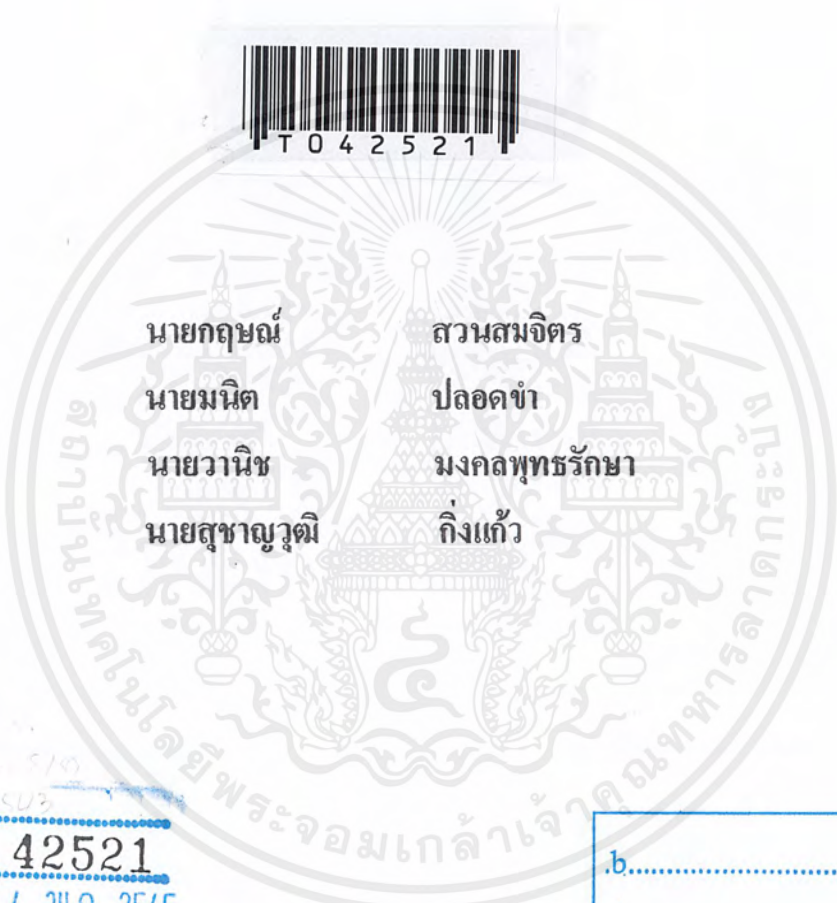


เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

SPECTRUM ANALYZER



นายกฤษณ์ สวานสมจิตร
นายมนิต ปลอดคำ
นายวานิช มงคลพุทธรักษา
นายสุชาญวุฒิ กิ่งแก้ว

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42521
วัน, เดือน, ปี 24 พ.ศ. 2545

b.....
i.....

ปฏิญญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SPECTRUM ANALYZER



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
DEPARTMENT OF INDUSTRIAL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท


หัวข้อปริญญาโท เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม
SPECTRUM ANALYZER

นักศึกษาผู้จัดทำ นายกฤษณ์ สอนสมจิตร รหัสประจำตัว 41012079
นายมนิต ปลอดขำ รหัสประจำตัว 41012095
นายวานิช มงคลพุทธรักษา รหัสประจำตัว 41012097
นายสุชาญวุฒิ กิ่งแก้ว รหัสประจำตัว 41012108

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2543

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
ผศ. สักกรียา ชิตวงศ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันพฤหัสบดีที่ 15 มีนาคม พ.ศ. 2544
สถานที่สอบ ณ. ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ภาควิชารับรองแล้ว

(ผศ. ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)
หัวหน้าภาควิชา ฯ

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

SPECTRUM ANALYZER

นักศึกษาคณะผู้จัดทำ

นายกฤษณ์ สอนสมจิตร

นายมนิต ปลอดคำ

นายวานิช มงคลพุทธรักษา

นายสุชาญวุฒิ กิ่งแก้ว

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สักกรียา จิตวงศ์

ปีการศึกษา

2543

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมที่สามารถวัดความถี่ได้ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยมีค่ารีโซลูชันแบนด์วิดท์เท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ใช้หลักการของซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ ซึ่งสามารถวัดสัญญาณอินพุทที่เข้ามาได้ทั้งสัญญาณไซน์สามเหลี่ยม และ สี่เหลี่ยม ในส่วนของวงจรที่นำมาประกอบขึ้นเป็นเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมคือ วงจรกรองความถี่ต่ำ วงจรกรองความถี่ช่วง วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย วงจรผสมสัญญาณ วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน วงจรขยายลอกการิทึม และวงจรตรวจจับสัญญาณ

การแสดงผลของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ใช้เครื่องออสซิลโลสโคปในโหมด X-Y โดยที่แอมพลิจูดจะแสดงในสเกลลอกการิทึม ซึ่งใช้โหมด Y ส่วนความถี่จะแสดงในสเกลเชิงเส้น ซึ่งใช้โหมด X

Thesis Title	SPECTRUM ANALYZER	
Authors	Mr. Krit	Suamsomchit
	Mr. Manit	Plodkhum
	Mr. Vanich	Mongkolputtaraksa
	Mr. Suchanwud	Kingkaew
Thesis Advisor	Asst. Prof. Sakreya	Chitwong
Year	2000	

ABSTRACT

This study is aimed to design and build up a SPECTRUM ANALYZER which is able to investigate 50 kHz up to 1 MHz frequency. The resolution bandwidth is of 10 kHz. The superheterodyne principle which can measure all input signals (sine, triangle, and square waves) is employed in this study. The components of this SPECTRUM ANALYZER are lowpass filter, bandpass filter, sawtooth generator, voltage control oscillator(VCO), mixer, logarithmic amplifier and detector. The oscilloscope in X-Y mode is utilized in order to present the results of this SPECTRUM ANALYZER. The amplitude of signal is presented in logarithmic scale which is in mode Y; Meanwhile, the linear scale of frequency is presented in mode X.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ สักรียา ชิตวงศ์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้ออุปการณ์และเครื่องมือต่างๆ ในการทำปริญญาบัตรนี้ ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรมทุกท่าน ที่ได้ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

และที่ลืมเสียไม่ได้ ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อและคุณแม่อันเป็นที่รักยิ่ง ที่สนับสนุนและเป็นแรงบันดาลใจในการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาบัตรฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต่อจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	1
บทที่ 2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม.....	2
2.1 กล่าวนำ.....	2
2.2 การวิเคราะห์สัญญาณ.....	3
2.2.1 ชนิดของสัญญาณ.....	3
2.2.2 การแสดงสเปกตรัมของสัญญาณและสเปกตรัมกำลังเฉลี่ยสัญญาณ.....	4
2.2.3 การแสดงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ.....	6
2.3 สเปกตรัมการสื่อสาร.....	8
2.3.1 การแบ่งย่านความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	9
2.3.2 การใช้สเปกตรัมการสื่อสาร.....	11
บทที่ 3 ทฤษฎี และหลักการ.....	13
3.1 หลักการระบบวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์.....	13
3.2 สร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมเบื้องต้น.....	15
3.2.1 แบนด์ออฟฟิลเตอร์อนาล็อก.....	16
3.2.2 ฟรีแควนซีรีโซลูชัน.....	17
3.3 บล็อกไดอะแกรมของเฮเทอโรไดน์.....	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.4 หลักการทำงานของวงจรต่างๆ.....	19
3.4.1 วงจรกรองความถี่ (Filter).....	19
3.4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ(Lowpass Filter)	22
3.4.3 วงจรกรองช่วงความถี่ (Bandpass Filter).....	23
3.4.4 วงจรกรองช่วงความถี่แบนด์กว้าง (Wide-Band Bandpass Filter)	24
3.4.5 วงจรกรองช่วงความถี่แบนด์แคบ(Narrow -Band Bandpass Filter).....	24
3.4.6 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย.....	25
3.4.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)	26
3.4.8 วงจรตรวจจับสัญญาณ	26
3.4.9 วงจรผสมสัญญาณ	28
3.4.10 วงจรขยาย ลอการิทึม (Logarithmic Ampilfier).....	29
3.6.11 วงจรออสซิลเลเตอร์.....	30
บทที่ 4 การออกแบบวงจร.....	31
4.1 บทนำ.....	31
4.2 วงจรกรองความถี่(Filter).....	32
4.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) 1 เมกะเฮิรตซ์.....	32
4.2.2 วงจรกรองความถี่ช่วง (Bandpass Filter) 455 กิโลเฮิรตซ์	33
4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Generator).....	33
4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)	33
4.5 วงจรผสมสัญญาณ (Mixer Circuit).....	37
4.6 วงจรขยายลอการิทึม (Logarithmic Amplifier).....	38
4.7 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector).....	39
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	41
5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter).....	41
5.2 วงจรกรองความถี่ช่วง (Bandpass Filter)	42
5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Generator).....	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
5.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ด้วยแรงดัน	44
5.5 วงจรผสมสัญญาณ	47
5.6 วงจรขยายลอการิทึม (Logarith Amplifier)	48
5.7 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector).....	50
5.8 ผลการทดลองจากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม	51
บทที่ 6 สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	57
6.1 สรุปผล	57
6.2 ปัญหา	57
6.3 ข้อเสนอแนะ.....	57

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การแบ่งย่านความถี่และคำศัพท์เฉพาะ.....	9
3.1 แสดงตัวอย่างคำอินคัคแดนซ์และคาปาซิแดนซ์โดยใช้วงจรมัลติเพล็กซ์ 23	23
4.1 ค่าขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 7 32	32
5.1 แสดงผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำ 41	41
5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับความถี่เอาต์พุตที่เปลี่ยนไป 44	44
5.3 ผลการทดลองวงจรมายาลอกการรบกวน 48	48



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สัญญาณที่วัดได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม.....	2
2.2 สัญญาณที่วัดได้จากออสซิลโลสโคป.....	2
2.3 สัญญาณ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ และ 5 เมกะเฮิร์ตซ์.....	3
2.4 สัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียว.....	4
2.5 การแสดงสเปกตรัมของสัญญาณความถี่เดียว.....	4
2.6 การแสดงเฟสเซอร์ของสัญญาณความถี่เดียว.....	5
2.7 การแสดงเฟสเซอร์และสเปกตรัมแบบความถี่สองด้าน.....	6
3.1 หลักการเปลี่ยนความถี่ตามวิธีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์.....	13
3.2 บล็อกไดอะแกรมภาคเปลี่ยนความถี่.....	14
3.3 แบนด์ออฟฟิเตอร์นาไลเซอร์.....	16
3.4 แบนด์พาส และ ความถี่กลาง.....	16
3.5 ฟริควนซีรีโซลูชัน.....	17
3.6 เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม โดยใช้หลักการของ ซูเปอร์เฮเทอโรไดน์.....	18
3.7 แสดงผลตอบสนองของวงจรองความถี่ทั้ง 4 แบบ.....	19
3.8 ทรานเฟอร์ฟังก์ชันและผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรองความถี่ต่ำแบบอุดมคติ.....	20
3.9 (ก) การต่อวงจรองความถี่ต่ำกับวงจรองความถี่สูงเข้าด้วยกัน.....	24
3.9 (ข) ผลการตอบสนองทางความถี่.....	24
3.10 (ก) การต่อวงจรองความถี่ต่ำเข้ากับวงจรองความถี่สูง.....	24
3.10 (ข) ผลการตอบสนองทางความถี่.....	24
3.10 (ค) ผลรวมทางคณิตศาสตร์ของการลดทอน.....	24
3.11 สัญญาณพัวเลี่ย.....	25
3.12 แสดงวงจรเรกติไฟ์ครั้งคลื่น.....	26
3.13 แสดงวงจรเรกติไฟ์ครั้งคลื่นแบบพรีซิชั่น.....	27
3.14 วงจรผสมสัญญาณแบบวงแหวน.....	28
3.15 วงจรขยายลอกการิทึมแบบทรานส์ไดโอด.....	29
3.16 แสดงวงจรขยายลอกการิทึม.....	30
4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม.....	31
4.2 วงจรองความถี่ต่ำจุดคัทออฟที่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์.....	33

