กลับเฟส (Non-inverting input) ดังนั้นแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage, v_{ref}) ที่จุดนี้จะเป็นค่า βv_{SAT+} หรือ βv_{SAT-} ในอีกด้านหนึ่งของวงจรจะเห็นว่า แรงดันเอาต์พุต v_o จะถูกป้อนกลับไปยังขาเข้ากลับเฟส (Inverting input) โดยมีตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่กับกราวด์ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C) เป็นแรงดันที่เปลี่ยนแปลงตามการเก็บประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุ และเมื่อใดก็ตามที่ v_C มีค่าเปลี่ยนแปลงจนถึงค่า v_{ref} เอาต์พุต v_o จะเปลี่ยนแปลงสถานะไป ซึ่งกรณีนี้จะเห็นว่าออปแอมป์ทำหน้าที่ของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ไปในตัว



รูปที่ 2.16 รูปคลื่นสัญญาณของวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น

จากรูปที่ 2.16 ช่วงเวลาแรกพิจารณาเมื่อเอาต์พุตเป็น V_{SAT+} ตัวเก็บประจุจะทำการประจุแรงดัน V_{SAT+} โดยผ่านตัวต้านทาน R ในขณะเดียวกัน แรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเข้าไม่กลับเฟสของออปแอมป์ ซึ่งก็คือ V_{ref} มีค่าเท่ากับ βV_{SAT+} แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่ง v_c ซึ่งเป็นแรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเข้ากลับเฟส มีค่าสูงถึง βV_{SAT+} แรงดันเอาต์พุต v_o จะเปลี่ยนจาก V_{SAT+} เป็น V_{SAT-} ดังจุด T_1 ของรูปที่ 2.16 และที่จุดเวลาเดียวกันนี้ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุซึ่งมีค่าเป็น βV_{SAT+} จะเริ่มต้นคายประจุผ่าน R จนมีค่าลดลงกลายเป็นศูนย์ และเริ่มประจุใหม่จากแรงดัน V_{SAT-} โดยมันจะประจุแรงดัน v_c ไปเรื่อยๆ จนถึงค่า βV_{SAT-} ณ จุดเวลานี้แรงดันเอาต์พุต v_o จะเปลี่ยนแปลงจาก V_{SAT-} กลับไปเป็น V_{SAT+} เหมือนในช่วงแรก และสัญญาณรูปคลื่นจะเกิดซ้ำเช่นนี้ตลอดเวลา

สำหรับความถี่และคาบเวลา เราจะพบว่าถูกกำหนดมาจากค่าเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการเก็บประจุหรือคายประจุในช่วงแรงดัน βV_{SAT-} ถึง βV_{SAT+} ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะขึ้นอยู่กับเวลา ซึ่งถูกกำหนดโดย

$$v_c(t) = V_f + (V_i - V_f)e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.18)$$

เมื่อ V_f เป็นแรงดันค่าสุดท้าย
 V_i เป็นแรงดันค่าเริ่มต้น

โดยที่ $V_f = V_{SAT+}$
 $V_i = \beta V_{SAT-}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$v_C(t) = V_{SAT+} + (\beta V_{SAT-} - V_{SAT+}) e^{-\frac{t}{RC}}$$

หรือ

$$v_C(t) = V_{SAT+} - V_{SAT+} (1 + \beta) e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.19)$$

ที่เวลา $t = T_1$ แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเป็น $+\beta V_{SAT}$ และแรงดันเอาต์พุต v_O จะสวิตช์จาก $+V_{SAT}$ เป็น $-V_{SAT}$ ดังนั้น จะได้ว่า

$$v_C(T_1) = \beta V_{SAT+} = V_{SAT+} - V_{SAT+} (1 + \beta) e^{-\frac{T_1}{RC}} \quad (2.20)$$

$$\beta = 1 - (1 + \beta) e^{-\frac{T_1}{RC}}$$

$$(1 + \beta) e^{-\frac{T_1}{RC}} = 1 - \beta$$

$$-\frac{T_1}{RC} = \ln \frac{1 - \beta}{1 + \beta}$$

$$T_1 = RC \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

ดังนั้น

ซึ่ง T_1 เป็นช่วงเวลาเพียงครึ่งคาบเวลา (T)

$$T = 2T_1 = 2RC \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \quad (2.21)$$

จากสมการพบว่าถ้า V_{SAT+} มีขนาดเท่ากับ V_{SAT-} จะได้ v_O เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความสมมาตรกัน (Symmetrical Waveform)

ในสมการ (2.21) ถ้า $R_1 = R_2$ ทำให้ $\beta = 0.5$ จะได้ว่า $T = 2RC \ln 3$ และถ้า $R_1 = 1.16R_2$ ก็จะได้ว่า $T = 2RC$ หรือ

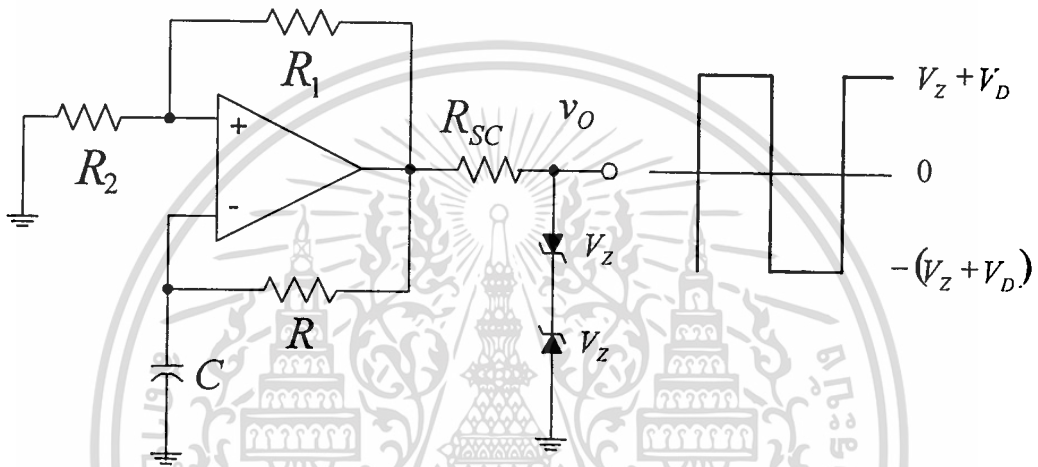
$$f_o = \frac{1}{2RC} \quad ; \quad R_1 = 1.16R_2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจะได้แรงดันเอาต์พุต v_o จากยอดถึงยอด

$$v_{o(p-p)} = 2V_{SAT} \quad (2.22)$$

ค่าแอมพลิจูดจากยอดถึงยอดของแรงดันเอาต์พุต v_o สามารถปรับได้โดย การเปลี่ยนแปลง ระดับไฟเลี้ยงของวงจร แต่มีวิธีที่นิยมกว่าคือ การใช้ซีเนอร์ไดโอด 2 ตัวต่อทางด้านเอาต์พุต ดังแสดง ในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเบื้องต้น โดยกำหนดค่าแอมพลิจูดของรูปคลื่นได้ โดยใช้ซีเนอร์ไดโอด

จากรูปที่ 2.17 พบว่าแอมพลิจูดของเอาต์พุตจะถูกรักษาระดับแรงดันไว้ที่ $\pm(V_Z + V_D)$ ซึ่ง V_Z เป็นแรงดันทำงานของซีเนอร์ไดโอด และ V_D เป็นแรงดันคัตอินของซีเนอร์ไดโอดอีกตัว ดังนั้น จะได้แอมพลิจูดจากยอดถึงยอดของแรงดันเอาต์พุต ดังนี้

$$v_{o(p-p)} = 2(V_Z + V_D) \quad (2.23)$$

ส่วนตัวต้านทาน R_{sc} มีหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลออกจากออปแอมป์ ในขณะที่ซีเนอร์ไดโอด ทำงาน ซึ่งกระแสนี้จะหาได้จาก

$$I_{sc} = \frac{V_{SAT} - V_Z}{R_{sc}} \quad (2.24)$$

วงจรมีประสิทธิภาพดีในย่านความถี่เสียง เมื่อความถี่สูงขึ้นค่าอัตราสลับ (Slew Rate) ของ ออปแอมป์จะเป็นตัวจำกัดความชันของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเอาต์พุต
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนกรณีที่ต้องการสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรกัน สามารถใช้ซีเนอร์ไดโอดที่มีแรงดันทำงานไม่เท่ากัน คือ V_{Z1} และ V_{Z2} ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตไม่เป็น V_{O1} ก็เป็น V_{O2} โดยที่ $V_{O1} = V_{Z1} + V_D$ และ $V_{O2} = V_{Z2} + V_D$ ส่วนช่วงเวลาที่เกิดแรงดันด้านบวก (T_1) จะหาได้จาก

$$T_1 = RC \ln \frac{1 + \beta V_{O2} / V_{O1}}{1 - \beta} \quad (2.25)$$

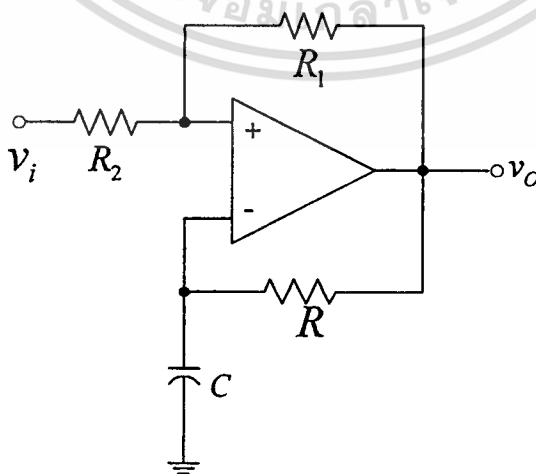
และในช่วงเวลาที่เกิดแรงดันด้านลบ (T_2) หาได้ในทำนองเดียวกันกับสมการ (2.8) โดย

$$T_2 = RC \ln \frac{1 + \beta V_{O1} / V_{O2}}{1 - \beta} \quad (2.26)$$

อีกวิธีหนึ่งที่นิยม ในกรณีที่ต้องการสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ไม่สมมาตรกัน และปรับค่าดิวตี้แฟกเตอร์ได้โดยวิธีการทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งค่าดิวตี้แฟกเตอร์ (Duty Factor, D) เป็นอัตราส่วนระหว่างช่วงเวลาที่เกิดแรงดันบวก (T_1) ส่วนด้วยคาบเวลาทั้งรูปคลื่น นั่นคือ

$$D = \frac{T_1}{T_1 + T_2} \times 100\% \quad (2.27)$$

วงจรที่แสดงในรูปที่ 2.18 เป็นวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับค่าดิวตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยแรงดัน v_i ซึ่งวงจรนี้หลักการเบื้องต้นของวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์อย่างง่ายที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ในวงจรรูปที่ 2.18 นั้น แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง $(\beta V_{SAT} + v_i)$ ถึง $(-\beta V_{SAT} + v_i)$



รูปที่ 2.18 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับค่าดิวตี้แฟกเตอร์ได้ด้วยแรงดัน

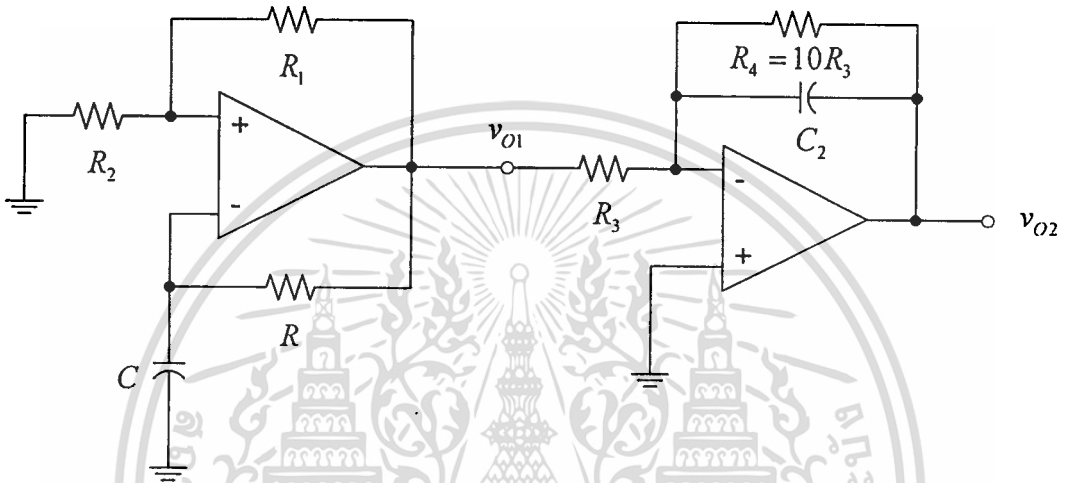
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

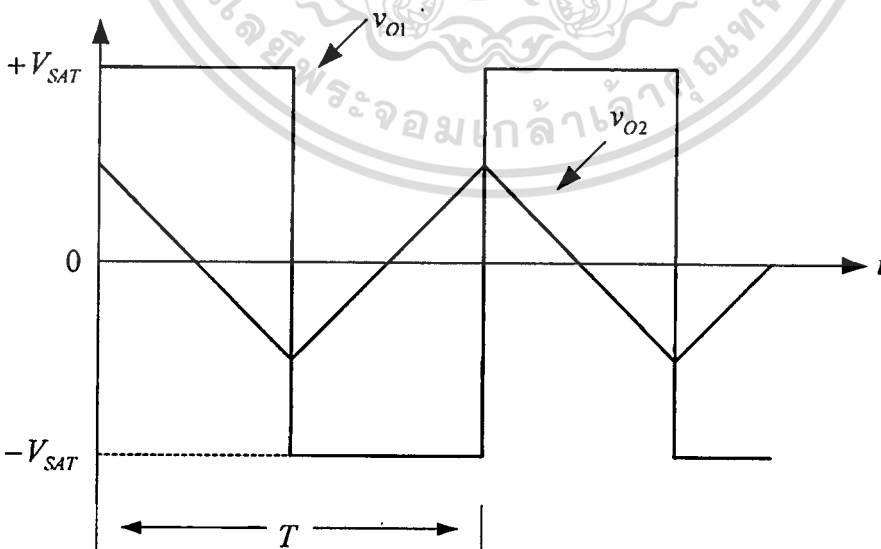
2.6 การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเบื้องต้น

โดยปกติแล้ว สัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะถูกกำเนิดมาจากการอินทิเกรตสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่กำเนิดมาจากวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมในรูปที่ 2.15 ดังแสดงในรูปที่ 2.19

วงจรในรูปที่ 2.19 จะพบว่า แม้ว่าแอมพลิจูดของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมมีค่าคงที่ที่ $\pm V_{SAT}$ แต่แอมพลิจูดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่เพิ่มมากขึ้น ส่วน R_4 ที่ต่อไว้มีหน้าที่ป้องกันการอิ่มตัวที่ความถี่ต่ำในวงจรอินทิเกรเตอร์และแสดงสัญญาณเอาต์พุตดังรูปที่ 2.20



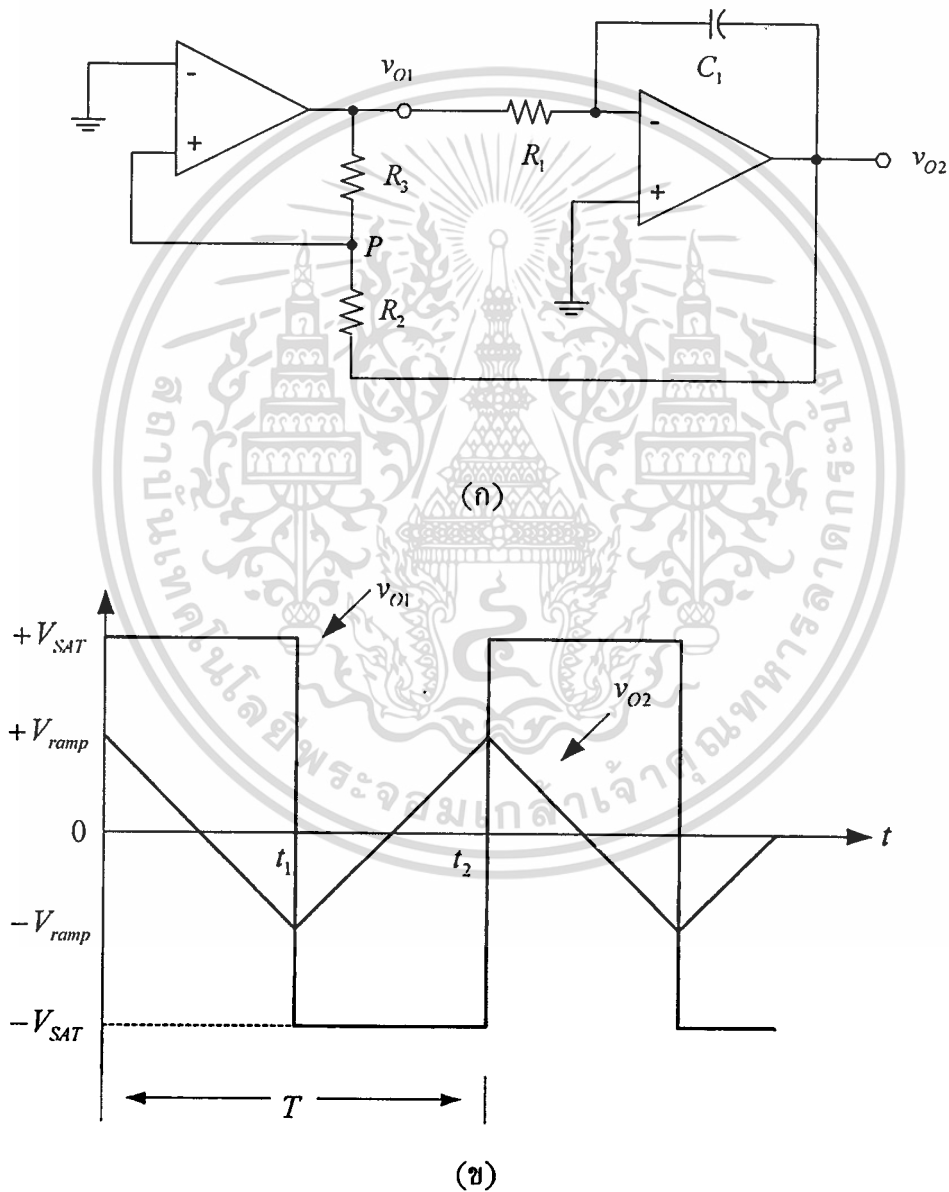
รูปที่ 2.19 วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม



รูปที่ 2.20 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรรูปที่ 2.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่นิยมต่อใช้งานอีกแบบหนึ่ง เนื่องจากใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่า แสดงในรูปที่ 2.21 ซึ่งหลักการของวงจรนี้เป็นการนำวงจรเปรียบเทียบสัญญาณสองระดับ (Two Level Comparator) หรือที่เรียกว่าวงจรชmittริกเกอร์ (Schmitt Trigger) ที่ให้เอาต์พุตออกมา 2 ค่าคือ V_{SAT+} หรือ V_{SAT-} ต่อกับวงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งทำให้ได้เอาต์พุตของวงจรชmittริกเกอร์เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและมีแอมพลิจูด $\pm V_{SAT}$ ส่วนเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม และสัญญาณนี้จะถูกป้อนกลับไปยังวงจรชmittริกเกอร์อีกครั้งโดยผ่านวงจรแบ่งแรงดัน R_2 และ R_3



รูปที่ 2.21 (ก) วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและรูปคลื่นสามเหลี่ยม โดยใช้วงจรชmittริกเกอร์ร่วมกับวงจรอินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็น (ข) สัญญาณเอาต์พุตของวงจร เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ชั้นแรกสมมติให้เอาต์พุตของวงจรชดเชยมีค่าเริ่มต้นเป็น $+V_{SAT}$ วงจรอินทิเกรเตอร์จะทำการอินทิเกรตสัญญาณ $+V_{SAT}$ ทำให้เอาต์พุตของวงจรอินทิเกรเตอร์เป็นสัญญาณแรมป์ (Ramp) ด้านข้างเนื่องจากเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์แบบกลับเฟส ดังแสดงในรูปที่ 2.21(ข) ดังนั้นแรงดันที่ปลายด้านหนึ่งของวงจรแบ่งแรงดัน R_2 และ R_3 มีค่าเป็น $+V_{SAT}$ ส่วนปลายอีกด้านหนึ่งเป็นสัญญาณ v_{O2} เมื่อถึงเวลา $t = t_1$ สัญญาณ v_{O2} มีแอมพลิจูดถึง $-V_{ramp}$ ที่จุดนี้แรงดันที่จุด P มีค่าต่ำกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย ส่งผลทำให้เอาต์พุตของวงจรชดเชยมีค่าเปลี่ยนจาก $+V_{SAT}$ เป็น $-V_{SAT}$ และในช่วงเวลาที่ v_{O1} เป็น $-V_{SAT}$ สัญญาณ v_{O2} ก็จะเพิ่มขึ้นไปในทิศทางบวก เนื่องมาจากการทำงานของวงจรอินทิเกรเตอร์เช่นเดียวกัน ในเวลาที่ $t = t_2$ แรงดันที่จุด P ก็มีค่ามากกว่าศูนย์โวลต์เล็กน้อย จึงทำให้สัญญาณ v_{O1} เปลี่ยนแปลงจากระดับ $-V_{SAT}$ เป็น $+V_{SAT}$ อีกครั้ง และการทำงานของวงจรจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นว่า ความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมมีค่าเท่ากัน แต่อย่างไรก็ตาม แอมพลิจูดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมจะขึ้นอยู่กับค่า R และ C ของวงจรอินทิเกรเตอร์และระดับเอาต์พุต v_{O1} โดยระดับ v_{O1} นี้อาจถูกกำหนดได้โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดแบบเดียวกับที่กล่าวไปแล้ว

ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตสามารถวิเคราะห์หาได้โดยพิจารณาแรงดันที่จุด P ในช่วงเวลาที่เอาต์พุตของวงจรชดเชยมีค่าเป็น $+V_{SAT}$ ซึ่งหาได้จาก

$$V_P = -V_{ramp} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} [+V_{SAT} - (-V_{ramp})] \quad (2.28)$$

ที่เวลา $t = t_1$ แรงดัน V_P กลายเป็นศูนย์โวลต์ ดังนั้นจากสมการ (2.28) จะได้

$$-V_{ramp} = -\frac{R_2}{R_3} (+V_{SAT}) \quad (2.29)$$

ในทำนองเดียวกัน ที่เวลา $t = t_2$ เมื่อเอาต์พุตของวงจรชดเชยมีค่าเปลี่ยนจากระดับ $-V_{SAT}$ เป็น $+V_{SAT}$ จะได้

$$\begin{aligned} V_{ramp} &= -\frac{R_2}{R_3} (-V_{SAT}) \\ V_{ramp} &= \frac{R_2}{R_3} (V_{SAT}) \end{aligned} \quad (2.30)$$

ดังนั้นแอมพลิจูดจากยอดถึงยอดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม จะมีค่าเป็น

$$v_{O2(p-p)} = +V_{ramp} - (-V_{ramp})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{O2(p-p)} = \frac{2R_2}{R_3} V_{SAT} \quad (2.31)$$

จากสัญญาณเอาต์พุตในรูปที่ 2.21(ข) พบว่า สัญญาณ v_{O2} เปลี่ยนแปลงจาก $-V_{ramp}$ เป็น $+V_{ramp}$ ในช่วงครึ่งคาบเวลาและเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณ v_{O1} เท่ากับ $-V_{SAT}$ ดังนั้น ถ้าใช้สมการในการอินทิเกรต คือ $v_o = -\frac{1}{RC} \int v_i dt$ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} v_{O2(p-p)} &= -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^{T/2} (-V_{SAT}) dt \\ &= \frac{V_{SAT}}{R_1 C_1} \left(\frac{T}{2} \right) \end{aligned}$$

หรือ

$$T = 2R_1 C_1 \frac{v_{O2(p-p)}}{V_{SAT}} \quad (2.32)$$

เมื่อแทนค่า $v_{O2(p-p)}$ จากสมการ (2.31) ลงในสมการ (2.32) จะได้

$$T = \frac{4R_1 C_1 R_2}{R_3}$$

ดังนั้น ความถี่ของการออสซิลเลต (f_o) คือ

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{R_3}{4R_1 C_1 R_2} \quad (2.33)$$

อย่างไรก็ตาม วงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมแบบนี้ จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่เสียงเท่านั้น และสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความเที่ยงตรงน้อย และกรณีความถี่ต่ำ สัญญาณเอาต์พุต v_{O2} จะเกิดความผิดเพี้ยนหรือเข้าสู่ภาวะอิมพัลส์ เนื่องจากการทำงานของวงจรถ่ายอินทิเกรเตอร์

2.7 วงจรสายพานกระแส

วงจรสายพานกระแส (Current Conveyor) เป็นวงจรปฏิบัติการเกี่ยวกับสัญญาณทางด้านอนุบาลอกที่สามารถประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ เพื่อก่อกำเนิดวงจรที่ประมวลผลสัญญาณแบบอนุบาลอกในโหมดกระแสที่เป็นประโยชน์ได้อีกมากมาย ลักษณะของวงจรสายพานกระแสจะมีความคล้ายคลึงกับวงจรออปแอมป์ ซึ่งเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปในด้านมุมมองที่เป็นวงจรที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถูกสร้างขึ้นเป็นวงจรสำเร็จแบบวงจรรวม ข้อแตกต่างระหว่างวงจรสายพานกระแสและวงจรรอบแอมป์ที่มีความเด่นชัดก็คือ วงจรรอบแอมป์เป็นวงจรทางด้านอนาลอกที่ทำงานในโหมดแรงดัน ซึ่งเป็นโหมดการทำงานของวงจรที่เป็นที่คุ้นเคยกันและใช้งานแพร่หลายอยู่โดยทั่วไป สำหรับวงจรสายพานกระแสนั้นเป็นวงจรปฏิบัติการแบบอนาลอกที่ทำงานในโหมดกระแส ซึ่งวงจรที่ทำงานในโหมดกระแสมีข้อดีคือ ให้ความถูกต้องและแม่นยำของค่าอัตราขยายสัญญาณของวงจร และมีย่านความถี่ในการทำงานของวงจรที่กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรรประเภทเดียวกันที่ทำงานในโหมดแรงดัน วงจรสายพานกระแสนั้นเป็นวงจรที่ได้รับการพัฒนามาเป็นลำดับ โดยเริ่มจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (CCI) , วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) และวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมด้วยกระแส (CCCII) ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีพื้นฐานอยู่บนการใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (CCII) แบบบวก เนื่องจากได้มีการผลิตออกมาจริงในรูปแบบของวงจรรวม หรือไอซี เพราะฉะนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะขอลำดับถึง วงจร CCII เป็นประเด็นหลัก เพื่อประกอบความเข้าใจในหลักการของวิทยานิพนธ์นี้

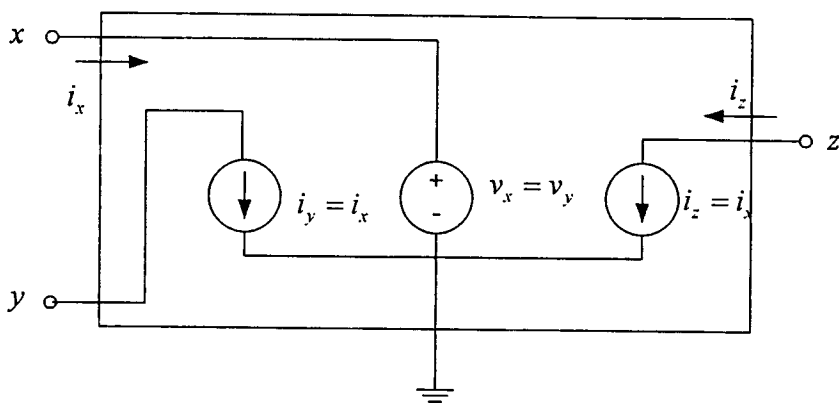
2.7.1 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง (First Generation Current Conveyor : CCI)

วงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่ง เป็นวงจรที่ได้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ. 1968 โดย K.C. Smith และ A.S. Sedra [17] วงจร CCI จัดเป็นวงจรรประเภท 3 ขั้ว (Port) คือมีขั้ว x, y เป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าและขั้ว z เป็นขั้วของจุดสัญญาณทางด้านขาออกตามลำดับ ซึ่งโดยหลักการทำงานพื้นฐานของ วงจร CCI คือ ถ้ามีศักดาไฟฟ้า (v) ตกคร่อมจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่ขั้ว y แล้วจะปรากฏให้มีศักดาไฟฟ้าค่าเท่ากันขึ้นที่ขั้ว x และในขณะเดียวกันถ้ามีกระแสไฟฟ้า (i_x) ไหลผ่านจุดสัญญาณทางด้านขาเข้าที่ขั้ว x ก็จะมีกระแสค่าเท่ากันไหลผ่านที่ขั้ว y และกระแสค่าเดียวกันนี้จะถูกนำพา (Convey) ไปเป็นกระแส ณ จุดสัญญาณขาออกที่ขั้ว z ซึ่งเป็นขั้วของอุปกรณ์ที่มีค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) สูงด้วย นอกจากนี้ ค่าศักดาไฟฟ้าที่ปรากฏขึ้นที่ขั้ว x (ซึ่งถูกกำหนดโดยเกี่ยวเนื่องกับค่าศักดาไฟฟ้าทางด้านขั้ว y) นั้นจะไม่ขึ้นอยู่กับการไหลผ่านที่ขั้ว x และค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขั้ว y (ซึ่งถูกกำหนดโดยเกี่ยวเนื่องกับค่าศักดาไฟฟ้าทางด้านขั้ว x) นั้นจะไม่ขึ้นกับค่าศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมที่ขั้ว y เช่นเดียวกัน จากความสัมพันธ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่าง ๆ ดังกล่าวสามารถแสดงในรูปของความสัมพันธ์ทางเมตริกซ์ได้ดังสมการเมตริกซ์ต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

จากคุณสมบัติตามสมการที่ (2.34) นี้สามารถที่จะนำไปเขียนเป็นวงจรรวมมูลยในรูปของบล็อกไดอะแกรมของวงจร CCI ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของวงจร CCI

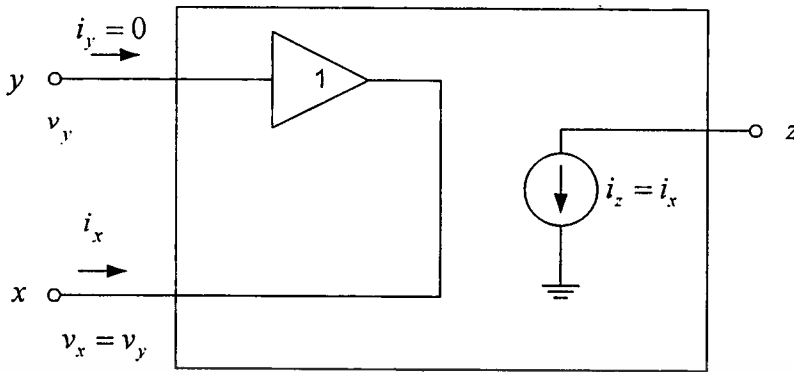
หลังจากวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งนี้เกิดขึ้นได้ไม่นานนั้น บุคคลทั้งสองก็ได้มีการคิดค้น และทำการพัฒนาวงจรสายพานกระแสรุ่นที่หนึ่งและได้นำเสนอเป็นวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองขึ้น

2.7.2 วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง (Second Generation Current Conveyor : CCII)

ในปี ค.ศ. 1970 ซึ่งเป็นระยะเวลา 2 ปีต่อมาหลังจากที่ K.C. Smith และ A.S. Sedra ได้นำเสนอแนวความคิดของวงจร CCI บุคคลทั้งสองได้ทำการปรับปรุงวงจรและได้นำเสนอแนวความคิดของหลักการวงจรสายพานกระแสแบบขึ้นใหม่ ซึ่งมีคุณสมบัติที่แตกต่างและสามารถประยุกต์ใช้งานได้หลากหลายมากกว่าแนวความคิดของวงจร CCI เดิม [18] เรียกว่าวงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองนี้ใช้สัญลักษณ์ตัวอักษรแทนด้วย CCII โดยคุณสมบัติของวงจร CCII สามารถแสดงได้ตามความสัมพันธ์เชิงเมตริกซ์ของตัวแปรทางไฟฟ้าต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

จากสมการ (2.35) สามารถนำไปเขียนเป็นวงจรสมมูลย์ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.23 และกำหนดใช้สัญลักษณ์เป็นบล็อกไดอะแกรม ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลของ CCII



รูปที่ 2.24 สัญลักษณ์ของวงจร CCII

จากวงจรสมมูลของวงจร CCII จะพบว่า วงจร CCII ก็เป็นอุปกรณ์ประเภท 3 ขั้ว ได้แก่ x , y และ z โดยขั้ว x เป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้า (Input Impedance) อยู่ที่ค่าค่าหนึ่ง ขั้ว y จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้าสูง และขั้ว z จะเป็นขั้วที่มีค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาออกสูง โดยวงจร CCII จะมีกระแสทางด้านขั้ว z คือ i_z เท่ากับกระแสทางด้านขั้ว x คือ i_x ถ้าทิศทางกระแส i_x และ i_z มีทิศทางเดียวกันคือไหลเข้าหรือไหลออกจากวงจรเหมือนกันจะจัดเป็นวงจร CCII แบบบวก ใช้สัญลักษณ์ตัวย่อว่า CCII+ ส่วนในกรณีที่กระแสทั้งสองกลับทิศทางกัน วงจร CCII จะถูกจัดเป็น CCII แบบลบ นิยมเขียนแทนด้วยอักษรย่อว่า CCII-

จากแนวความคิดและหลักการของวงจร CCII นี้ ได้มีผู้นำไปคิดสร้างวงจรในทางปฏิบัติที่ทำงานในโหมดกระแสขึ้นหลายรูปแบบ ดังจะเห็นได้จากบทความต่างๆ ที่ได้รับการตีพิมพ์ขึ้นเป็นจำนวนมาก ซึ่งต่อมาได้มีการพัฒนางจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่สามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านขาเข้าที่ขั้ว x ได้โดยใช้กระแสจากภายนอกเป็นตัวปรับ ที่เรียกว่า วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สอง ที่ควบคุมได้ด้วยกระแส โดยผู้คิดค้นคือ A.Fabre ในปี 1995 [19] แต่อย่างไรก็ตามวงจรนี้ ไม่ได้นำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงไม่ขอกล่าวถึงในที่นี้

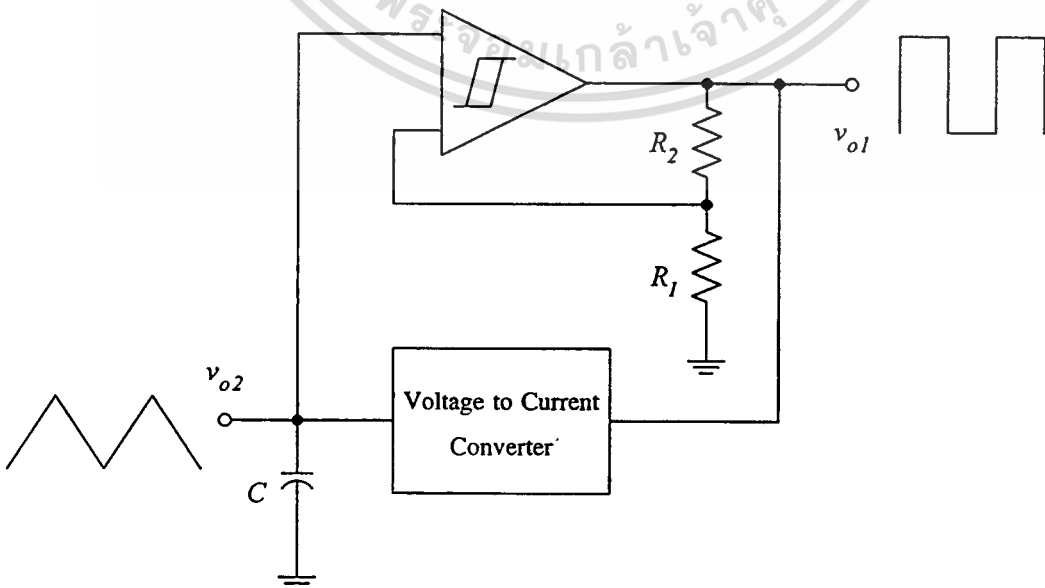
บทที่ 3

วงจรให้กำเนิดสัญญาณ

ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีและวงจรต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องและจำเป็นต้องใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งประกอบไปด้วย การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมเบื้องต้น และวงจรสายพานกระแส สำหรับในบทนี้เป็นการนำทฤษฎีและวงจรต่าง ๆ เหล่านั้นมาศึกษาค้นคว้า เพื่อทำการออกแบบเป็นวงจรให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อ ลดโครงสร้างของวงจรลงความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เป็นอิสระต่อทั้งระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรและอุณหภูมิ รวมถึงให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความเที่ยงตรงสูง และปรับค่าได้ในย่านกว้าง ในบทที่ 3 นี้จะเป็นการกล่าวถึง วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ออกแบบขึ้น ซึ่งเริ่มตั้งแต่หลักการของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร ผลการทดลองต่อวงจรจริง ตลอดจนการวิเคราะห์ค่าความผิดพลาดที่อาจจะเกิดขึ้นในวงจรไปจนถึงสรุปผลของบทที่ 3 นี้