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย.....	33
4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน	36
4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณ โดยทั่วไป	37
4.6 วงจรผสมสัญญาณ	38
4.7 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณที่ใช้.....	38
4.8 แสดงวงจรขยายลอกการิทึม	38
4.9 วงจรตรวจจับสัญญาณ	39
4.10 แสดงวงจรทั้งหมดในเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม.....	40
5.1 แสดงกราฟคุณลักษณะของวงจรรองความถี่ต่ำ	42
5.2 แสดงกราฟคุณลักษณะของวงจรรองความถี่ช่วง 455 กิโลเฮิร์ตซ์.....	42
5.3 สัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 100 เฮิร์ตซ์	43
5.4 สัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 500 เฮิร์ตซ์.....	43
5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับความถี่เอาต์พุต.....	45
5.6 สัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันอินพุต -2.5 โวลต์.....	45
5.7 สัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ แรงดันอินพุต 0 โวลต์.....	46
5.8 สัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่แรงดันอินพุต +0.25 โวลต์	46
5.9 แสดงการกวัดสัญญาณซึ่งถูกขับโดยวงจรมกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย	47
5.10 สัญญาณที่ถูกผสมระหว่าง 1 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 40 กิโลเฮิร์ตซ์	47
5.11 สัญญาณที่ถูกผสมระหว่าง 2 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 300 กิโลเฮิร์ตซ์	48
5.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต(เดซิเบล)และ เอาต์พุต (โวลต์).....	50
5.13 สัญญาณอินพุตและสัญญาณที่ขาอิมิตเตอร์เทียบกับกราวด์	50
5.14 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต.....	51
5.15 แสดงการกวัดสัญญาณไซน์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์	51
5.16 แสดงการกวัดสัญญาณไซน์ความถี่ 50กิโลเฮิร์ตซ์	52
5.17 แสดงการกวัดสัญญาณไซน์ความถี่ 700 กิโลเฮิร์ตซ์และความถี่ 130กิโลเฮิร์ตซ์	52
5.18 แสดงการกวัดสัญญาณไซน์ ความถี่ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ 400 กิโลเฮิร์ตซ์และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์....	53
5.19 แสดงการกวัดสัญญาณไซน์ความถี่ 800 กิโลเฮิร์ตซ์ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์.....	53
5.20 แสดงการกวัดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์.....	54

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.21 แสดงการวัดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 800 กิโลเฮิร์ตซ์ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์	54
5.22 แสดงการวัดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์.....	55
5.23 แสดงการวัดสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์	55
5.24 แสดงการวัดสัญญาณไซน์ที่ถูกมอดูเลตจากฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ระหว่างความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 300 กิโลเฮิร์ตซ์	56
5.25 แสดงการวัดสัญญาณไซน์ที่ถูกมอดูเลตจากฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ระหว่างความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 50 กิโลเฮิร์ตซ์	56
6.1 แสดงวงจรขยายลอการิทึม.....	58

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของปริศยานิพนธ์

ปัจจุบันนี้เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมถูกใช้ในงานอุตสาหกรรมเป็นจำนวนมาก แต่ในทางกลับกันภายในประเทศไทยยังไม่สามารถสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมขึ้นมาใช้เองได้ ทั้งนี้สาเหตุประการหนึ่งเนื่องมาจากความรู้และประสบการณ์ของบุคลากรยังต้องการการพัฒนาขึ้นไปอีก

ดังนั้นปริศยานิพนธ์นี้จึงเป็นจุดเริ่มต้นในการฝึกฝนทักษะและความรู้ในการสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม ซึ่งจะก่อให้เกิดความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของปริศยานิพนธ์

ปริศยานิพนธ์นี้จะเป็นการศึกษาและทดลองออกแบบสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมเพื่อนำไปใช้เป็นเครื่องมือในการวัดความถี่ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์และวงจรไฟฟ้า การแสดงผลความถี่ที่วัดได้จะอยู่ในรูปเชิงความถี่ (Frequency Domain) ซึ่งจะมีลักษณะเป็นแท่งสัญญาณ จึงทำให้ทราบความถี่และแอมพลิจูดได้ทันที

1.3 ขอบเขตของปริศยานิพนธ์

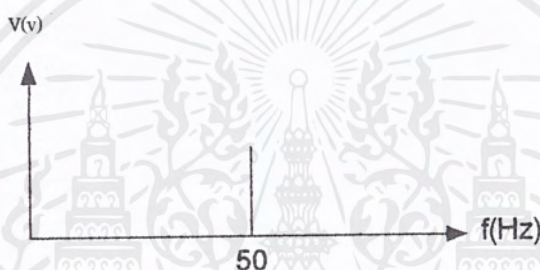
1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม
2. ศึกษาวงจรที่นำมาใช้ในการสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม
3. ทดลองออกแบบวงจรที่ใช้
4. ทดสอบการทำงานของวงจร
5. ประกอบวงจรรวมเข้าด้วยกัน

บทที่ 2

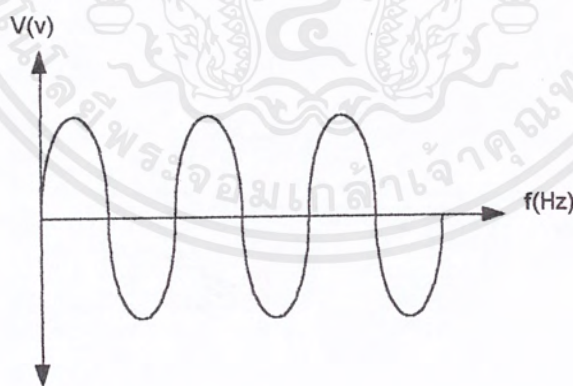
ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

2.1 กล่าวนำ

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม(Spectrum Analyzer)เป็นเครื่องมือวัดความถี่ชนิดหนึ่ง เช่นเดียวกับ ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) จุดที่แตกต่างกันคือ เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมแสดงความถี่ที่วัดได้ในรูปเชิงความถี่ (Frequency Domain) ส่วนออสซิลโลสโคปจะวัดความถี่ในลักษณะรูปคลื่นที่อยู่ในรูปเชิงเวลา (Time Domain) ซึ่งจะต้องนำไปคิดเป็นความถี่อีกครั้งหนึ่งคือ $f = \frac{1}{T}$



รูปที่ 2.1 สัญญาณที่วัดได้จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

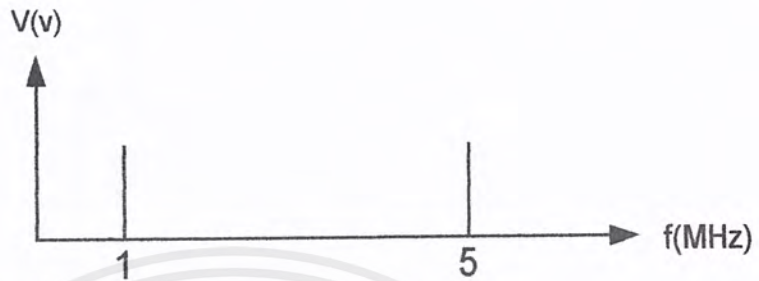


รูปที่ 2.2 สัญญาณที่วัดได้จากออสซิลโลสโคป

ในการวัดความถี่สัญญาณรูปคลื่นไซน์ (Sine Wave) ที่ 50 เฮิรตซ์ เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมจะวัดสัญญาณได้ ดังรูปที่ 2.1 ในขณะที่ออสซิลโลสโคปจะวัดสัญญาณได้ดังรูปที่ 2.2 สังเกตได้ว่า เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมวัดออกมาในรูปของความถี่ แต่ว่า ออสซิลโลสโคปวัดออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรูปคลื่นไซน์ซึ่งอยู่ในรูปของแกนเวลา กรณีที่ป้อนสัญญาณให้กับเครื่องวิเคราะห์ที่สเปกตรัมด้วยสัญญาณ 2 สัญญาณเข้าไป สัญญาณที่ 1 เป็น สัญญาณ รูปคลื่น ไซน์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนสัญญาณที่ 2 เป็นสัญญาณรูปคลื่น ไซน์ความถี่ 5 เมกะเฮิร์ตซ์ จะได้สัญญาณออกมา 2 สัญญาณ ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 สัญญาณ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ และ 5 เมกะเฮิร์ตซ์

2.2 การวิเคราะห์สัญญาณ

2.2.1 ชนิดของสัญญาณ

สัญญาณที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารเชิงไฟฟ้า นั้น เมื่อพิจารณาจากแหล่งกำเนิดของสัญญาณแล้วอาจแบ่งออกอย่างกว้างๆ เป็น 3 แบบด้วยกันคือ

1. สัญญาณอนาลอก
2. สัญญาณดิจิทัล
3. สัญญาณรบกวน

สัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณที่มีระดับของสัญญาณเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง ซึ่งจะต่างจากสัญญาณดิจิทัลซึ่งสัญญาณดิจิทัลจะมีจำนวนระดับสัญญาณอยู่ 2 ระดับ หรือเป็นจำนวนเต็มที่มีค่าจำกัดค่าหนึ่ง ตัวอย่างของสัญญาณอนาลอกคือ สัญญาณเสียง และสัญญาณภาพ เป็นต้น ในขณะที่สัญญาณดิจิทัลนั้นมีแหล่งกำเนิดจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์แบบดิจิทัลที่ใช้ในเครื่องคอมพิวเตอร์ทั่วไป เครื่องคอมพิวเตอร์และอุปกรณ์รอบข้างทั้งหลายจะทำงานโดยใช้สัญญาณดิจิทัลทั้งหมดกล่าวคือ สัญญาณตัวอักษร และสัญญาณควบคุมทั้งหลายจะอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลทั้งหมด สัญญาณดิจิทัลอาจถูกสร้างมาจากสัญญาณอนาลอกได้เช่นเดียวกัน

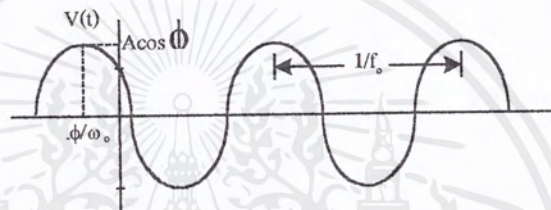
สำหรับสัญญาณรบกวนนั้นเป็นสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างสุ่มค่าไปเรื่อยๆ และมักจะเกิดในระบบสื่อสารอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ โดยเกิดจากชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อยู่โดยทั่วไป

2.2.2 การแสดงสเปกตรัมของสัญญาณและสเปกตรัมกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ

สัญญาณในระบบจริงนั้นส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา และประกอบด้วยหลายๆความถี่ อย่างไรก็ดีตามเพื่อความสะดวกในการอธิบายในขั้นตอนนี้ขอให้พิจารณาสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เดียวเป็น f_0 และความถี่เชิงมุมเป็น ω_0 ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 สัญญาณตามรูปนี้จะสามารถเขียนอยู่ในรูปฟังก์ชันของเวลาได้ดังนี้