3.1 หลักการของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ

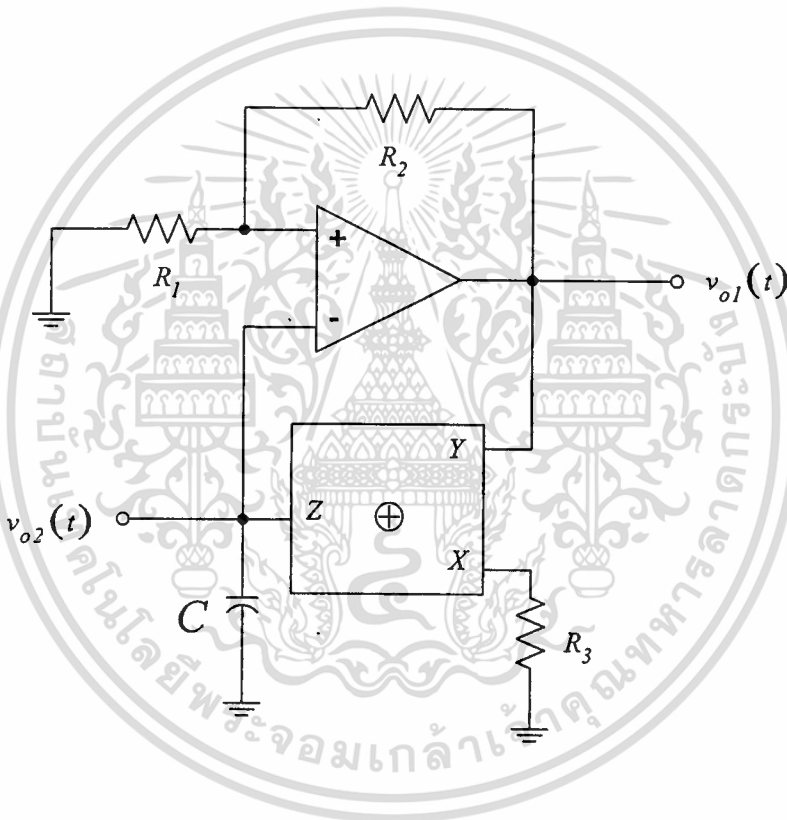
วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ออกแบบมาใหม่นี้ จะมีพื้นฐานอยู่บนการใช้วงจรสมิตทริกเกอร์ให้ทำงานร่วมกับวงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแส (Voltage to current converter) เพื่อนำกระแสที่เป็นแหล่งจ่าย (I_{source}) นั้นไปประจุที่ตัวเก็บประจุในช่วงเวลาที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรสมิตทริกเกอร์เป็นแรงดันอิมพัลส์ตัวต้านบวก และเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรสมิตทริกเกอร์เป็นแรงดันอิมพัลส์ตัวต้านลบ วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสก็จะทำการเปลี่ยนแรงดันนั้นเป็นกระแสที่ตัวรับ (I_{sink}) เพื่อรับการคายประจุจากตัวเก็บประจุ ดังแสดงในรูปที่ 3:1



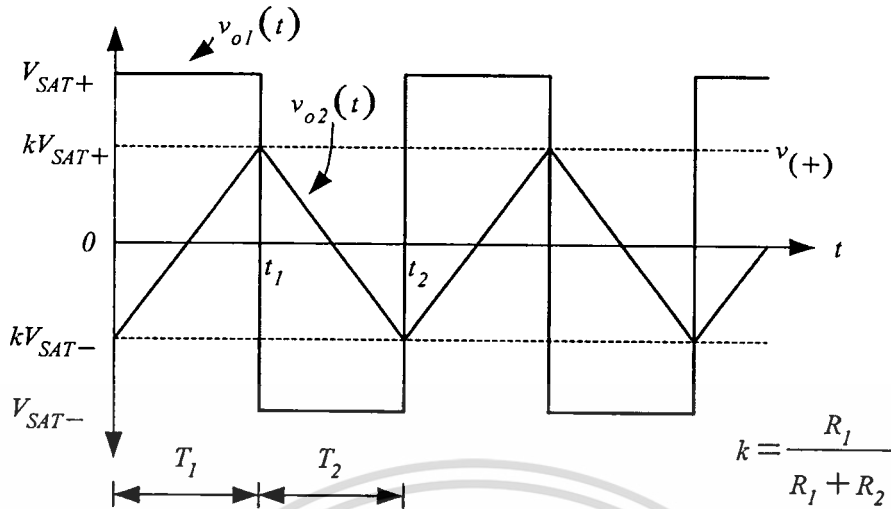
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ออกแบบขึ้นมาใหม่

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.1 เพื่อให้วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ออกแบบมาใหม่นี้ มีคุณสมบัติเป็นไปตามจุดประสงค์ที่ได้วางไว้ คือ มีโครงสร้างที่ง่ายไม่ซับซ้อนสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมหรือไอซีได้ แอมพลิจูดไม่เปลี่ยนแปลงตามการปรับความถี่ และความถี่ของเอาต์พุตเป็นอิสระต่อทั้งระดับไฟเลี้ยงของวงจรและอุณหภูมิ จึงได้ใช้วงจรเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสที่สร้างมาจากวงจรสายพานกระแสรูนที่สองแบบบวก (CCII+) ที่ใช้แบบบวกเพื่อต้องการให้ CCII นี้เป็นแหล่งจ่ายกระแส (I_{source}) ไปเก็บประจุที่ตัวเก็บประจุเมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรขมิตทริกเกอร์เป็นแรงดันอิมิตัวด้านบน (V_{SAT+}) และเป็นตัวรับกระแส (I_{sink}) ที่เท่ากัน มาจากตัวเก็บประจุ เมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรขมิตทริกเกอร์เป็นแรงดันอิมิตัวด้านล่าง (V_{SAT-}) ส่วนวงจรขมิตทริกเกอร์ก็ใช้อุปกรณ์ในการสร้าง ดังนั้นโครงสร้างของวงจรแสดงในรูปที่ 3.2 ส่วนรูปที่ 3.3 เป็นลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่จุดต่างๆ



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ออกแบบขึ้น



รูปที่ 3.3 ลักษณะของสัญญาณเอตต์พุตให้กำเนิดสัญญาณ

จากรูปที่ 3.2 และ รูปที่ 3.3 สามารถอธิบายการทำงานได้เป็นดังนี้ เนื่องจากออปแอมป์ถูกต่อเป็นวงจรมิตทริกเกอร์ นั่นคือมีการป้อนกลับแบบบวก ดังนั้น แรงดันเอตต์พุต v_{o1} จะมีโอกาสเป็นได้เพียงสองค่า คือ ไม่เป็นแรงดันอิ่มตัวทางด้านบวก (V_{SAT+}) ก็เป็นแรงดันอิ่มตัวทางด้านลบ (V_{SAT-}) ชั้นแรกจึงสมมติแรงดันเอตต์พุต v_{o1} เป็น V_{SAT+} ก่อน เมื่อแรงดันที่ขั้ว y ของวงจรสายพานกระแสเป็น V_{SAT+} ก็จะทำให้กระแสที่ไหลออกจากขั้ว x (I_x) โดยที่

$$I_x = \frac{v_y}{R_3} = \frac{V_{SAT+}}{R_3} \quad (3.1)$$

จากทฤษฎีของวงจรถ่ายในบทที่ 2 เราจะพบว่าเมื่อเกิดกระแส I_x ไหลออกจากขั้ว x ก็จะทำให้เกิดกระแสที่ไหลออกขั้ว z (I_z) เป็นปริมาณที่เท่ากันนั่นคือ

$$I_z = I_x = \frac{v_y}{R_3} = \frac{V_{SAT+}}{R_3} \quad (3.2)$$

ดังนั้น I_z นี้จะมาประจุที่ตัวเก็บประจุ C ที่ต่อกับขั้วขาเข้าแบบกลับเฟส (Inverting Input) ส่งผลให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (v_{o2}) มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับเวลาตามสมการ (3.3)

$$v_{o2}(t) = \frac{I_z(t)t}{C_1} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ในช่วงเวลา T_1 ,

$$I_z(T_1) = I_x(T_1) = \frac{V_{SAT+}}{R_3}$$

ดังนั้นในช่วงเวลา T_1 ,

$$v_{o2}(T_1) - v_{o2}(T_2) = \frac{V_{SAT+} \cdot t}{R_3 \cdot C_1} \quad 0 < t < t_1$$

$$v_{o2}(T_1) = \frac{V_{SAT+} \cdot t}{R_3 \cdot C_1} + v_{o2}(T_2) = \frac{V_{SAT-} \cdot t}{R_3 \cdot C_1} + kV_{SAT-} \quad (3.4)$$

ในขณะเดียวกัน ช่วงเวลา T_1 เมื่อแรงดันเอาต์พุตของแรงดันขมิตริกเกอร์ v_{o1} มีค่า V_{SAT+} แรงดันที่ตกคร่อมขั้วขาเข้าไม่กลับเฟส (Non-inverting input) หรือ $v_{(+)}$ ของออปแอมป์ก็จะมีค่าคงที่เป็นผลของการแบ่งแรงดัน (Voltage Divider) ระหว่าง R_1 และ R_2 จากแรงดันเอาต์พุต v_{o1} ตามสมการที่ (3.5)

$$v_{(+)}(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot v_{o1}(t) \quad (3.5)$$

$$v_{(+)}(t) = k \cdot v_{o1}(t)$$

โดยที่ k เป็นอัตราส่วนของการแบ่งแรงดัน (Voltage Divider Factor) เท่ากับ $\frac{R_1}{R_1 + R_2}$

ดังนั้นในช่วงเวลา T_1 ซึ่ง

$$v_{o1}(t_1) = V_{SAT+}$$

$$v_{(+)}(t_1) = k \cdot V_{SAT+} \quad (3.6)$$

เมื่อตัวเก็บประจุ C ทำการเก็บประจุจากแหล่งจ่ายกระแส I_z แรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน v_{o2} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ซึ่งแรงดัน v_{o2} คือแรงดันที่ตกคร่อมขั้วขาเข้ากลับเฟสของออปแอมป์ นั่นคือถ้าแรงดัน v_{o2} มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนมีค่ามากกว่าแรงดัน $v_{(+)}(t)$ เล็กน้อย จะส่งผลให้ออปแอมป์ที่ต่อเป็นวงจรมิตริกเกอร์ทำงานเปลี่ยนสถานะจาก V_{SAT+} เป็น V_{SAT-} ซึ่งจุดเวลานี้ก็คือ $t = t_1$ เนื่องจาก ณ เวลานั้น แรงดันขั้วขาเข้ากลับเฟสมีค่ามากกว่าแรงดันขั้วขาเข้าไม่กลับเฟสเล็กน้อย ส่งผลให้ออปแอมป์ทำการจ่ายแรงดันอิมิตัวทางด้านลบ (V_{SAT-}) ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรสมิตทริกเกอร์ $v_{o1}(t)$ เปลี่ยนแปลงมาสู่ V_{SAT^-} นั่นคือช่วงเวลา T_2 วงจร CCII+ ก็จะมีแรงดันที่ขั้ว y เท่ากับ V_{SAT^-} ด้วย ทำให้วงจร CCII+ นี้มีกระแสไหลเข้าที่ขั้ว x (I_x) โดยมีค่าเท่ากับ

$$I_x = \frac{-V_{SAT^-}}{R_3} \quad (3.7)$$

ในทำนองเดียวกันกับที่เกิดแรงดัน V_{SAT^+} ที่ขั้ว y นั่นคือเมื่อมีกระแสไหลเข้าที่ขั้ว x ก็จะมีกระแสไหลเข้าที่ขั้ว z มีค่าเป็น I_z เช่นเดียวกันโดยที่ I_z นี้มีปริมาณเท่ากับ I_x ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุ $v_{o2}(t)$ ก็จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นเช่นเดียวกัน เนื่องจากมีการคายประจุผ่านเข้าไปทางวงจรสายพานกระแส CCII+ ผ่านทางขั้ว z กระแสที่คายประจุนี้มีค่าเท่ากับ I_z หรือ I_x นั่นเอง โดยสมการของแรงดันในการคายประจุของตัวเก็บประจุ C ($v_{o2}(t)$) ผ่านทางขั้ว z นี้สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} v_{o2}(t_2) - v_{o1}(t_1) &= \frac{V_{SAT^-} - t}{R_3 C_1} & t_1 < t < t_2 \\ v_{o2}(t_2) &= \frac{V_{SAT^-} - t}{R_3 C_1} + v_{o1}(T_1) & t_1 < t < t_2 \\ v_{o2}(T_2) &= \frac{V_{SAT^-} - t}{R_3 C_1} + kV_{SAT^+} \end{aligned} \quad (3.8)$$

จากสมการ (3.8) จะเห็นว่าในช่วงเวลา T_2 นี้ $v_{o2}(t)$ มีแรงดันเริ่มต้นที่ kV_{SAT^+} จากนั้นเมื่อเวลาผ่านไป แรงดันเอาต์พุต $v_{o2}(t)$ จะมีค่าลดลง เนื่องจากจากด้านขวามือเทอมแรกของสมการ เมื่อ $v_{o2}(t)$ มีค่าลดลงเรื่อยๆจนมีค่าถึงเป็นลบน้อยกว่าแรงดันที่ตกคร่อมขั้วขาเข้าไม่กลับเฟส $v_{(+)}(t)$ ซึ่ง ณ จุดนี้คือค่าเวลา $t = t_2$ ออปแอมป์ที่ต่อเป็นวงจรสมิตทริกเกอร์ก็จะเปลี่ยนสภาวะการทำงาน ส่งผลให้แรงดันเอาต์พุต $v_{o1}(t)$ เปลี่ยนแปลงจาก V_{SAT^-} มาเป็น V_{SAT^+} อีกครั้ง และการทำงานของวงจรให้กำเนิดสัญญาณจะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อยๆ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสมิตทริกเกอร์คือสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงในช่วง V_{SAT^+} และ V_{SAT^-} ส่วนสัญญาณเอาต์พุตที่ขั้ว z ของวงจร CCII หรือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C นั่นเอง จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดอยู่ในย่าน kV_{SAT^+} ถึง kV_{SAT^-} และมีความถี่เท่ากับสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 3.3

การวิเคราะห์หาค่าคาบเวลา (T) หรือค่าความถี่ (f_o) ในการออสซิลเลตสามารถหาได้ดังนี้
ขั้นแรกพิจารณาช่วงเวลา T_1 จะพบว่าที่จุดนี้ ออปแอมป์ที่ต่อเป็นวงจรสมิตทริกเกอร์จะมีค่าแรงดันที่ขั้วขาเข้าไม่กลับเฟส $v_{(+)}(t)$ และแรงดันที่ขั้วขาเข้ากลับเฟส $v_{o2}(t)$ เท่ากัน นั่นคือ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{(+)}(t_1) = v_{o2}(t_1)$$

แทนค่า $v_{o2}(t_1)$ และ $t = T_1$ ในสมการ (3.4) จะได้

$$kv_{o1}(t_1) = \frac{V_{SAT+}T_1}{R_3C_1} + kV_{SAT-}$$

แต่ $v_{o1}(t_1) = V_{SAT+}$

ดังนั้น

$$T_1 = \frac{R_3 \cdot C_1}{V_{SAT+}} \left[kV_{SAT+} - kV_{SAT-} \right]$$

$$T_1 = kR_3 \cdot C_1 \left[1 - \frac{V_{SAT-}}{V_{SAT+}} \right] \quad (3.9)$$

เมื่อพิจารณาว่า ขนาดของแรงดันอิมพัลส์ทางด้านบวก (V_{SAT+}) และแรงดันอิมพัลส์ทางด้านลบ (V_{SAT-}) มีค่าเท่ากัน นั่นคือ

$$V_{SAT+} = -V_{SAT-} \quad (3.10)$$

หรือ

$$-V_{SAT+} = V_{SAT-}$$

จากสมการ (3.10) จะได้ว่า

$$T_1 = 2kR_3C_1 \quad (3.11)$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าต้องการหาค่าเวลา t_2 ก็ให้พิจารณาช่วงเวลา T_2 และจะได้ว่าแรงดันที่ขาเข้าไม่กลับเฟส $v_{(+)}(t)$ ก็จะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขาเข้ากลับเฟส $v_{o2}(t)$ เช่นเดียวกัน นั่นคือ

$$v_{(+)}(t_2) = v_{o2}(t_2)$$

แทนค่า

$$v_{(+)}(t_2) = kV_{SAT-}$$

และแทนค่า $v_{o2}(t_2)$ จากสมการ (3.8) จะได้

$$kV_{SAT-} = \frac{V_{SAT-}T_2}{R_3C_1} + kV_{SAT+}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักศึกษาที่ลงทะเบียนเรียนที่มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_1 = \frac{R_3 C_1}{V_{SAT^-}} \left[kV_{SAT^-} - kV_{SAT^+} \right]$$

เมื่อต้องการหาค่าเวลา T_2 แทนค่า $t = T_2$ จะได้

$$T_2 = kR_3 C_1 \left[1 - \frac{V_{SAT^+}}{V_{SAT^-}} \right] \quad (3.12)$$

เมื่อพิจารณาว่าแรงดันอิมพัลส์ทางด้านบน V_{SAT^+} และแรงดันอิมพัลส์ทางด้านล่าง V_{SAT^-} มีค่าเท่ากัน ตามสมการ (3.10) จะได้

$$T_2 = 2kR_3 C_1 \quad (3.13)$$

คาบเวลา (Period, T) ในการเกิดสัญญาณคือผลรวมของ t_1 และ t_2 ดังนั้นเมื่อพิจารณาเงื่อนไขของสมการ (3.10) และพิจารณาค่า t_1 ตามสมการ 3.11 และค่าเวลา t_2 ตามสมการ 3.13 จะได้

$$\begin{aligned} T &= T_1 + T_2 \\ &= 2kR_3 C_1 + 2kR_3 C_1 \\ T &= 4kR_3 C_1 \end{aligned} \quad (3.14)$$

และเมื่อแทนค่า $k = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ ดังนั้น

$$T = \frac{4R_1 R_3 C_1}{R_1 + R_2} \quad (3.15)$$

ค่าความถี่ในการออสซิลเลต (Oscillation frequency, f_o) สามารถหาได้จากส่วนกลับของคาบเวลา T ดังนั้นจากสมการ (3.15) จะได้

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{R_1 + R_2}{4R_1 R_3 C_1} \quad (3.16)$$

ส่วนแอมพลิจูดจากยอดถึงยอดของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $v_{ol(p-p)}$ สามารถหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ใช่ว่าจะอนุญาตให้มีการนำค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_{o1(p-p)} = V_{SAT^+} - V_{SAT^-} \quad (3.17)$$

ถ้าเงื่อนไขยังเป็นไปตามสมการ (3.10) ก็จะได้ว่า

$$v_{o1(p-p)} = 2V_{SAT^+}$$

และแอมพลิจูดของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม $v_{o2(p-p)}$ ก็จะมีขนาด

$$v_{o2(p-p)} = kV_{SAT^+} - kV_{SAT^-} \quad (3.18)$$

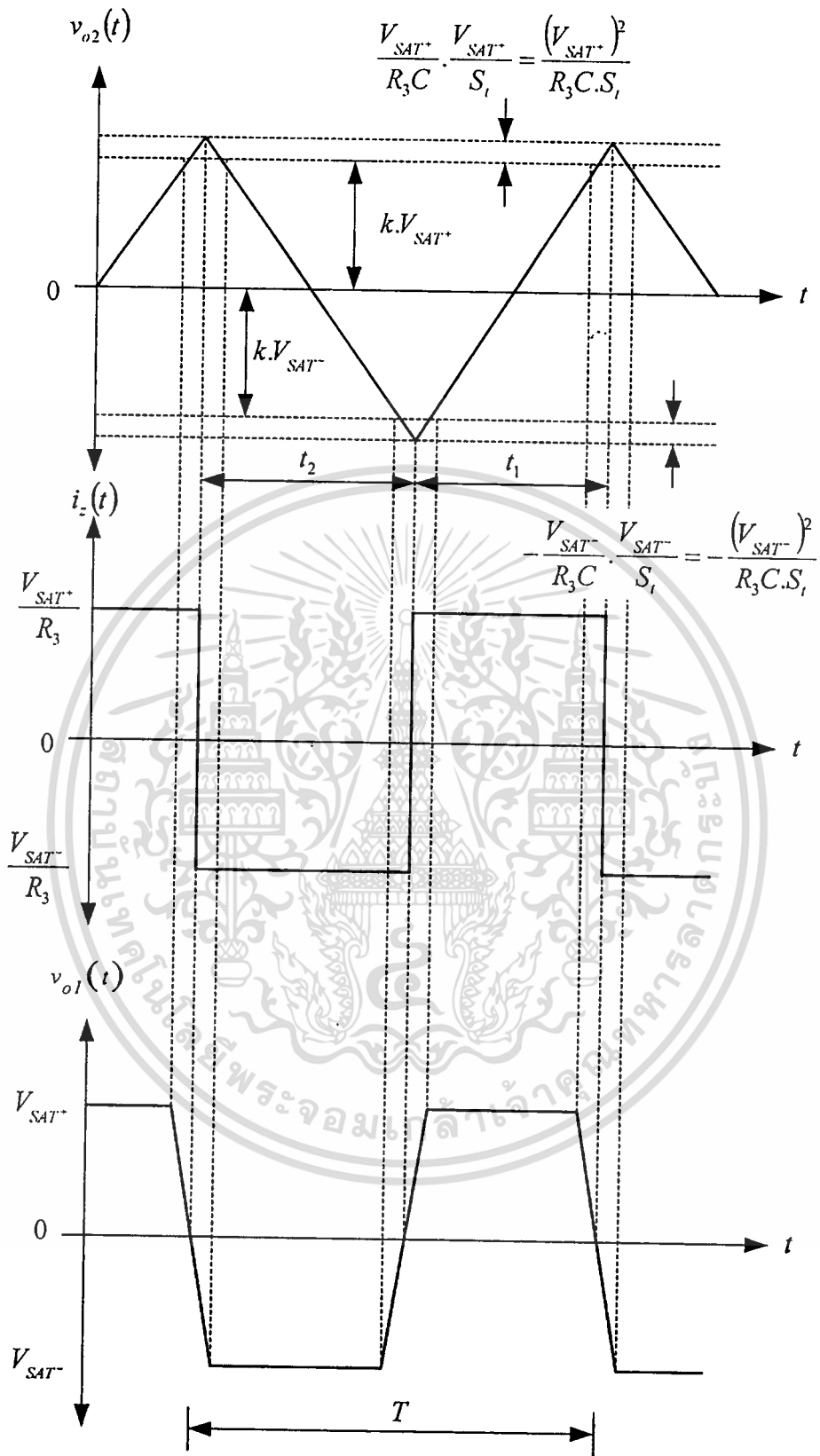
ถ้าเงื่อนไขยังเป็นไปตามสมการ (3.10) ได้ว่า

$$v_{o2(p-p)} = 2kV_{SAT}$$

ดังนั้น เมื่อวิเคราะห์ค่าจากสมการ (3.16) , (3.17) และ (3.18) จะพบว่า เราสามารถกำหนดค่าความถี่ได้โดยการปรับค่าตัวต้านทาน R_3 และหรือ C_1 และการเปลี่ยนแปลงความถี่นี้จะไม่ส่งผลกระทบต่อขนาดของแอมพลิจูดของสัญญาณทั้งสองเนื่องจากขนาดแอมพลิจูดของทั้งสองสัญญาณตามสมการ (3.17) และ (3.18) เป็นอิสระต่อค่าของ R_3 และ C_1

3.2 การวิเคราะห์ค่าผิดพลาด

สำหรับปัจจัยที่จะทำให้เกิดค่าความผิดพลาดขึ้นที่มีผลต่อวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบขึ้น จากการวิเคราะห์วงจรแล้ว พบว่ามีอิทธิพลมาจาก 2 ตัวแปรใหญ่คือ ค่าอัตราสลับ (Slew rate) ของออปแอมป์ที่ใช้ และอีกตัวแปรหนึ่งคือ ขนาดของค่าแรงดันอิมิต์ตัวต้านบวก (V_{SAT^+}) และค่าแรงดันอิมิต์ตัวต้านลบ (V_{SAT^-}) ที่ไม่เท่ากัน (Imbalance) ส่วนปัจจัยหรือตัวแปรอื่น เช่น เวลาที่ใช้ในการสวิตช์ของวงจรรายพานกระแส นั้น จะมีค่าน้อยมาก [23] ดังนั้นจึงถือว่า เมื่อวงจรรายพานกระแสเปลี่ยนสถานะจะเปลี่ยนแปลงโดยทันทีทันใด ส่วนออปแอมป์ที่ต่อเป็นวงจรมิตทริกเกอร์จะใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนแปลงเนื่องมาจากอัตราสลับของมันนั่นเอง ดังนั้นลักษณะของสัญญาณในทางปฏิบัติจะเป็นไปดังแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 รูปสัญญาณจริงในทางปฏิบัติที่แสดงถึงค่าผิดพลาดของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าผิดพลาดอันเกิดจากตัวแปรที่กล่าวไปแล้วนั้น จากรูปร่างสัญญาณ ดังรูปที่ 3.4 จะพบว่า ตัวแปรเหล่านั้นจะส่งผลต่อทั้งความถี่ของสัญญาณ ลักษณะสัญญาณและแอมพลิจูดของสัญญาณ โดยที่ค่า S_i คืออัตราสุรของออปแอมป์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่าความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณ ได้โดยพิจารณาแต่ละในช่วงเวลา

ขั้นแรกในช่วงเวลา t_1 เพื่อหาค่าของ t_1 จะได้ว่า

$$\frac{\left[kV_{SAT^+} + \frac{(V_{SAT^+})^2}{R_3 C S_i} \right] - \left[kV_{SAT^-} - \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_i} \right]}{t_1} = \frac{V_{SAT^+}}{R_3 C}$$

$$t_1 = \frac{R_3 C}{V_{SAT^+}} \left[\left(kV_{SAT^+} + \frac{(V_{SAT^+})^2}{R_3 C S_i} \right) - \left(kV_{SAT^-} - \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_i} \right) \right]$$

$$t_1 = kR_3 C \left[\left(1 + \frac{V_{SAT^+}}{kR_3 C S_i} \right) - \left(\frac{V_{SAT^-}}{V_{SAT^+}} - \frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^+} \cdot kR_3 C S_i} \right) \right]$$

$$t_1 = kR_3 C \left[\left(1 - \frac{V_{SAT^-}}{V_{SAT^+}} \right) + \left(\frac{V_{SAT^+}}{kR_3 C S_i} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^+} \cdot kR_3 C S_i} \right) \right]$$

หรือ

$$t_1 = kR_3 C \left[\left(1 - \frac{V_{SAT^-}}{V_{SAT^+}} \right) + \left(\frac{V_{SAT^+}}{S_i} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^+} S_i} \right) \right] \quad (3.19)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (3.9) เทียบกับสมการ (3.19) มีส่วนคล้ายกัน แต่สมการ (3.19) จะมีเทอมของค่าอัตราสุร S_i ของออปแอมป์มาเกี่ยวข้องด้วย หรืออีกนัยหนึ่ง กล่าวได้ว่า เทอมในวงเล็บที่สองของวงเล็บสี่เหลี่ยมเป็นค่าที่แสดงถึงค่าผิดพลาด (Error) ของคาบเวลา t_1 นั้นเอง

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาว่าเงื่อนไขของวงจรเป็นไปตามสมการ (3.10) จากสมการ (3.19) สามารถลดรูปเหลือเป็น

$$t_1 = 2kR_3 C \left[1 + \frac{V_{SAT}}{kR_3 C S_i} \right] \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาสมการ (3.20) เทียบกับสมการ (3.11) ก็จะพบเช่นเดียวกันว่า เทอมที่สองในวงเล็บสี่เหลี่ยมของสมการ (3.20) เป็นค่าที่แสดงความผิดพลาดจากอัตราสุว์ที่มีค่าจำกัดของออปแอมป์ในกรณีที่แรงดันอิมิตัวทางด้านบวก V_{SAT^+} และแรงดันอิมิตัวทางด้านลบ V_{SAT^-} มีค่าเท่ากัน ในทำนองเดียวกัน เมื่อพิจารณาในช่วงเวลา t_2 จะได้

$$\frac{\left[kV_{SAT^-} - \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_i} \right] - \left[kV_{SAT^+} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_i} \right]}{t_2} = \frac{V_{SAT^-}}{R_3 C}$$

$$t_2 = \frac{R_3 C}{V_{SAT^-}} \left[\left(kV_{SAT^-} - \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_i} \right) - \left(kV_{SAT^+} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_i} \right) \right]$$

$$t_2 = kR_3 C \left[\left(1 - \frac{V_{SAT^-}}{kR_3 C S_i} \right) - \left(\frac{V_{SAT^+}}{V_{SAT^-}} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^-} \cdot kR_3 C S_i} \right) \right]$$

$$t_2 = kR_3 C \left[\left(1 - \frac{V_{SAT^+}}{V_{SAT^-}} \right) - \left(\frac{V_{SAT^-}}{kR_3 C S_i} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^-} \cdot kR_3 C S_i} \right) \right]$$

หรือ

$$t_2 = kR_3 C \left[\left(1 - \frac{V_{SAT^+}}{V_{SAT^-}} \right) + \left(\frac{V_{SAT^-}}{S_i} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^-} S_i} \right) \right] \quad (3.21)$$

เมื่อพิจารณาสมการ (3.12) เทียบกับสมการ (3.21) มีส่วนคล้ายกันเช่นเดียวกันกับค่า t_1 แต่สมการ (3.21) จะมีเทอมของค่าอัตราสุว์ S_i ของออปแอมป์มาเกี่ยวข้องด้วย หรืออีกนัยหนึ่งกล่าวได้ว่า เทอมในวงเล็บที่สองของวงเล็บสี่เหลี่ยมเป็นค่าที่แสดงถึงค่าผิดพลาด (Error) ของคาบเวลา t_2 นั้นเอง

นอกจากนี้เมื่อพิจารณาว่าเงื่อนไขของวงจรเป็นไปตามสมการ (3.10) จากสมการ (3.21) สามารถลดรูปเหลือเป็น

$$t_2 = 2kR_3 C \left[1 + \frac{V_{SAT}}{kR_3 C S_i} \right] \quad (3.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาสมการ (3.22) เทียบกับสมการ (3.13) ก็จะพบเช่นเดียวกันว่า เทอมที่สองในวงเล็บสี่เหลี่ยมของสมการ (3.22) เป็นค่าที่แสดงความผิดพลาดจากอัตราส่วที่มีค่าจำกัดของออปแอมป์ในกรณีที่แรงดันอิมิตัวทางด้านบวก V_{SAT^+} และแรงดันอิมิตัวทางด้านลบ V_{SAT^-} มีค่าเท่ากัน

จากสมการ (3.20) และ (3.22) ที่แสดงถึงค่าผิดพลาดของคาบเวลา t_1 และ t_2 ตามลำดับเป็นที่น่าสังเกตว่า การใช้ออปแอมป์ที่มีค่าอัตราส่วสูง จะเกิดค่าผิดพลาดน้อย และอีกด้านหนึ่งคือระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีขนาดมาก ก็จะทำให้เกิดค่าผิดเพี้ยนสูงขึ้นเช่นเดียวกัน

ในการวิเคราะห์หาค่าคาบเวลา (T) และความถี่ (f_o) ที่มีผลมาจากค่าผิดพลาดเนื่องมาจากอัตราส่ว และความไม่สมดุลย์กันระหว่างแรงดันอิมิตัวทางด้านบวก V_{SAT^+} และแรงดันอิมิตัวทางด้านลบ V_{SAT^-} สามารถหาได้ดังนี้

$$T = t_1 + t_2$$

เมื่อพิจารณาค่า t_1 จากสมการ (3.19) และค่า t_2 จากสมการ (3.21) จะได้

$$T = kR_3C \left[2 - \left(\frac{V_{SAT^-}}{V_{SAT^+}} + \frac{V_{SAT^+}}{V_{SAT^-}} \right) \right] + \left[\frac{V_{SAT^+} - V_{SAT^-}}{S_i} \right] + \left[\frac{(V_{SAT^-})^2}{V_{SAT^+} \cdot S_i} \right] - \left[\frac{(V_{SAT^+})^2}{V_{SAT^-} \cdot S_i} \right] \quad (3.23)$$

ถ้าเงื่อนไขของวงจร ยังเป็นสมการที่ (3.10) แล้ว จะสามารถลดรูปของสมการ (3.23) ได้เป็น

$$T = 4kR_3C \left[1 + \frac{V_{SAT}}{kR_3C \cdot S_i} \right] \quad (3.24)$$

ดังนั้น ความถี่ในการให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมในกรณีที่มื่ออิทธิพลของค่าผิดพลาดมีค่าเท่ากับ

$$f_o = \frac{1}{4kR_3C} \left[1 + \frac{V_{SAT}}{kR_3C \cdot S_i} \right]^{-1} \quad (3.25)$$

จากสมการ (3.25) เมื่อนำมาวิเคราะห์เทียบกับสมการ (3.16) สามารถสรุปได้ว่า เทอมที่สองในวงเล็บสี่เหลี่ยมคือปัจจัยที่มีผลทำให้เกิดความผิดพลาดในส่วนของความถี่ ซึ่งมีสาเหตุเกิดจาก 2 ตัวแปรคือ ระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร นั่นคือ ค่าผิดพลาดจะแปรผันตรงกับระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร ส่วนตัวแปรที่สองเป็นอัตราส่วของออปแอมป์ที่ต่อเป็นวงจรหิมทริกเกอร์ โดยค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นแปรผกผันกับอัตราส่วนี้

ส่วนค่าผิดพลาดในด้านของแอมปลิจูด จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าแอมปลิจูดของสัญญาณสี่เหลี่ยมจะไม่เกิดค่าผิดพลาด ส่วนแอมปลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมสามารถหาได้จาก

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 v_{o2(p-p)} &= kV_{SAT^-} + \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_t} - \left[kV_{SAT^-} - \frac{(V_{SAT^-})^2}{R_3 C S_t} \right] \\
 &= k(V_{SAT^+} - V_{SAT^-}) + \frac{1}{R_3 C S_t} [(V_{SAT^+})^2 + (V_{SAT^-})^2]
 \end{aligned}$$

ถ้าเงื่อนไขของวงจรถูกยังเป็นสมการที่ (3.10) แล้ว จะสามารถลดรูปของสมการด้านบน ได้เป็น