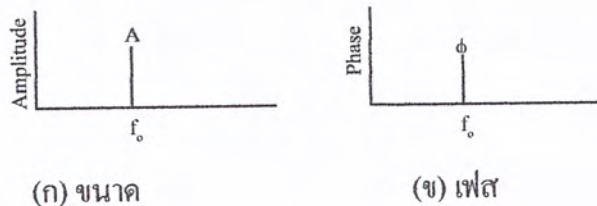
$$V(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi) \quad (2.1)$$

โดยที่ A เป็นขนาดหรือ แอมพลิจูดของสัญญาณ ϕ เป็นเฟสของสัญญาณ



รูปที่ 2.4 สัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียว

จากสมการ (2.1) และรูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าการที่จะเขียนรูปได้ถูกต้องนั้นจะต้องรู้ขนาด ความถี่เชิงมุมและสัญญาณที่จุดอ้างอิง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ สัญญาณข่าวสารเกี่ยวกับสัญญาณรูปไซน์นี้จะครบถ้วนก็ต่อเมื่อรู้ข้อมูลทั้งสามดังกล่าวนี้ก่อน รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณนี้ ในกรณีนี้เนื่องจากสัญญาณมีความถี่เดียวคือ f_0 สเปกตรัม ของสัญญาณนี้จึงมีค่าเป็นเส้นที่ตำแหน่ง f_0 เท่านั้น ลักษณะดังกล่าวเรียกว่า ไลน์สเปกตรา (line spectra)



(ก) ขนาด

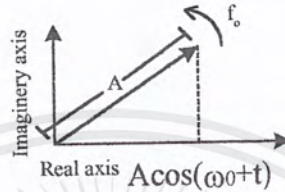
(ข) เฟส

รูปที่ 2.5 การแสดงสเปกตรัมของสัญญาณความถี่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแสดงรูปสัญญาณตามสมการ 2.1 นั้นจะไม่ให้ความสะดวกในการบวก ลบ คูณหาร ระหว่างสัญญาณมากนัก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงนิยมใช้เครื่องมือทางคณิตศาสตร์เข้าช่วย โดยแสดงสัญญาณนี้อยู่ในรูปของเฟสเซอร์ (Phasor) ซึ่งให้ความสะดวกมากกว่าและในยามที่ต้องการรู้ค่าฟังก์ชันจริงก็ดึงเอาส่วนจริงของฟังก์ชันนั้นไปใช้ในลักษณะต่อไปนี้

$$A \cos(\omega t + \phi) = \operatorname{Re} [A e^{j(\omega_0 t + \phi)}] \quad (2.2)$$



รูปที่ 2.6 การแสดงเฟสเซอร์ของสัญญาณความถี่เดียว

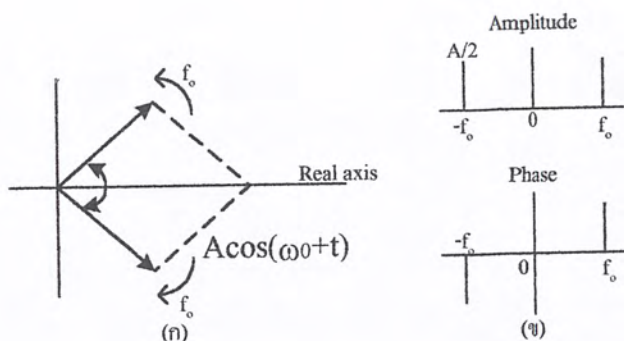
ในรูปที่ 2.6 แสดงเฟสเซอร์ของสัญญาณตามสมการ (2.2) การแสดงเฟสเซอร์และสเปกตรัมของสัญญาณจะถือหลักดังนี้

- (1) เพื่อให้ส่วนจริงของเฟสเซอร์มีค่าตรงกับสัญญาณที่ต้องการ มุม ϕ ที่แสดงในเฟสเซอร์จะต้องเป็นมุมที่เท่ากับแกน X
- (2) ขนาดสเปกตรัมของสัญญาณจะต้องเขียนให้เป็นค่าบวกเสมอ ดังนั้นในกรณีที่มีเครื่องหมายลบติดอยู่ก็ทำให้เป็นเครื่องหมายบวกโดยเปลี่ยนเฟสไป $+180^\circ$ หรือ -180° การใช้เฟสเซอร์แสดงสัญญาณเช่นนี้จะได้อีกรูปแบบหนึ่งโดยพิจารณาจาก

$$A \cos(\omega_0 t + \phi) = \frac{A}{2} e^{j\phi} e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\phi} e^{-j\omega_0 t} \quad (2.3)$$

เมื่อเราเขียนเฟสเซอร์และรูปสเปกตรัมของสัญญาณในสมการ 2.3 นี้จะได้ดังรูปที่ 2.7 เฟสเซอร์เทอมที่สองในสมการ (2.3) นั้นมีค่าความเร็วเชิงมุมเป็น $-\omega_0$ ซึ่งมีความหมายว่าเฟสเซอร์นั้นหมุนในทิศตรงข้ามกับทิศทางที่กำหนดให้เป็นบวกไว้เท่านั้น ในการแสดงภาพสเปกตรัมก็จะมีค่าเป็น $+f_0$ และ $-f_0$ เกิดขึ้นโดยที่ความถี่ $-f_0$ นั้นมีความหมายดังข้างต้นเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับการแสดงภาพสเปกตรัมในรูปที่ 2.5 และ รูปที่ 2.7 อาจกล่าวได้ว่ารูปที่ 2.7 เป็นการแสดงสเปกตรัมสองด้าน คือ แสดงด้านที่ความถี่เป็นบวกและเป็นลบด้วย โดยที่ขนาดของสเปกตรัมจะเป็นครึ่งหนึ่งของกรณีที่แสดงสเปกตรัมด้านเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 การแสดงเฟสเซอร์และสเปกตรัมแบบความถี่สองด้าน

การแสดงสเปกตรัมแบบความถี่สองด้านดังด้านบน จะช่วยอำนวยความสะดวกในการวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณในภายหลังมาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงมักใช้การแสดงสเปกตรัมในลักษณะนี้

เนื่องจากสัญญาณที่เกิดขึ้นตามธรรมชาติ หรือสัญญาณที่มนุษย์สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการติดต่อสื่อสารกันนั้น โดยทั่วไปจะประกอบด้วยสเปกตรัมเป็นแถบเช่นเสียงพูดของคนเราซึ่งจะมีสเปกตรัมอยู่ในช่วง 100-4000 เฮิรตซ์ หรือเสียงดนตรีจะมีช่วงความถี่ที่กว้างขึ้นอีก และสิ่งที่ต้องพิจารณาอีกอย่างก็คือ สัญญาณ โดยทั่วไปจะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ดังนั้นส่วนประกอบสเปกตรัมของสัญญาณก็จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลาด้วย ทั้งนี้ยกเว้นกรณีที่สัญญาณนั้นมีการเปลี่ยนแปลงเป็นรายคาบ การวิเคราะห์สัญญาณทั้งที่เป็นรายคาบ และสัญญาณที่ไม่เป็นรายคาบนี้ต้องอาศัยหลักการอนุกรมฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม

2.2.3 การแสดงสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ

เกี่ยวกับการคิดกำลังเฉลี่ยของสัญญาณนั้น เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของกำลังไฟฟ้าคือ $p(t) = \frac{v^2(t)}{R}$ ซึ่ง $p(t)$ จะเปลี่ยนแปลงตาม $v(t)$ และ R ด้วย เพื่อความสะดวกในการคิดโดยทั่วไปเราจะให้ $R = 1 \Omega$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งเป็นการนอร์มอไลซ์ค่ากำลังเฉลี่ยที่ใช้ไป ที่ความต้านทาน การคิดกำลังเฉลี่ยในขั้นแรกนี้ในพิจารณาในกรณีที่สัญญาณมีลักษณะเป็นรายคาบ โดยที่มีคาบเวลาเป็น T_0 หรือ

$$v(t + mT_0) = v(t), -\infty < t < \infty \quad (2.4)$$

โดยที่ m เป็นตัวเลขลงตัว ในกรณีเช่นนี้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณจะเขียนได้ดังนี้

$$P = |v(t)| = \frac{1}{T_0} \int_{T_0} |v(t)|^2 dt \quad (2.5)$$

โดยที่ \int_{T_0} หมายถึงการอินทิเกรตในช่วงเวลาจาก $t_1 + T_0$ โดยที่ t_1 จะเป็นเวลาใดๆ ก็ได้ จากสมการ 2.5 มีข้อสังเกตว่าเราใช้ $|v(t)|$ แทนที่จะใช้ $v(t)$ ทั้งนี้ก็เพื่อให้ $v(t)$ สามารถเป็นค่าเชิงซ้อนได้ด้วยซึ่งจะเกิดในกรณีที่เราใช้เฟสเซอร์แทนสัญญาณจริง และค่า P ที่ได้นั้นค่าที่ได้จะเป็นค่าบวกเสมอ ในกรณีที่ $v(t)$ เป็นสัญญาณไซน์ความถี่เดียวดังที่แสดงในสมการ 2.1 และสมการ 2.3 ค่าเฉลี่ยจะสามารถคำนวณได้ดังนี้คือ จากสมการ 1 และ สมการ 5

$$P = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} A^2 \cos^2(\omega_0 t + \phi) dt = \frac{A^2}{2} \quad (2.6)$$

หรือจากสมการ (2.3) และสมการ (2.5)

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{A}{2} e^{j\phi} e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\phi} e^{-j\omega_0 t} \right) \left(\frac{A}{2} e^{-j\phi} e^{-j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{j\phi} e^{j\omega_0 t} \right) dt \\ P &= \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \left(\frac{A^2}{4} + \frac{A^2}{4} + \frac{A^2}{4} e^{j2\phi} e^{j2\omega_0 t} + \frac{A^2}{4} e^{-j2\phi} e^{-j2\omega_0 t} \right) dt \\ P &= \frac{A^2}{2} \end{aligned}$$

ทั้งนี้เนื่องจาก $e^{\pm j2\omega_0 T_0} = e^{\pm j2 \times 2\pi f_0 T_0} = e^{\pm j4\pi} = e^{j0} = 1$

จากผลการคำนวณในสมการ 2.6 และสมการ 2.7 สามารถสรุปได้ว่า สัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เดียวและมีแอมพลิจูดเป็น A จะให้กำลังเฉลี่ยเป็น $A/2$ ในกรณีของสัญญาณโดยทั่วไปซึ่งประกอบไปด้วย สเปกตรัมหลายๆความถี่ ถ้าเราสามารถแตกสัญญาณนั้นออกเป็นสเปกตรัมที่เราแอมพลิจูดได้ เราอาจคาดคะเนได้ว่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณนั้นก็จะเท่ากับ ผลบวกของกำลังเฉลี่ยของแต่ละสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแสดงผลของกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ (Power Spectrum) หรือเรียกว่า สเปกตรัมกำลัง จะทำได้ทำนองเดียวกับสเปกตรัมของสัญญาณ คือ ในกรณีสัญญาณรูปไซน์ ข้างต้น ถ้าแสดงแบบความถี่ด้านบวกเดียว ก็ได้ตามรูปที่ 2.7 (ก) คือ มีสเปกตรัมที่ความถี่ f_0 และขนาดสเปกตรัมกำลังเป็น $A/2$ และถ้าแสดงแบบแถบความถี่สองด้านก็จะได้ตามรูป (ข) คือ มีสเปกตรัมที่ความถี่ $\pm f_0$ และมีขนาดสเปกตรัมกำลังเป็น $A/4$

2.3 สเปกตรัมการสื่อสาร

ในการวิเคราะห์สัญญาณโดยทั่วไปนั้นอาศัยฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (Fourier Transform) ทำให้เราทราบว่าสัญญาณต่าง ๆ นั้นประกอบด้วยสัญญาณไซน์เป็นจำนวนมาก และรูปลักษณะของการแจกแจงความถี่ที่ทำให้เรารู้ว่าสัญญาณต่าง ๆ นั้นประกอบขึ้นมาจากสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ต่างๆ อย่างไร ทั้งหมดนั้นรวมเรียกว่า สเปกตรัม (spectrum) ของสัญญาณนั้น สัญญาณที่กล่าวถึงในที่นี้ เราหมายถึงสัญญาณ โดยทั่วไป ซึ่งอาจจะเป็นสัญญาณเสียงสัญญาณไฟฟ้า หรือ สัญญาณกายภาพ ในรูปแบบอื่นๆอย่างไรก็ได้

เรื่องของสเปกตรัมที่พวกเราคุ้นเคยกันอย่างมาก คงจะเป็นสเปกตรัมของรังสีอินฟราเรด เมื่อเรามองที่รังสีอินฟราเรด รังสีที่เรามองเห็นนั้นเกิดจากการกระจายพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าตลอดย่านความถี่ที่มนุษย์เราสามารถรู้สึกได้ด้วยประสาทตาในย่านความถี่แสง ประสาทตาของเราจะแปลความหมายของพลังงานเหล่านั้นออกมาเป็นสีต่างๆ ซึ่งเริ่มจากสีแดงเข้มมาจนถึงสีม่วงจัด ถ้าสมมติว่าประสาทตาของมนุษย์เรามีความสามารถมากกว่าที่เป็นอยู่ คือ สามารถรับรู้สีต่างๆ จากพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ข้างเคียงอื่นๆ ได้อีกด้วยแล้วคนเราจะมองเห็นสีของรังสีอินฟราเรดที่เรามองเห็นกันได้อยู่นี้ ซึ่งหมายความว่าสเปกตรัมของแสงก็ควรจะกว้างกว่านี้ แต่อย่างไรก็ตาม สมมติฐานดังกล่าวเป็นไปได้ สีของรังสีอินฟราเรดจึงคงมีอยู่เท่าที่เรามองเห็น เรื่องของรังสีอินฟราเรดนี้จะช่วยให้เรามีภาพพจน์ในการที่จะทำความเข้าใจความหมายของสเปกตรัมได้ชัดเจนยิ่งขึ้นย่านความถี่ต่างๆ ของแสงที่มนุษย์เราสามารถมองเห็นได้นั้น ปริมาณที่สำคัญอย่างหนึ่งซึ่งช่วยให้เราแบ่งแยกคุณสมบัติบางประการของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ คือ ความยาวคลื่น (Wavelength) ความยาวคลื่นคือ ระยะทางที่คลื่นเคลื่อนที่ไปครบหนึ่งลูกคลื่น ความยาวคลื่นอาจวัดได้จากระยะทางระหว่างยอดคลื่น(จุดที่ค่าของสัญญาณมีค่าสูงสุด) ที่เกิดตามกันมา ถ้าเราให้ v คือ ความเร็วของคลื่นที่ผ่านตัวกลางซึ่งมีหน่วยเป็น เมตรต่อวินาที และถ้าคลื่นสัญญาณนั้นเกิดขึ้นด้วยคลื่นความถี่ f เฮิรตซ์ เราก็สามารถที่จะคำนวณหาความยาวคลื่น λ ซึ่งมีหน่วยเป็นเมตรได้ดังต่อไปนี้คือ

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (2.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เมื่อเดินทางผ่านสุญญากาศจะเดินทางไปด้วย ความเร็วเท่ากับ ความเร็วแสงคือ 3×10^8 เมตร/วินาที ธรรมชาติเมื่อกล่าวถึงความยาวคลื่นโดยมิได้กล่าวอ้างอิงถึง ตัวกลางที่คลื่นเคลื่อนที่ผ่านไปแล้ว ก็หมายถึงความยาวคลื่นเมื่อคลื่นนั้นเคลื่อนที่อยู่ในสุญญากาศ

2.3.1 การแบ่งย่านความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ปกติทั่วไปแล้วช่องสัญญาณต่างๆที่ใช้ส่งคลื่นผ่านไปในั้น จะมีปฏิกิริยาต่อเนื่องที่ ความถี่ต่างๆไม่เหมือนกัน ทำให้คุณสมบัติการเคลื่อนที่ของสัญญาณไฟฟ้าที่อยู่ในย่านความถี่ที่ แตกต่างกันนั้นมีความแตกต่างกันออกไปยกตัวอย่างเช่น คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าย่านความถี่แสงจะ เดินทางผ่านช่องสัญญาณที่เป็นบรรยากาศไปในลักษณะเส้นตรง แต่คลื่นในย่านความถี่เสียงจะ เดินทางได้ราวกับว่าสามารถอ้อมผ่านสิ่งกีดขวางบางอย่างไปได้ ดังนี้เป็นต้น เพราะฉะนั้นจึงได้มี การแบ่งย่านความถี่ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไว้ เพื่อที่จะได้รวบรวมเอาคลื่นความถี่ ที่มีคุณสมบัติ ใกล้เคียงกันเข้าไว้ด้วยกัน การแบ่งย่านความถี่และการกำหนดชื่อย่านความถี่ต่างๆ ได้แสดงใน ตารางที่ 1.1 ย่านความถี่ต่างๆ บางครั้งเราเรียกว่า “แบนด์” (band) ลำดับของแบนด์นั้น เป็นไปตาม มาตรฐานข้อตกลงระหว่างประเทศ ซึ่งกำหนดโดย ITU (International Telecommunication Union)

ตารางที่ 2.1 การแบ่งความถี่ย่านความถี่ และ คำศัพท์เฉพาะ

ลำดับ	ย่านความถี่	ชื่อย่านความถี่	อักษรย่อ	ชื่อย่านความถี่ ในระบบเมตริก
2	30 - 300 Hz	Extremely low frequency	ELF	Megametric wave
3	300 - 3000 Hz	Voice frequency	VF	-----
4	3 - 30 kHz	Very-low frequency	VLF	Myriametric wave
5	30 - 300 kHz	Low frequency	LF	Kilometer wave
6	300 - 3000 kHz	Medium frequency	MF	Hectrometric wave
7	3 - 30 MHz	High frequency	HF	Decametric wave
8	30 - 300 MHz	Very-high frequency	VHF	Metric wave
9	300 - 3000 MHz	Ultra-high frequency	UHF	Decimetric wave
10	3 - 30 GHz	Super high frequency	SHF	Centimetric wave
11	30 - 300 GHz	Extremely - high	EHF	Millimetric wave
12	300-3000 GHz	frequency	-----	Decimillimetric wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติและประโยชน์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ต่างๆนั้น พอจะสรุปได้เป็นสังเขปดังต่อไปนี้คือ

ELF เป็นแบนด์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่ต่ำมาก เป็นย่านความถี่ของสัญญาณที่เกิดขึ้นจากเครื่องคนตรี และเสียงของสัตว์หรือมนุษย์ บางส่วน อย่างไรก็ตามย่านความถี่ของเสียงที่ตรงกับความถี่ของเสียงของมนุษย์ส่วนใหญ่จะถูกรบกวนไว้เป็นอีกแบนด์หนึ่ง คือ VF แบนด์

ความถี่ในย่าน VHF และ LF แบนด์นั้น เริ่มแรกใช้สำหรับวิทยุโทรเลข แต่เนื่องจากความยาวคลื่น ของสัญญาณในแบนด์นี้นั้นมีความยาวมาก เป็นกิโลเมตร ดังนั้นสายอากาศที่ใช้กระจายคลื่นในย่านความถี่นี้จึงต้องมีความยาวมาก เพราะฉะนั้นการส่งวิทยุในย่านความถี่นี้ปัจจุบันจึงนำมาใช้สำหรับ งานพิเศษ โดยเฉพาะเท่านั้น

MF เป็นย่านความถี่ที่ใช้ในการกระจายเสียง เอเอ็ม และ HF เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่เรียกว่า “คลื่นสั้น” เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่ใช้สำหรับส่งกระจายเสียงวิทยุเอเอ็ม ในระบบคลื่นสั้นและวิทยุสมัครเล่น คุณสมบัติที่สำคัญของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งสองนี้ก็คือ เมื่อคลื่นเดินทางไปถึงบรรยากาศชั้นสูงสุดที่ห่อหุ้ม โลกนี้อยู่คือ ชั้นไอโอโนสเฟียร์ พลังงานของคลื่นบางส่วนจะถูกสะท้อนโดยบรรยากาศชั้นนี้กลับลงมายัง โลกอีกทำให้เกิดการสะท้อน ไปมาระหว่างพื้น โลกกับชั้นบรรยากาศชั้นนี้ขึ้นอันเป็นเหตุทำให้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ในย่านความถี่นี้สามารถเดินทางไปได้ไกลมาก โดยเฉพาะคลื่นในย่าน HF ข้อเสียของการใช้คลื่นวิทยุสื่อสารในย่านนี้ก็คือ คุณสมบัติการเดินทางของคลื่นจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในเวลากลางวัน จึงเป็นผลทำให้คลื่นสะท้อนกลับลงมายังพื้น โลก โดยมีเส้นทางและความแรงของสัญญาณที่แตกต่างกันไปอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นระดับสัญญาณที่เครื่องรับ รับผิดชอบได้จึงมีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา สำหรับคลื่นย่าน MF จะมีการสะท้อนของคลื่นจากบรรยากาศชั้น ไอโอ โนสเฟียร์ในเวลากลางวันเพียงเล็กน้อย ดังนั้นระยะทางในการส่งกระจายคลื่น จึงจำกัดอยู่ไม่เกิน 100 กิโลเมตร และมีการจางหายของสัญญาณ เพียงเล็กน้อย แต่สำหรับในเวลากลางคืน จะมีการสะท้อนคลื่นเกิดขึ้นได้มากขึ้นที่บรรยากาศชั้นไอโอ โนสเฟียร์ ดังนั้นเวลากลางคืน คลื่นจึงเดินทางได้ไกลขึ้นเป็นพันกิโลเมตรด้วยระดับความแรงของสัญญาณที่สม่ำเสมอ แม้ว่าจะเกิดการจางหายของสัญญาณขึ้นบ้างที่ประมาณบริเวณ 100-200 กิโลเมตร จากเครื่องส่ง สำหรับคลื่นในย่าน HF นั้นจะมีการสะท้อน คลื่นเกิดขึ้นทั้งกลางวันและกลางคืน ทว่าในเวลากลางคืนจะมีความสม่ำเสมอของสัญญาณมากกว่าในเวลากลางวัน การสะท้อนของคลื่นในย่านความถี่ HF ที่เกิดขึ้นนั้นทำให้คลื่นสามารถเคลื่อนที่ไปไกลรอบโลกได้ ดังนั้นถ้าต้องการจะทำการสื่อสารให้ครอบคลุมไปในระยะไกลๆในโลกกว้างของเรานี้ วิธีหนึ่งที่สามารถจะทำได้ก็คือ ใช้วิทยุย่านความถี่ HF นี้

VHF และ UHF เป็นย่านความถี่ของคลื่นที่มีการสะท้อนเกิดขึ้นน้อยมาก ในบรรยากาศชั้นไอโอโนสเฟียร์ คลื่นในย่านนี้จะมีความสามารถที่จะเดินทางทะลุผ่านบรรยากาศชั้นต่างๆไปได้ เนื่องจากคลื่นในย่านความถี่นี้มีความถี่สูงมาก คลื่นในย่านความถี่นี้จะเดินทางเป็นเส้นตรง ทำให้การติดต่อสื่อสารในย่านความถี่นี้ เครื่องรับและเครื่องส่งจะต้องอยู่ในแนวเส้นตรงที่มองเห็นซึ่งกันและกันได้ โดยไม่มีสิ่งกีดขวางซึ่งลักษณะการสื่อสารดังกล่าวนี้มีชื่อเรียกว่า “การสื่อสารในแนวสายตา” (line-of-sight communication) ย่านความถี่ส่วนหนึ่งของ UHF ด้วยความถี่ต่ำและย่านความถี่ VHF ถูกกำหนดใช้สำหรับการส่งโทรทัศน์ และวิทยุสื่อสารเคลื่อนที่ (mobile communication)