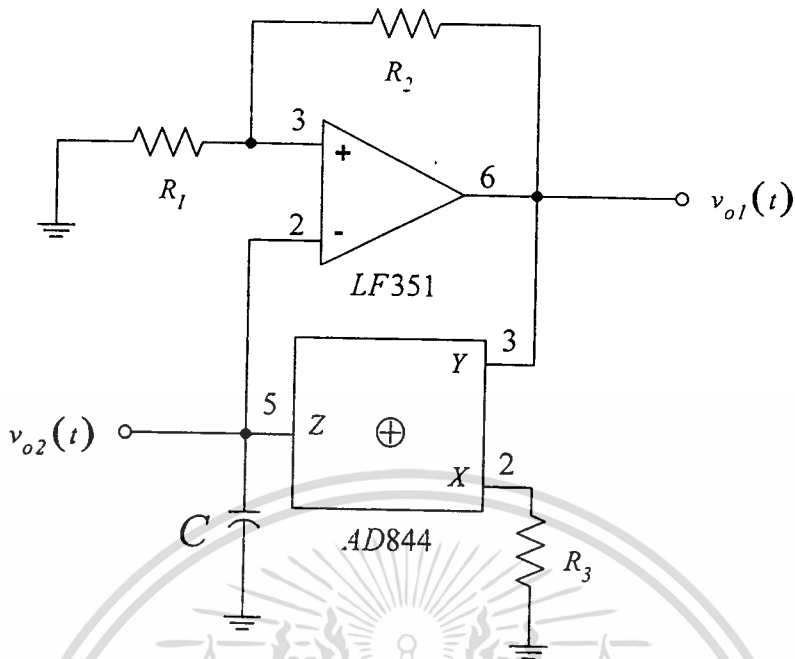
$$v_{o2(p-p)} = 2kV_{SAT} + \left(1 + \frac{V_{SAT}}{kR_3 C S_t} \right) \quad (3.26)$$

จากสมการ (3.26) เมื่อนำมาวิเคราะห์เทียบกับสมการ (3.18) สามารถสรุปได้ว่า เทอมที่สองในวงเล็บสี่เหลี่ยมคือปัจจัยที่มีผลทำให้เกิดความผิดพลาดในส่วนของแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งเกิดจาก 2 ตัวแปรเดียวกันกับส่วนของความถี่

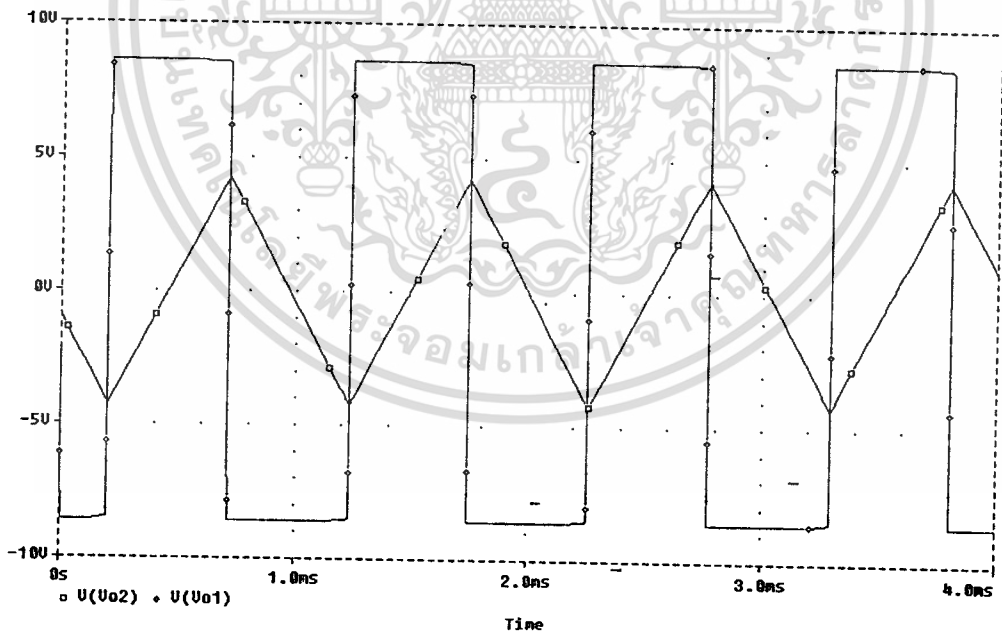
3.3 ผลการเลียนแบบ

หลังจากที่ได้นำเสนอหลักการของวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณ เพื่อเป็นการยืนยันในขั้นต้นว่าวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบนี้สามารถทำงานได้จริง โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีความเที่ยงตรงสูง ความถี่ของสัญญาณเป็นอิสระต่อระดับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรและอุณหภูมิ และการเปลี่ยนแปลงความถี่จะไม่มีผลต่อแอมพลิจูดของสัญญาณทั้งสองแบบ ในหัวข้อนี้จึงเป็นการเลียนแบบการทำงานของวงจรถูก รวมถึงเพื่อเป็นการศึกษาและสังเกตพฤติกรรมของวงจรถูกต่อจุดมุ่งหมายที่ได้วางไว้

การเลียนแบบในที่นี้ ได้ใช้โปรแกรม Pspice โดยได้ต่อวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 3.2 ในส่วนของวงจรถูกมีทรานซิสเตอร์ได้ใช้ชิปแอมป์เบอร์ LF351 ส่วนวงจรถูกสายพานกระแสใช้เบอร์ AD844 ในขั้นแรกนี้ได้กำหนด ค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, $C = 0.1\mu F$ และ R_3 มีค่าเท่ากับ R_3 เท่ากับ $5k\Omega$ เพื่อให้ความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมมีค่า เท่ากันคือ 1 kHz โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 และมีผลการเลียนแบบแสดงในรูปที่ 3.6



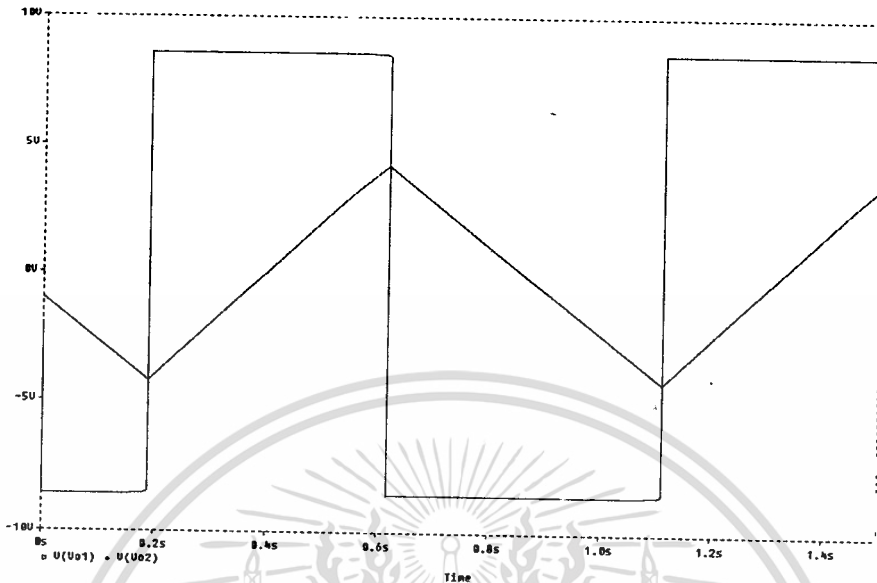
รูปที่ 3.5 วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ใช้ในการเลียนแบบ



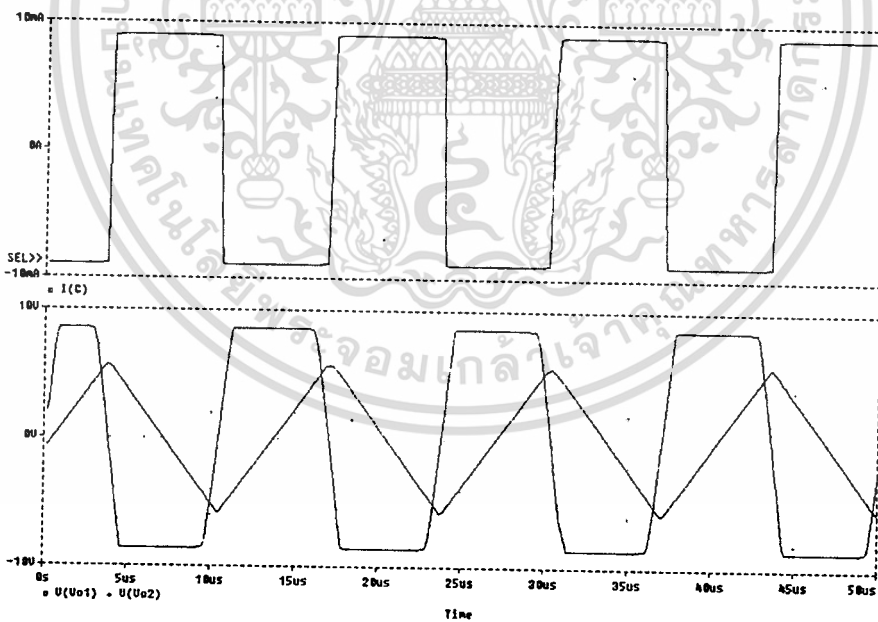
รูปที่ 3.6 ผลการเลียนแบบของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$,
 $C = 0.1\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $5k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร โดยได้เปลี่ยนแปลงค่าความถี่ไปที่ค่าต่ำ ดังรูปที่ 3.7(ก) รวมถึงค่าสูง ดังแสดงในรูปที่ 3.7(ข)



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.7 (ก) ผลการเลียนแบบของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$,

$C = 10\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $50k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$

(ข) ผลการเลียนแบบของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$,

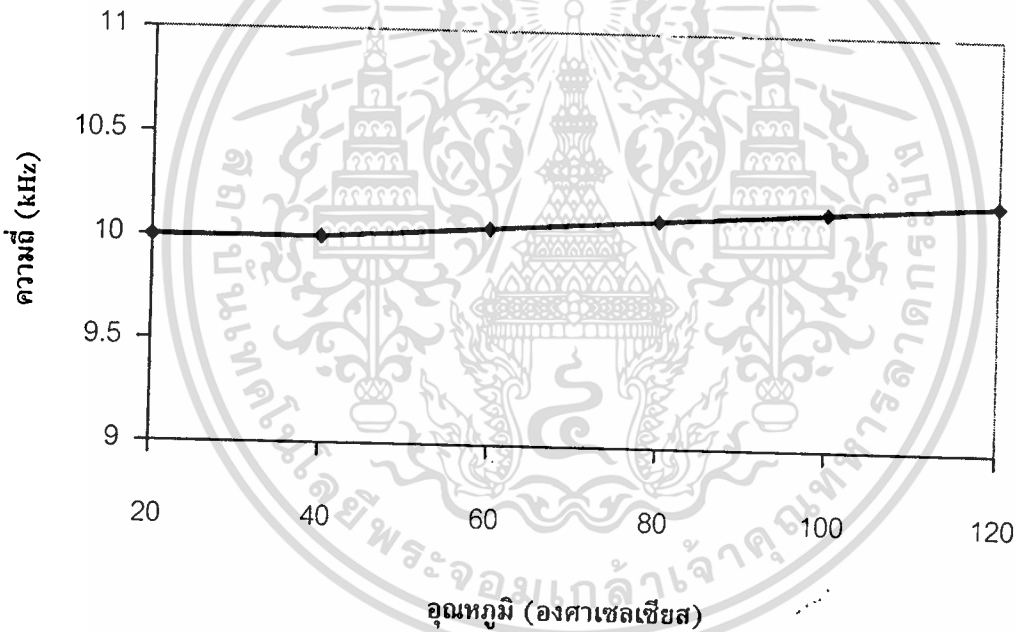
$C = 0.005\mu F$ และ R_3 เท่ากับ 100Ω โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 10V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนของอาจารย์ผู้สอนเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการเลียนแบบในรูปที่ 3.7 พบว่า วงจรที่ทำการออกแบบขึ้นสามารถให้กำเนิดสัญญาณทั้งรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมได้ในย่านความถี่กว้าง โดยในผลรูปที่ 3.7(ก) ความถี่ของสัญญาณมีค่าต่ำประมาณ 1 Hz ส่วนผลในรูปที่ 3.7(ข) ได้ความถี่ของสัญญาณสูงประมาณ 100 kHz และผลของความถี่สูงในรูปที่ 3.7(ข) นี้ จะสังเกตพบว่ากระแสที่ตัวเก็บประจุ (I_C) ที่ออกจากวงจรสายพานกระแสเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงเร็วมากจนถือได้ว่าเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด เมื่อเทียบกับการเปลี่ยนแปลงสัญญาณของ $v_{o1}(t)$ ที่ได้จากเอาต์พุตของออปแอมป์ ซึ่งเป็นไปตามที่คาดการณ์ไว้ในเรื่องการวิเคราะห์ค่าผิดพลาด

ผลการเลียนแบบ เพื่อศึกษาถึงพฤติกรรมการทำงานของวงจร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิ โดยได้กำหนดความถี่ในการให้กำเนิดสัญญาณไว้คงที่ที่ค่า 10 kHz แล้วทำการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของวงจรไปในช่วง $20 - 120 \text{ }^\circ\text{C}$ ได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3.8 พบว่า แม้อุณหภูมิของวงจรจะมีค่าเพิ่มขึ้นในช่วงกว้าง แต่วงจรยังคงให้กำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ค่อนข้างคงที่



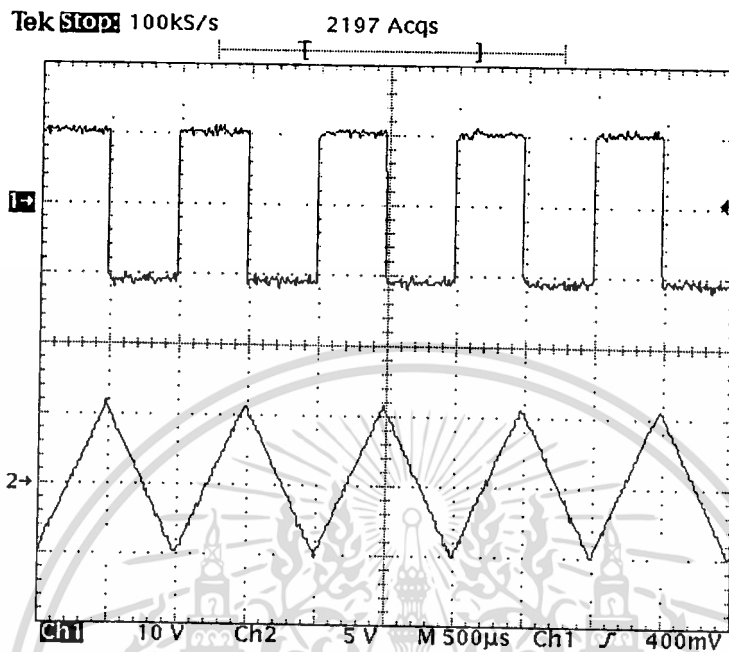
รูปที่ 3.8 ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจร เมื่อกำหนดความถี่คงที่ที่ 10 kHz แล้วทำการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

3.4 ผลการทดลอง

หลังจากที่ได้ทำการเลียนแบบการทำงานของวงจร เพื่อทดสอบพฤติกรรมการทำงานของวงจรในเบื้องต้นแล้ว ในหัวข้อนี้เป็นการทดลองต่อวงจรจริง เพื่อยืนยันว่า วงจรที่ได้ทำการออกแบบขึ้นนี้ สามารถทำงานได้จริง และยังเป็น การสังเกตพฤติกรรมของวงจรในทางปฏิบัติอีกด้วย สำหรับวงจรที่ใช้ในการทดลองจริงนี้ จะใช้อุปกรณ์เหมือนกับที่ใช้ในการเลียนแบบที่ปรากฏอยู่ในรูปที่ 3.5 ทุกประการ โดยในขั้นแรกได้ทดลองกำหนดความถี่ไว้ที่ 1 kHz ซึ่งมีค่าอุปกรณ์ $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ และค่า

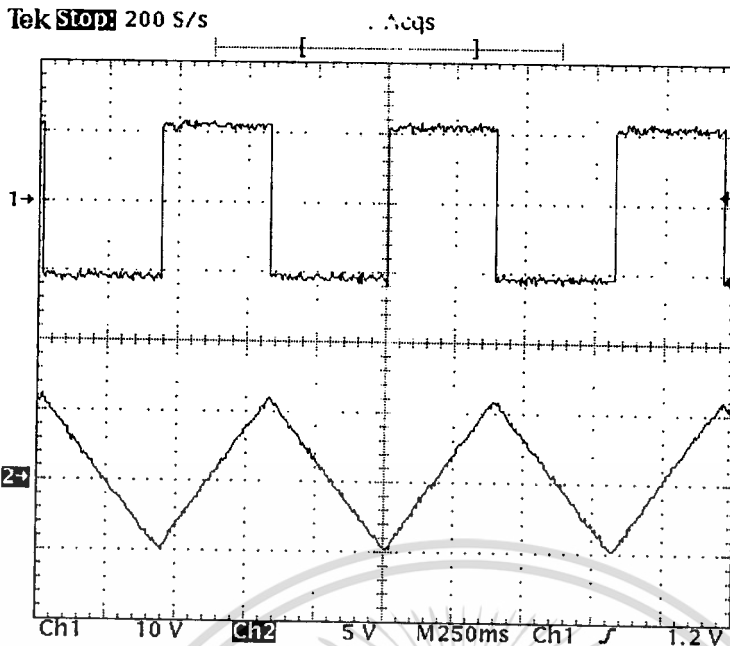
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$C = 0.1 \mu F$ และ R_3 เท่ากับ $5 k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงของวงจร $\pm 12V$ ผลการทดลองนี้แสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งพบว่าวงจรสามารถทำงานได้จริงเช่นเดียวกับการเลียนแบบ

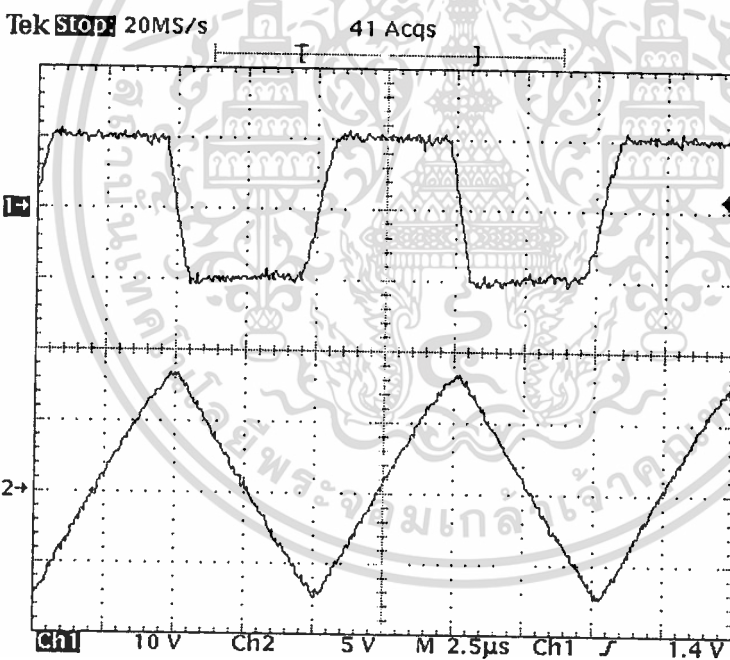


รูปที่ 3.9 ผลการทดลอง เมื่อกำหนดความถี่ของสัญญาณมีค่า 1 kHz ใช้ค่าอุปกรณ์ $R_1 = R_2 = 10 k\Omega$, $C = 0.1 \mu F$ และ R_3 เท่ากับ $5 k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12V$

ส่วนผลการทดลองต่อวงจรจริง เมื่อกำหนดให้วงจรทำงานในช่วงความถี่ต่ำ และความถี่สูง แสดงในรูปที่ 3.10 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



(ก)



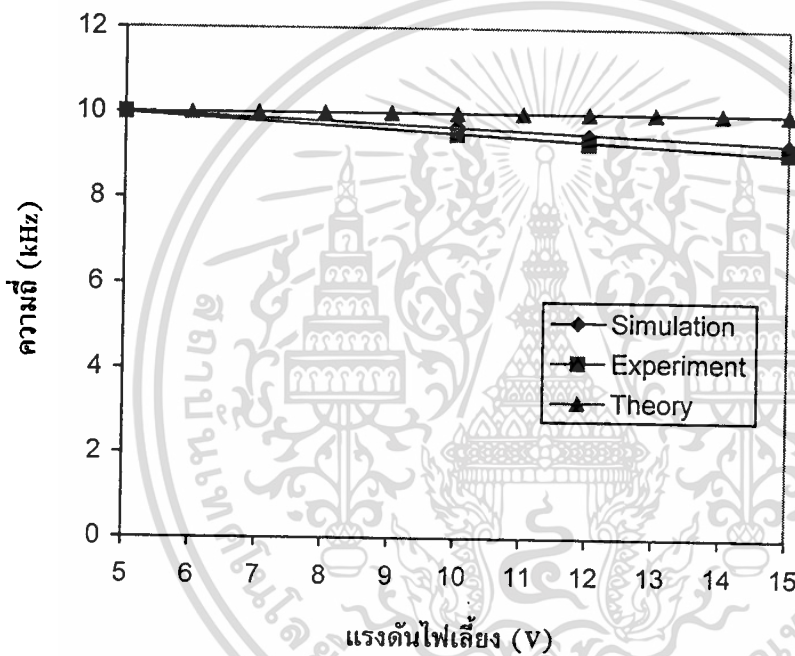
(ข)

- รูปที่ 3.10 (ก) ผลการทดลองของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$,
 $C = 10\mu F$ และ R_3 เท่ากับ $50k\Omega$ โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12V$
 (ข) ผลการทดลองของวงจรให้กำเนิดสัญญาณ เมื่อค่า $R_1 = R_2 = 10k\Omega$,
 $C = 0.005\mu F$ และ R_3 เท่ากับ 100Ω โดยกำหนดระดับไฟเลี้ยงวงจร $\pm 12V$

จากผลการทดลองให้วงจรกำเนิดสัญญาณทำงานในย่านความถี่กว้าง ทั้งความถี่ต่ำ ตามรูปที่ 3.10 (ก) จะได้ความถี่มีค่าประมาณ 1 Hz และความถี่สูง ในรูปที่ 3.10 (ข) ได้ความถี่ประมาณไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100 kHz พบว่าวงจรสามารถทำงานได้ตามที่คาดการณ์ไว้ ในช่วงความถี่สูง เป็นที่น่าสังเกตว่า สัญญาณจะมีความผิดเพี้ยนเนื่องมาจากค่าตัวแปรต่างๆ ที่มีขีดจำกัดของอุปกรณ์ที่ต่อใช้งาน เช่น อัตราสลัว ค่าความจุ หรือค่าความต้านทานภายใน เป็นต้น ดังนั้นในการออกแบบเพื่อใช้งานวงจรให้ กำเนิดสัญญาณจริง อาจมีการใช้อุปกรณ์ที่ปราศจากปัญหาตัวแปรเหล่านี้ หรือกรณีที่ต้องการนำไป สร้างเป็นวงจรรวม อาจมีการออกแบบอุปกรณ์ภายในให้สามารถหลีกเลี่ยงปัญหาจากตัวแปรดังกล่าว ได้เช่นกัน

การทดลองนอกเหนือจากนี้ยังได้ทำการเปลี่ยนแปลงระดับไฟเลี้ยงของวงจร เพื่อสังเกตความ สามารถในการรักษาความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต โดยมีการเปรียบเทียบกับกรณีเลียนแบบด้วย ซึ่งได้ กำหนดความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าคงที่ 10 kHz และได้ผลดังรูปที่ 3.11



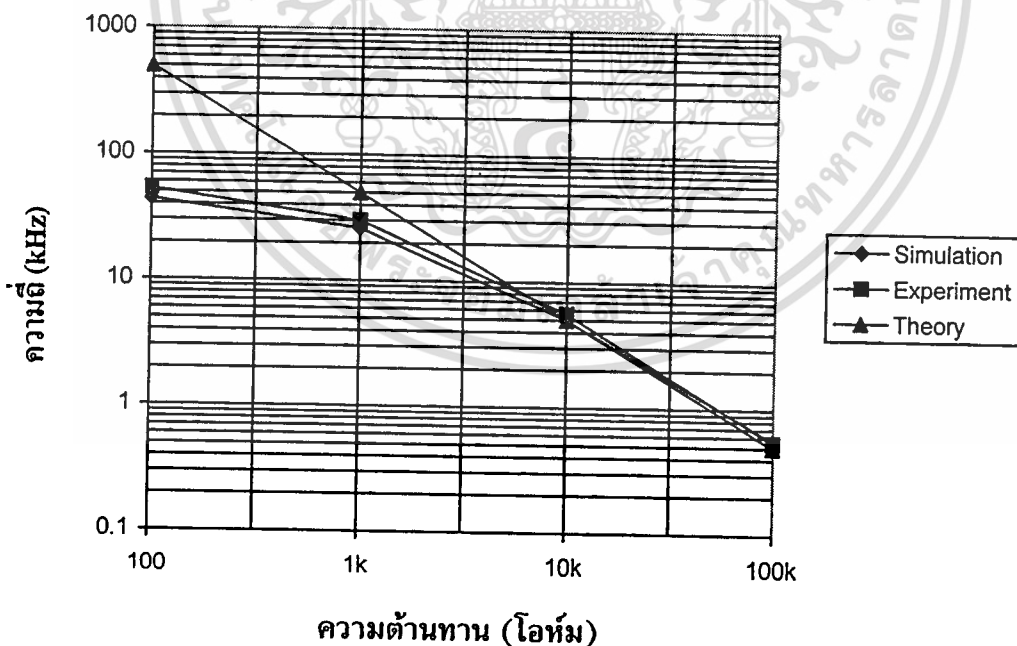
รูปที่ 3.11 ผลการทำงานของวงจร เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับไฟเลี้ยงของวงจร โดยกำหนดความถี่ของสัญญาณ 10 kHz

จากผลในรูปที่ 3.11 ค่าความถี่ที่ได้จากทั้งการเลียนแบบและการทดลอง จะแปรผกผันกับระดับของแรงดันไฟเลี้ยงวงจร ไม่เหมือนกับในทางทฤษฎีที่ความถี่มีค่าคงที่ไม่ขึ้นอยู่กับระดับของแรงดันไฟเลี้ยงวงจร ทั้งนี้สามารถวิเคราะห์ได้ว่า ในทางทฤษฎีแล้ว ค่าความถี่จะเป็นอิสระต่อระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร ตามสมการที่ (3.16) แต่เมื่อนำปัจจัยที่จะทำให้เกิดค่าผิดพลาด คือ อัตราสลัวของออปแอมป์มาพิจารณาด้วย จะพบต่อมาตามสมการที่ (3.25) ว่า ค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตนั้นขึ้นอยู่กับระดับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร (V_{SAT}) และอัตราสลัวของออปแอมป์ (S_1) ด้วย แต่อย่างไรก็ตาม จากสมการที่ (3.25) จะเห็นว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าต่ำ และ/หรือมีการใช้อ

อปแอมป์ที่มีค่า S , สูง ขนาดของระดับไฟเลี้ยงของวงจรก็จะมีผลทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงไปมาก

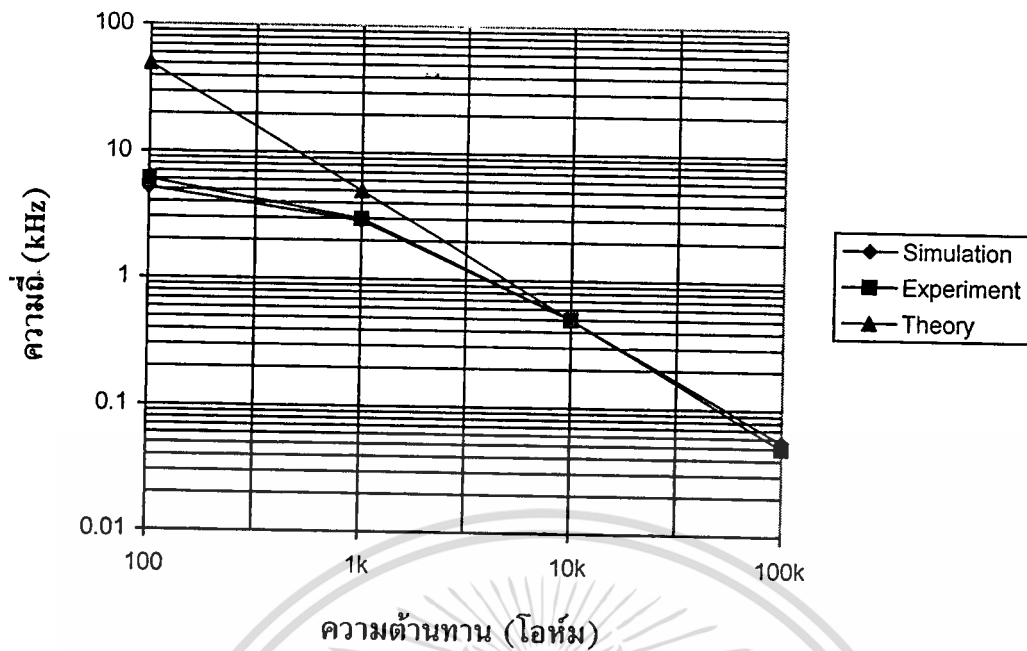
นอกจากนี้ ยังได้ทำการทดลองปรับค่า R_3 เมื่ออุปกรณ์มีค่าคงที่ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ และ $C = 0.01\mu F$ เพื่อศึกษาถึงความเป็นเชิงเส้นในการเปลี่ยนแปลงค่า R_3 ที่มีผลต่อความถี่ของสัญญาณที่กำเนิดได้ ซึ่งได้มีการเปรียบเทียบกับผลการเลียนแบบไว้ด้วย แสดงดังรูปที่ 3.12 จะเห็นว่าเมื่อ R_3 มีค่าต่ำ ผลของความถี่ที่ได้จากการทดลองและการเลียนแบบ จะมีค่าต่างจากทฤษฎี อาจมองได้จากเนื่องมาจากสาเหตุ 2 ประการคือ ประการแรกเกิดจากความต้านทานที่ขา X ของ CCII เมื่อ R_3 มีค่าต่ำ จึงทำให้ความถี่มีค่าผิดพลาดเพิ่มขึ้น และอีกประการหนึ่งคือ เมื่อ R_3 มีค่าต่ำ ค่าผิดพลาดจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามสมการที่ (3.25) ส่วนในรูปที่ 3.13 เป็นผลการทำงานเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุให้มีค่า $C = 0.1\mu F$ พบว่าได้ผลออกมาในทำนองเดียวกัน

ในรูปที่ 3.14 เป็นการทดลองเพื่อสังเกตการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดสัญญาณสามเหลี่ยมอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงแปลงความถี่ โดยกำหนดแรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีค่า $\pm 12V$ พบว่าตามทฤษฎีแล้วแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมจะไม่ขึ้นอยู่กับค่าความถี่ หรือ R_3 ตามสมการที่ (3.18) แต่ผลจากการเลียนแบบและการทดลองพบว่า เมื่อความถี่มีค่าสูงขึ้น ต้องปรับ R_3 ให้มีค่าลดลง ทำให้เทอมค่าผิดพลาดของขนาดแอมพลิจูดสัญญาณสามเหลี่ยมในสมการที่ (3.26) ค่าเพิ่มขึ้น จึงทำให้แอมพลิจูดสัญญาณสามเหลี่ยมเพิ่มขึ้นนั่นเอง ส่วนผลสุดท้ายในตารางที่ 1 เป็นย่านความถี่ที่วงจรสามารถสร้างขึ้นมาได้ ที่ค่าตัวเก็บประจุต่างกัน

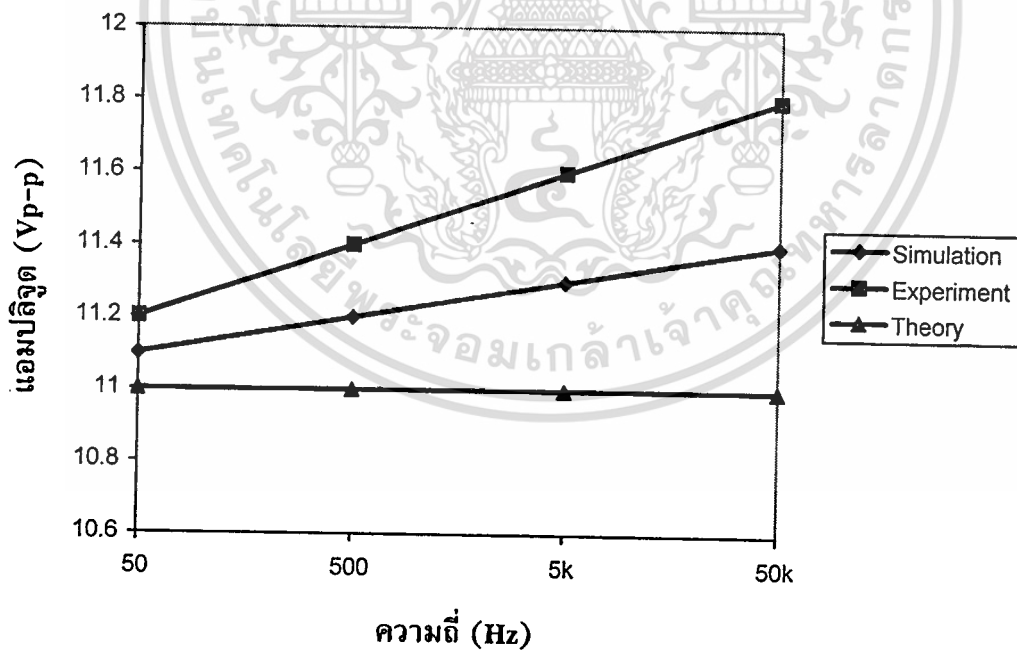


รูปที่ 3.12 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_3 ที่มีผลต่อความถี่ของสัญญาณ เมื่อ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ และ $C = 0.01\mu F$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 ผลการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน R_3 ที่มีผลต่อความถี่ของสัญญาณ เมื่อ $R_1 = R_2 = 10k\Omega$ และ $C = 0.1\mu F$



รูปที่ 3.14 ผลของการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดสัญญาณสามเหลี่ยมที่มาจาก การเปลี่ยนแปลงแปลงความถี่ เมื่อแรงดันไฟเลี้ยงวงจรมีค่า $\pm 12V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ย่านความถี่ที่สามารถปรับได้เทียบกับค่าตัวเก็บประจุ

ค่าตัวเก็บประจุ	ย่านความถี่ที่สามารถปรับได้
1 nF	5 kHz – 200 kHz
10 nF	50 Hz – 5 kHz
100 nF	50 Hz – 5 kHz
1 μ F	5 Hz – 500 Hz
10 μ F	0.5 Hz – 50 Hz

3.5 สรุปและวิจารณ์

วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบขึ้น มีโครงสร้างที่ง่ายต่อการสร้างและนำไปใช้งาน หรือสามารถนำไปออกแบบอยู่ในรูปของวงจรรวม ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นอิสระต่อระดับไฟเลี้ยงของวงจรและอุณหภูมิ จากการวิเคราะห์ค่าผิดพลาด พบว่าความถี่จะขึ้นอยู่กับระดับของแรงดันไฟเลี้ยงและอัตราสลับของออปแอมป์ แต่สามารถลดปัจจัยนี้ได้โดยใช้ออปแอมป์ที่มีอัตราสลับสูง ส่วนผลที่ได้ทั้งจากการเลียนแบบและการทดลองต่อวงจรจริง ยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าวงจรให้กำเนิดสัญญาณนี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดีตามที่คาดการณ์ไว้