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีความถี่สูงกว่า 1 กิกะเฮิรตซ์ ที่มีชื่อรวมเรียกว่า “ไมโครเวฟ” (microwave) ปกติจะใช้สำหรับงานด้านเรดาร์ (Radar) และการสื่อสารที่ต้องการย่านความถี่กว้าง เมื่อไมโครเวฟมีความถี่อยู่ระหว่าง 3 กิกะเฮิรตซ์ ถึง 30 กิกะเฮิรตซ์ ความยาวคลื่นของมันคือ 10 เซนติเมตรจนถึง 1 เซนติเมตร และไมโครเวฟที่มีความถี่สูงกว่า 30 กิกะเฮิรตซ์ แต่ไม่เกิน 300 กิกะเฮิรตซ์ นั้น ความยาวของคลื่นจะมีหน่วยเป็นมิลลิเมตร ดังนั้นบางครั้ง เราจึงเรียกคลื่นที่มีความถี่อยู่ในย่านไมโครเวฟ ที่มีความยาวคลื่นเป็นมิลลิเมตรว่า “millimeter wave” ข้อดีของการสื่อสารในย่านความถี่นี้ก็คือ สายอากาศที่ใช้จะมีขนาดเล็ก แต่มีข้อเสียอยู่ว่าสภาพภูมิอากาศจะมีอิทธิพลต่อการเคลื่อนที่ของคลื่นในย่านความถี่นี้มาก โดยเฉพาะฝน ทั้งนี้เพราะฝนมีขนาดพอที่จะเป็นสายอากาศดูดซับพลังงานของคลื่นได้จนหมด ทำให้คลื่นเดินทางไปไม่ถึงจุดหมายปลายทางคือเครื่องรับได้

2.3.2 การใช้สเปกตรัมการสื่อสาร

ประเทศไทยมีกรมไปรษณีย์เป็นหน่วยงานที่ทำหน้าที่ กำหนดการใช้ย่านความถี่ต่างๆ โดยจะทำการกำหนดให้สอดคล้องเป็นไปตามข้อตกลงระหว่างประเทศตาม ITU เพราะถึงแม้ว่าเมื่อคุณพิจารณาแล้ว การใช้สเปกตรัมของคลื่นในการสื่อสารนั้นดูเหมือนจะไม่มีอะไรสูญหายสิ้นเปลืองไปเลยก็ตาม แต่ความเป็นจริงแล้วถ้าปล่อยให้ทุกคนใช้ความถี่กันตามชอบใจ ก็จะเป็นเหตุให้เกิดการรบกวนระหว่างการสื่อสารของกันและกันได้ ดังนั้น จึงต้องมีการกำหนดใช้สเปกตรัมการสื่อสารขึ้นเช่น ในเมืองไทยใช้ย่านความถี่ระหว่าง 88 เมกะเฮิรตซ์ ถึง 108 เมกะเฮิรตซ์ สำหรับการกระจายเสียงความถี่วิทยุ ย่านเอฟเอ็ม และการตั้งสถานีวิทยุขึ้นจะต้องใช้ความถี่ที่ห่างกันพอสมควร เพื่อจะไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกัน

ตามข้อตกลงระหว่างประเทศ ITU ได้แบ่งส่วนของโลกออกเป็น 3 บริเวณ โดยมีวัตถุประสงค์ที่จะทำให้เกิดการประสานการสื่อสารวิทยุระหว่างนานาประเทศ โดยได้ประชุมตกลงกันเพื่อร่างข้อกำหนดในการใช้ย่านความถี่ต่างๆสำหรับงานไว้ โดยเฉพาะของแต่ละบริเวณ ทั้งนี้เพื่อที่จะให้เครื่องมือการสื่อสารของแต่ละประเทศสร้างขึ้นมาสามารถใช้ร่วมกันกับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประเทศในบริเวณนั้นได้ และทำให้ประเทศต่างๆสามารถทำการสื่อสารซึ่งกันและกันได้สะดวก สำหรับประเทศเรานั้นเป็นบริเวณที่ 3

ข้อตกลงการใช้สเปกตรัมการสื่อสารของ ITU มีไว้เพื่อการส่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปในบรรยากาศหรือการสื่อสารวิทยุเท่านั้น ไม่รวมครอบคลุมไปถึงการสื่อสารตามสาย ซึ่งไม่มีการกระจายคลื่นไปในอากาศ ITU ได้แบ่งจำพวกของงานที่จะต้องมีการกำหนดย่านความถี่ของคลื่นไว้ 4 จำพวกใหญ่ๆด้วยกัน คือ

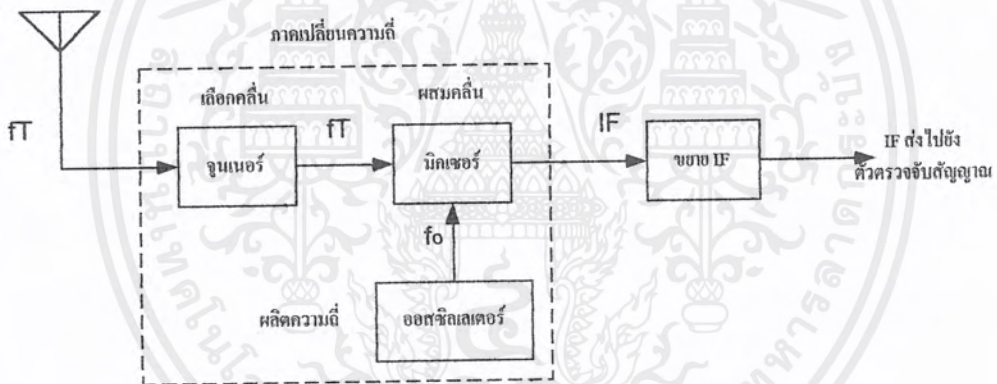
1. งานส่งกระจายเสียงทั่วไป (general broadcasting) ได้แก่ การส่งวิทยุของสถานี เอเอ็ม และ เอฟเอ็ม เป็นต้น
2. งานบอกทางหาฝั่ง (navigational beacons) ได้แก่ การกำหนดใช้ความถี่ที่ใช้สำหรับการกำหนดตำแหน่งและการหาฝั่งของเรือ
3. งานวิทยุสมัครเล่น (amateur radio) งานจำพวกนี้นอกจากวิทยุสมัครเล่นแล้วยังมีขอบเขตครอบคลุมไปถึงพวก CB (citizen communication band) ด้วย
4. งานการติดต่อขนส่ง (commercial transportation communication) ได้แก่ การใช้วิทยุติดต่อระหว่างรถยนต์ ระหว่างเรือ หรือวิทยุการบิน รวมถึงวิทยุโทรทัศน์ด้วย

บทที่ 3

ทฤษฎี และ หลักการ

3.1 หลักการระบบวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

หลักการรับเครื่องรับวิทยุแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ นิยมใช้ในเครื่องรับวิทยุเอเอ็ม วิทยุเอฟเอ็ม และเครื่องรับโทรทัศน์ กระบวนการของเครื่องรับแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ก็คือ คลื่นวิทยุทุกความถี่ที่ถูกจูนรับเข้ามาจากสายอากาศ เมื่อเข้าเครื่องรับแล้วจะถูกเปลี่ยนให้เป็น ความถี่กลาง(Intermediate Frequency) เหมือนกันหมดทุกสถานี ส่วนวิธีการเปลี่ยนความถี่จะ ใช้วงจรผสมสัญญาณ (Mixer Circuit) ผสมคลื่นความถี่วิทยุที่จูนเลือกได้จากสถานีต่างๆ เข้ากับ คลื่นความถี่เฉพาะที่สร้างขึ้นเองภายในเครื่องรับนั้น การเปลี่ยนความถี่ของทุกสถานีให้เป็น ความถี่กลางเท่ากันหมดจะช่วยให้การขยายคลื่นปานกลางของทุกสถานี มีความแรงเท่าๆกัน การรับ จะได้ดีทุกๆสถานี



รูปที่ 3.1 หลักการเปลี่ยนความถี่ตามวิธีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

พิจารณาจากรูป มีหลักการทำงานดังนี้

สายอากาศทำหน้าที่รับคลื่นวิทยุที่ส่งมาจากสถานีต่างๆทุกสถานีส่งเข้าภาคจูนเนอร์ โดยจูนเนอร์จะทำการคัดลอกความถี่ของสถานีที่ต้องการเพียงความถี่เดียว การเลือกอาจจะใช้วิธีจูนตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ จูนขดลวด หรือจูนอิเล็กทรอนิกส์ก็ได้ ซึ่งความถี่ของสถานีที่เลือกแล้วจะถูกส่งไปยังวงจรผสมสัญญาณ

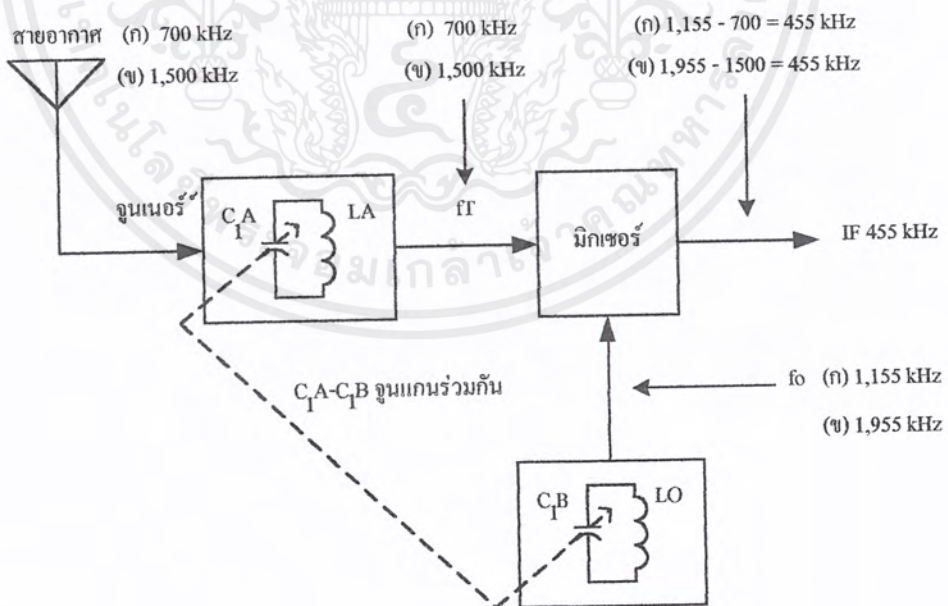
วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่สร้างสัญญาณที่ใช้ผสมคลื่นความถี่วิทยุ อาจจะเรียกว่าภาคโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) ทำหน้าที่สร้างความถี่วิทยุที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ที่จูนเนอร์เลือกรับเข้ามาเท่ากับค่าความถี่กลางตามปกติค่าความถี่ของเครื่องรับวิทยุเอเอ็ม ซึ่งใช้ค่า

ความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เป็นมาตรฐาน ความถี่ออสซิลเลเตอร์นี้จะกำเนิดขึ้นอย่างอิสระ และส่งเข้าไปวงจรผสมสัญญาณ