บทที่ 4

การประยุกต์ใช้วงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณ

ในการสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่าย

4.1 กล่าวนำ

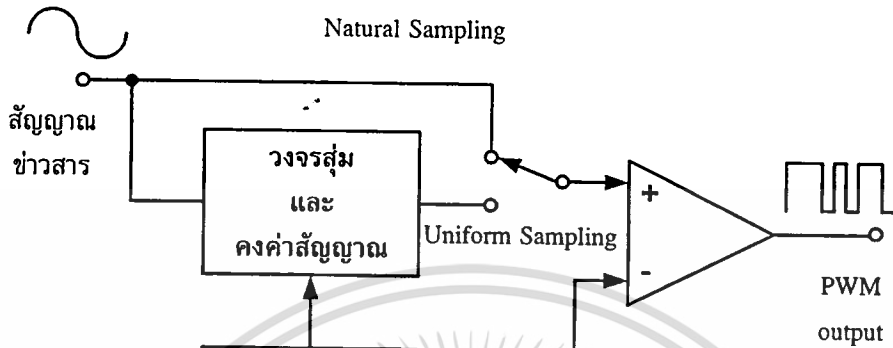
ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึง การสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมที่มีโครงสร้างของวงจรมอดูเลต มีย่านความถี่ใช้งานกว้าง และความถี่ที่ได้มีความเป็นอิสระต่อทั้งระดับแรงดันไฟเลี้ยงและอุณหภูมิ เมื่อพิจารณาสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมที่ผลิตออกมาได้นั้น พบว่าสามารถนำไปเป็นสัญญาณพื้นฐานในการสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM) ได้เนื่องจากการวิเคราะห์วงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณที่ผ่านมาจะพบว่า วงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณที่ออกแบบขึ้นนี้สามารถปรับค่าตัวดีแฟกเตอร์ของสัญญาณที่เอาต์พุตทั้งสองได้หากมีการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันในวงจรถูกให้กำเนิดสัญญาณ

สำหรับการมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulator) นั้นมีการใช้งานกันอย่างกว้างขวางในหลายแขนง ทั้งในด้านการสื่อสาร เนื่องจากเป็นวิธีหนึ่งในการส่งสัญญาณข่าวสาร โดยเฉพาะอย่างยิ่งการสื่อสารทางแสง รวมทั้งในด้านการควบคุมมอเตอร์และของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ในปัจจุบันจึงได้มีการผลิตวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ให้อยู่ในรูปแบบของวงจรรวม เพื่อความสะดวกในการใช้งาน แต่เมื่อพิจารณาโครงสร้างภายในของวงจรรวม พบว่าวงจรถูกต้องประกอบด้วยโครงสร้างที่ซับซ้อน เช่น แหล่งจ่ายกระแส ฟลิป-ฟลอป วงจรเปรียบเทียบแรงดัน อนาล็อกสวิตช์ อยู่เป็นจำนวนมาก [24] ดังนั้นเมื่อนำมาสร้างเป็นวงจรรวมจึงมีขนาดใหญ่ ส่วนวิธีการสร้างสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์อย่างง่ายที่ใช้หลักการของวงจรรวมออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน [25-26] ถึงแม้ว่าโครงสร้างของวงจรรวมจะไม่ซับซ้อน แต่ค่าตัวดีแฟกเตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับสัญญาณข่าวสาร จึงมีแนวความคิดในการปรับปรุงโครงสร้างของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์ เพื่อลดโครงสร้างของวงจรรวม แต่ให้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดี รวมถึงสามารถปรับความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้ ตลอดจนระดับสัญญาณอ้างอิงได้โดยง่ายอีกด้วย สำหรับหลักการของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แนวใหม่ที่น่าสนใจ ได้อาศัยหลักการการทำงานของวงจรรวมออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน ร่วมกับวงจรรายพานกระแส (Current Conveyor) รุ่นที่สอง (CCII) เพื่อเป็นแหล่งจ่ายกระแสไปประจุที่ตัวเก็บประจุ ทำให้ได้สัญญาณสามเหลี่ยมที่สามารถปรับแต่งความถี่ได้โดยง่าย เมื่อนำสัญญาณสามเหลี่ยมมาผ่านวงจรถูกเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต จะทำให้ได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงค่าตัวดีแฟกเตอร์อย่างเป็นเชิงเส้นไปตามสัญญาณอินพุต ซึ่งสัญญาณนี้ก็คือ สัญญาณเอาต์พุตของการมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์นั่นเอง จากหลักการดังกล่าว จะพบว่า วงจรมอดูเลตมีโครงสร้างน้อยมาก จึงเหมาะสมที่จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวม (IC) นอกจากนี้ผลการเลียนแบบการทำงานของวงจรถูกด้วยคอมพิวเตอร์และการทดลองต่อวงจรจริงให้ผลลัพธ์สนับสนุนหลักการนี้เป็นอย่างดี ไม่น่าประหลาดใจให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

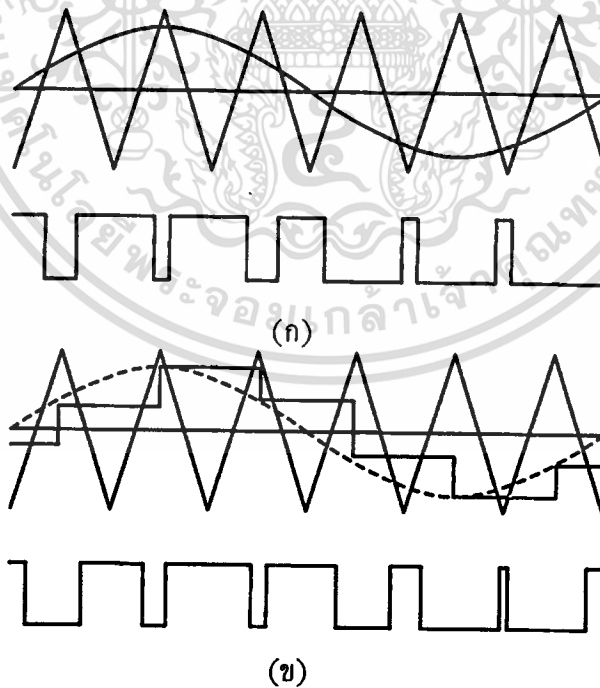
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 หลักการของวงจร

โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณ PWM จะมีอยู่ 2 รูปแบบ ได้แก่สัญญาณ PWM ที่ใช้วิธี Natural sampling (NPWM) และสัญญาณ PWM ที่ใช้วิธี Uniform sampling (UPWM) [32] โดยมีโครงสร้างตามที่แสดงในรูปที่ 4.1 และรูปแบบของสัญญาณทั้งสองแสดงไว้ในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรสร้างสัญญาณ PWM



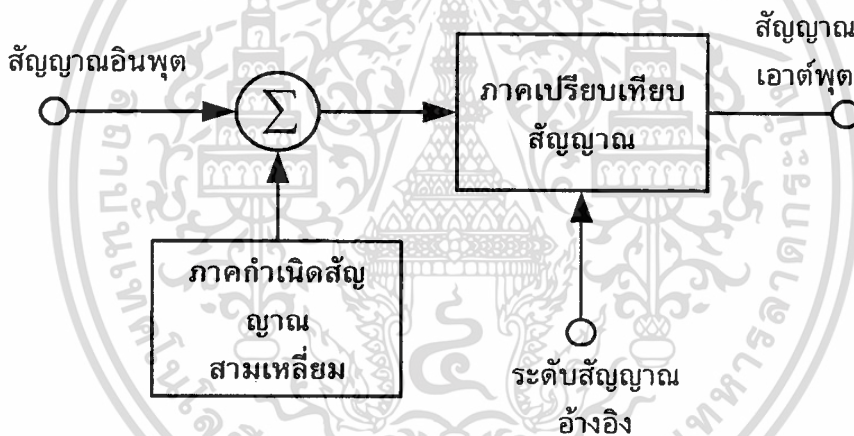
รูปที่ 4.2 (ก) สัญญาณ PWM ที่ใช้วิธี Natural sampling

(ข) สัญญาณ PWM ที่ใช้วิธี Uniform sampling

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสัญญาณ PWM ในรูปที่ 4.2 จะเห็นได้ว่าค่าคาบเวลาของ NPWM มีค่าไม่คงที่โดยขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตที่เข้ามา แต่ในส่วนของ UPWM นั้นคาบเวลาจะมีค่าคงที่ แต่จากสัญญาณทั้งสองแบบสามารถพิจารณาได้ว่า กรณีที่ความถี่ของสัญญาณพาห้คือสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำมาเปรียบเทียบนั้นมีค่าสูงกว่าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณซาวสารมาก (มากกว่า 10 เท่า) ก็จะพบว่าสัญญาณ PWM มีค่าคาบเวลาคงที่ได้ [32] ส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมที่ใช้เป็นคลื่นพาห้นั้นมีอยู่ 2 แบบคือ สัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยและสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดา สัญญาณ PWM ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมแบบฟันเลื่อยจะเป็นสัญญาณ PWM แบบ Single side ส่วนสัญญาณ PWM ที่เปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมธรรมดาก็จะเป็นสัญญาณ PWM แบบ Double side [33]

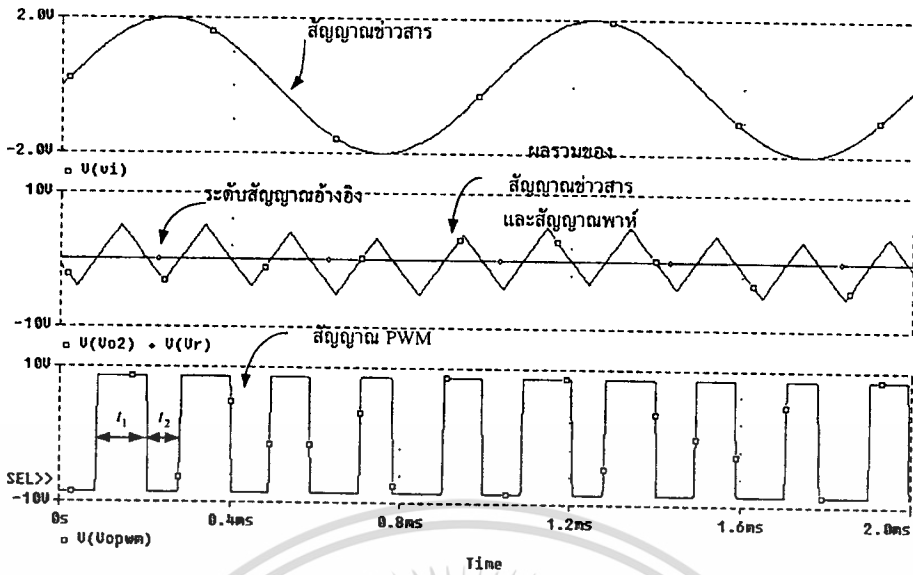
ในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นการนำเสนอการสร้างสัญญาณ PWM ที่เป็นแบบ Double side NPWM และเพื่อให้สามารถปรับค่าระดับอ้างอิงของสัญญาณที่มีผลต่อการควบคุมค่าความกว้างของพัลส์ได้ จึงได้ออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่มีโครงสร้างของวงจรตามแผนผังการทำงานดังรูปที่ 4.3 [27-28]



รูปที่ 4.3 แผนผังของวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์โดยทั่วไป

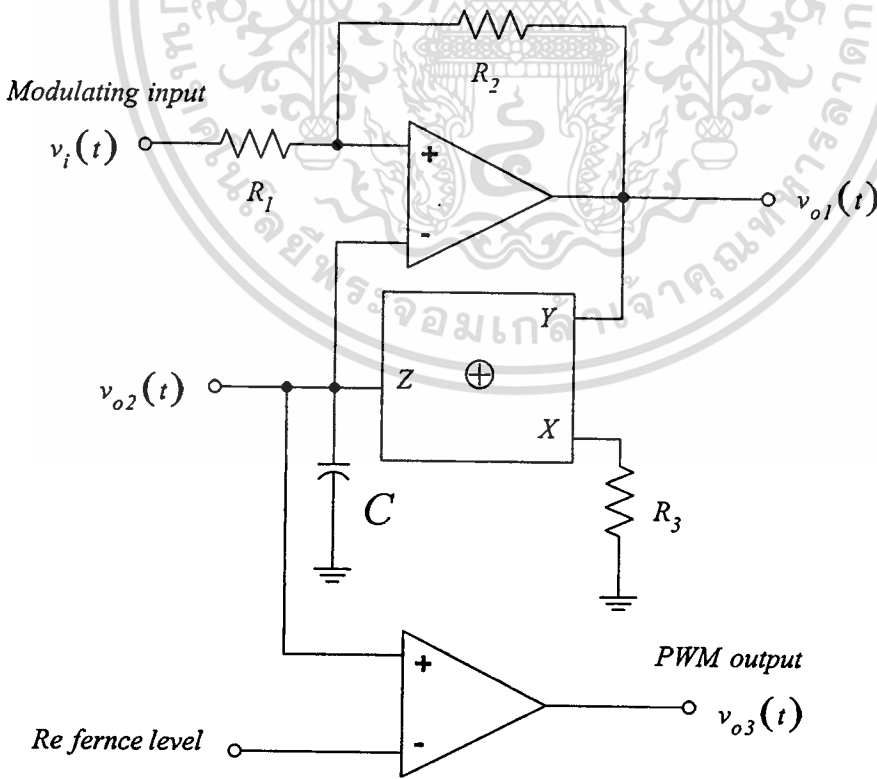
จากแผนผังของวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์โดยทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 4.3 เมื่อสัญญาณอินพุต ซึ่งเป็นสัญญาณซาวสาร (Modulating Signal) ตามสัญญาณเส้นบนของรูปที่ 4.4 มารวมกับสัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกกำเนิดมาจากภาคกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมแล้ว สัญญาณที่ได้จากผลรวมจะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณอินพุตโดยที่ความถี่ยังมีค่าคงเดิมตามสัญญาณเส้นที่สองของรูปที่ 4.4 เมื่อนำสัญญาณนี้มาผ่านภาคเปรียบเทียบสัญญาณกับระดับอ้างอิง (Reference level) จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงความกว้างของรูปคลื่นไปตามแอมพลิจูดของผลรวมสัญญาณอินพุตกับสัญญาณสามเหลี่ยมตามสัญญาณเส้นล่างสุดของรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 ตัวอย่างสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์

สำหรับวงจรมอดูเลเตอร์แบบความกว้างพัลส์แนวใหม่ที่น่าเสนอนี้ ยังคงใช้หลักการตามแผนผังรูปที่ 4.3 แต่วงจรจะมีขนาดเล็ก เนื่องจากการรวมภาคต่างๆ เข้าไว้เป็นวงจรเดียว โดยรายละเอียดของวงจรแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 โครงสร้างของวงจรมอดูเลตแบบความกว้างของพัลส์แบบง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.5 ออปแอมป์ตัวบนที่ต่อร่วมกับวงจรสายพานกระแสร่นที่สองแบบลบจะทำงานเป็นทั้งวงจรกำเนิดสัญญาณสามเหลี่ยมและวงจรรวมสัญญาณอินพุต $v_i(t)$ กับสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งเป็นสัญญาณพาร์ภายในชุดเดียวกัน ส่วนออปแอมป์ตัวล่าง จะทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณ โดยจะรับเอาสัญญาณผลรวมสัญญาณอินพุตกับสัญญาณสามเหลี่ยม ($v_{o2}(t)$) มาเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณอ้างอิง ทำให้ได้สัญญาณ $v_{o3}(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตของกรมอดูเลต

สำหรับการวิเคราะห์ค่าคาบเวลา และความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต PWM สามารถหาได้โดยขั้นแรก พิจารณาจากช่วงเวลาสัญญาณเอาต์พุตเกิดแรงดันอิมพัลส์ตัวด้านบน t_1 ก่อน โดยจะได้

$$\frac{v_{o2}(t_1) - v_{o2}(t_2)}{t_1} = \frac{I_o}{C}$$

$$\frac{v_i(t_1) + k[v_{oi}(t_1) - v_i(t_1)] - \{v_i(t_2) + k[v_{oi}(t_2) - v_i(t_2)]\}}{t_1} = \frac{I_o}{C} \quad (4.1)$$

แต่ $v_{oi}(t_1) = V_{SAT+}$ และ $v_{oi}(t_2) = V_{SAT-}$ ดังนั้นจากสมการ (4.1) จะได้

$$v_i(t_1) + k[V_{SAT+} - v_i(t_1)] - v_i(t_2) - k[V_{SAT-} - v_i(t_2)] = \frac{t_1 I_o}{C_1} \quad (4.2)$$

และถ้าหากพิจารณาว่า แรงดันอิมพัลส์ตัวด้านบน (V_{SAT+}) และแรงดันอิมพัลส์ตัวด้านล่าง (V_{SAT-}) มีขนาดเท่ากัน เหมือนกับสมการ (3.10) ในบทที่ 3 ดังนั้นจากสมการ (4.2)

$$[v_i(t_1) - v_i(t_2)](1 - k) + 2kV_{SAT} = \frac{t_1 I_o}{C}$$

โดยที่ $I_o = \frac{V_{SAT}}{R_3}$ ดังนั้น

$$t_1 = \frac{R_3 C}{V_{SAT}} [(1 - k)[v_i(t_1) - v_i(t_2)] + 2kV_{SAT}]$$

$$t_1 = 2kR_3 C \left[1 + \frac{(1 - k)[v_i(t_1) - v_i(t_2)]}{2kV_{SAT}} \right] \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากค่าของ t_1 ในสมการ (4.3) พบว่าค่าเวลา t_1 นั้นขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุต v_i ซึ่งเป็นสัญญาณขาเข้าสารนั่นเอง

ในทำนองเดียวกันเมื่อพิจารณาช่วงเวลา t_2 ซึ่งเป็นช่วงที่สัญญาณ PWM เกิดแรงดันอิมพัลส์ช่วงลบ (V_{SAT-}) ก็จะได้

$$v_i(t_2) + k[V_{SAT-} - v_i(t_2)] - v_i(t_1) - k[V_{SAT+} - v_i(t_1)] = \frac{t_2 I_o}{C}$$

และพิจารณาว่า แรงดันอิมพัลส์ด้านบวก (V_{SAT+}) และแรงดันอิมพัลส์ด้านลบ (V_{SAT-}) มีขนาดเท่ากัน เช่นเดียวกัน ในที่สุดจะได้

$$t_2 = 2kR_3C \left[1 - \frac{(1-k)[v_i(t_2) - v_i(t_1)]}{2kV_{SAT}} \right] \quad (4.4)$$

ดังนั้นค่าคาบเวลาของสัญญาณเอาต์พุต PWM (T) สามารถหาได้จากผลรวมของ t_1 และ t_2 จากสมการ (4.3) และ (4.4) นั่นคือ

$$T = t_1 + t_2 = 4kR_3C \left\{ 1 + \frac{(1-k)}{2kV_{SAT}} [v_i(t_1) - v_i(t_2) - v_i(t_2) + v_i(t_1)] \right\}$$

$$T = 4kR_3C \left\{ 1 + \frac{(1-k)}{2kV_{SAT}} [2v_i(t_1) - 2v_i(t_2)] \right\}$$

ดังนั้น

$$T = 4kR_3C \left\{ 1 + \frac{1-k}{kV_{SAT}} [v_i(t_1) - v_i(t_2)] \right\} \quad (4.5)$$

โดยที่

$$k = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.6)$$

จากสมการของค่าคาบเวลาในสมการ (4.5) สังเกตเห็นได้อย่างชัดเจนว่า ค่าคาบเวลาของสัญญาณเอาต์พุต PWM นั้นจะขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้าสารอินพุต $v_i(t)$ ดังนั้นถ้าสัญญาณอินพุตเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่เปลี่ยนแปลงอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับความถี่ของคลื่นพาส์สัญญาณสามเหลี่ยม เทอมของ $[v(t_1) - v_i(t_2)]$ สามารถละทิ้งไปได้ นั่นคือ ค่าคาบเวลาของสัญญาณ PWM สามารถประมาณได้เป็น

$$T = 4kR_3C \quad (4.7)$$

ดังนั้น เมื่อแทนค่า k ตามสมการ (4.6) จะได้ค่าความถี่ของสัญญาณ PWM เป็น

$$f = \frac{R_1 + R_2}{4R_1R_3C} \quad (4.8)$$

จากสมการ (4.8) พบว่า ความถี่ของสัญญาณ PWM ในกรณีที่ความถี่ของสัญญาณพาส์มีค่ามากกว่าสัญญาณข่าวสารมาก ๆ (โดยปกติมากกว่า 10 เท่า) จะมีค่าเท่ากับความถี่ของสัญญาณรูปคลื่นเอวต์พุตของวงจรให้กำเนิดสัญญาณที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 (พิจารณาสมการ (3.16))

สำหรับค่าแอมพลิจูดจากยอดถึงยอดของสัญญาณผลรวมระหว่างสัญญาณข่าวสารอินพุตและสัญญาณพาส์ $v_{o2(p-p)}$ ขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณข่าวสารอินพุต $v_i(t)$ ตามสมการ (4.9)

$$v_{o2(p-p)} = k[\pm V_{SAT}] + (1-k)v_i(t) \quad (4.9)$$

จากสมการ (4.8) และ (4.9) พบว่า การปรับเปลี่ยนความถี่สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า R_3 หรือ C ซึ่งจะไม่ส่งผลต่อแอมพลิจูดของ $v_{o2}(t)$ ส่วนแอมพลิจูดของ $v_{o2}(t)$ นั้นสามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า k

สัญญาณเอวต์พุต PWM $v_{o3}(t)$ เกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณ $v_{o2}(t)$ และระดับสัญญาณอ้างอิง โดยสัญญาณ $v_{o3}(t)$ นี้จะมีค่าเป็น V_{SAT+} หรือ V_{SAT-} ตามเงื่อนไข

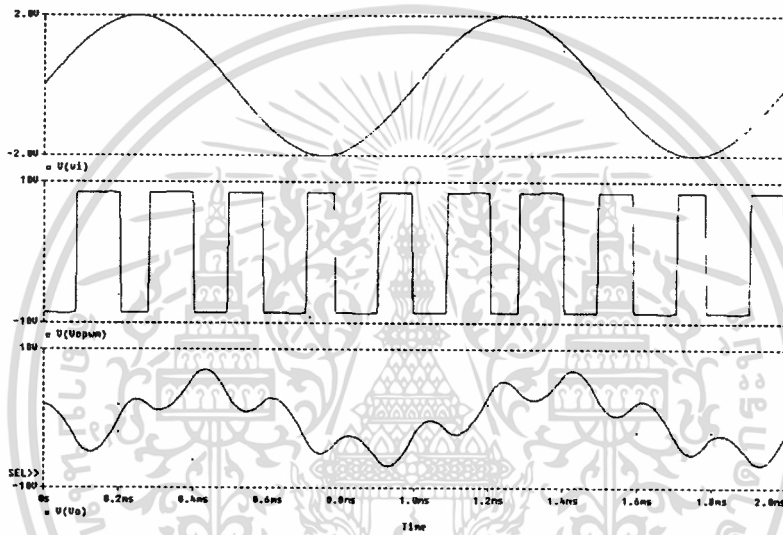
$$v_{o3}(t) = \begin{cases} +V_{SAT} & , v_{o2}(t) > V_{REF} \\ -V_{SAT} & , v_{o2}(t) < V_{REF} \end{cases} \quad (4.10)$$

เมื่อ V_{REF} คือ ระดับสัญญาณอ้างอิง (Reference level) ที่สามารถปรับค่าดิวิตีแฟกเตอร์ได้ตามต้องการ กล่าวคือ ถ้าต้องการค่าดิวิตีแฟกเตอร์มากขึ้น ในขณะที่สัญญาณอินพุตมีค่าเท่าเดิม ก็ทำการปรับลด V_{REF} หรือถ้าต้องการค่าดิวิตีแฟกเตอร์ลดลง ก็ทำการปรับเพิ่ม V_{REF}

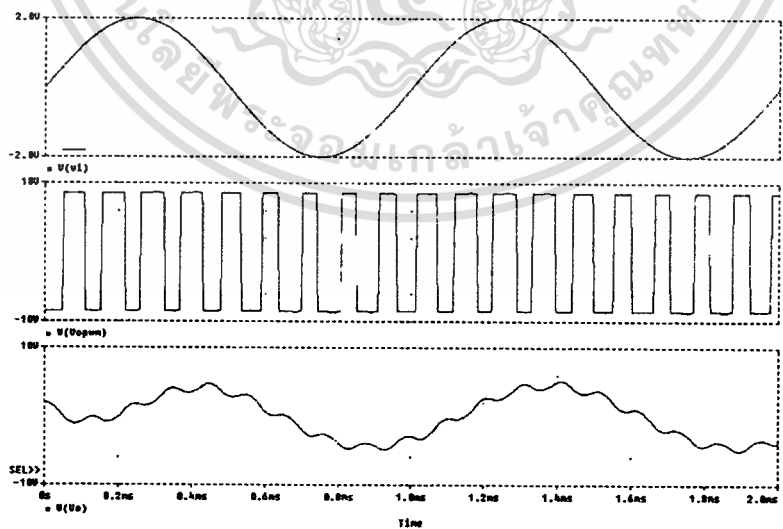
4.3 ผลการเลียนแบบและผลการทดลอง

เพื่อแสดงให้เห็นว่าหลักการและแนวความคิดของวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่ได้เสนอมีความถูกต้องและเป็นจริง จึงได้พิสูจน์ในขั้นต้นด้วยการเลียนแบบโดยใช้โปรแกรม PSpice ใช้วงจรไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามโครงสร้างในรูปที่ 4.5 ออปแอมป์ทั้งสองตัวเป็น LF351 ส่วนวงจรสายพานกระแสร่นที่สองใช้เบอร์ AD844 เช่นเดียวกับในบทที่ 3 และในการเลียนแบบนี้ได้กำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz แอมพลิจูด 2 V ส่วนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาร์สามเหลี่ยมมีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 5,10,30,50 และ 100kHz และกำหนดระดับสัญญาณอ้างอิงเป็น 0 V นอกเหนือจากนี้ยังได้ทำการพิสูจน์ด้วยว่าสัญญาณเอาต์พุต PWM ที่สร้างขึ้นมีความถูกต้องและแม่นยำ โดยได้ทำการติ่มอดูเลตสัญญาณ PWM ดังกล่าว ด้วยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา [31] ผลการเลียนแบบดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งสัญญาณด้านบนสุดคือสัญญาณข่าวสาร สัญญาณเส้นกลางคือสัญญาณ PWM และสัญญาณเส้นล่างสุดจะเป็นสัญญาณข่าวสารที่กู้คืนมาได้โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ



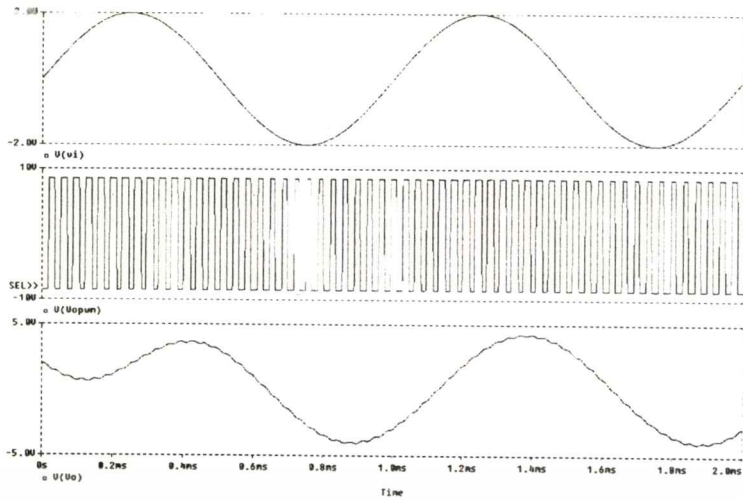
(ก)



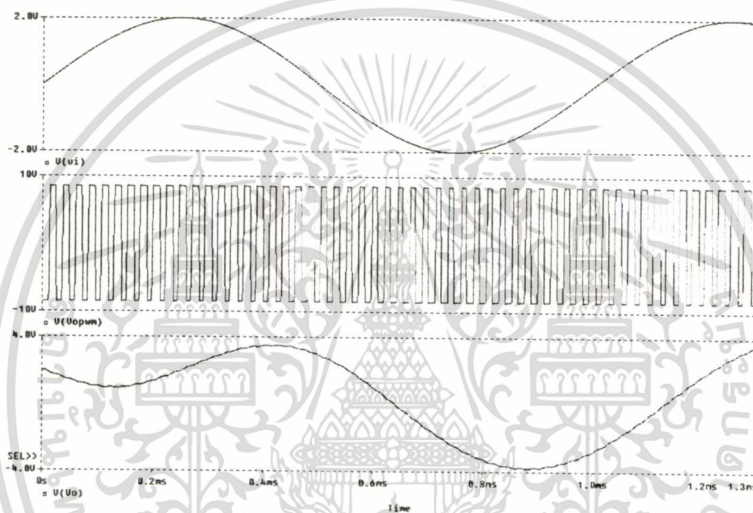
(ข)

รูปที่ 4.6 ผลการเลียนแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM เมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz แอมพลิจูด 2 V และความถี่พาร์สามเหลี่ยมมีค่าเป็น

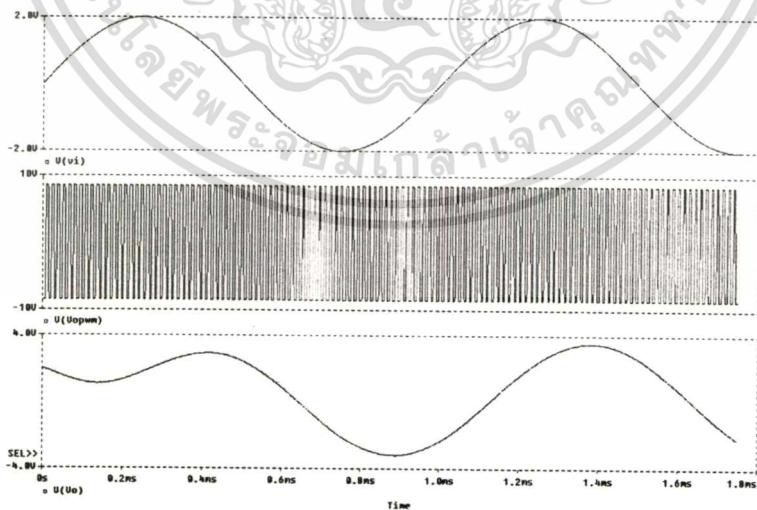
เอกสารนี้เป็น (ก) 5 kHz (ข) 10 kHz (ค) 30 kHz (ง) 50 kHz (จ) 100 kHz ทั่วไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)



(ง)



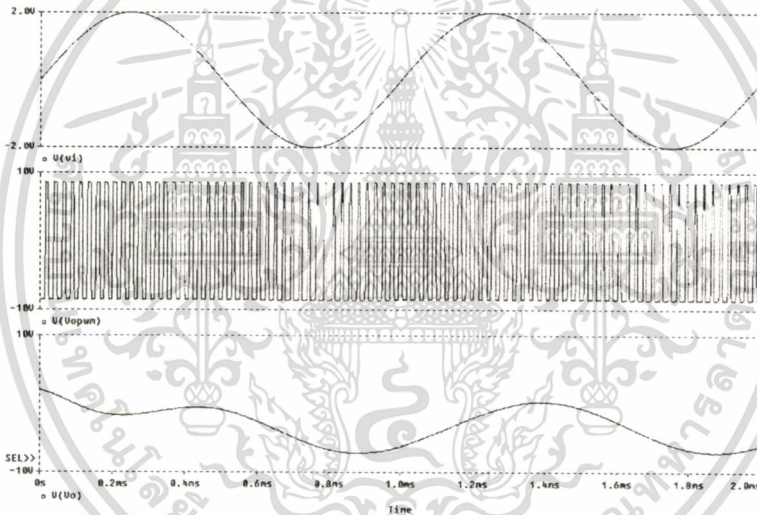
(จ)

รูปที่ 4.6 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

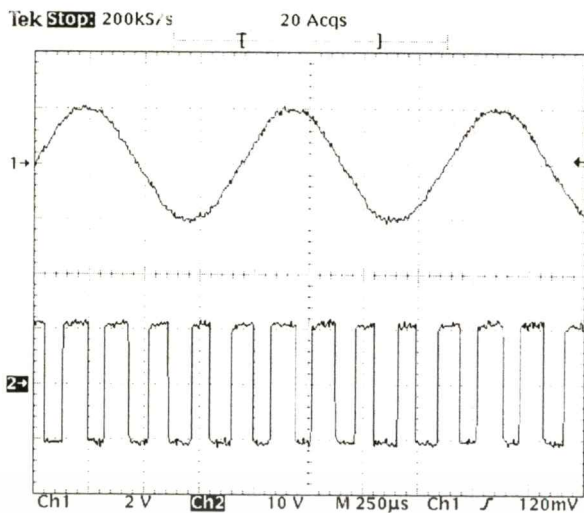
จากผลการเลียนแบบในรูปที่ 4.6 จะเห็นว่า สามารถยืนยันในขั้นต้นได้ว่า หลัการและวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่ได้นำเสนอนี้ สามารถสร้างสัญญาณได้จริงและมีความถูกต้อง เป็นไปตามความคาดหวัง พิสูจน์ได้จากสัญญาณข่าวสารที่กู้คืนคืนมาได้ แต่ที่ความถี่สัญญาณพาห้มีค่าต่ำจะสังเกตได้ว่า สัญญาณข่าวสารที่กู้คืนมาได้จะมีความผิดเพี้ยน เนื่องจากสาเหตุ 2 ประการคือ ความถี่ของสัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาห้ที่อยู่ใกล้กันมากทำให้วงจรกรองความถี่ต่ำไม่สามารถแยแยะสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์ และอีกประการหนึ่งคือ สัญญาณข่าวสารช่วงความถี่นี้ถือว่ายังเปลี่ยนแปลงเร็วเมื่อเทียบกับสัญญาณพาห้ ทำให้จากสมการ (4.5) เทอมของ $[v_i(t_1) - v_i(t_2)]$ ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดขึ้นกับสัญญาณ PWM แต่โดยทั่วไปแล้ว มักนิยมกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณพาห้มีค่ามากกว่าความถี่ของสัญญาณข่าวสาร 10 เท่าขึ้นไป [32-33]

ส่วนการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอ้างอิง จะทำให้สัญญาณ PWM ที่ได้เปลี่ยนแปลงไป แต่เมื่อกู้คืนมาก็ยังคงได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาอย่างเดิม เพียงแต่ระดับของสัญญาณเปลี่ยนแปลงเท่านั้น ดังแสดงตัวอย่างดังรูปที่ 4.7

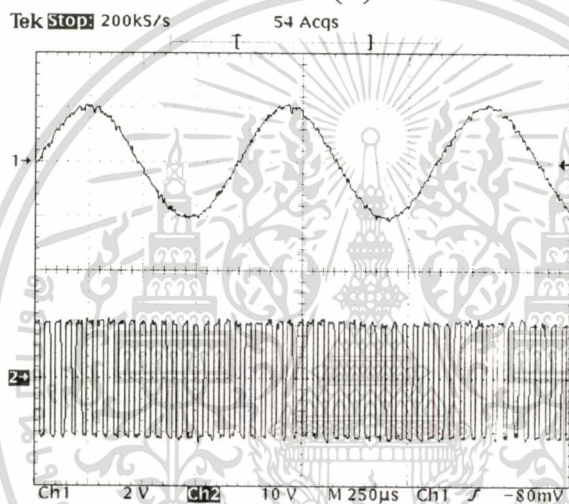


รูปที่ 4.7 ผลการเลียนแบบ เมื่อมีระดับสัญญาณอ้างอิงมีค่า 1 V และความถี่สัญญาณพาห้ 50 kHz พบว่าสัญญาณข่าวสารที่กู้คืนได้จะมีการยกระดับสัญญาณ

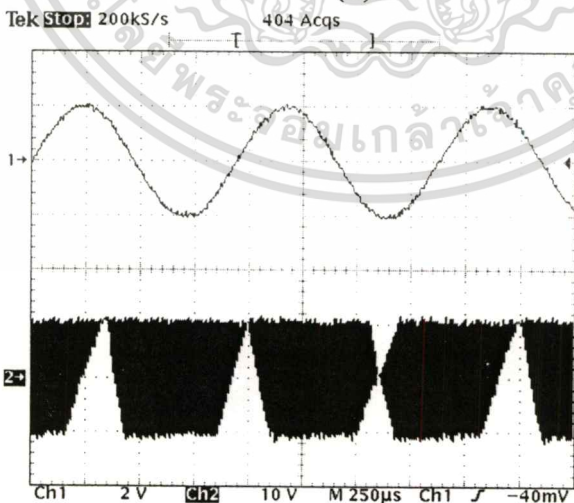
เพื่อเป็นการแสดงให้เห็นในขั้นสุดท้ายว่า หลัการและวงจรดังที่ได้นำเสนอสามารถนำไปต่อใช้งานในทางปฏิบัติได้จริง จึงได้ทำการทดลองต่อวงจรที่มีโครงสร้างตามรูปที่ 4.5 เช่นเดียวกับในการเลียนแบบ กำหนดให้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 1 kHz แอมพลิจูด 2 V ส่วนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้สามเหลี่ยมมีค่าเปลี่ยนแปลงเป็น 5, 20 และ 100kHz และกำหนดระดับสัญญาณอ้างอิงเป็น 0 V แสดงผลดังรูปที่ 4.8(ก-ค) ตามลำดับ โดยสัญญาณเส้นบนสุดเป็นสัญญาณข่าวสารและสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นมาได้



(ก)



(ข)



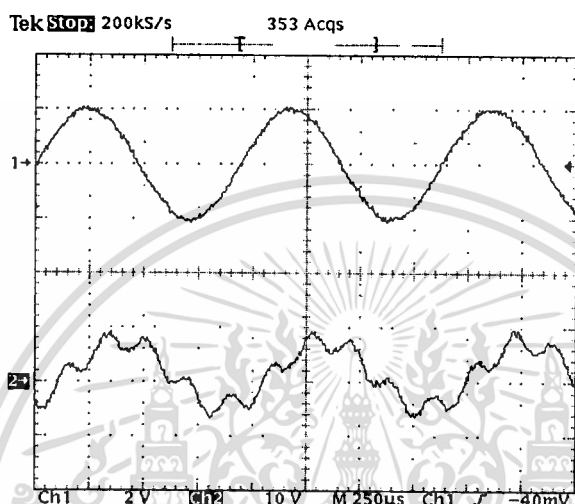
(ค)

รูปที่ 4.8 ผลการทดลองของวงจรสร้างสัญญาณ PWM เมื่อความถี่สัญญาณพาห้มีค่าเป็น

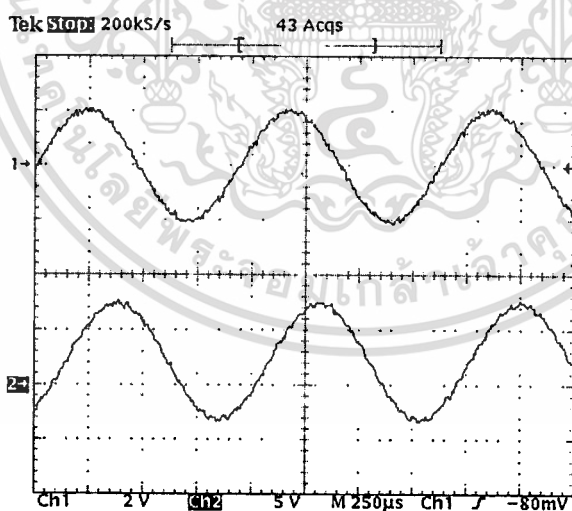
(ก) 5 kHz (ข) 20 kHz (ค) 100 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกเหนือจากนี้ยังได้ทำการพิสูจน์ด้วยเช่นกันว่า สัญญาณเอาต์พุต PWM ที่ผลิตขึ้นมาได้ในรูปที่ 4.8 มีความถูกต้องและแม่นยำ จึงได้ทำการตีมอดูเลตสัญญาณ PWM ดังกล่าวด้วยการใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา ได้ผลตามรูปที่ 4.9 (ก-ค) โดยสัญญาณเส้นบนสุดเป็นสัญญาณข่าวสารอินพุตของวงจร ส่วนสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณข่าวสารที่ถูกกลับคืนมาได้จากสัญญาณเอาต์พุต PWM ที่ผลิตขึ้นมา

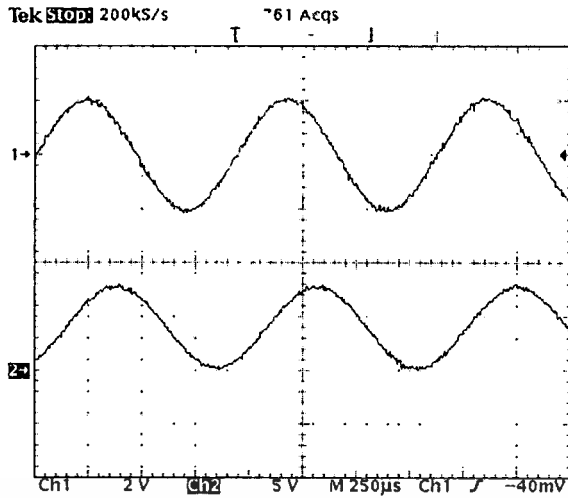


(ก)



(ข)

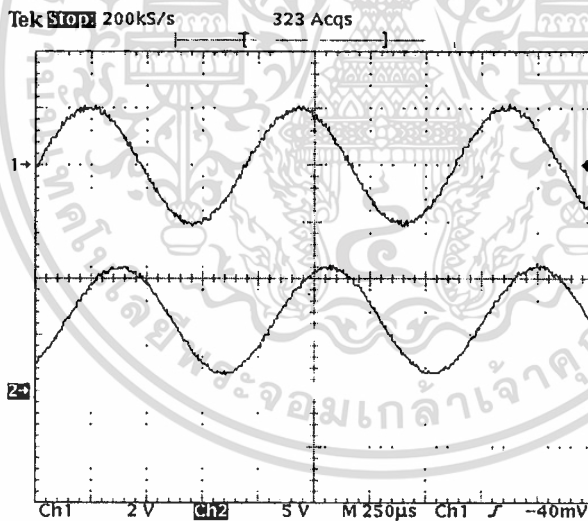
รูปที่ 4.9 ผลการทดลองการกู้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา โดยสัญญาณเส้นบนสุดเป็นสัญญาณข่าวสารอินพุตของวงจร ส่วนสัญญาณเส้นล่างคือสัญญาณข่าวสารที่ถูกกลับคืนมาได้ เมื่อความถี่สัญญาณพาหามีค่า (ก) 5 kHz (ข) 20 kHz (ค) 100 kHz



(ค)

รูปที่ 4.9 (ต่อ)

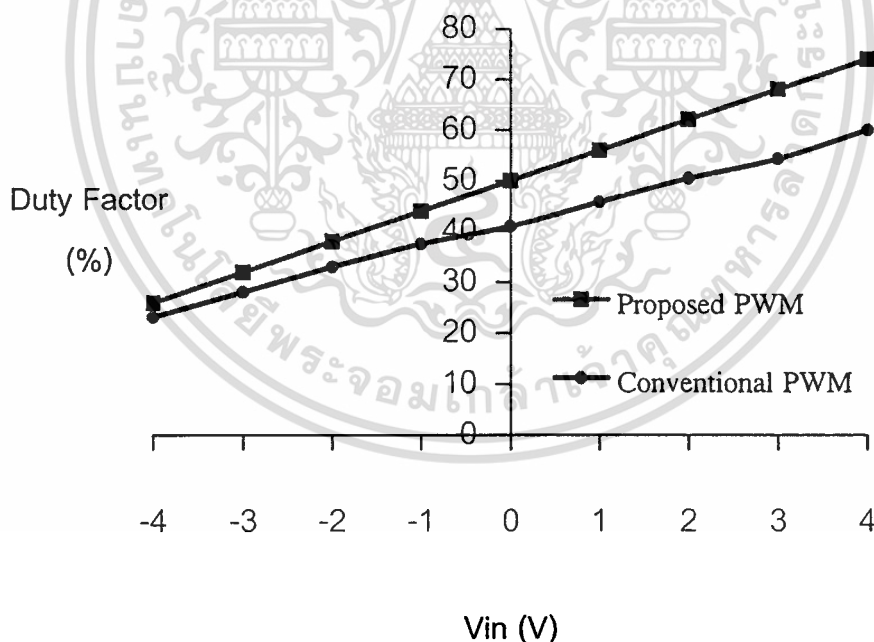
เมื่อทดลองเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณอ้างอิง ก็ได้ผลเช่นเดียวกับการเลียนแบบนั้นคือ สัญญาณขาออกที่กู้คืนได้มีรูปร่างเหมือนสัญญาณอินพุต แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 4.10



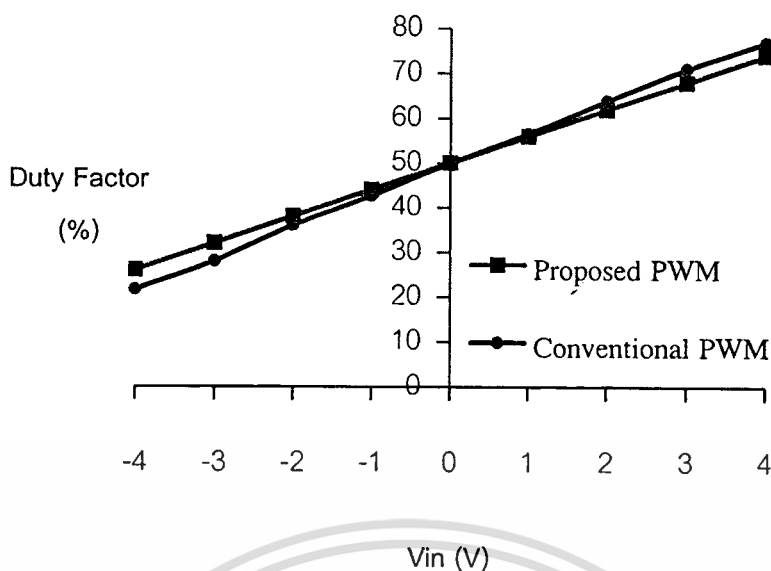
รูปที่ 4.10 ผลการทดลอง เมื่อมีระดับสัญญาณอ้างอิงมีค่า -1 V และความถี่สัญญาณพาห์ 50 kHz โดยสัญญาณเส้นบนสุดเป็นสัญญาณขาออกอินพุตของวงจร ส่วนสัญญาณเส้นล่างคือ สัญญาณขาออกที่กู้กลับคืนมาได้ พบว่าสัญญาณขาออกที่กู้คืนได้จะมีการยกกระดกสัญญาณ

การทดลองในขั้นสุดท้าย ได้ทำการทดลองเพื่อเปรียบเทียบการสร้างสัญญาณ PWM ระหว่าง วงจรแบบที่นำเสนอกับวงจรสร้างสัญญาณ PWM แบบทั่วไป ซึ่งลักษณะวงจรจะแทนวงจรสายพาน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

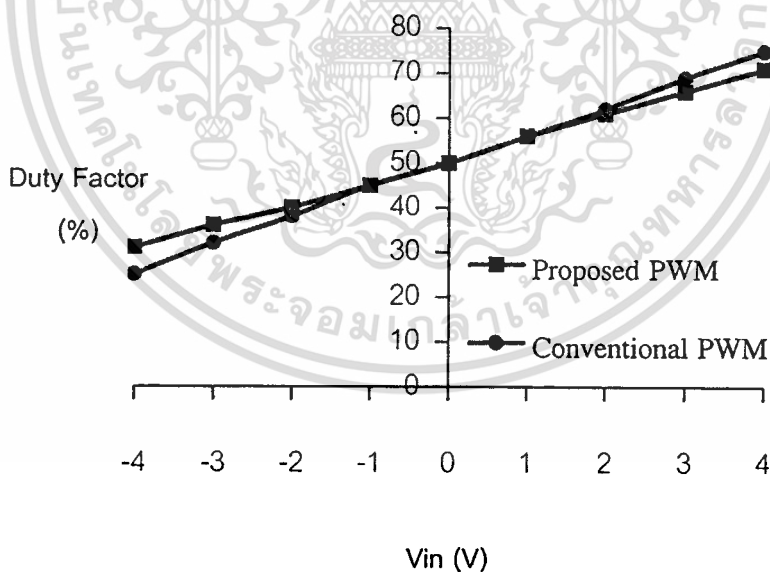
กระแสด้วยตัวต้านทานตามที่แสดงในรูปที่ 2.18 [25-26] ซึ่งในการทดลองได้กำหนดความถี่ของสัญญาณพาห้ให้มีค่าคงที่ที่ 1 kHz แล้วทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันสัญญาณอินพุต (สัญญาณข่าวสาร) เทียบกับค่าดิวิตีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุต โดยได้ผลตามรูปที่ 4.11 จะพบว่า วงจรสร้างสัญญาณ PWM แนวใหม่ที่น่าเสนอนี้ มีความเป็นเชิงเส้นกว่าแบบทั่วไป ในขณะที่แบบทั่วไปนี้ เกิดค่าผิดพลาดค่อนข้างสูง ทั้งนี้เนื่องจากสัญญาณพาห้ของวิธีเดิมจะเป็นสัญญาณรูปเอ็กโปเนนเชียล (Exponential Signal) จึงไม่มีความเป็นเชิงเส้นเมื่อเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมซึ่งผลของความไม่เป็นเชิงเส้นนี้ จะมีผลทำให้การนำสัญญาณที่มอดูเลตแล้วไปทำการดีมอดูเลตออกมาเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ และในรูปที่ 4.12 เป็นผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่พาห้จาก 1 kHz เป็น 10 kHz พบว่าวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่นำเสนอยังคงทำงานได้อย่างเป็นเชิงเส้น ส่วนย่านในการใช้งานในการเปลี่ยนแปลงค่าดิวิตีแฟกเตอร์จะแคบลง และความเป็นเชิงเส้นของเส้นกราฟวงจรสร้างสัญญาณ PWM แบบทั่วไปมีค่ามากขึ้นและค่าผิดพลาดน้อยลง และในรูปที่ 4.13 เป็นผลการทดลองเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่พาห้จาก 10 kHz เป็น 50 kHz ผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับแบบที่นำเสนอ ทั้งนี้เนื่องจากค่าความถี่สัญญาณพาห้มากขึ้นจนสามารถประมาณได้ว่าเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมได้ แต่ก็ยังคงไม่เป็นเชิงเส้นอย่างสมบูรณ์เพราะค่าความถี่ของสัญญาณ PWM แบบทั่วไปนี้จะมีค่าไม่คงที่เมื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตหรือสัญญาณข่าวสารนั่นเอง



รูปที่ 4.11 กราฟผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของสัญญาณข่าวสารและค่าดิวิตีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบที่นำเสนอและแบบทั่วไป เมื่อใช้ความถี่พาห้ 1 kHz เท่ากัน



รูปที่ 4.11 กราฟผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของสัญญาณขาเอาต์พุตและค่าดิวิตีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบที่นำเสนอและแบบทั่วไป เมื่อใช้ความถี่พาห์ 10 kHz เท่ากัน



รูปที่ 4.12 กราฟผลการทดลองความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันของสัญญาณขาเอาต์พุตและค่าดิวิตีแฟกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตในวงจรมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์แบบที่นำเสนอและแบบทั่วไป เมื่อใช้ความถี่พาห์ 50 kHz เท่ากัน

4.4 สรุปและวิจารณ์ผล

วงจรให้กำเนิดสัญญาณในบทที่ 3 สามารถนำมาประยุกต์เป็นวงจรสร้างสัญญาณ PWM ได้ โดยเพิ่มออปแอมป์เพียงตัวเดียว โดยสัญญาณมอดูเลตแบบความกว้างพัลส์ (PWM) นั้น มีการนำไปใช้งานอย่างกว้างขวาง วงจรที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณนี้อยู่ในรูปของวงจรรวมไอซี พบว่ามีโครงสร้างที่ซับซ้อน ส่วนการสร้างสัญญาณ PWM อย่างง่ายโดยทั่วไปใช้หลักการของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน สัญญาณพาห้จึงมีรูปสัญญาณเอ็กโปเนนเชียล ซึ่งไม่มีความเป็นเชิงเส้นเหมือนสัญญาณสามเหลี่ยม ส่งผลให้เมื่อนำสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว ไปทำการตีมอดูเลตเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา สัญญาณข่าวสารที่ได้จะมีค่าผิดพลาด แต่หลักการของวงจรที่น่าเสนอเป็นวงจรสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้หลักการของวงจรสายพานกระแส เพื่อเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสไปประจุที่ตัวเก็บประจุ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุจึงเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมและต่อร่วมกับวงจรออสซิลเลเตอร์แบบรีแลกเซชัน วงจรจึงมีโครงสร้างน้อยเนื่องจากการรวมภาคต่างๆไว้ในวงจรเดียว สามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมหรือไอซีได้ การปรับแต่งค่าความถี่สัญญาณพาห้และระดับสัญญาณอ้างอิงทำได้โดยง่าย ผลการเลียนแบบและทดลองต่อวงจรจริง พบว่าวงจรสามารถสร้างสัญญาณ PWM ได้อย่างถูกต้อง ยืนยันได้จากสัญญาณข่าวสารที่ถูกกลับคืนมาได้ นอกจากนี้สัญญาณที่ได้ยังมีความเป็นเชิงเส้นระหว่างแอมพลิจูดสัญญาณข่าวสารและค่าดิวิตีแฟกเตอร์ และแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้ก็เป็นอิสระต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่พาห้ด้วย

บทที่ 5

วงจรรักษาและคุณภาพของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม

5.1 กล่าวนำ

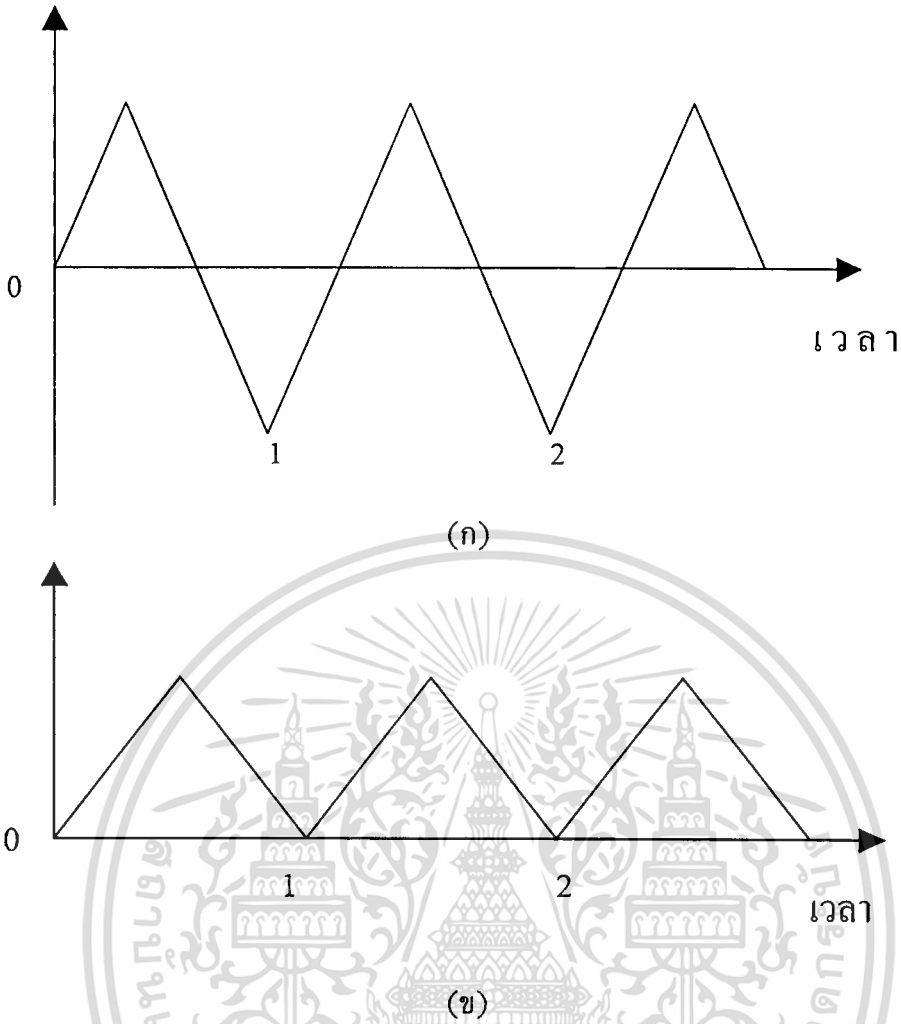
หลังจากที่ได้นำเสนอวงจรให้กำเนิดสัญญาณ และการประยุกต์ใช้วงจรให้กำเนิดสัญญาณในการสร้างสัญญาณ PWM ไว้ในบทที่ 3 และบทที่ 4 ตามลำดับแล้ว ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึง โครงสร้างของวงจรรักษาและคุณภาพของสัญญาณแบบใหม่ เนื่องจากการใช้งานสัญญาณทางไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปแล้วได้แก่ สัญญาณรูปคลื่นซายน์ สัญญาณสี่เหลี่ยม และสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งสัญญาณเหล่านี้มีความจำเป็นต่อทุกระบบ และในบางครั้งจะต้องมีการปรับเปลี่ยนสัญญาณนั้นให้ได้แอมพลิจูดและคุณภาพที่ต้องการ ในส่วนของแอมพลิจูดนั้นสามารถปรับแต่งได้โดยง่ายจากการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายของวงจรรักษาแรงดัน แต่ในส่วนของคุณภาพที่ต้องการใช้วงจรพิเศษที่ซับซ้อนขึ้นปรับแต่งคุณภาพ ซึ่งแต่ละสัญญาณมีรูปแบบแตกต่างกันไป กรณีที่สัญญาณนั้นเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม การคุณภาพที่อาจทำได้โดยการใช้วงจรค่าสัมบูรณ์ (Absolute value circuit) ส่วนการหารความถี่นั้นตามปกติจะทำได้ยากกว่า ซึ่งปกติจะกระทำโดยการแปลงสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม จากนั้นจึงใช้วงจรรักษาความถี่สี่เหลี่ยม วิธีหนึ่งที่ทำได้โดยง่ายคือใช้วงจรฟลิป-ฟลอป (Flip-Flop) สุดท้ายจึงนำสัญญาณนี้ไปแปลงกลับเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ซึ่งวงจรส่วนนี้มีข้อเสียคือ หากมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุต จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ต่ำๆ [34-35]

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้นำเสนอโครงสร้างของวงจรรักษาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่ที่ไม่ใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ จากผลการทดลอง โครงสร้างนี้สามารถทำการความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมได้ในย่านกว้างทั้งความถี่และแอมพลิจูด นอกจากนี้ยังได้นำเสนอหลักการของวงจรรักษาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช้วงจรค่าสัมบูรณ์อีกด้วย สำหรับทั้งสองหลักการนี้หากใช้อุปกรณ์ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงก็จะทำการคุณภาพและหารความถี่ที่ความถี่สูงๆได้

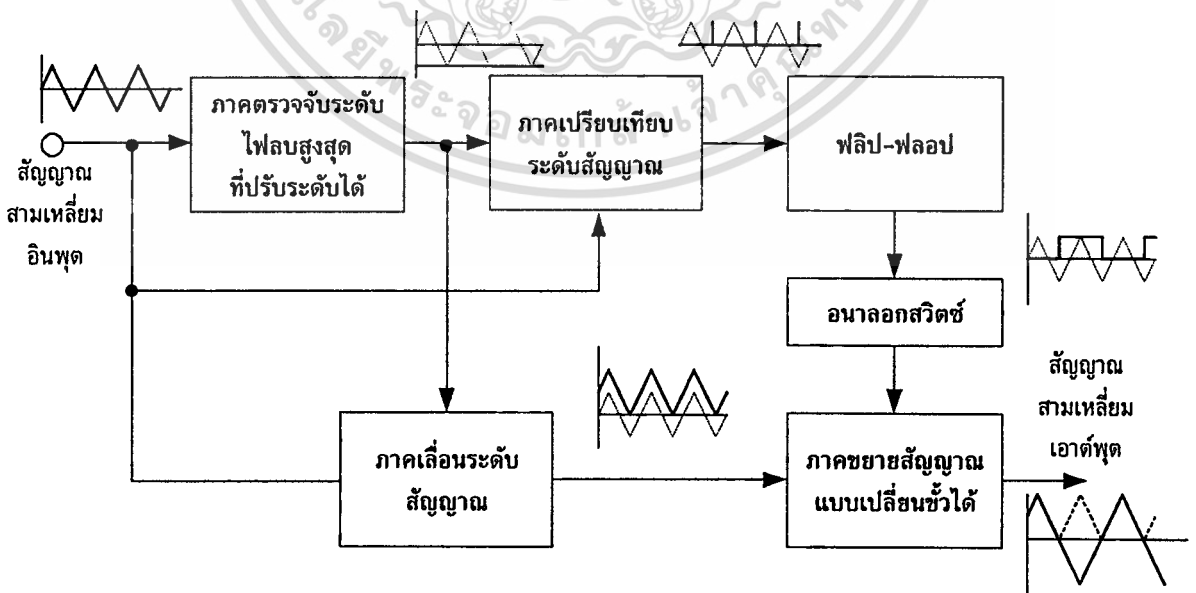
5.2 หลักการของวงจร

5.2.1 โครงสร้างวงจรรักษาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

เมื่อพิจารณาสัญญาณสามเหลี่ยมลักษณะต่าง ๆ ดังในรูปที่ 5.1 ทั้งในรูปที่ 5.1(ก) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่มีส่วนประกอบของไฟตรง และในรูปที่ 5.1(ข) ที่มีส่วนประกอบของไฟตรงด้วย จะเห็นว่าจากทั้งสองรูป ถ้าสามารถกลับทิศทางของสัญญาณสามเหลี่ยมในส่วนที่ 1 ถึงส่วนที่ 2 ได้ จะทำให้ได้สัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกหารความถี่ให้น้อยลงไปสองเท่า จากแนวความคิดนี้ จึงได้ทำการออกแบบโครงสร้างของวงจรรักษาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 5.2



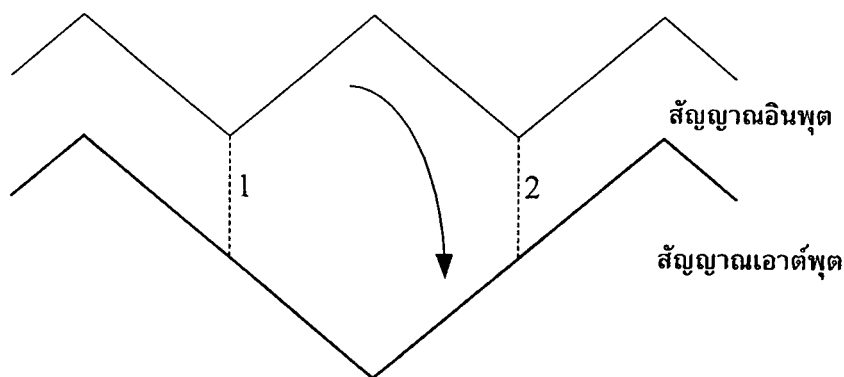
รูปที่ 5.1 สัญญาณสามเหลี่ยมรูปแบบต่างๆ



รูปที่ 5.2 โครงสร้างของวงจรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

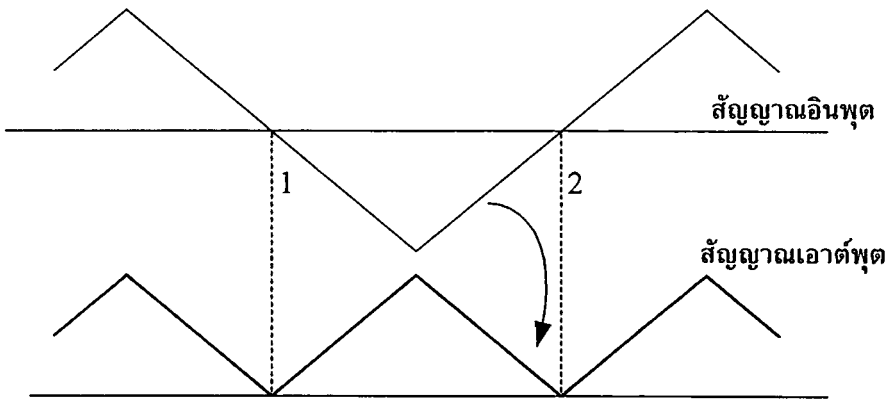


รูปที่ 5.3 แนวคิดในการหารความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม

จากรูปที่ 5.2 เมื่อมีสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยมเข้ามาที่อินพุต สัญญาณนี้จะผ่านวงจรตรวจจับโพลสูงสุด และนำไปเปรียบเทียบแรงดันกับสัญญาณอินพุต ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันเป็นสัญญาณพัลส์ช่วงเวลาสั้นๆ ที่จุด 1 และ 2 ของรูปที่ 5.1 สัญญาณนี้เมื่อนำไปผ่านฟลิป-ฟลอป จะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงที่จุด 1 และ 2 สลับกันไปตลอดเวลา เราได้ใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมนี้ไปผ่านอนาล็อกสวิตช์ เพื่อใช้ควบคุมการเปลี่ยนสภาวะการทำงานของวงจรขยาย จากแบบไม่กลับขั้ว (Non-inverting Amplifier) เมื่อสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นแรงดันต่ำ มาเป็นแบบกลับขั้ว (Inverting Amplifier) เมื่อสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นแรงดันสูง โดยสัญญาณอินพุตของวงจรขยายที่เปลี่ยนแปลงขั้วได้นี้ จะมาจากการยกระดับของสัญญาณอินพุตด้วยค่าแอมพลิจูดของอินพุตที่รับมาจากวงจรตรวจจับแรงดันโพลสูงสุดนั่นเอง ทั้งนี้เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตจึงเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่น้อยกว่าเดิมสองเท่า ดังแสดงในรูปที่ 5.3 ตามโครงสร้างในรูปที่ 5.2 นี้จะพบอีกว่า โครงสร้างวงจรสามารถทำการหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมได้ทั้งที่มีลักษณะตามรูปที่ 5.1(ก) หรือ 5.1(ข) และทำงานได้ในช่วงความถี่และแอมพลิจูดที่กว้าง เนื่องจากไม่มีการใช้อุปกรณ์ที่ทำงานขึ้นอยู่กับการคาบเวลา

5.2.2 โครงสร้างวงจรคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

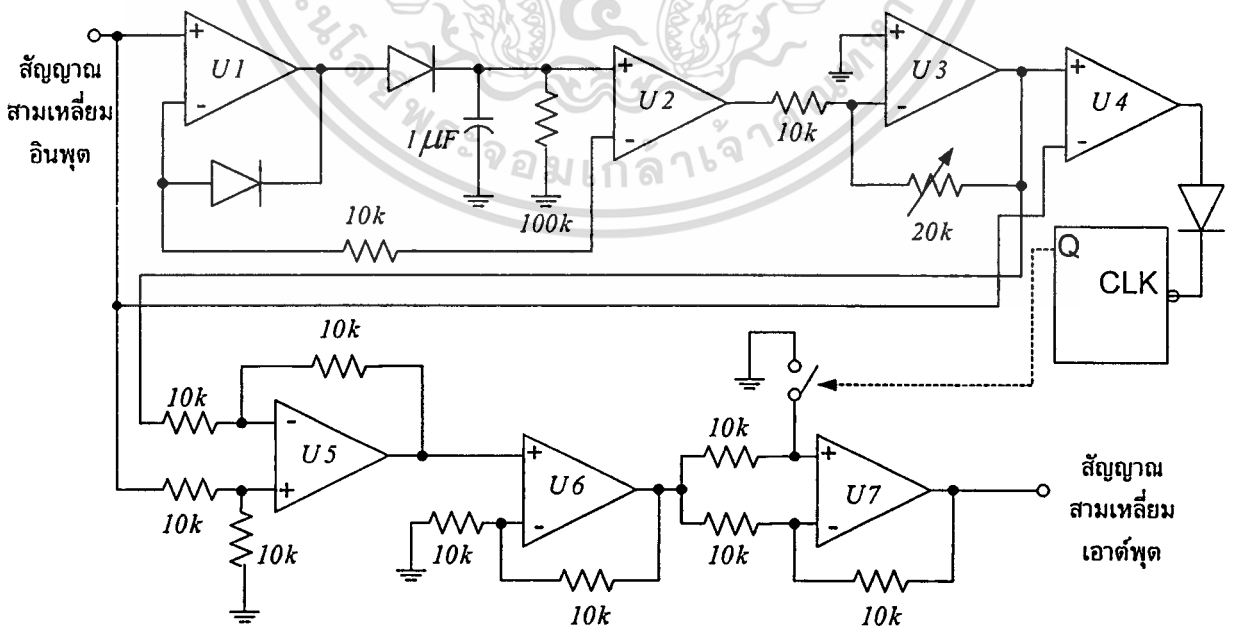
พิจารณาสัญญาณสามเหลี่ยมอีกครั้งในรูปที่ 5.4 พบว่าถ้าเราสามารถตรวจจับสัญญาณสามเหลี่ยมในช่วงลบ แล้วกลับขั้วให้ขึ้นไปในช่วงแรงดันบวกได้ ซึ่งสามารถทำได้โดยง่าย ด้วยการใช่วงจรค่าสัมบูรณ์หรืออีกชื่อคือ วงจรเรียงกระแสแบบแม่นยำ (Precision rectifier circuit) ซึ่งได้มีการวิจัยกันอย่างกว้างขวางเพื่อให้มันสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงๆ [36-38] ดังนั้นโครงสร้างของวงจรคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแสดงดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.4 แนวคิดในการลดความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม



รูปที่ 5.5 โครงสร้างของวงจรลดความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่



รูปที่ 5.6 วงจรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

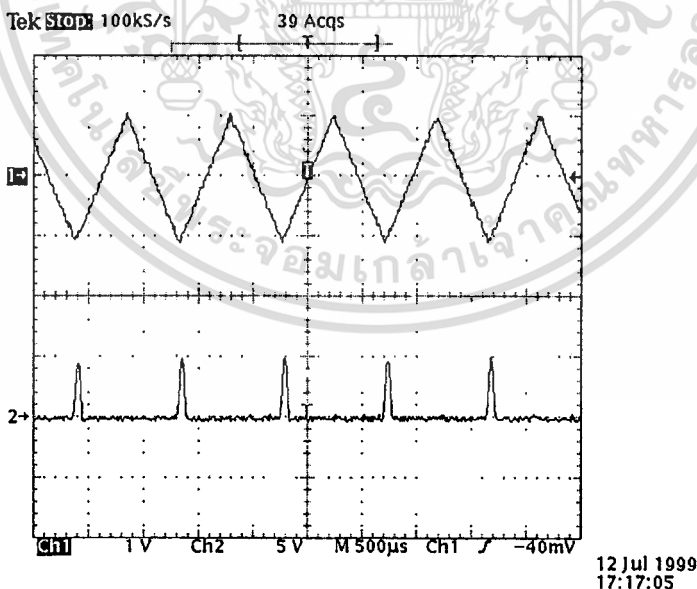
5.3 ผลการทดลอง

เพื่อเป็นการยืนยันว่า โครงสร้างวงจรหารความถี่และคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมที่ได้นำเสนอสามารถทำงานได้จริง จึงได้ทำการต่อวงจรทดลองและบันทึกผลของโครงสร้างทั้งสอง