วงจรผสมสัญญาณจะรับคลื่นความถี่มา 2 ความถี่ คือ คลื่นวิทยุจากที่ได้อุปกรณ์เข้ามา และความถี่ที่ภาคโกลดออสซิลเลเตอร์สร้างขึ้นมาอีก 1 ความถี่ การรวมความถี่จะใช้อุปกรณ์แอกทิฟ ที่ไม่เป็นเชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์ การรวมความถี่จะให้ความถี่ออกมาหลายความถี่ แต่จะเลือกเอาที่ความถี่ปานกลาง คือความถี่ผลลบระหว่างความถี่ออสซิลเลเตอร์กับความถี่ที่เลือกเข้ามา

$$\begin{aligned} \text{ถ้าให้ความถี่ที่จูนเข้ามา} &= f_T \\ \text{ความถี่ที่ออสซิลเลเตอร์สร้างขึ้น} &= f_0 \\ \text{และความถี่ปานกลาง} &= IF \\ \text{จะได้} \quad f_T - f_0 &= IF \end{aligned}$$

วงจรขยายความถี่กลางจะขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ถูกส่งมาจากวงจรรวมสัญญาณให้แอมพลิจูดของความถี่กลาง สูงขึ้น การขยายความถี่กลางอาจขยาย 1 ครั้ง, 2 ครั้ง หรือ 3 ครั้งต่อเนื่องกัน ปกติเครื่องรับวิทยุเอเอ็มจะถูกออกแบบวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางให้มีกำลังขยายสูงสุดเฉพาะสัญญาณ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (มีแบนด์วิธขนาด 9 กิโลเฮิร์ตซ์) ความถี่อื่นที่อยู่นอกแบนด์วิธจะไม่ถูกขยาย และผ่านไปไม่ได้ ดังนั้นคลื่นวิทยุจากสถานีส่งต่างๆ ที่รับเข้ามาจะต้องเปลี่ยนมาเป็นความถี่กลางทุกสถานี



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมภาคเปลี่ยนความถี่

ปัญหาอย่างหนึ่งที่บางคนสงสัยว่าจะสร้างคลื่นออสซิลเลเตอร์ให้มีค่าสูงกว่าคลื่นที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จูนเนอร์รับเข้ามามีค่า 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ได้อย่างไร ในทางปฏิบัติแล้วจะให้ตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้ 2 ตัวติดกันและมีแกนหมุนปรับร่วมกัน การปรับความถี่ จึงทำได้พร้อมกันและสัมพันธ์กัน จากรูปที่ 3.2 ตัวแรกคือตัวเก็บประจุ C1A ต่อเป็นวงจรรีโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำ LA เป็นจูนเนอร์เลือกคลื่นจากสถานีค่าความถี่รีโซแนนซ์ของ ตัวเก็บประจุ C1A และตัวเหนี่ยวนำ LA จะอยู่ระหว่าง 530 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 1605 กิโลเฮิร์ตซ์ อีกตัวหนึ่งอยู่ในวงจรรออสซิลเลเตอร์ คือตัวเก็บประจุ C1B ต่อเป็นวงจรรีโซแนนซ์ของออสซิลเลเตอร์ ร่วมกับขดลวดเหนี่ยวนำ LO ความถี่ที่กำหนดจากวงจรรออสซิลเลเตอร์จะเปลี่ยนตามการหมุนปรับตัวเก็บประจุ C1B ค่าสูงสุดและต่ำสุดของวงจรรออสซิลเลเตอร์จะอยู่ระหว่าง 985 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 2060 กิโลเฮิร์ตซ์ จึงจะสามารถรับสัญญาณครอบคลุมตลอดแบนด์ MW 530 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 1605 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยให้ความถี่กลางเป็น 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ทุกๆสถานี ไม่ว่าเราจะหมุนตัวเก็บประจุแบบปรับค่าได้เพื่อรับสถานีใดก็ตาม ออสซิลเลเตอร์จะเปลี่ยนความถี่ตามให้มีค่าสูงกว่าสถานีที่รับเข้ามาเท่ากับ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เสมอ

ตัวอย่างการรับคลื่นจากรูปที่ 3.2 ถ้าหากวงจรรจูนเลือกสถานี (ก) ที่มีความถี่ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้ามาภายใน วงจรรออสซิลเลเตอร์จะต้องสร้างความถี่ 1155 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อเข้าไปผสมกันที่วงจรรวมสัญญาณจะได้ความถี่กลาง เท่ากับ $1155 - 700 = 455$ กิโลเฮิร์ตซ์

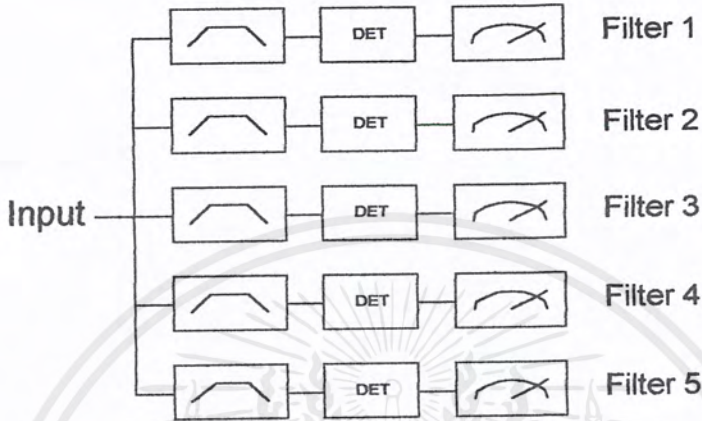
กรณีรับสถานี (ข) ความถี่ 1500 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้ามา วงจรรออสซิลเลเตอร์ต้องสร้างความถี่ 1955 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจะได้ความถี่กลางของสถานี (ข) คือ $1955 - 1500 = 455$ กิโลเฮิร์ตซ์ จึงสรุปได้ว่าไม่ว่าจะรับคลื่นจากสถานีใดก็ตาม ออสซิลเลเตอร์จะต้องสร้างความถี่ที่สูงกว่าความถี่ที่รับเข้ามาเท่ากับ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ นั่นก็คือ ความถี่ของสถานีต่างๆทุกสถานีต้องถูกเปลี่ยนเป็นความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เหมือนกันหมดทุกสถานี วงจรรจูนเนอร์ วงจรรออสซิลเลเตอร์ จึงเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ เปลี่ยนความถี่ หรือ คอนเวอร์เตอร์(Converter) ตามกระบวนการซูเปอร์เฮเทอโรไดน์

3.2 หลักการสร้างเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมเบื้องต้น

ทฤษฎีของฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (Fast Fourier Transform) ถูกใช้สำหรับการวิเคราะห์ในเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมโดยที่ ฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม จะทำการเปลี่ยนสัญญาณที่อยู่ในรูปเชิงเวลา (Time Domain) ให้อยู่ในรูปเชิงความถี่ (Frequency Domain) เพื่อใช้ในการแสดงผลของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

3.2.1 แบนด์ออฟฟิลเตอร์อนาล็อก

วิธีนี้เป็นเทคนิคที่ไม่ค่อยเป็นที่นิยมใช้เท่าไร แต่ก็ถูกนำมาประยุกต์ใช้ในบางโอกาสเช่น ใช้ในการวัดความถี่เสียงที่มีช่วงความถี่ต่ำเทคนิคนี้ถูกรวบรวมเพื่อใช้เป็นทฤษฎีพื้นฐานในการสรุปการจัดทำ บล็อกไดอะแกรม ของ เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

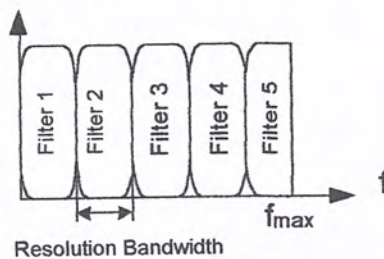


รูปที่ 3.3 แบนด์ออฟฟิลเตอร์อนาล็อก

ตัวอย่างของการต่อวงจรกรองความถี่เข้าด้วยกันเพื่อให้เป็นแบนด์ออฟฟิลเตอร์ของแต่ละวงจรกรองความถี่ จะมีความถี่ที่ออกมา ที่ค่าต่างๆกัน ดังรูปที่ 3.3 เทคนิคนี้สามารถกรองความถี่ได้รวดเร็วและสามารถแสดงผลในลักษณะตามเวลาจริง (real-time) ได้ด้วยและจากรูปที่ 3.3 เป็นวงจรกรองความถี่ช่วงซึ่งแต่ละวงจรถูกจูนให้มีค่าความถี่กลางที่แตกต่างกันไป

จากรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นถึงแบนด์วิธและความถี่กลางของแต่ละวงจรความถี่ช่วง จะเห็นได้ว่าการซ้อนทับของสัญญาณบ้างแต่ในทางอุดมคติจะไม่มี การซ้อนทับกันของกราฟสัญญาณ เอาท์พุท (output) ของแต่ละวงจรกรองความถี่จะถูกป้อนให้กับวงจรตรวจจับสัญญาณ เพื่อแปลงสัญญาณรูปคลื่นไซน์ให้เป็นสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อนำไปแสดงผลหรือจะนำเอาท์พุทเหล่านี้รวมเข้าด้วยกันแบบมัลติเพล็กซ์ และนำไปแสดงผลทางจอแสดงผลก็ได้

Filter Response



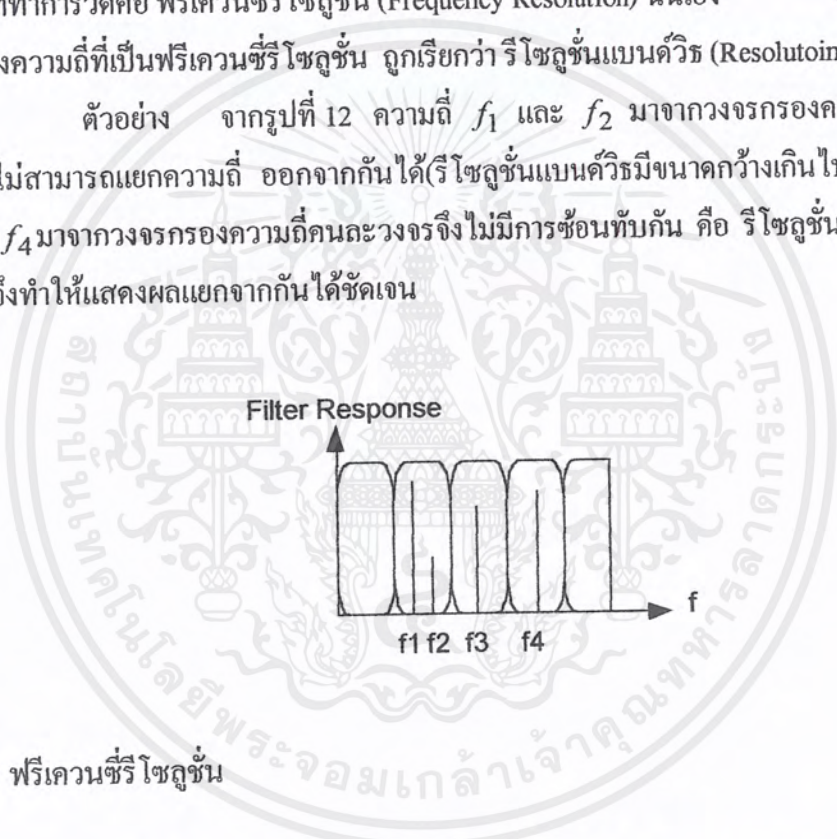
รูปที่ 3.4 แบนด์วิธ และ ความถี่กลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ปรึควนซีรีโซลูชัน