5.3.1 วงจรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

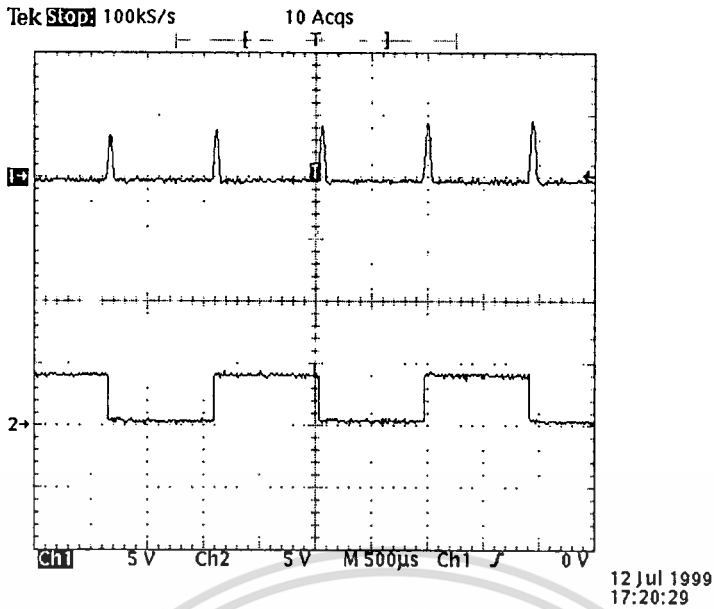
ลักษณะวงจรแสดงในรูปที่ 5.6 โดย U1 และ U2 ต่อเป็นวงจรตรวจจับระดับสัญญาณไฟบวกสูงสุด โดยมีการต่อ R 100k ขนานกับ C 1uF เพื่อให้ไม่ต้องคายประจุในกรณีที่เปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดสัญญาณอินพุตจากมากไปน้อย แล้วผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับขั้วโดย U3 โดยสามารถปรับระดับสัญญาณที่ R 20k ได้ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่หรือแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยมอินพุตมาก ๆ เพื่อให้วงจรเปรียบเทียบระดับสัญญาณกับสัญญาณอินพุตโดย U4 สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงให้ฟลิป-ฟล็อปสร้างพัลส์ได้ ส่วน U5 ต่อเป็นวงจรเลื่อนระดับสัญญาณ ซึ่งเป็นการนำเอาระดับสัญญาณไฟลบสูงสุดที่ได้จากเอาต์พุตของ U3 มาทำการลบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้น สัญญาณเอาต์พุตของ U5 จึงเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมเหมือนกับอินพุตแต่ถูกยกกระดับขึ้นไปให้มีระดับต่ำสุดอยู่ที่ศูนย์โวลต์ เมื่อนำสัญญาณนี้ไปผ่านวงจรขยายแบบเปลี่ยนขั้วได้โดย U6 และ U7 ซึ่งสามารถควบคุมที่อนาล็อกสวิตช์ จึงได้สัญญาณสามเหลี่ยมเอาต์พุตที่มีความถี่น้อยกว่าอินพุตสองเท่า

ผลการทดลองของวงจรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นนี้ โดยในการทดลองนี้ได้ใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 ในขั้นแรกได้กำหนดสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุตมีความถี่อินพุตมีค่า 1kHz แอมพลิจูด 1 V_p ได้ผลการทดลองแสดงในรูปที่ 5.7

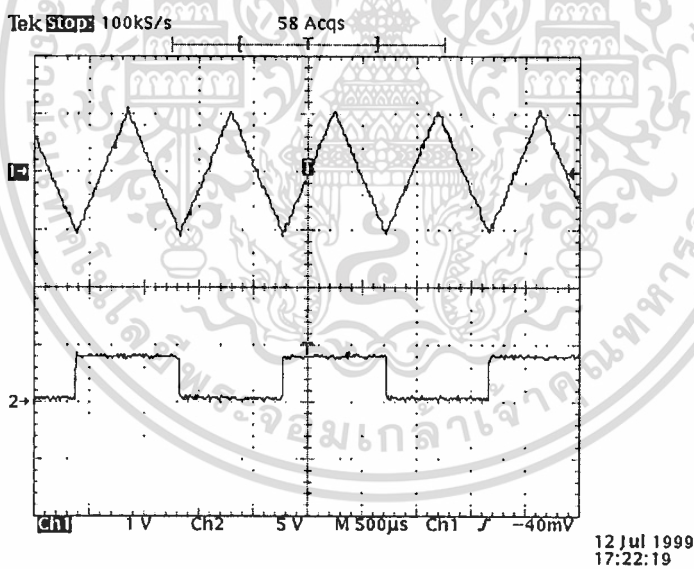


รูปที่ 5.7 (ก) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต สัญญาณล่างคือเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดัน

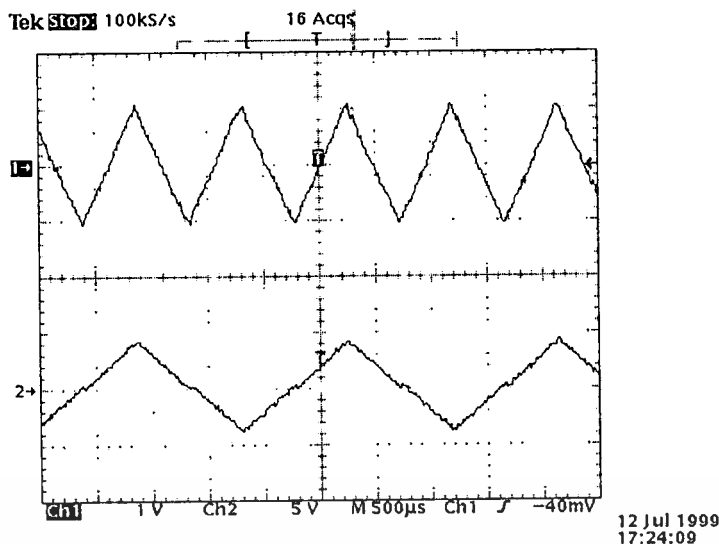
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 (ข) สัญญาณบนเป็นอินพุตที่มาจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อสัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป

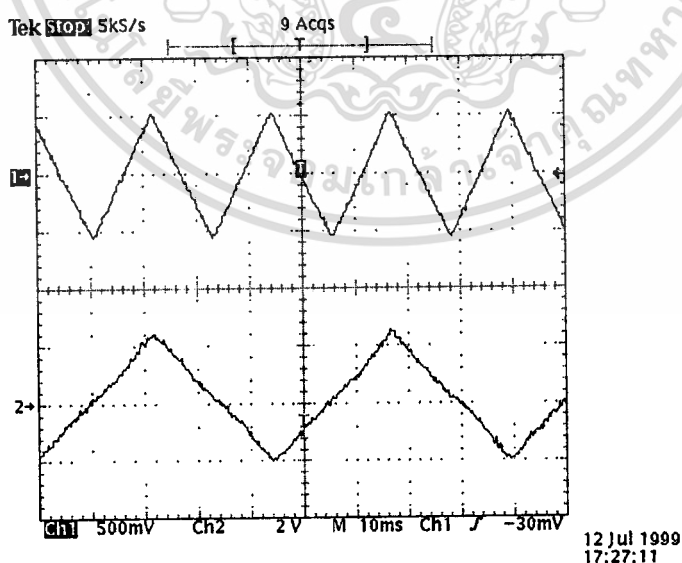


รูปที่ 5.7 (ค) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต เมื่อเทียบกับสัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป



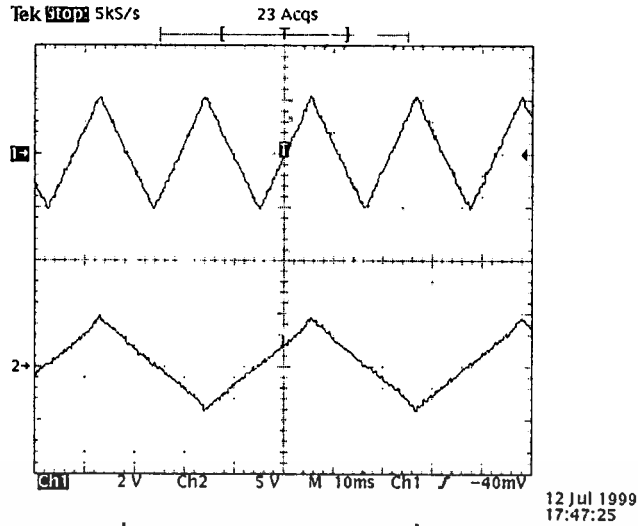
รูปที่ 5.7 (ง) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต เมื่อเทียบกับสัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของวงจร

นอกจากนี้ยังได้ทดลองปรับความถี่และแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตไปที่ค่าต่างๆ เพื่อศึกษาพฤติกรรมของวงจร ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดหรือความถี่ของสัญญาณอินพุตต่างจากค่าเดิมมากๆ ต้องมีการปรับค่าตัวต้านทาน 20k เพื่อให้วงจรเปรียบเทียบกับแรงดันสามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงให้ฟิลิป-ฟลอปสร้างพัลซ์ได้ทันที ซึ่งได้ผลตามที่แสดงในรูปที่ 5.8 โดยสัญญาณบนเป็นสัญญาณอินพุตและสัญญาณด้านล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร

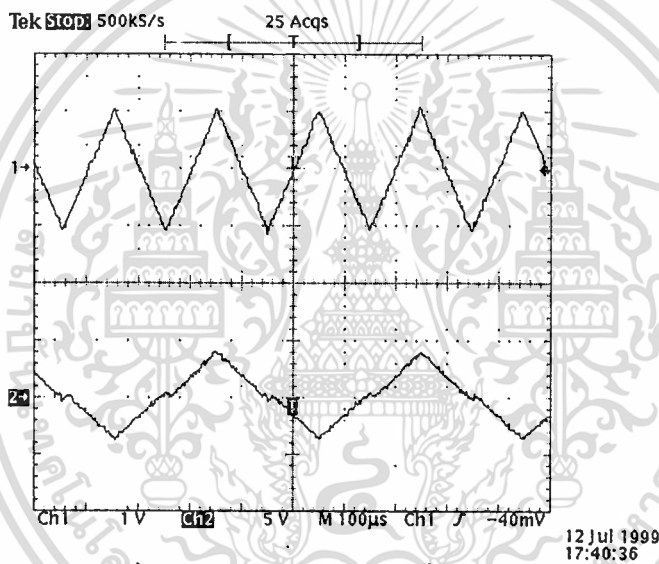


รูปที่ 5.8 (ก) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 0.5V

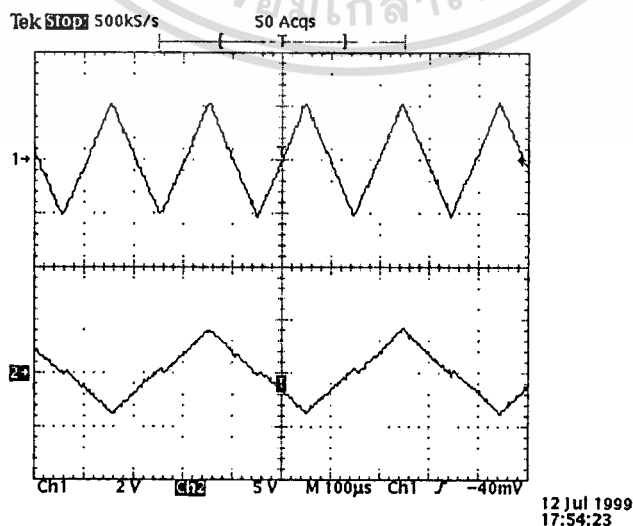
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 (ข) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 2V



รูปที่ 5.8 (ค) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 5kHz และแอมพลิจูด 1V



รูปที่ 5.8 (ง) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 5kHz และแอมพลิจูด 2V

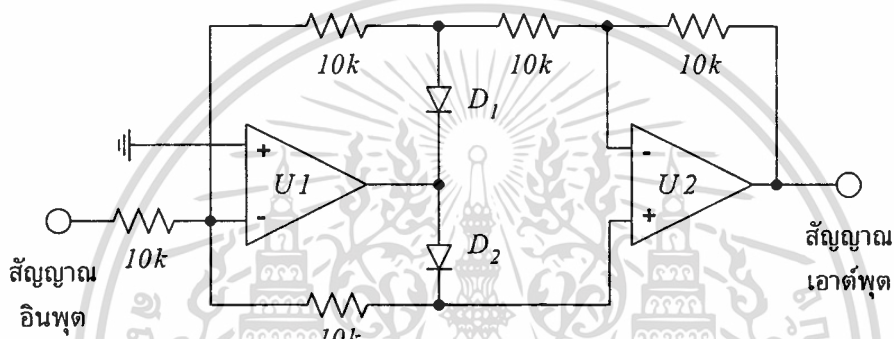
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกิจกรรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

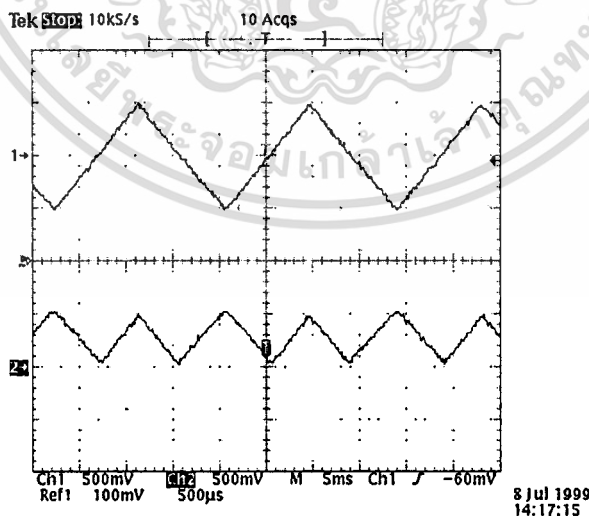
จากผลการทดลอง พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่และแอมพลิจูดวงจรยังคงสามารถทำการหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมได้ แต่เมื่อเพิ่มความถี่สูงขึ้นมาก ๆ สัญญาณเอาต์พุตจะมีความผิดเพี้ยนบ้าง เนื่องจากออปแอมป์มีค่าอัตราสลูว์ (Slew rate) แต่ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้ออปแอมป์และอุปกรณ์อื่นที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้

5.3.2 วงจรคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

ในส่วนของวงจรนี้ ลักษณะของวงจรมีอยู่หลายแบบ [34-35] แต่รายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงในรูปที่ 5.9 เลือกใช้ออปแอมป์เบอร์ LF351 ส่วนแสดงผลการทดลองในรูปที่ 5.10 โดยสัญญาณบนเป็นสัญญาณอินพุตและสัญญาณด้านล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร

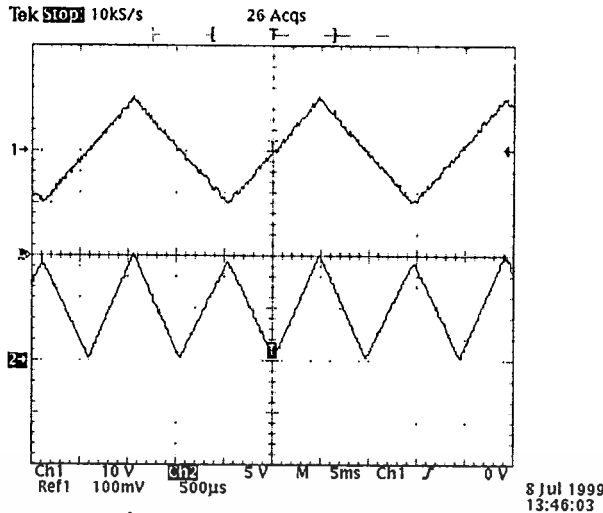


รูปที่ 5.9 วงจรคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

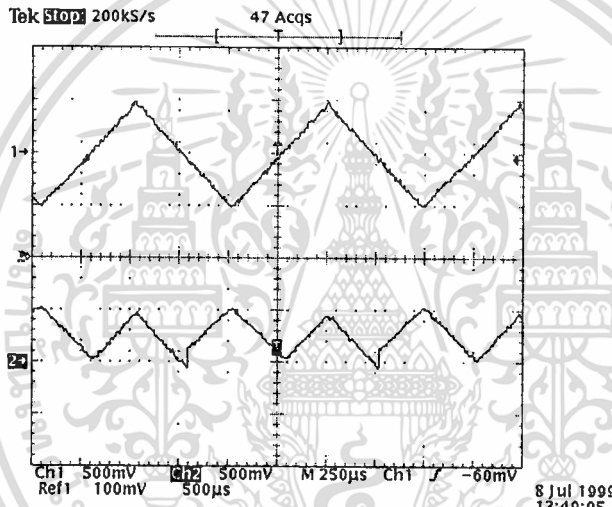


รูปที่ 5.10 (ก) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 0.5V

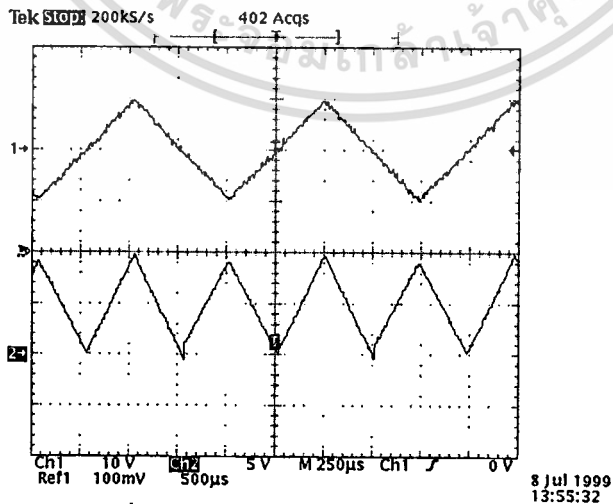
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 (ข) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 10V



รูปที่ 5.10 (ค) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 1kHz และแอมพลิจูด 0.5V



รูปที่ 5.10 (ง) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 1kHz และแอมพลิจูด 10V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 สรุปและวิจารณ์ผล

การหาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม โดยทั่วไปจะมีการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งจะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงกล่าวถึงวงจรหารและคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมที่สามารถทำงานที่ความถี่ต่ำ ๆ ได้ดี แต่จากโครงสร้างของวงจร และผลการทดลองยืนยันได้ว่า วงจรแบบที่นำเสนอนี้สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงอีกด้วยหากมีการใช้อุปกรณ์ที่ทำงานที่ความถี่สูงได้ นอกจากนี้มันยังสามารถทำงานได้แม้มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดและความถี่ในช่วงกว้าง

ผลการทดลองพบว่า วงจรคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมนี้ก็สามารถทำการคูณความถี่ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่และแอมพลิจูด โดยเมื่อความถี่สูงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจะเกิดความผิดเพี้ยน แต่ก็สามารถแก้ไขได้โดยการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์หรือรูปแบบของวงจร [36-38]



บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เน้นทำการศึกษา ค้นคว้า วิจัย เพื่อทำการออกแบบวงจร โดยงานสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ ๆ คือ ส่วนแรกเป็นการประยุกต์งานวงจรสายพานกระแสที่สองให้ทำงานร่วมกับวงจรสมิททริกเกอร์เพื่อเป็นวงจรให้กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม และเป็นวงจรสร้างสัญญาณ PWM อย่างง่ายได้ ส่วนที่สองคือ วงจรหารและคูณความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อให้สามารถทำงานได้ดีที่สุดที่ความถี่ต่ำ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยบทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงความจำเป็นและความสำคัญของปัญหาอันเป็นเหตุจูงใจให้ทำการวิจัยนี้ ตลอดจนกล่าวถึงความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐานในการศึกษา ขั้นตอนการศึกษา และขอบเขตในการวิจัย

ในบทที่ 2 นั้น เป็นการกล่าวถึงทฤษฎีเบื้องต้นที่สำคัญต่องานวิจัยนี้ทั้งหมด อันได้แก่ วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ วงจรสมิททริกเกอร์ วงจรอินทิเกรเตอร์ การให้กำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยมเบื้องต้น และสุดท้ายคือวงจรสายพานกระแส

ส่วนบทที่ 3 เป็นส่วนงานวิจัยที่สำคัญของวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งได้กล่าวถึงการออกแบบและการสร้างวงจรให้กำเนิดสัญญาณ โดยวงจรที่ออกแบบขึ้นสามารถผลิตสัญญาณได้ 2 รูปแบบคือ สัญญาณสี่เหลี่ยมและสัญญาณสามเหลี่ยม หลักการของวงจรคือ การใช้วงจรสายพานกระแสที่สองทำงานร่วมกับวงจรสมิททริกเกอร์ที่ทำงานที่แรงดันจตุรมุขตัวช่วงบวกหรือช่วงลบ โดยนำแรงดันอิมพัลส์มาทำการเปลี่ยนให้เป็นกระแสไปประจุที่ตัวเก็บประจุเมื่อเป็นแรงดันอิมพัลส์ตัวช่วงบวก ซึ่งใช้วงจรสายพานกระแสที่สามารถปรับค่ากระแสได้จากตัวต้านทาน กรณีที่เป็นแรงดันอิมพัลส์ตัวช่วงลบ วงจรสายพานกระแสจะสร้างกระแสที่เป็นทางรับประจุที่คายออกมาจากตัวเก็บประจุแทน ดังนั้นสัญญาณที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุคือสัญญาณสามเหลี่ยม ส่วนสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรสมิททริกเกอร์จะเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม จากหลักการที่นำเสนอทำให้วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่ได้ทำการออกแบบขึ้น มีโครงสร้างที่ง่ายต่อการสร้างและนำไปใช้งาน หรือสามารถนำไปออกแบบอยู่ในรูปของวงจรรวม นอกเหนือจากนี้ ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเป็นอิสระต่อระดับไฟเลี้ยงของวงจรและอุณหภูมิ จากการวิเคราะห์ค่าผิดพลาด พบว่าความถี่จะขึ้นอยู่กับระดับของแรงดันไฟเลี้ยงและอัตราสลับของออปแอมป์ แต่สามารถลดปัจจัยนี้ได้โดยใช้ออปแอมป์ที่มีอัตราสลับสูง ส่วนผลที่ได้ทั้งจากการเลียนแบบและการทดลองต่อวงจรจริง ยืนยันได้อย่างชัดเจนว่าวงจรให้กำเนิดสัญญาณนี้สามารถทำงานได้เป็นอย่างดีตามที่คาดการณ์ไว้

สำหรับบทที่ 4 เป็นการประยุกต์ใช้วงจรให้กำเนิดสัญญาณที่สร้างขึ้นจากบทที่ 3 มาทำเป็นวงจรที่สามารถสร้างสัญญาณ PWM อย่างง่ายได้ ซึ่งมีการเพิ่มออปแอมป์ขึ้นมาเพียงตัวเดียวเพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการรวมสัญญาณขาสารกับสัญญาณพหุมาเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณอ้างอิง ด้วยหลักการที่นำเสนอนี้ เป็นการรวมภาคต่างๆไว้ในวงจรเดียว จึงไม่จำเป็นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องใช้โครงสร้างวงจรมีขนาดใหญ่อย่างเช่นที่ผลิตอยู่ในรูปแบบของวงจรรวม แต่วงจรมีสามารถสร้างสัญญาณ PWM ที่มีความถูกต้องสูง โดยสังเกตได้จากสัญญาณข่าวสารที่ถูกกลับคืนมาได้ นอกจากนี้สัญญาณที่ได้ยังมีความเป็นเชิงเส้นระหว่างแอมพลิจูดสัญญาณข่าวสารและค่าตัวดีแฟกเตอร์ และแอมพลิจูดของสัญญาณพาห้ก็เป็นอิสระต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่พาห้ด้วย ยืนยันได้จากผลการการเปลี่ยนแปลงและผลการทดลองของวงจร

บทที่ 5 ซึ่งเป็นการวิจัยในส่วนสุดท้าย เป็นการนำเสนอวงจรและคุณความดีของสัญญาณรูปคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งการหาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมโดยทั่วไปนั้นจะมีการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ ซึ่งจะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำ ในบทนี้จึงกล่าวถึงวงจรหาความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมที่สามารถทำงานที่ความถี่ต่ำๆ ได้ดี โดยใช้หลักการของวงจรรขยายแบบเปลี่ยนแปลงชั่วได้โดยใช้อินเวอร์ตอร์ ซึ่งควบคุมโดยใช้ฟิลิป-ฟลอป และในที่นี่ได้นำเสนอวงจรคุณความดีสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งใช้หลักการของวงจรเรียงกระแสแบบแมนย้าหรือวงจรค่าสัมบูรณ์ควบคู่กันไปด้วย แต่จากโครงสร้างของวงจรและผลการทดลองยืนยันได้ว่า วงจรหาความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมแบบที่นำเสนอสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงอีกด้วยหากมีการใช้อุปกรณ์ที่ทำงานที่ความถี่สูงได้ นอกจากนี้มันยังสามารถทำงานได้แม้มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดและความถี่ในช่วงกว้าง และในส่วนผลการทดลองของวงจรคุณความดีสัญญาณสามเหลี่ยมพบว่า วงจรคุณความดีสัญญาณสามเหลี่ยมนี้สามารถทำการคุณความดีได้ดีเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่และแอมพลิจูดเช่นเดียวกัน โดยเมื่อความถี่สูงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจะเกิดความผิดเพี้ยน แต่ก็สามารถแก้ไขได้โดยการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์หรือรูปแบบของวงจรตามตัวอย่างของวงจรคุณความดีสัญญาณสามเหลี่ยมที่เสนอไว้ในเอกสารอ้างอิง [36-38]

สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ ส่วนของบทที่ 3 และ 4 หากมีปรับปรุงวงจรให้สามารถปรับความถี่ในการให้กำเนิดสัญญาณทางไฟฟ้าได้ โดยอาจเป็นแรงดันหรือกระแสไฟฟ้า ซึ่งอาจทำได้โดย การใช้วงจรสายพานกระแสรุ่นที่สองที่ควบคุมได้ด้วยกระแส (Current Controlled Second Generation Current Conveyor, CCCII) จะทำให้วงจรสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้แพร่หลายและมีประโยชน์มากขึ้น นอกจากนี้จากผลในบทที่ 3 และ 4 จะพบอีกว่า ความถี่สูงสุดของสัญญาณที่กำเนิดขึ้นมาได้มีออปแอมป์เป็นตัวจำกัด เนื่องจากออปแอมป์มีการทำงานในโหมดแรงดัน ดังนั้นหากมีการใช้อุปกรณ์ที่สามารถทำงานในโหมดกระแส เช่น OTA หรือ CCII มาต่อเป็นวงจรสมิทริกเกอร์ก็จะทำให้ได้วงจรกำเนิดสัญญาณและวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นกว่าเดิม ซึ่งการใช้ OTA หรือ CCII นี้ อาจทำให้เราสามารถปรับค่าความกว้างของฮิสเตอร์ซิสได้โดยทางอิเล็กทรอนิกส์อีกด้วย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Robert F.Coughlin, Frederick F.Driscoll. **Operational Amplifier & Linear Integrated Circuits**. 5th Ed. Prentice-Hall International Inc. 1998. Chapter 6.
- [2] D. Roy Choudhury, Scail Jain. **Linear Integrated Circuits**. Wiley Eastern Limited. 1994. Chapter5.
- [3] Ramakant A. Gayakwad. **Op-Amps and Linear Integrated Circuits**. 3rd Ed. Prentice-Hall International Inc. 1993. Chapter 8.
- [4] Arthur B. Williams. **Designer's Handbook of Integrated Circuits**. McGraw -Hill Book Company. 1984. pp. 2-19 - 2-21.
- [5] วินัย คีลารวม, จริญญา เลิศจรัสอร่ามดี, วิภา แสงพิสิทธิ. “วงจรผลิตสัญญาณอย่างง่ายโดยการประมาณสัญญาณไซน์จากสัญญาณสามเหลี่ยม.” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 4, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2541, หน้า 67-71.
- [6] M.T. Abuelma'atti. “Synthesis of a concave monotonically increasing function using the diode-equation model.” INT.J Electronics, Vol.51, 1981. pp. 57-62.
- [7] R.G.Meyer, W.M.C.Sansen, S.Lui, S. Peeters. “The differential pair as a triangle - sinewave converter.” IEEE J. Solid State Circuits, Vol. SC-11, 1976. pp. 418-420.
- [8] Sidney Soclof. **Design and Applications of Analog Integrated Circuits**. Prentice-Hall Editions. 1991. pp. 310-333.
- [9] T.D.S. Haminton. **Handbook of Linear Integrated Electronics for Research**. McGraw-Hill,Inc. 1977. Chapter 5.
- [10] G.B. Clayton. **Linear Integrated Circuit Applications**. The Macmillan Press,Ltd. 1975. Chapter 3.
- [11] E.Vidal , A.Poveda , E. Alarcon. “Amplitude stabilization in a triangular wave quadrature oscillator.” IEEE 39th Midwest symposium on published 1996. Vol.3, pp. 1083-1086.
- [12] E.Vidal , A.Poveda , E. Alarcon. “Amplitude control in a triangular wave quadrature oscillator.” IEEE Midwest symposium on published. 1999. pp. 348-351.
- [13] J.W.Haslett. “Current - Switching VCO.” Electronics Letters., Vol. 25 , No. 2 , January 1989. pp. 139-140.
- [14] ปราโมทย์ วาดเขียน. “การประยุกต์ใช้งาน OTA.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตบัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2531.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] W.Surakamponorn, V. Riewruja, K.Kumwachara, C.Fongsamut. "Temperature compensation of translinear current conveyor and OTA." *Electronics Letters*, Vol. 34, No. 8, April 1998. pp. 707 – 708.
- [16] Richard A. Honeycutt. **Op-Amps and Linear Integrated Circuits**. Delmar Publishers, Inc. 1988. pp. 72-91.
- [17] K.C. Smith, A.S.Sedra. "The current conveyor –a new circuit building block" *IEEE Proc.*, Vol. 56, 1968. pp. 1368-1369.
- [18] A.S. Sedra, K.C. Smith. "A second-generation current conveyor and its application." *IEEE Trans. CT*, Vol. CT-17, 1970. pp. 132-134.
- [19] A fabre, O. Saaid, F.Wiest, C. Boucheron. "Current controlled bandpass filter based on translinear Conveyors." *Electronics Letters*, Vol.31, Sept. 1995. pp. 1727-1728.
- [20] Richard C. Jaeger. **Microelectronic Circuit Design**. McGraw-Hill. 1997.
- [21] Jerald G. Greame, Gene E.Tobey, Lawrence P. Huelsman. **Operational Amplifier Design and Applications**. Mc-Graw-Hill series in electrical engineering. 1981.
- [22] C.A. Makris, C.Toumazou, "High frequency ,precision integrators using current conveyor compensation techniques" *Circuits and Systems*, 1990., IEEE International Symposium on, vol.1, 1990. pp. 291 –294.
- [23] Analog Devices, Inc. [Data sheet] AD844.,1995.
- [24] APEX Microtechnology. "PWM Basics,Pulse Width Modulator Amplifier." Application Note 30.
- [25] Jerald G. Graeme. **Applications of Operational Amplifiers Third-Generation Techniques**. McGraw-Hill Book Company. 1973. Chapter 5
- [26] National Semiconductor,Inc. "Op Amp Circuit Collection", AN-31, 1978.
- [27] Leon W. Couch II. **Digital and Analog Communication Systems**. 5th Ed. Prentice – Hall, Inc. 1997. pp. 209-214.
- [28] Martin S. Roden. **Analog and Digital Communication Systems**. 4th Ed. Prentice – Hall Inc. 1996. pp. 176-183.
- [29] Robert J. Schoenbeck. **Electronic Communications Modulation and Transmission**. Maxwell Macmillan International Editions. 1992. pp. 51-53.
- [30] Ferrel G. Stremier. **Introduction to Communication Systems**. 2nd Ed. Addison-Wesley Publishing Company. 1982. pp. 370-386.
- [31] ณรงค์ฤทธิ์ มณีจิระปราการ, ปราโมทย์ วาดเขียน, อธิชัย อรุณแสงเสรีชัย. "การวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์ของสเปกตรัม PWM และ PPM เพื่อการตีמודูเลชันอย่างง่าย." *วิศวกรรมลาดกระบัง*, Vol.15, No.2, December 1998.

- [32] Joachim Holtz, "Pulsewidth modulation – A survey." IEEE transactions on industrial electronics, Vol.39 , No.5 , December 1992.
- [33] Zheren Lai, Keyue Ma Smedley "A general constant-frequency pulsewidth modulator and its applications." IEEE transactions on circuit and system-I , Fundamental theory and application , Vol. 45 , No.4 , April 1998. pp. 386-396.
- [34] Robert F.Coughlin, Frederick F. Driscoll. **Opreational Amplifiers & Linear Integrated Circuits.** 5th Ed. Prentice-Hall International, Inc. 1998. Chapter 7.
- [35] Richard A.Honeycutt. **Op Amps and Linear Integrated Circuits.** Delmar Publishers, Inc. 1988. pp. 72-91.
- [36] David Jones, Mark Stitt. "Precision Absolute Value Circuit." Burr-Crown application Bulletin , Burr-Brown corporation, 1997. pp. AB-121.
- [37] F J Lidgley, K Hayatleh, C Toumazou. "New Current-Mode Precision Rectifiers." IEEE Inter.Symposium, May 1993. pp. 1322-1325 .
- [38] F J Lidgley, C Toumazou, M E Anding. "New High Frequency Current-Mode Precision Rectifiers." IEE Col. On Linear Analogue Circuits and Sys. , 1992. pp. 7/1-7/6.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



60 MHz, 2000 V/ μ s Monolithic Op Amp

AD844

FEATURES

Wide Bandwidth: 60 MHz at Gain of -1
33 MHz at Gain of -10
Very High Output Slew Rate: Up to 2000 V/ μ s
20 MHz Full Power Bandwidth, 20 V pk-pk, $R_L = 500 \Omega$
Fast Settling: 100 ns to 0.1% (10 V Step)
Differential Gain Error: 0.03% at 4.4 MHz
Differential Phase Error: 0.15° at 4.4 MHz
High Output Drive: ± 50 mA into 50Ω Load
Low Offset Voltage: 150 μ V max (B Grade)
Low Quiescent Current: 6.5 mA
Available in Tape and Reel in Accordance with
EIA-481A Standard

APPLICATIONS

Flash ADC Input Amplifiers
High Speed Current DAC Interfaces
Video Buffers and Cable Drivers
Pulse Amplifiers

PRODUCT DESCRIPTION

The AD844 is a high speed monolithic operational amplifier fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CB) process. It combines high bandwidth and very fast large signal response with excellent dc performance. Although optimized for use in current to voltage applications and as an inverting mode amplifier, it is also suitable for use in many non-inverting applications.

The AD844 can be used in place of traditional op amps, but its current feedback architecture results in much better ac performance, high linearity and an exceptionally clean pulse response.

This type of op amp provides a closed-loop bandwidth which is determined primarily by the feedback resistor and is almost independent of the closed-loop gain. The AD844 is free from the slew rate limitations inherent in traditional op amps and other current-feedback op amps. Peak output rate of change can be over 2000 V/ μ s for a full 20 V output step. Settling time is typically 100 ns to 0.1%, and essentially independent of gain. The AD844 can drive 50Ω loads to ± 2.5 V with low distortion and is short circuit protected to 80 mA.

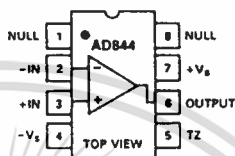
The AD844 is available in four performance grades and three package options. In the 16-pin SOIC (R) package, the AD844J is specified for the commercial temperature range of 0°C to $+70^\circ\text{C}$. The AD844A and AD844B are specified for the industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$ and are available in the cerdip (Q) package. The AD844A is also available in an 8-pin plastic mini-DIP (N). The AD844S is specified over the military temperature range of -55°C to $+125^\circ\text{C}$. It is available in the 8-pin cerdip (Q) package. "A" and "S" grade chips and devices processed to MIL-STD-883B, REV. C are also available.

REV. C

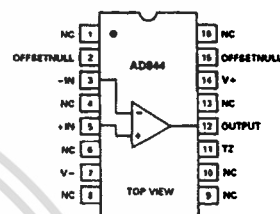
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAMS

8-Pin Plastic (N),
and Cerdip (Q) Packages



16-Pin SOIC
(R) Package



PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD844 is a versatile, low cost component providing an excellent combination of ac and dc performance. It may be used as an alternative to the EL2020 and CLC400/1.
2. It is essentially free from slew rate limitations. Rise and fall times are essentially independent of output level.
3. The AD844 can be operated from ± 4.5 V to ± 18 V power supplies and is capable of driving loads down to 50Ω , as well as driving very large capacitive loads using an external network.
4. The offset voltage and input bias currents of the AD844 are laser trimmed to minimize dc errors; V_{OS} drift is typically $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ and bias current drift is typically $9 \text{ nA}/^\circ\text{C}$.
5. The AD844 exhibits excellent differential gain and differential phase characteristics, making it suitable for a variety of video applications with bandwidths up to 60 MHz.
6. The AD844 combines low distortion, low noise and low drift with wide bandwidth, making it outstanding as an input amplifier for flash A/D converters.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844—SPECIFICATIONS

(@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{ V dc}$, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD844J/A			AD844B			AD844S			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Temperature vs. Supply Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Common Mode Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	5 V–18 V $V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	50	300		50	150		50	300		μV
		75	500		75	200		125	500		μV
		1			1	5		1	5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
		4	20		4	10		4	20		$\mu\text{V}/\text{V}$
		4			4	10		4	20		$\mu\text{V}/\text{V}$
		10	35		10	20		10	35		$\mu\text{V}/\text{V}$
10			10	20		10	35		$\mu\text{V}/\text{V}$		
INPUT BIAS CURRENT –Input Bias Current ¹ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Temperature vs. Supply Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Common Mode Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ +Input Bias Current ¹ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Temperature vs. Supply Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$ vs. Common Mode Initial $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	5 V–18 V $V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	200	450		150	250		200	450		nA
		800	1500		750	1100		1900	2500		nA
		9			9	15		20	30		$\text{nA}/^\circ\text{C}$
		175	250		175	200		175	250		nA/V
		220			220	240		220	300		nA/V
		90	160		90	110		90	160		nA/V
	5 V–18 V $V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	110			110	150		120	200		nA/V
		150	400		100	200		100	400		nA
		350	700		300	500		800	1300		nA
		3			3	7		7	15		$\text{nA}/^\circ\text{C}$
		80	150		80	100		80	150		nA/V
		100			100	120		120	200		nA/V
90	150		90	120		90	150		nA/V		
130			130	190		140	200		nA/V		
INPUT CHARACTERISTICS Input Resistance –Input +Input Input Capacitance –Input +Input Input Voltage Range Common Mode		7	50	65	7	50	65	7	50	65	Ω M Ω
		2			2			2			pF
		2			2			2			pF
		± 10			± 10			± 10			V
		2			2			2			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		10			10			10			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		12			12			12			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
		2.2	3.0		2.8	3.0		2.2	3.0		M Ω
		1.3	2.0		1.6	2.0		1.3	1.6		M Ω
			4.5			4.5			4.5		pF
DIFFERENTIAL GAIN ERROR ²	$f = 4.4\text{ MHz}$	0.03			0.03			0.03			%
DIFFERENTIAL PHASE ERROR ²	$f = 4.4\text{ MHz}$	0.15			0.15			0.15			Degree
FREQUENCY RESPONSE Small Signal Bandwidth ³ Gain = –1 ⁴ Gain = –10		60			60			60			MHz
		33			33			33			MHz
TOTAL HARMONIC DISTORTION	$f = 100\text{ kHz}$, 2 V rms ⁵	0.005			0.005			0.005			%
SETTLING TIME 10 V Output Step Gain = –1, to 0.1% ⁵ Gain = –10, to 0.1% ⁶ 2 V Output Step Gain = –1, to 0.1% ⁵ Gain = –10, to 0.1% ⁶	$\pm 15\text{ V Supplies}$	100			100			100			ns
		100			100			100			ns
	$\pm 5\text{ V Supplies}$	110			110			110			ns
		100			100			100			ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844

Model	Conditions	AD844J/A			AD844B			AD844S			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SLEW RATE	Overdriven Input	1200	2000		1200	2000		1200	2000		V/ μ s
FULL POWER BANDWIDTH $V_{OUT} = 20\text{ V p-p}^5$ $V_{OUT} = 2\text{ V p-p}^3$	$V_S = \pm 15\text{ V}$ $V_S = \pm 5\text{ V}$ THD = 3%		20			20			20		MHz MHz
OUTPUT CHARACTERISTICS Voltage Short Circuit Current $T_{MIN}-T_{MAX}$ Output Resistance	$R_{LOAD} = 500\ \Omega$ Open Loop	10	11		10	11		10	11		\pm V mA mA Ω
POWER SUPPLY Operating Range Quiescent Current $T_{MIN}-T_{MAX}$		± 4.5		± 18	± 4.5		± 18	+4.5		± 18	V mA mA

NOTES

- ¹Rated performance after a 5 minute warmup at $T_A = 25^\circ\text{C}$.
- ²Input signal 285 mV p-p carrier (40 IRE) riding on 0 mV to 642 mV (90 IRE) ramp. $R_L = 100\ \Omega$; $R_1, R_2 = 300\ \Omega$.
- ³Input signal 0 dBm, $C_L = 10\text{ pF}$, $R_L = 500\ \Omega$, $R_1 = 500\ \Omega$, $R_2 = 500\ \Omega$ in Figure 26.
- ⁴Input signal 0 dBm, $C_L = 10\text{ pF}$, $R_L = 500\ \Omega$, $R_1 = 500\ \Omega$, $R_2 = 50\ \Omega$ in Figure 26.
- ⁵ $C_L = 10\text{ pF}$, $R_L = 500\ \Omega$, $R_1 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = 1\text{ k}\Omega$ in Figure 26.
- ⁶ $C_L = 10\text{ pF}$, $R_L = 500\ \Omega$, $R_1 = 500\ \Omega$, $R_2 = 50\ \Omega$ in Figure 26.

Specifications subject to change without notice. All min and max specifications are guaranteed. Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

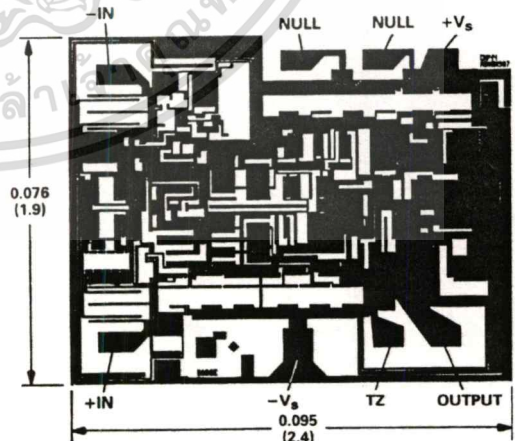
Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Power Dissipation ²	1.1 W
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Common-Mode Input Voltage	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	6 V
Inverting Input Current	
Continuous	5 mA
Transient	10 mA
Storage Temperature Range (Q)	-65°C to +150°C
(N, R)	-65°C to +125°C
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	+300°C
ESD Rating	1000 V

NOTES

- ¹Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.
- ²28-Pin Plastic Package: $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/Watt}$
- 8-Pin Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/Watt}$
- 16-Pin SOIC Package: $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/Watt}$

METALIZATION PHOTOGRAPH

Contact factory for latest dimensions.
Dimension shown in inches and (mm).



SUBSTRATE CONNECTED TO +Vs

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option*
AD844JR	0°C to +70°C	R-16
AD844JR-REEL	0°C to +70°C	Tape and Reel
AD844AN	-40°C to +85°C	N-8
AD844AQ	-40°C to +85°C	Q-8
AD844BQ	-40°C to +85°C	Q-8
AD844SQ	-55°C to +125°C	Q-8
AD844SQ/883B	-55°C to +125°C	Q-8
5962-8964401PA	-55°C to +125°C	Q-8
AD844A Chips	-40°C to +85°C	Die
AD844S Chips	-55°C to +125°C	Die

*N = Plastic DIP; Q = Cerdip; R = Small Outline IC (SOIC).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD844—Typical Characteristics ($T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{ V}$, unless otherwise noted)

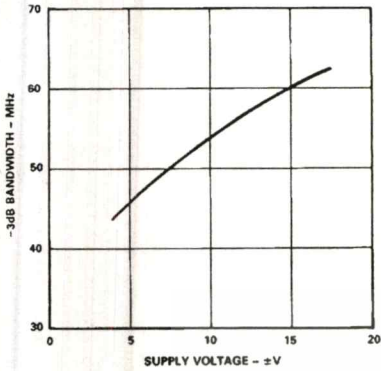


Figure 1. -3 dB Bandwidth vs. Supply Voltage $R_1 = R_2 = 500\ \Omega$

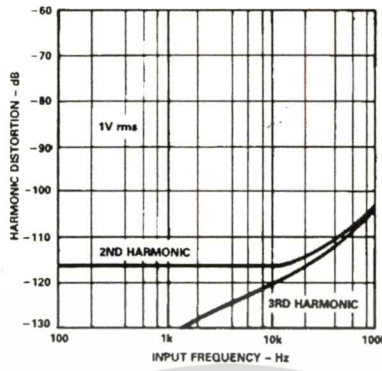


Figure 2. Harmonic Distortion vs. Frequency, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

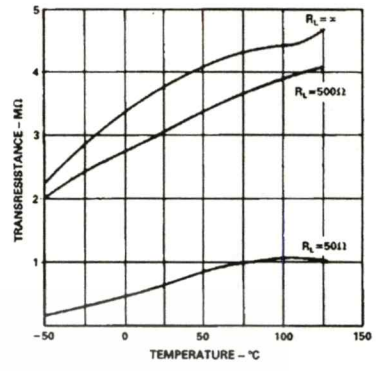


Figure 3. Transresistance vs. Temperature

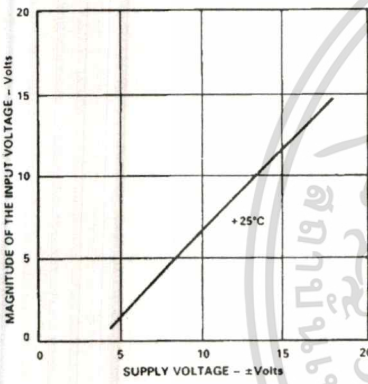


Figure 4. Noninverting Input Voltage Swing vs. Supply Voltage

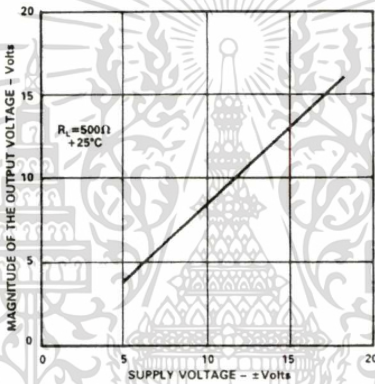


Figure 5. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

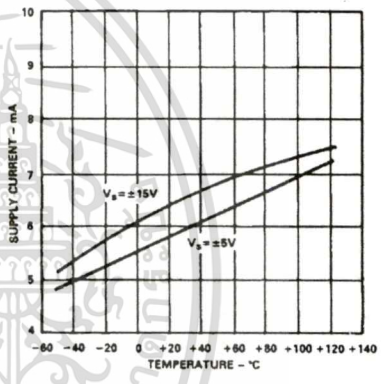


Figure 6. Quiescent Supply Current vs. Temperature and Supply Voltage

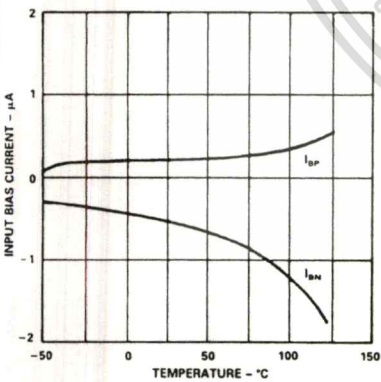


Figure 7. Inverting Input Bias Current (I_{BN}) and Noninverting Input Bias Current (I_{BP}) vs. Temperature

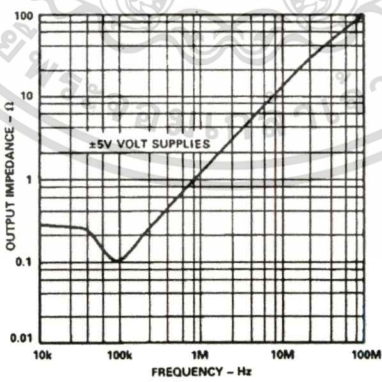


Figure 8. Output Impedance vs. Frequency, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

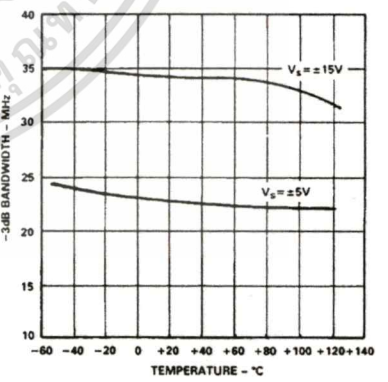


Figure 9. -3 dB Bandwidth vs. Temperature, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverting Gain of 1 AC Characteristics

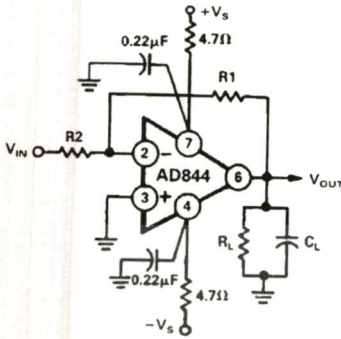


Figure 10. Inverting Amplifier, Gain of -1 ($R_1 = R_2$)

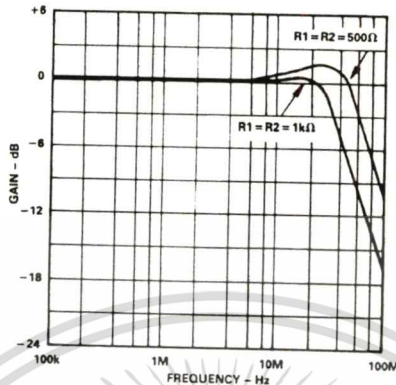


Figure 11. Gain vs. Frequency for Gain = -1, $R_L = 500\ \Omega$, $C_L = 0\ \text{pF}$

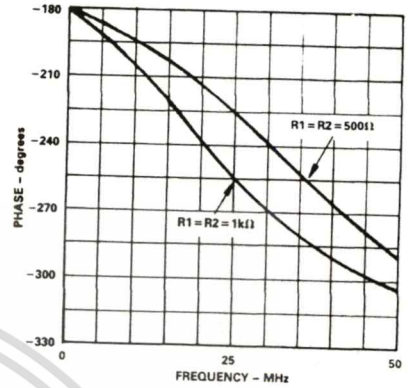


Figure 12. Phase vs. Frequency Gain = -1, $R_L = 500\ \Omega$, $C_L = 0\ \text{pF}$

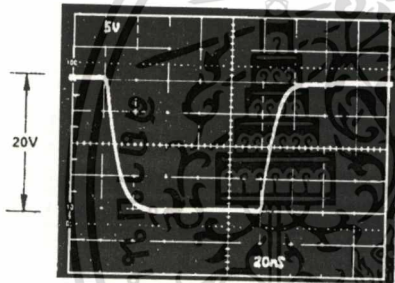


Figure 13. Large Signal Pulse Response, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

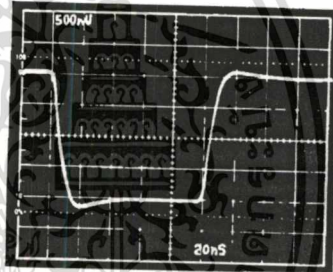


Figure 14. Small Signal Pulse Response, Gain = -1, $R_1 = R_2 = 1\ \text{k}\Omega$

Inverting Gain of 10 AC Characteristics

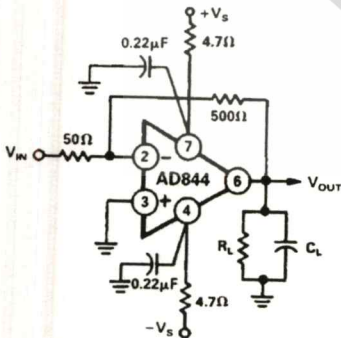


Figure 15. Gain of -10 Amplifier

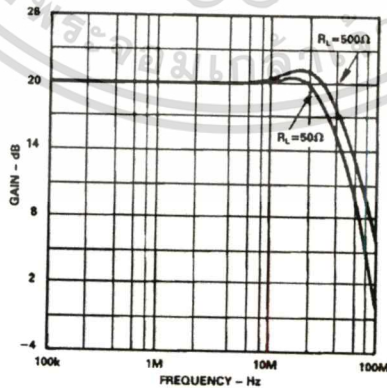


Figure 16. Gain vs. Frequency, Gain = -10

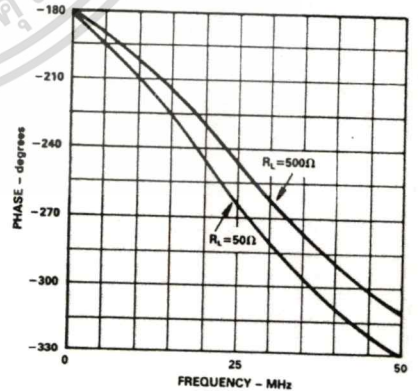


Figure 17. Phase vs. Frequency, Gain = -10

AD844

Inverting Gain of 10 Pulse Response

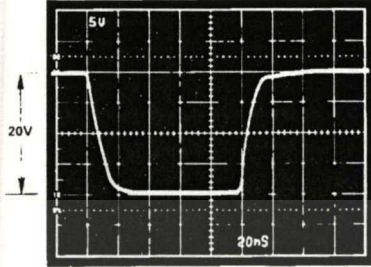


Figure 18. Large Signal Pulse Response, Gain = -10, $R_L = 500 \Omega$

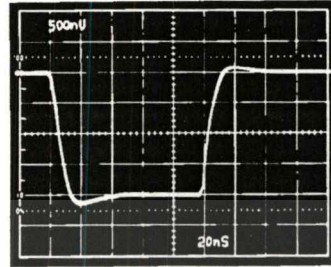


Figure 19. Small Signal Pulse Response, Gain = -10, $R_L = 500 \Omega$

Noninverting Gain of 10 AC Characteristics

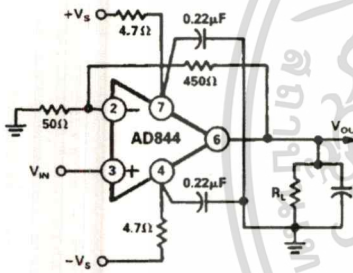


Figure 20. Noninverting Gain of +10 Amplifier

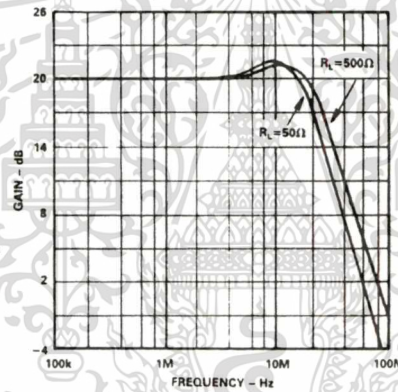


Figure 21. Gain vs. Frequency, Gain = +10

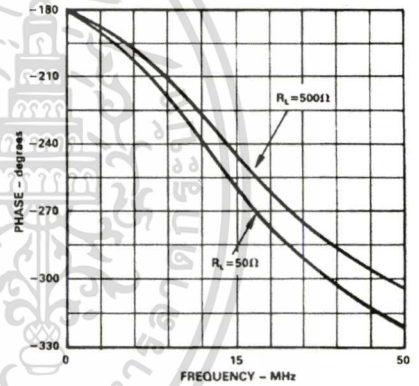


Figure 22. Phase vs. Frequency, Gain = +10

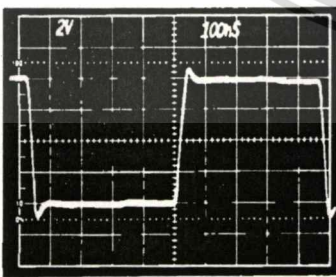


Figure 23. Noninverting Amplifier Large Signal Pulse Response, Gain = +10, $R_L = 500 \Omega$

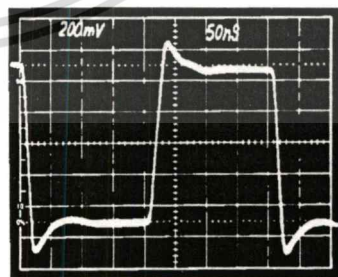


Figure 24. Small Signal Pulse Response, Gain = +10, $R_L = 500 \Omega$

AD844

UNDERSTANDING THE AD844

The AD844 can be used in ways similar to a conventional op amp while providing performance advantages in wideband applications. However, there are important differences in the internal structure which need to be understood in order to optimize the performance of the AD844 op amp.

Open Loop Behavior

Figure 25 shows a current feedback amplifier reduced to essentials. Sources of fixed dc errors such as the inverting node bias current and the offset voltage are excluded from this model and are discussed later. The most important parameter limiting the dc gain is the transresistance, R_t , which is ideally infinite. A finite value of R_t is analogous to the finite open loop voltage gain in a conventional op amp.

The current applied to the inverting input node is replicated by the current conveyor so as to flow in resistor R_t . The voltage developed across R_t is buffered by the unity gain voltage follower. Voltage gain is the ratio R_t/R_{IN} . With typical values of $R_t = 3\text{ M}\Omega$ and $R_{IN} = 50\ \Omega$, the voltage gain is about 60,000. The open loop current gain is another measure of gain and is determined by the beta product of the transistors in the voltage follower stage (see Figure 28); it is typically 40,000.

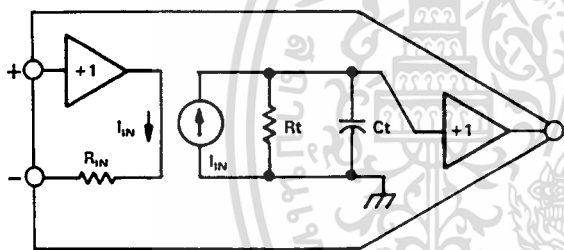


Figure 25. Equivalent Schematic

The important parameters defining ac behavior are the transcapacitance, C_t , and the external feedback resistor (not shown). The time constant formed by these components is analogous to the dominant pole of a conventional op amp, and thus cannot be reduced below a critical value if the closed loop system is to be stable. In practice, C_t is held to as low a value as possible (typically 4.5 pF) so that the feedback resistor can be maximized while maintaining a fast response. The finite R_{IN} also affects the closed loop response in some applications as will be shown.

The open loop ac gain is also best understood in terms of the transimpedance rather than as an open loop voltage gain. The open loop pole is formed by R_t in parallel with C_t . Since C_t is typically 4.5 pF, the open loop corner frequency occurs at about 12 kHz. However, this parameter is of little value in determining the closed loop response.

Response as an Inverting Amplifier

Figure 26 shows the connections for an inverting amplifier. Unlike a conventional amplifier the transient response and the small signal bandwidth are determined primarily by the value of the external feedback resistor, R_1 , rather than by the ratio of R_1/R_2 as is customarily the case in an op amp application. This is a direct result of the low impedance at the inverting input. As with conventional op amps, the closed loop gain is $-R_1/R_2$.

The closed loop transresistance is simply the parallel sum of R_1 and R_t . Since R_1 will generally be in the range 500 Ω to 2 k Ω and R_t is about 3 M Ω the closed loop transresistance will be only 0.02% to 0.07% lower than R_1 . This small error will often be less than the resistor tolerance.

When R_1 is fairly large (above 5 k Ω) but still much less than R_t , the closed loop HF response is dominated by the time constant R_1C_t . Under such conditions the AD844 is over-damped and will provide only a fraction of its bandwidth potential. Because of the absence of slew rate limitations under these conditions, the circuit will exhibit a simple single pole response even under large signal conditions.

In Figure 26, R_3 is used to properly terminate the input if desired. R_3 in parallel with R_2 gives the terminated resistance. As R_1 is lowered, the signal bandwidth increases, but the time constant R_1C_t becomes comparable to higher order poles in the closed loop response. Therefore, the closed loop response becomes complex, and the pulse response shows overshoot. When R_2 is much larger than the input resistance, R_{IN} , at Pin 2, most of the feedback current in R_1 is delivered to this input; but as R_2 becomes comparable to R_{IN} , less of the feedback is absorbed at Pin 2, resulting in a more heavily damped response. Consequently, for low values of R_2 it is possible to lower R_1 without causing instability in the closed loop response. Table I lists combinations of R_1 and R_2 and the resulting frequency response for the circuit of Figure 26. Figure 13 shows the very clean and fast $\pm 10\text{ V}$ pulse response of the AD844.

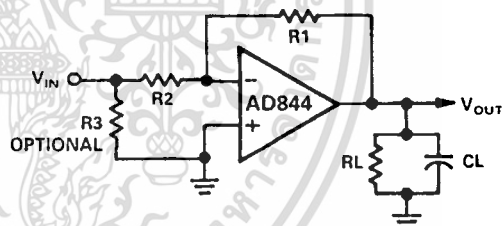


Figure 26. Inverting Amplifier

Table I.

Gain	R1	R2	BW (MHz)	GBW (MHz)
-1	1 k Ω	1 k Ω	35	35
-1	500 Ω	500 Ω	60	60
-2	2 k Ω	1 k Ω	15	30
-2	1 k Ω	500 Ω	30	60
-5	5 k Ω	1 k Ω	5.2	26
-5	500 Ω	100 Ω	49	245
-10	1 k Ω	100 Ω	23	230
-10	500 Ω	50 Ω	33	330
-20	1 k Ω	50 Ω	21	420
-100	5 k Ω	50 Ω	3.2	320
+100	5 k Ω	50 Ω	9	900

AD844

Response as an I-V Converter

The AD844 works well as the active element in an operational current to voltage converter, used in conjunction with an external scaling resistor, R1, in Figure 27. This analysis includes the stray capacitance, CS, of the current source, which might be a high speed DAC. Using a conventional op amp, this capacitance forms a "nuisance pole" with R1 which destabilizes the closed loop response of the system. Most op amps are internally compensated for the fastest response at unity gain, so the pole due to R1 and CS reduces the already narrow phase margin of the system. For example, if R1 were 2.5 kΩ a CS of 15 pF would place this pole at a frequency of about 4 MHz, well within the response range of even a medium speed operational amplifier. In a current feedback amp this nuisance pole is no longer determined by R1 but by the input resistance, RIN. Since this is about 50 Ω for the AD844, the same 15 pF forms a pole 212 MHz and causes little trouble. It can be shown that the response of this system is:

$$V_{OUT} = -I_{sig} \frac{K R_1}{(1 + sT_d)(1 + sT_n)}$$

where K is a factor very close to unity and represents the finite dc gain of the amplifier, Td is the dominant pole and Tn is the nuisance pole:

$$K = \frac{R_t}{R_t + R_1}$$

$$T_d = K R_1 C_t$$

$$T_n = R_{IN} C_S \quad (\text{assuming } R_{IN} \ll R_1)$$

Using typical values of R1 = 1 kΩ and Rt = 3 MΩ, K is 0.9997; in other words, the "gain error" is only 0.03%. This is much less than the scaling error of virtually all DACs and can be absorbed, if necessary, by the trim needed in a precise system.

In the AD844, Rt is fairly stable with temperature and supply voltages, and consequently the effect of finite "gain" is negligible unless high value feedback resistors are used. Since that would result in slower response times than are possible, the relatively low value of Rt in the AD844 will rarely be a significant source of error.

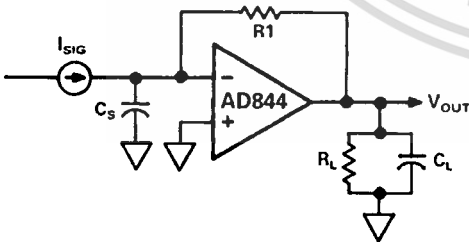


Figure 27. Current to Voltage Converter

Circuit Description of the AD844

A simplified schematic is shown in Figure 28. The AD844 differs from a conventional op amp in that the signal inputs have radically different impedance. The noninverting input (Pin 3) presents the usual high impedance. The voltage on this input is transferred to the inverting input (Pin 2) with a low offset volt-

age, ensured by the close matching of like polarity transistors operating under essentially identical bias conditions. Laser trimming nulls the residual offset voltage, down to a few tens of microvolts. The inverting input is the common emitter node of a complementary pair of grounded base stages and behaves as a current summing node. In an ideal current feedback op amp the input resistance would be zero. In the AD844 it is about 50 Ω.

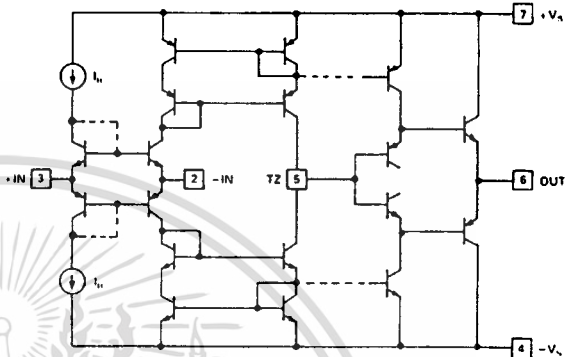


Figure 28. Simplified Schematic

A current applied to the inverting input is transferred to a complementary pair of unity-gain current mirrors which deliver the same current to an internal node (Pin 5) at which the full output voltage is generated. The unity-gain complementary voltage follower then buffers this voltage and provides the load driving power. This buffer is designed to drive low impedance loads such as terminated cables, and can deliver ±50 mA into a 50 Ω load while maintaining low distortion, even when operating at supply voltages of only ±6 V. Current limiting (not shown) ensures safe operation under short circuited conditions.

It is important to understand that the low input impedance at the inverting input is locally generated, and does not depend on feedback. This is very different from the "virtual ground" of a conventional operational amplifier used in the current summing mode which is essentially an open circuit until the loop settles. In the AD844, transient current at the input does not cause voltage spikes at the summing node while the amplifier is settling. Furthermore, all of the transient current is delivered to the slewing (TZ) node (Pin 5) via a short signal path (the grounded base stages and the wideband current mirrors).

The current available to charge the capacitance (about 4.5 pF) at TZ node, is always proportional to the input error current, and the slew rate limitations associated with the large signal response of op amps do not occur. For this reason, the rise and fall times are almost independent of signal level. In practice, the input current will eventually cause the mirrors to saturate. When using ±15 V supplies, this occurs at about 10 mA (or ±2200 V/μs). Since signal currents are rarely this large, classical "slew rate" limitations are absent.

This inherent advantage would be lost if the voltage follower used to buffer the output were to have slew rate limitations. The AD844 has been designed to avoid this problem, and as a result the output buffer exhibits a clean large signal transient response, free from anomalous effects arising from internal saturation.

Applying the AD844

Response as a Noninverting Amplifier

Since current feedback amplifiers are asymmetrical with regard to their two inputs, performance will differ markedly in noninverting and inverting modes. In noninverting modes, the large signal high speed behavior of the AD844 deteriorates at low gains because the biasing circuitry for the input system (not shown in Figure 28) is not designed to provide high input voltage slew rates.

However, good results can be obtained with some care. The noninverting input will not tolerate a large transient input; it must be kept below ± 1 V for best results. Consequently this mode is better suited to high gain applications (greater than $\times 10$). Figure 20 shows a noninverting amplifier with a gain of 10 and a bandwidth of 30 MHz. The transient response is shown in Figures 23 and 24. To increase the bandwidth at higher gains, a capacitor can be added across R2 whose value is approximately the ratio of R1 and R2 times Ct.

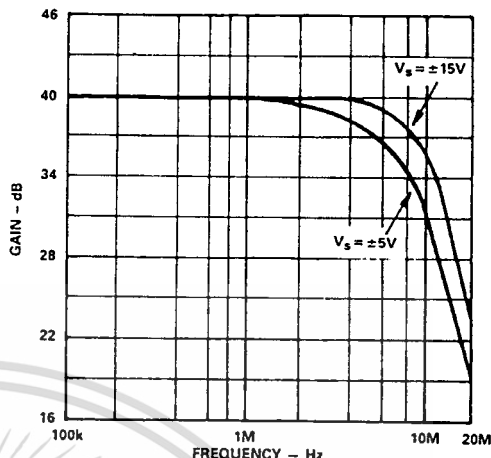


Figure 30. AC Response for Gain = 100, Configuration Shown in Figure 29

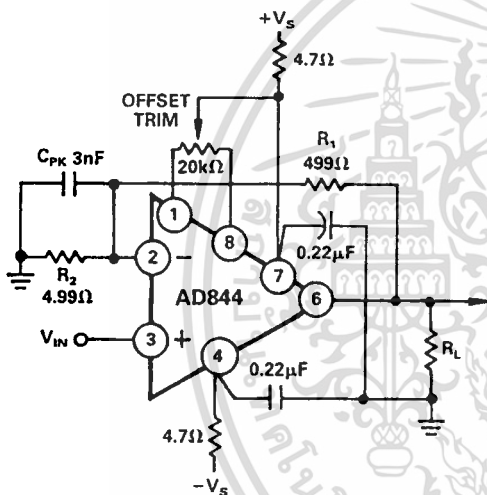


Figure 29. Noninverting Amplifier Gain = 100, Optional Offset Trim Is Shown

Noninverting Gain of 100

The AD844 provides very clean pulse response at high noninverting gains. Figure 29 shows a typical configuration providing a gain of 100 with high input resistance. The feedback resistor is kept as low as practicable to maximize bandwidth, and a peaking capacitor (C_{PK}) can optionally be added to further extend the bandwidth. Figure 30 shows the small signal response with $C_{PK} = 3$ nF, $R_L = 500$ Ω and supply voltages of either ± 5 V or ± 15 V. Gain bandwidth products of up to 900 MHz can be achieved in this way.

The offset voltage of the AD844 is laser trimmed to the 50 μ V level and exhibits very low drift. In practice, there is an additional offset term due to the bias current at the inverting input (I_{BN}) which flows in the feedback resistor (R_1). This can optionally be nulled by the trimming potentiometer shown in Figure 29.

USING THE AD844

Board Layout

As with all high frequency circuits considerable care must be used in the layout of the components surrounding the AD844. A ground plane, to which the power supply decoupling capacitors are connected by the shortest possible leads, is essential to achieving clean pulse response. Even a continuous ground plane will exhibit finite voltage drops between points on the plane, and this must be kept in mind in selecting the grounding points. Generally speaking, decoupling capacitors should be taken to a point close to the load (or output connector) since the load currents flow in these capacitors at high frequencies. The +In and -In circuits (for example, a termination resistor and Pin 3) must be taken to a common point on the ground plane close to the amplifier package.

Use low impedance capacitors (AVX SR305C224KAA or equivalent) of 0.22 μ F wherever ac coupling is required. Include either ferrite beads and/or a small series resistance (approximately 4.7 Ω) in each supply line.

Input Impedance

At low frequencies, negative feedback keeps the resistance at the inverting input close to zero. As the frequency increases, the impedance looking into this input will increase from near zero to the open loop input resistance, due to bandwidth limitations, making the input seem inductive. If it is desired to keep the input impedance flatter, a series RC network can be inserted across the input. The resistor is chosen so that the parallel sum of it and R2 equals the desired termination resistance. The capacitance is set so that the pole determined by this RC network is about half the bandwidth of the op amp. This network is not important if the input resistor is much larger than the termination used, or if frequencies are relatively low. In some cases, the small peaking that occurs without the network can be of use in extending the -3 dB bandwidth.

AD844

Driving Large Capacitive Loads

Capacitive drive capability is 100 pF without an external network. With the addition of the network shown in Figure 31, the capacitive drive can be extended to over 10,000 pF, limited by internal power dissipation. With capacitive loads, the output speed becomes a function of the overdriven output current limit. Since this is roughly ± 100 mA, under these conditions, the maximum slew rate into a 1000 pF load is ± 100 V/ μ s. Figure 32 shows the transient response of an inverting amplifier ($R1 = R2 = 1$ k Ω) using the feed forward network shown in Figure 31, driving a load of 1000 pF.

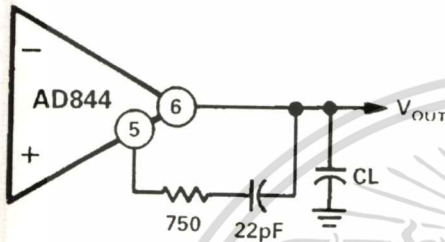


Figure 31. Feed Forward Network for Large Capacitive Loads

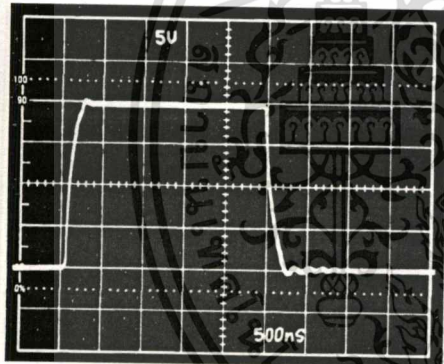
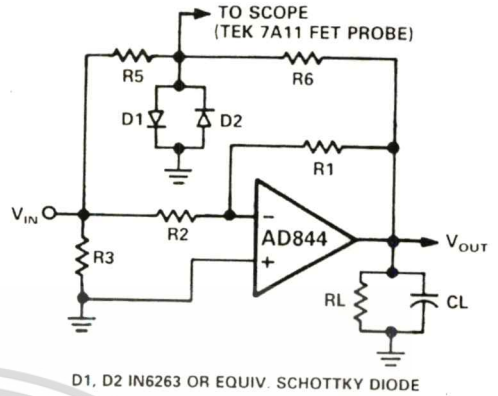


Figure 32. Driving 1000 pF C_L with Feed Forward Network of Figure 31

Settling Time

Settling time is measured with the circuit of Figure 33. This circuit employs a false summing node, clamped by the two Schottky diodes, to create the error signal and limit the input signal to the oscilloscope. For measuring settling time, the ratio of $R6/R5$ is equal to $R1/R2$. For unity gain, $R6 = R5 = 1$ k Ω , and $R_L = 500$ Ω . For the gain of -10 , $R5 = 50$ Ω , $R6 = 500$ Ω and R_L was not used since the summing network loads the output with approximately 275 Ω . Using this network in a unity-gain configuration, settling time is 100 ns to 0.1% for a -5 V to $+5$ V step with $C_L = 10$ pF.