วงจรรองความถี่แต่ละวงจรถูกออกแบบให้ใช้กับช่วงความถี่หนึ่งตามที่ต้องการ เพื่อป้อนไปยังวงจรรวจจับสัญญาณ สัญญาณที่ได้จะถูกรวมารวมกันแล้วแสดงผลออกมาทางหน้าจอได้พร้อมๆกัน เนื่องจากแต่ละวงจรรองความถี่มีความถี่ที่ไม่ซ้ำซ้อนกัน ในกรณีที่มีความถี่ 2 ความถี่ป้อนให้กับวงจรรองความถี่เดียวกัน การอ่านและแสดงผลจะถูกกระทบกระเทือน (ค่าความแน่นอนของมิเตอร์จะขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรรวจจับสัญญาณที่ใช้ด้วย) ดังนั้นเพื่อให้การแสดงผลความถี่ที่วัดได้เป็นไปอย่างถูกต้อง จะต้องปรับช่วงความถี่ที่ทำการวัดให้ครอบคลุมความถี่ที่ถูกป้อนให้เพียงความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้น จึงกล่าวได้ว่าช่วงความถี่ย่านที่ครอบคลุมสัญญาณที่ทำการวัดคือ ปรึควนซีรีโซลูชัน (Frequency Resolution) นั่นเอง แบนด์วิธของวงจรรองความถี่ที่เป็นปรึควนซีรีโซลูชัน ถูกเรียกว่า ริโซลูชันแบนด์วิธ (Resolutoin Bandwidth)

ตัวอย่าง จากรูปที่ 12 ความถี่ f_1 และ f_2 มาจากวงจรรองความถี่เดียวกัน ดังนั้นจึงไม่สามารถแยกความถี่ ออกจากกันได้(ริโซลูชันแบนด์วิธมีขนาดกว้างเกินไป)ส่วนความถี่ f_3 และ f_4 มาจากวงจรรองความถี่คนละวงจรถึงไม่มีการซ้อนทับกัน คือ ริโซลูชันแบนด์วิธแยกจากกัน จึงทำให้แสดงผลแยกจากกันได้ชัดเจน



รูปที่ 3.5 ปรึควนซีรีโซลูชัน

สมมติว่าปลายขอบของกราฟรูปที่ 3.5 มีการสัมผัสกัน ริโซลูชันแบนด์วิธของ แบนด์ออฟฟิลเตอร์คือ

$$BW_{res} = \frac{f_{max}}{M} \tag{3.1}$$

โดยที่ f_{max} = ความถี่สูงสุดของอนาไลเซอร์
 M = จำนวนของฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าต้องการวิเคราะห์ความถี่ทุกๆช่วง 100 เฮิรตซ์ โดยมีแบนด์วิธคือ 0 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 100 กิโลเฮิรตซ์ จำนวนชุดฟิลเตอร์ที่ใช้จะเท่ากับ

$$M = \frac{f_{\max}}{BW_{res}}$$

$$M = \frac{100\text{kHz}}{100\text{Hz}}$$

$$M = 1,000$$

จะเห็นว่าวิธีแบ่งค้อฟฟิลเตอร์อนาลิเซอร์นั้นต้องใช้วงจรความถี่จำนวน 1,000 วงจร ซึ่งยุ่งยากและสิ้นเปลืองจึงไม่เป็นที่นิยมใช้ จะใช้ในกรณีที่แบนด์วิธแคบๆ

3.3 บล็อกไดอะแกรมของเฮเทอโรไดนามิก

จากรูปมีส่วนประกอบสำคัญคือ ตัวรวมสัญญาณ(mixer) ซึ่งประกอบด้วย 3 ส่วน คือ สัญญาณอินพุต(input) , สัญญาณจากวงจรออสซิลเลเตอร์ และสัญญาณเอาต์พุต(output)

สัญญาณอินพุต

$$V_{RF}(t) = A \cos(2\pi f_{RF}t)$$

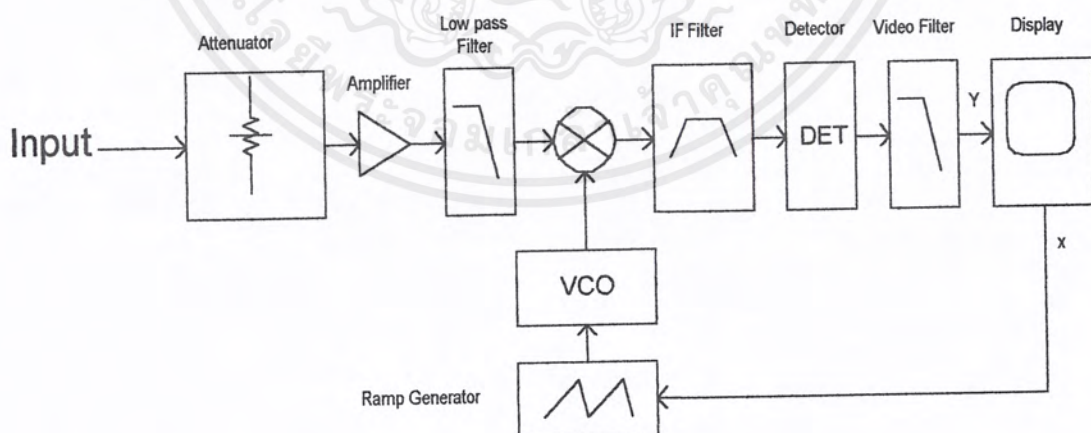
สัญญาณจากโคลออลออสซิลเลเตอร์

$$V_{LO}(t) = \cos(2\pi f_{LO}t)$$

สัญญาณเอาต์พุต ของวงจรผสมสัญญาณ

$$V_{IF}(t) = A \cos(2\pi f_{RF}t) \cos(2\pi f_{LO}t)$$

$$V_{IF}(t) = \frac{A}{2} [\cos(2\pi f_{RF}t + 2\pi f_{LO}t) + \cos(2\pi f_{RF}t - 2\pi f_{LO}t)] \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.6 เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมโดยใช้หลักการของซูเปอร์เฮเทอโรไดนามิก

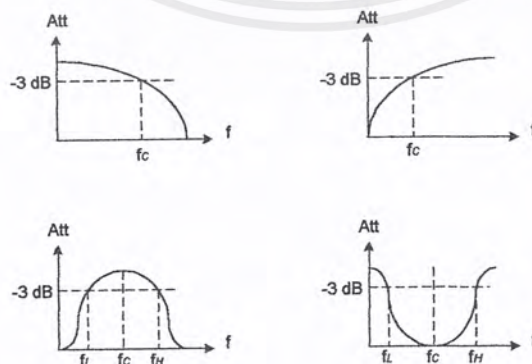
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขบวนการของวงจรรวมสัญญาณ สัญญาณที่ป้อนเข้ามาจะผสมกับสัญญาณที่สร้างจากวงจรออสซิลเลเตอร์ ทำให้ได้ความถี่กลาง เรียกขบวนการนี้ว่า ซุปเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) จากรูปที่ 3.6 หลักการทำงานคือ เมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามา จะถูกลดทอนสัญญาณลงโดยตัวลดสัญญาณ (Attenuator) แล้วส่งเข้าตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) เพื่อเพิ่มขนาดของสัญญาณและช่วยให้ทำให้สัญญาณคมชัดยิ่งขึ้น จากนั้นสัญญาณจะถูกป้อนให้กับวงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) เพื่อเอาความถี่สูงออก จากนั้นส่งเข้าวงจรรวมสัญญาณ โดยจะได้ผลต่างของสัญญาณจากวงจรกรองความถี่ต่ำกับวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งถูกควบคุมการกำเนิดสัญญาณด้วย วงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Generator) ซึ่งผลิตสัญญาณเอทพุท เพิ่มขึ้นแบบเชิงเส้น แล้วถูกส่งผ่านวงจรกรองความถี่ช่วงอีกครั้งเพื่อกำจัดความถี่อื่นๆออกไป จากนั้นส่งเข้าเข้าไปยัง วงจรตรวจจับสัญญาณ เพื่อแยกสัญญาณแล้วป้อนเข้า วงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อกรองสัญญาณที่ได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง จากนั้นจะถูกส่งเข้ามาที่ แกน Y ของจอแสดงผล ส่วนแกน X มาจากสัญญาณของวงจรถ่ายสัญญาณฟันเลื่อย

3.4 หลักการทำงานของวงจรต่างๆ

3.4.1 วงจรกรองความถี่ (Filter)

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรไฟฟ้าที่ออกแบบให้สามารถส่งผ่านความถี่ในช่วงที่ต้องการ วงจรกรองความถี่นับเป็นอุปกรณ์ที่จำเป็นมากในระบบสื่อสาร วงจรกรองความถี่มีอยู่หลายรูปแบบตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.7 คือ แบบผ่านความถี่ต่ำ (low pass filter) แบบผ่านความถี่สูง (high pass filter) แบบผ่านแถบความถี่ (band pass filter) และ แบบตัดเฉพาะความถี่ (notch filter) ซึ่งแต่ละแบบจะมีคุณสมบัติในการส่งผ่านความถี่หรือผลตอบสนองอิมพัลส์เชิงความถี่ตามที่แสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ทั้ง 4 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งผ่านวงจรกรองความถี่แบบอุดมคติ จะทำได้ดังนี้ โดยที่ก่อนอื่น $H(f)$ จะเขียนได้ดังนี้

$$H(f) = \begin{cases} Ke^{-j2\pi ft_d} & f_l \leq f \leq f_u \\ 0 & f < f_l, f > f_u \end{cases} \quad (3.3)$$

โดยที่ f_l เป็นความถี่ส่งผ่านต่ำสุด และ f_u เป็นความถี่ส่งผ่านสูงสุดของวงจรกรองความถี่ และแบนด์วิธของวงจรกรองความถี่จะเขียนได้เป็น

$$B = f_l - f_u \quad (3.4)$$

ถ้าให้สเปกตรัมของสัญญาณขาเข้าเป็น $X(f)$ สเปกตรัมของสัญญาณขาออกจะเขียนได้เป็น

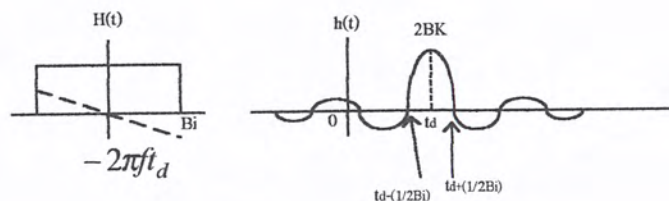
$$Y(f) = Ke^{-j2\pi ft_d} X(f) \quad (3.5)$$

กรณีที่สเปกตรัมของสัญญาณขาเข้ามีช่วงความถี่กว้างกว่าแบนด์วิธของวงจรกรองความถี่ มันจะตัดสัญญาณที่อยู่นอกแบนด์วิธออก ทำให้สัญญาณขาออกมีรูปร่างผิดเพี้ยนหรือแตกต่างไปจากสัญญาณขาเข้า การผิดเพี้ยนนี้ไม่ใช่เป็นข้อเสียเสมอไป เพราะถึงแม้สัญญาณจริงจะผิดเพี้ยนไปบ้าง แต่ถ้าเราสามารถสกัดสัญญาณรอบกวนที่อยู่นอกแบนด์วิธที่ออกไปได้ก็อาจจะได้ผลดีมากกว่า