D1, D2 IN6263 OR EQUIV. SCHOTTKY DIODE
Figure 33. Settling Time Test Fixture

DC Error Calculation

Figure 34 shows a model of the dc error and noise sources for the AD844. The inverting input bias current, I_{BN} , flows in the feedback resistor. I_{BP} , the noninverting input bias current, flows in the resistance at Pin 3 (R_P), and the resulting voltage (plus any offset voltage) will appear at the inverting input. The total error, V_O , at the output is:

$$V_O = (I_{BP} R_P + V_{OS} + I_{BN} R_{IN}) \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) + I_{BN} R1$$

Since I_{BN} and I_{BP} are unrelated both in sign and magnitude, inserting a resistor in series with the noninverting input will not necessarily reduce dc error and may actually increase it.

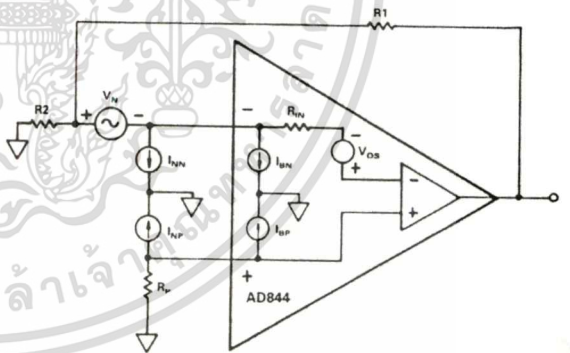


Figure 34. Offset Voltage and Noise Model for the AD844

Noise

Noise sources can be modeled in a manner similar to the dc bias currents, but the noise sources are I_{nn} , I_{np} , V_n , and the amplifier induced noise at the output, V_{ON} , is:

$$V_{ON} = \sqrt{((I_{np} R_P)^2 + V_n^2) \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)^2 + (I_{nn} R1)^2}$$

Overall noise can be reduced by keeping all resistor values to a minimum. With typical numbers, $R1 = R2 = 1$ k, $R_P = 0$, $V_n = 2$ nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $I_{np} = 10$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, $I_{nn} = 12$ pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$, V_{ON} calculates to 12 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. The current noise is dominant in this case, as it will be in most low gain applications.

Applications—AD844

Video Cable Driver Using ± 5 Volt Supplies

The AD844 can be used to drive low impedance cables. Using ± 5 V supplies, a $100\ \Omega$ load can be driven to ± 2.5 V with low distortion. Figure 35a shows an illustrative application which provides a noninverting gain of 2, allowing the cable to be reverse-terminated while delivering an overall gain of +1 to the

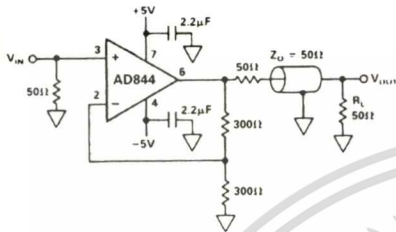


Figure 35a. The AD844 as a Cable Driver

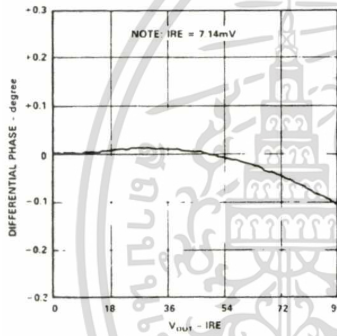


Figure 35c. Differential Phase for the Circuit of Figure 35a

load. The -3 dB bandwidth of this circuit is typically 30 MHz. Figure 35b shows a differential gain and phase test setup. In video applications, differential-phase and differential-gain characteristics are often important. Figure 35c shows the variation in phase as the load voltage varies. Figure 35d shows the gain variation.

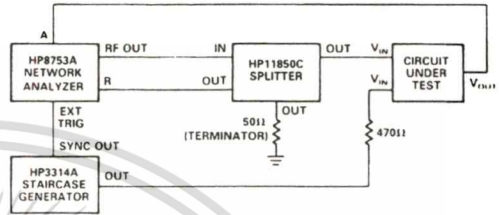


Figure 35b. Differential Gain/Phase Test Setup

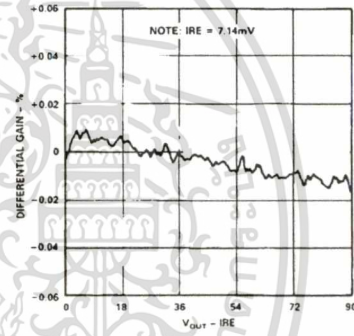


Figure 35d. Differential Gain for the Circuit of Figure 35a

High Speed DAC Buffer

The AD844 performs very well in applications requiring current-to-voltage conversion. Figure 36 shows connections for use with the AD568 current output DAC. In this application the bipolar offset is used so that the full-scale current is ± 5.12 mA, which generates an output of ± 5.12 V using the $1\ \text{k}\Omega$ application resistor on the AD568. Figure 37 shows the full-scale transient response. Care is needed in power supply

decoupling and grounding techniques to achieve the full 12-bit accuracy and realize the fast settling capabilities of the system. The unmarked capacitors in this figure are $0.1\ \mu\text{F}$ ceramic (for example, AVX Type SR305C104KAA), and the ferrite inductors should be about $2.5\ \mu\text{H}$ (for example, Fair-Rite Type 2743002122). The AD568 data sheet should be consulted for more complete details about its use.

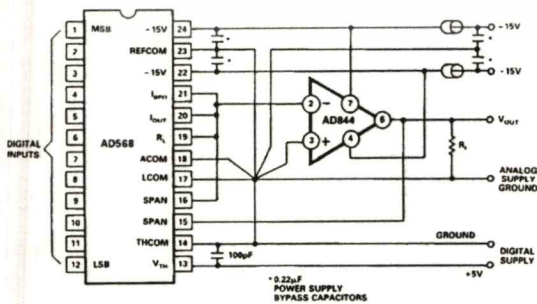


Figure 36. High Speed DAC Amplifier

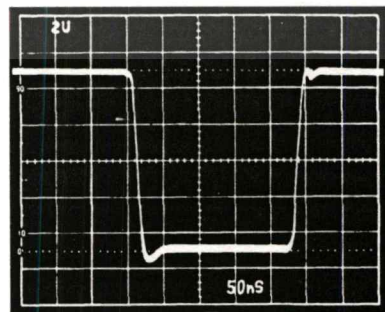


Figure 37. DAC Amplifier Full-Scale Transient Response

AD844

20 MHz Variable Gain Amplifier

The AD844 is an excellent choice as an output amplifier for the AD539 multiplier, in all of its connection modes. (See AD539 data sheet for full details.) Figure 38 shows a simple multiplier providing the output:

$$V_{WV} = -\frac{V_X V_Y}{2V}$$

where V_X is the "gain control" input, a positive voltage of from 0 V to +3.2 V (max) and V_Y is the "signal voltage", nominally ± 2 V FS but capable of operation up to ± 4.2 V. The peak output in this configuration is thus ± 6.7 V. Using all four of the internal application resistors provided on the AD539 in parallel results in a feedback resistance of 1.5 k Ω , at which value the bandwidth of the AD844 is about 22 MHz, and is essentially independent of V_X . The gain at $V_X = 3.16$ V is +4 dB.

Figure 39 shows the small signal response for a 50 dB gain control range ($V_X = +10$ mV to +3.16 V). At small values of V_X , capacitive feedthrough on the PC board becomes troublesome, and very careful layout techniques are needed to minimize this problem. A ground strip between the pins of the AD539 will be helpful in this regard. Figure 40 shows the response to a 2 V pulse on V_Y for $V_X = +1$ V, +2 V and +3 V. For these results, a load resistor of 500 Ω was used and the supplies were ± 9 V. The multiplier will operate from supplies between ± 4.5 V and ± 16.5 V.

Disconnecting Pins 9 and 16 on the AD539 alters the denominator in the above expression to 1 V, and the bandwidth will be approximately 10 MHz, with a maximum gain of 10 dB. Using only Pin 9 or Pin 16 results in a denominator of 0.5 V, a bandwidth of 5 MHz and a maximum gain of 16 dB.

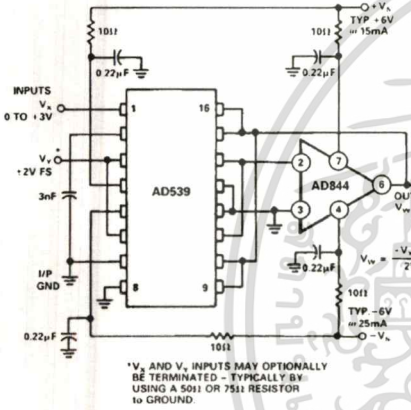


Figure 38. 20 MHz VGA Using the AD539

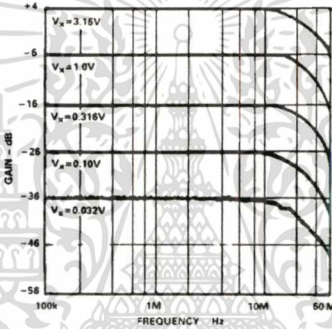


Figure 39. VGA AC Response

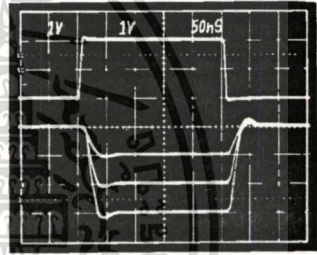
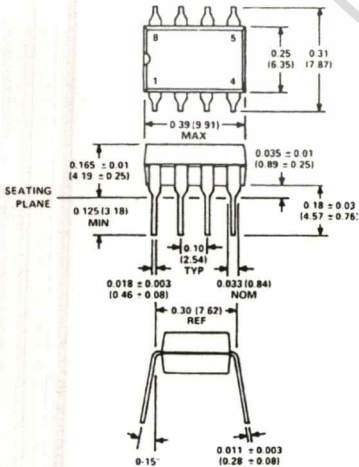


Figure 40. VGA Transient Response with $V_X = 1$ V, 2 V, and 3 V

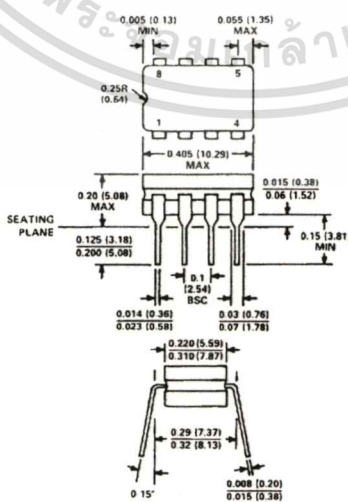
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

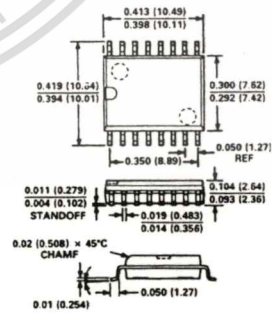
Mini-DIP (N) Package



Cerdip (Q) Package



16-Pin SOIC (R) Package



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





วิศวกรรม
Electrical Engineering
(EECON)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาบันคั่นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม
 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์



**การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22**



**22nd Electrical Engineering Conference
(EECON-22)**



วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542
ณ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
50 ถนนพหลโยธิน เขตจตุจักร กรุงเทพมหานคร

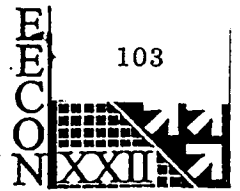
**ดำเนินการจัดประชุมโดย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ :**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ประกาศผลบทความดีเด่น

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 22 The 22nd Electrical Engineering Conference



วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542 ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

บทความดีเด่น สาขาไฟฟ้าสื่อสาร ได้แก่

- CM034 *วิธีควบคุมความคับคั่งแบบ FMMRA บนการส่งประเภท ABR จากหนึ่งจุดไปสู่หลายจุดในโครงข่าย ATM*
- โดย ศุภเกียรติ เลานะเมทนี ศิริวรรณ สมบูรณ์ ลัญฉกร วุฒิสถิตฤทธิกุลกิจ และ ประสิทธิ์ ประพินมมงคลการ
- สังกัด จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความดีเด่น สาขาคอมพิวเตอร์ ได้แก่

- CP005 *Spider : A Multiprocessor Network Development*
- โดย Mongkol Raksapatcharawong Boonyarith Soavapakhiran Mallika Wattanwong Wiwat Chareonpattarakachee
- สังกัด มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

บทความดีเด่น สาขาควบคุม ได้แก่

- CT028 *วงจรตรวจจับยวดยอดสัญญาณกระแส*
- โดย สมชาย สุภาพ อนุชา แก้วพูลสุข และวันชัย วิชาจุจา
- สังกัด สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทความดีเด่น สาขาประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ได้แก่

- DS005 *Adaptive Blind DS - COMA Receiver*
- โดย Peerapol Yuvapoositanon and Jonathon A. Chambers
- สังกัด มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร

บทความดีเด่น สาขาอิเล็กทรอนิกส์ ได้แก่

- EL045 *โครงสร้างวงจรควบคุมความถี่และหารความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่*
- โดย ปราโมทย์ วาดเขียน มนต์รี ศิริปรัชญาเนห์
- สังกัด สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

บทความดีเด่น สาขาไฟฟ้ากำลัง ได้แก่

- PW062 *ระบบควบคุมเวกเตอร์แบบควบคุมกระแสไร้เซ็นเซอร์วัดความเร็วสำหรับมอเตอร์เหนี่ยวนำ*
- โดย ชูเกียรติ นิธิโยธาน และ สมบูรณ์ แสงวานิชย์
- สังกัด จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ฉบับนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรหารและคูณความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่
A novel frequency divider and multiplier of triangle wave

ปราโมทย์ วาดเขียน และ มนตรี ศิริปรัชญานันท์

ภาควิชาโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 3269901 E-mail. mrase@kmitnb.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้ เป็นการนำเสนอวงจรรคูณและหารความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่ โดยส่วนของวงจรรคูณความถี่ใช้หลักการของวงจรรค่าสัมบูรณ์ ส่วนวงจรรหารความถี่ใช้หลักการเปลี่ยนเฟสในการขยายของวงจรรขยายสัญญาณด้วยอนาล็อกสวิทช์ จากผลการทดลอง หลักการสามารถใช้คูณและหารความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้ในช่วงความถี่และแอมป์ลิจูดที่กว้าง โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำสามารถทำงานได้ดีกว่าแบบที่ใช้วงจรรอินทิเกรเตอร์

Abstract

This paper presents a novel frequency multiplier and divider of triangle wave. Absolute value circuit principle is introduced in frequency multiplier section and changeable polarity amplifier is used in frequency divider controlled by analog switch. The experimental results illustrate that this principle can be used to multiply and divide frequency of wideband and various amplitude value of triangle wave. Especially at low frequency, it can provide the better signal performance.

1. บทนำ

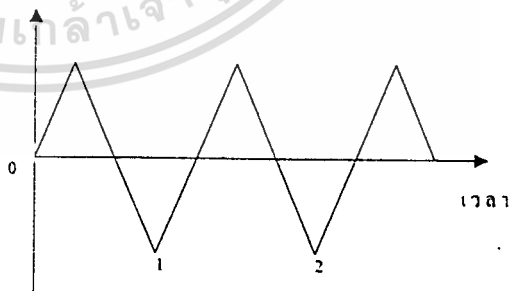
การใช้ขั้วสัญญาณทางไฟฟ้า ในบางครั้งจะต้องมีการปรับเปลี่ยนสัญญาณนั้นให้ได้แอมป์ลิจูดและความถี่ที่ต้องการ ในส่วนของแอมป์ลิจูดนั้นสามารถปรับแต่งได้โดยง่ายจากการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายของวงจรรขยายแรงดัน แต่ในส่วนของความถี่ต้องมีการใช้วงจรรพิเศษที่ซับซ้อนขึ้นปรับแต่งความถี่ ซึ่งแต่ละสัญญาณมีรูปแบบแตกต่างกันไป กรณีที่สัญญาณนั้นเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม การคูณความถี่อาจทำได้โดยการใช้วงจรรค่าสัมบูรณ์ (Absolute value circuit) ส่วนการหารความถี่นั้นสามารถทำได้ยากกว่า ซึ่งปกติจะกระทำโดยการแปลงสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม จากนั้นจึงใช้วงจรรหารความถี่สี่เหลี่ยม วิธีหนึ่งที่ทำได้โดยง่ายคือใช้วงจรรฟลิป-ฟลอป (Flip-Flop) สุดท้ายจึงนำสัญญาณนี้ไปแปลงกลับเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม โดยใช่วงจรรอินทิเกรเตอร์ (Integrator) ซึ่งวงจรรส่วนนี้มีข้อเสียคือ หากมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุต จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ความถี่ต่ำ [1-2] ซึ่งส่วนนี้ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาที่รูปที่ 1 สัญญาณสามเหลี่ยมรูปแบบต่างๆ ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

บทความนี้จึงได้นำเสนอ โครงสร้างของวงจรรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่ที่ไม่ใช่วงจรรอินทิเกรเตอร์ จากผลการทดลอง โครงสร้างนี้สามารถทำการคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมได้ในย่านกว้างทั้งความถี่และแอมป์ลิจูด นอกจากนี้ยังได้นำเสนอหลักการของวงจรรคูณความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมโดยใช่วงจรรค่าสัมบูรณ์อีกด้วย สำหรับทั้งสองหลักการนี้หากใช้อุปกรณ์ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงก็จะทำการคูณและหารความถี่ที่ความถี่สูงๆ ได้

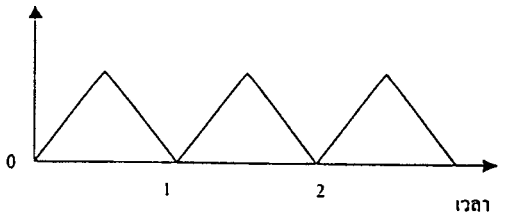
2. หลักการ

2.1 โครงสร้างวงจรรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

เมื่อพิจารณาสัญญาณสามเหลี่ยมลักษณะต่างๆ ดังในรูปที่ 1 ทั้งในรูปที่ 1(a) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไม่มีส่วนประกอบของไฟตรง และในรูปที่ 1(b) ที่มีส่วนประกอบของไฟตรงด้วย จะเห็นว่าหากทั้งสองรูป นี้สามารถรากกลับทิศทางของสัญญาณสามเหลี่ยมในส่วนที่ 1 ถึงส่วนที่ 2 ได้ จะทำให้ได้สัญญาณสามเหลี่ยมที่ถูกหารความถี่ให้เหลือลงไปสองเท่าจากแนวความคิดนี้ จึงได้ทำการออกแบบ โครงสร้างของวงจรรหารความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 2

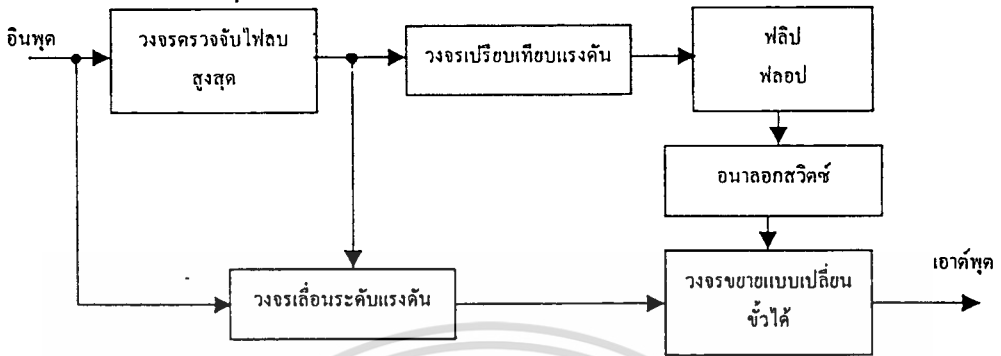


(1a)



(1b)

วงจรรักษาและคุณความดีของสัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่

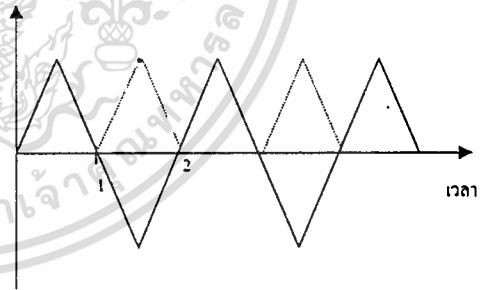


รูปที่ 2 โครงสร้างของวงจรรักษาความดีสัญญาณสามเหลี่ยมแบบใหม่

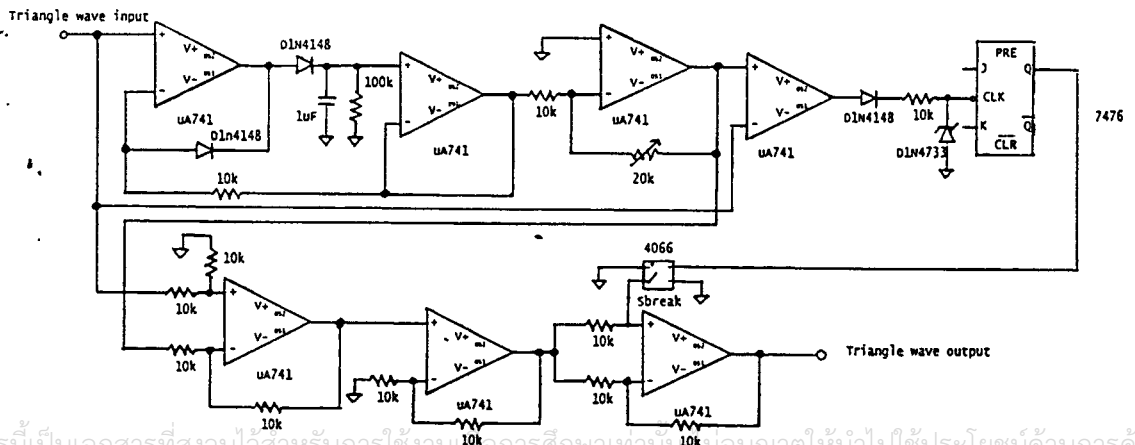
จากรูปที่ 2 เมื่อมีสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ามาที่อินพุต สัญญาณนี้จะผ่านวงจรตรวจจ็บบโวลตสูงสุด และนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุต ซึ่งจะทำได้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันเป็นสัญญาณพัลส์ช่วงเวลาสั้นๆที่จุด 1 และ 2 ของรูปที่ 1 สัญญาณนี้เมื่อนำไปผ่านฟลิป-ฟลอป จะได้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่เปลี่ยนแปลงที่จุด 1 และ 2 สลับกันไปตลอดเวลา เราได้ใช้สัญญาณสี่เหลี่ยมนี้ไปผ่านอนาลอกสวิทช์ เพื่อใช้ควบคุมการเปลี่ยนสภาวะการทำงานของวงจรรักษา จากแบบไม่กลับขั้ว (Non-inverting Amplifier) เมื่อสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นแรงดันค่า มาเป็นแบบกลับขั้ว (Inverting Amplifier) เมื่อสัญญาณสี่เหลี่ยมเป็นแรงดันสูง โดยสัญญาณอินพุตของวงจรรักษาที่เปลี่ยนแปลงขั้วได้นี้จะมาจากการยกระดับของสัญญาณอินพุตด้วยค่าแอมพลิจูดของอินพุตที่รับมาจากวงจรตรวจจ็บบโวลตสูงสุดนั่นเอง ทั้งนี้เพื่อให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตจึงเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่น้อยกว่าเดิมสองเท่า ตามโครงสร้างในรูปที่ 2 นี้ จะพบอีกว่า สามารถทำการรักษาความดีสัญญาณสามเหลี่ยมได้ทั้งที่มีลักษณะตามรูปที่ 1(a) หรือ 1(b) และทำงานได้ในช่วงความถี่และแอมพลิจูดที่กว้าง

2.2 โครงสร้างวงจรรักษาความดีสัญญาณสามเหลี่ยม

พิจารณาสัญญาณสามเหลี่ยมอีกครั้งในรูปที่ 3 พบว่าถ้าเราสามารถตรวจจ็บบสัญญาณสามเหลี่ยมในช่วงลบ แล้วกลับขั้วให้ขึ้นไปในช่วงแรงดันบวกได้ ซึ่งสามารถทำได้โดยง่าย ด้วยการใช้วงจรรักษาความดี หรืออีกชื่อคือ วงจรเรียงกระแสแบบแม่นยำ (Precision rectifier circuit) ซึ่งได้มีการวิจัยกันอย่างกว้างขวางเพื่อให้มันสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงๆ [3-5]



รูปที่ 3 แนวคิดในการรักษาความดีของสัญญาณสามเหลี่ยม



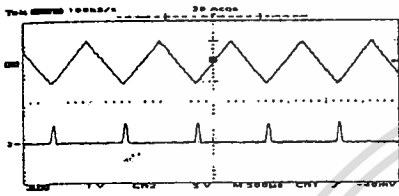
รูปที่ 4 วงจรรักษาความดีสัญญาณสามเหลี่ยม

3. ผลการทดลอง

เพื่อเป็นการยืนยันว่า โครงสร้างวงจรความถี่และคุณ
ความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมของเราสามารถทำงานได้จริง จึงได้ทำการต่อ
วงจรทดลองและบันทึกผลของ โครงสร้างทั้งสอง

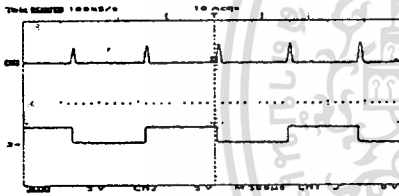
3.1 วงจรความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

ลักษณะวงจรแสดงในรูปที่ 4 โดยมีกรต่อ R 100k ขนานกับ
C 1uF เพื่อให้ไม่ต้องคายประจุในกรณีที่เปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดสัญญาณ
อินพุตจากมากไปน้อย และได้แสดงผลของสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรดัง
รูปที่ 5(a-d) เมื่อความถี่อินพุตมีค่า 1kHz แอมพลิจูด 1 V,



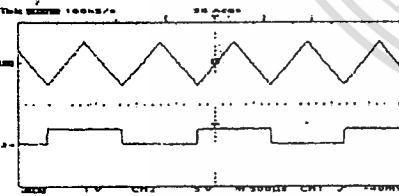
17:57:12***

รูปที่ 5(a) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต สัญญาณล่างคือ
เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบแรงดันเป็น



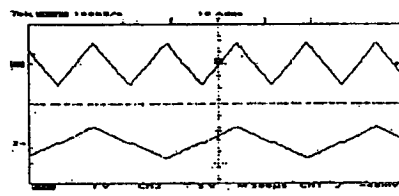
17:57:13***

รูปที่ 5(b) สัญญาณบนเป็นอินพุตที่มาจากวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อ
สัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป



17:57:12***

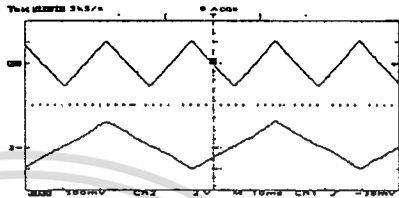
รูปที่ 5(c) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต เมื่อเทียบกับ
สัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของฟลิป-ฟลอป



17:57:12***

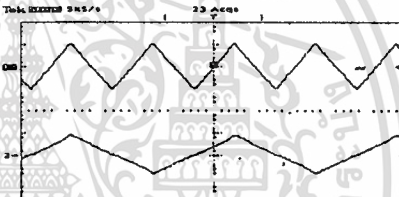
รูปที่ 5(d) สัญญาณบนเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่อินพุต เมื่อเทียบกับ
สัญญาณล่างเป็นเอาต์พุตของวงจร

นอกจากนี้ยังได้ทดลองปรับความถี่และแอมพลิจูดของ
สัญญาณอินพุตไปที่ค่าต่างๆ เพื่อศึกษาพฤติกรรมของวงจร ในกรณีที่
มีการเปลี่ยนแปลงค่าแอมพลิจูดหรือความถี่ของสัญญาณอินพุตต่างจากค่า
เดิมมากๆ ต้องมีการปรับค่าตัวต้านทาน 20k เพื่อให้วงจรเปรียบเทียบแรง
ดันสามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงให้ฟลิป-ฟลอปสร้างพัลส์ได้ทันที ซึ่ง
ได้ผลตามที่แสดงในรูปที่ 6 โดยสัญญาณบนเป็นสัญญาณอินพุตและ
สัญญาณด้านล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร



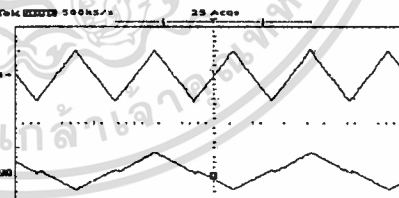
17:57:17***

รูปที่ 6(a) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอม
พลิจูด 0.5V



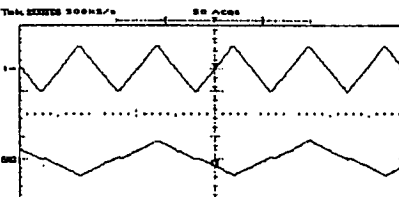
17:57:18***

รูปที่ 6(b) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอม
พลิจูด 2V



17:57:19***

รูปที่ 6(c) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 5kHz และแอม
พลิจูด 1V



17:57:13***

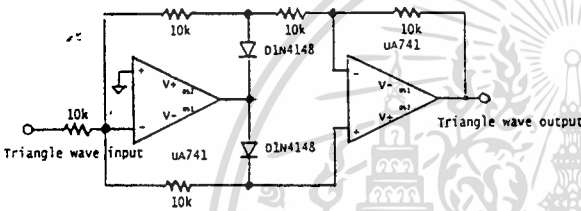
รูปที่ 6(d) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 5kHz และแอม
พลิจูด 2V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าวิธีใดโดยไม่แจ้งการประนีประนอมกับมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

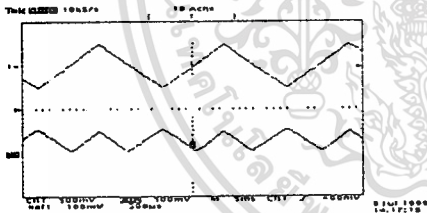
จากผลการทดลอง พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่และแอมพลิจูดวงจรยังคงสามารถทำการหำรความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมได้ แต่เมื่อเพิ่มความถี่สูงขึ้นมากๆ สัญญาณเอาต์พุตจะมีความผิดเพี้ยนบ้าง เนื่องจากออปแอมป์มีค่าอัตราสุว์ (Slew rate) แต่ปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยการ ใช้ออปแอมป์และอุปกรณ์อื่นที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้

3.1 วงจรควบคุมความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

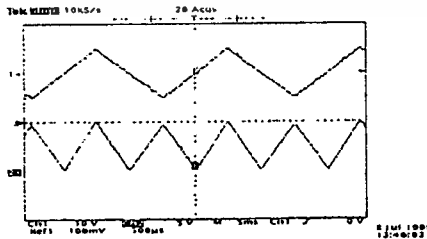
ในส่วนของวงจรนี้ ลักษณะของวงจรมีอยู่หลายแบบ (1-2) แต่รายละเอียดของวงจรที่ใช้ในการทดลองแสดงในรูปที่ 7 ส่วนแสดงผลการทดลองในรูปที่ 8 โดยสัญญาณบนเป็นสัญญาณอินพุตและสัญญาณด้านล่างเป็นสัญญาณเอาต์พุตของวงจร



รูปที่ 7 วงจรควบคุมความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม

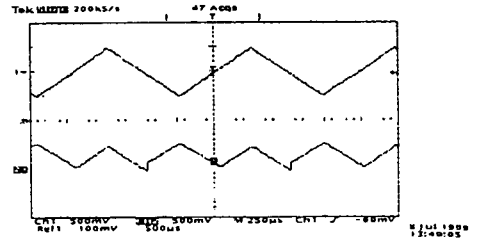


รูปที่ 8(a) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 0.5V

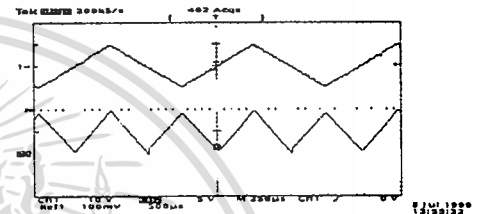


รูปที่ 8(b) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 50Hz และแอมพลิจูด 10V

ผลการทดลองพบว่า วงจรควบคุมความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมนี้ก็สามารถทำการควบคุมความถี่ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่และแอมพลิจูด โดยเมื่อความถี่สูงขึ้น สัญญาณเอาต์พุตจะเกิดความผิดเพี้ยน แต่ก็สามารถแก้ไขได้โดยการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์หรือรูปแบบของวงจร [3-5]



รูปที่ 8(c) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 1kHz และแอมพลิจูด 0.5V



รูปที่ 8(d) ผลการทดลองเมื่อสัญญาณอินพุตมีความถี่ 1kHz และแอมพลิจูด 10V

4. สรุปและวิจารณ์ผล

การหำรความถี่สัญญาณสามเหลี่ยม โดยทั่วไปจะมีการใช้วงจรอินทิเกรเตอร์ซึ่งจะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำ บทความนี้จึงกล่าวถึงวงจรหำรและควบคุมความถี่สัญญาณสามเหลี่ยมที่สามารถทำงานที่ความถี่ต่ำได้ดี แต่จากโครงสร้างของวงจรและผลการทดลองอื่นชี้ได้ว่า วงจรแบบนี้แนะนำสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงอีกด้วยหากมีการใช้อุปกรณ์ที่ทำงานที่ความถี่สูงได้ นอกจากนี้มันยังสามารถทำงานได้แม้มีการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดและความถี่ในช่วงกว้าง

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] Robert F.Coughlin and Frederick F. Driscoll , Operational Amplifiers & Linear Integrated Circuits , Prentice-Hall International Inc. , Fifth edition , 1998 , Chapter 7.
- [2] Richard A.Honeycutt , Op Amps and Linear Integrated Circuits , Delmar Publishers Inc. , 1988 , Page 72-91.
- [3] David Jones and Mark Stitt , "Precision Absolute Value Circuit", Burr-Crown application Bulletin , Burr-Brown corporation , 1997, Page AB-121.
- [4] F J Lidgey , K Hayatleh and C Toumazou , "New Current-Mode Precision Rectifiers" , IEEE Inter.Symposium, May 1993, 1322-1325 .
- [5] F J Lidgey , C Toumazou and M E Anding , "New High Frequency Current-Mode Precision Rectifiers" , IEE Col. On Linear Analogue Circuits and Sys. , 1992 , Page 7/1-7/6.

ประวัติผู้เขียน

นายมนตรี ศิริปรัชญานันท์ เกิดเมื่อวันที่ 30 พฤศจิกายน 2515 ที่ศูนย์อนามัยแม่และเด็ก อำเภอลาด จังหวัดขอนแก่น สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต (คอ.บ.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ในปีการศึกษา 2536 ได้รับทุนการศึกษาในระดับปริญญาโท-เอกจากทบวงมหาวิทยาลัย ให้เข้าศึกษาต่อในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สำหรับประวัติการทำงาน ได้รับบรรจุเข้ารับราชการในตำแหน่งอาจารย์ ตั้งแต่ปีการศึกษา 2537 ณ ภาควิชาครุศาสตร์ไฟฟ้า คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ จนถึงปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้