ถ้าสัญญาณขาเข้าเป็นอิมพัลส์ซึ่งทำให้ $X(f)=1$ เมื่อทำอินเวอร์ตฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มสมการที่ 3.5 ผลที่ได้จะเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ ซึ่งจะเขียนได้ดังนี้

$$h(f) = F^{-1}[H(f)] = 2B_i K \sin[2\pi B_i(t - t_d)] \quad (3.6)$$

โดยที่ B_i คือ แบนด์วิธของวงจรกรองความถี่แบบอุดมคติ



รูปที่ 3.8 ทรานส์ฟอร์มฟูรีเยร์กำลังและผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่แบบอุดมคติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.11 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ จากรูป
 เห็นได้ว่ารูปร่างของสัญญาณขาออกจะออกไปจากสัญญาณอิมพัลส์และมีค่าสูงสุดเกิดขึ้นที่เวลา t_d
 และสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นพิเศษก็คือ สัญญาณขาออกจะเกิดขึ้นก่อนเวลา $t = 0$ คือเกิดขึ้นก่อนการมี
 สัญญาณเข้ามาสภาพดังกล่าวนี้ขัดแย้งกับกฎของการเป็นเหตุเป็นผลซึ่งทำให้วงจรกรองความถี่ต่ำ
 เป็นอุดมคตินั้นไม่สามารถสร้างขึ้นจริงในภาคปฏิบัติ สำหรับทรานเฟอร์ฟังก์ชันลักษณะนี้
 การนิยามแบนด์วิธของวงจรกรองความถี่จะนิยามจาก ช่วงความถี่ที่ $|H(f)| = k\sqrt{2}$ หรือความถี่
 f_L และ f_u ตามในรูป ความถี่ f_L และ f_u นี้เรียกว่า ความถี่คัตออฟ (cut off frequency) สำหรับ
 ช่วงสกัดความถี่ (stop band) นั้นไม่มีนิยามที่แน่นอนแต่ส่วนใหญ่จะใช้ค่าที่ $|H(f)| = \frac{K}{10}$ เช่น
 ช่วงความถี่ $|H(f)| = \frac{K}{10}$ หรือ $|H(f)| = \frac{K}{100}$ ถือว่าเป็นช่วงสกัดความถี่ เป็นต้น สำหรับ
 ช่วงความถี่ที่อยู่ระหว่างช่วงส่งผ่านและช่วงสกัดความถี่นั้นเป็นช่วงความถี่เปลี่ยนแปลง ช่วงความถี่
 นี้จะไม่ส่งผ่านเต็มที่และไม่สกัดเต็มที่ วงจรกรองความถี่ที่คัตนั้นจะต้องมีช่วงความถี่นี้แคบ
 การสร้างวงจรกรองให้มีคุณสมบัติขึ้นนั้นจะทำได้โดยใช้ชิ้นส่วนของวงจรเพิ่มมากขึ้นรูปแบบ
 การสร้างวงจรกรองความถี่นั้นมีผู้เสนอไว้หลายแบบด้วยกัน เช่น แบบบัตเตอร์เวิร์ท และ
 แบบเชบีเชฟ เป็นต้น

วงจรกรองความถี่ แบ่งออกเป็นหลายรูปแบบ

1. วงจรกรองความถี่ชนิดอนาล็อก (Analog) หรือ ชนิดดิจิทัล (Digital)
2. วงจรกรองความถี่ประเภทพาสซีฟ (Passive) หรือแอคทีฟ (Active)
3. วงจรกรองความถี่ย่านความถี่เสียง (Audio) หรือย่านวิทยุ (Radio)

วงจรกรองความถี่ชนิดอนาล็อกออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนาล็อกส่วน
 วงจรกรองความถี่ชนิดดิจิทัลใช้กับสัญญาณดิจิทัล โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิทัลมาช่วย ถ้าคำนึงถึง
 ชิ้นส่วน (element) ที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่แบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ
 ชิ้นส่วนที่ใช้ในวงจรกรองประเภทพาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ, และขดลวดเหนี่ยวนำ
 ส่วนวงจรกรองประเภทแอคทีฟประกอบด้วย ตัวขยายสัญญาณจําพวก ทรานซิสเตอร์ หรือ ไอซี
 ในรูป ออปแอมป์ รวมถึง ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ ทำงานร่วมกัน การเลือกใช้ชิ้นส่วนใดนั้น
 ย่อมขึ้นกับความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรกรองความถี่ทำงาน ตัวอย่างวงจรกรองความถี่ที่
 ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุจะใช้กับย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือ ใช้ใน
 ย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่ วงจรกรองความถี่ที่ประกอบด้วยตัวต้านทาน และ
 ตัวเหนี่ยวนำหรืออาจจะกล่าวไปถึงวงจรกรองความถี่ที่ใช้คริสตัลเหมาะที่จะใช้กับย่านความถี่วิทยุ
 (Radio Frequency) หรือ ย่านความถี่สูง

วงจรกรองความถี่ที่นิยมใช้กันโดยทั่วไปมีอยู่ 4 แบบคือ วงจรกรองความถี่ต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Lowpass Filter) , วงจรกรองความถี่สูง (Highpass Filter), วงจรกรองช่วงความถี่ (Bandpass Filter) และวงจรกรองความถี่ข้าง (Bandreject Filter)

3.4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำ คือ วงจรที่ยอมให้สัญญาณความถี่ต่ำกว่าความถี่คัทออฟ (อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลง 3 dB หรือ เอทท์พูลตกลงเหลือ 0.707 เท่า) ผ่านออกมาได้ โดยเกิดการสูญเสียน้อยที่สุด

วงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท (Butterworth Filter) มีคุณสมบัติทางความถี่ตอบสนองที่ราบเรียบโดยเลือกค่า Q ได้พอสมควร ค่าการสูญเสียในวงจรกรองความถี่แบบนี้หาได้จากสมการ

$$A_{bd} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^2 \right] \quad (3.7)$$

ω = ความถี่ที่ต้องการทราบค่า

ω_c = ความถี่จุดตัดของความถี่ตอบสนองคิดที่ -3dB

ในวงจรกรองความถี่แบบบัทเทอร์เวิร์ท เมื่อทำการนอร์มอลไลซ์โดยคิดเสมือนนำความต้านทานขนาด 1 โอห์มไปต่อจะได้

$$A_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad (3.8)$$

n = จำนวนอินดักเตอร์และ คาปาซิเตอร์

A_k = ค่าของรีแอกแตนซ์ (reactance) ที่แต่ละค่าของ k ซึ่งหาได้ตามตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 แสดงตัวอย่างค่าอินดักแตนซ์ และ คาปาซิแตนซ์ โดยใช้วงจรบัทเตอร์เวิร์ธ

n	C ₁	L ₂	C ₃	L ₄	C ₅	L ₆	
2	1.4142	1.4142					
3	1.0000	2.0000	1.0000				
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654			
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180		
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176	
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450
n	L ₁	C ₂	L ₃	C ₄	L ₅	C ₆	L ₇

3.4.3 วงจรกรองช่วงความถี่ (Bandpass Filter)

วงจรกรองช่วงความถี่จะยอมให้ความถี่ที่เหมาะสมย่านหนึ่งเท่านั้นที่ผ่านไปได้ กล่าวคือย่านความถี่สูงและต่ำจะถูกกำจัดออกไป ในขณะที่ช่วงความถี่ที่ผ่านได้จะถูกเรียกว่า “ช่วงกว้างของความถี่” (Bandwidth: BW) โดยจะหาได้จาก

$$BW = f_u - f_l \quad (3.9)$$

และค่าของความถี่กลาง (f_o) สามารถหาได้โดย

$$f_o = \sqrt{f_l f_u} \quad (3.10)$$

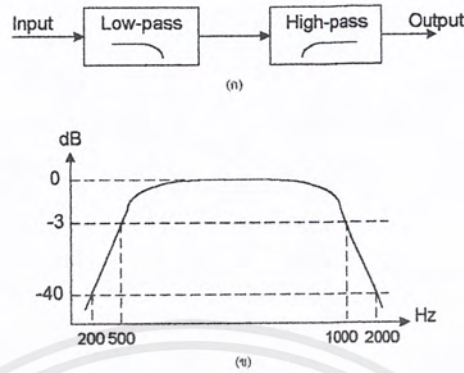
เมื่อ f_l และ f_u คือ ความถี่ต่ำสุดและความถี่สูงสุดของช่วงผ่าน

พารามิเตอร์ที่สำคัญอีกตัวหนึ่งของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านคือ ค่าซีเลคตีวิตี หรือ ค่าคิว หาได้จาก

$$Q = \frac{f_o}{BW} \quad (3.11)$$

3.4.4 วงจรกรองช่วงความถี่แบนด์กว้าง (Wide-Band Bandpass Filter)

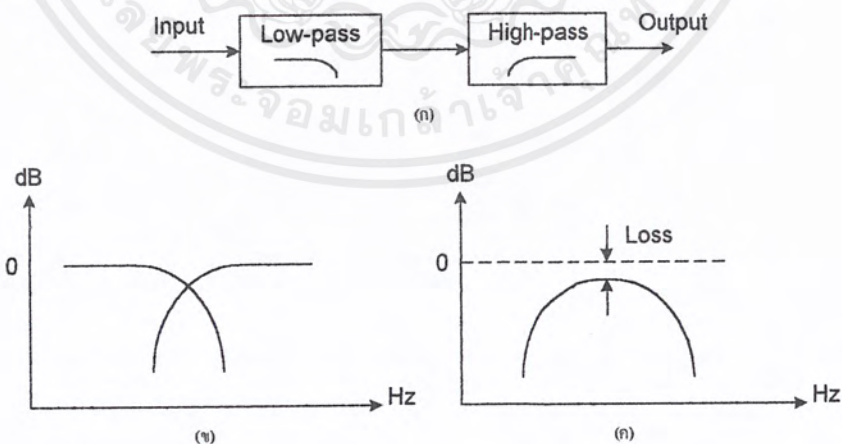
สามารถแยกได้เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำและวงจรกรองความถี่สูง โดยเป็นอิสระต่อกันและถูกนำมาต่อกันเพื่อให้ได้ผลการตอบสนองเป็นวงจรกรองช่วงความถี่ ดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 (ก) การต่อวงจรกรองความถี่ต่ำกับวงจรกรองความถี่สูงเข้าด้วยกัน
(ข) ผลการตอบสนองทางความถี่

3.4.5 วงจรกรองช่วงความถี่แบนด์แคบ (Narrow-Band Bandpass Filter)

จะมีค่าอัตราส่วนระหว่างความถี่คัทออฟทั้งสองด้านประมาณ 2 เท่าหรือน้อยกว่า และไม่สามารถออกแบบ โดยแยกเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำและเป็นวงจรกรองความถี่สูงได้ เหตุผลสำคัญ ดูได้จากรูปที่ 3.10 ซึ่งอัตราส่วนระหว่าง ความถี่คัทออฟด้านบนกับความถี่คัทออฟด้านล่าง มีค่าลดลง แต่จะมีการสูญเสียมากขึ้นที่ความถี่กลางซึ่งจะเป็นข้อเสียนำสำหรับอัตราส่วนที่เข้าใกล้ 1

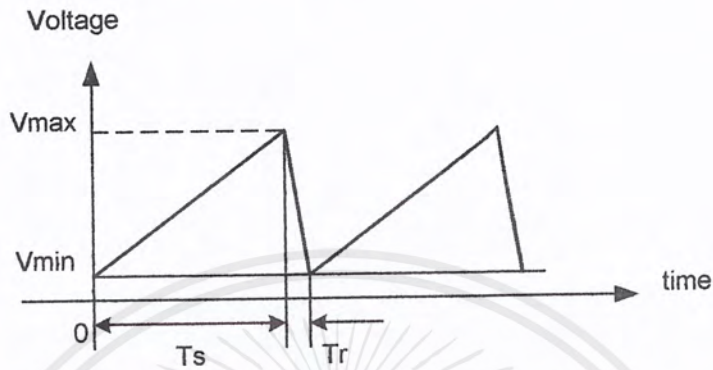


รูปที่ 3.10 (ก) การต่อวงจรกรองความถี่ต่ำเข้ากับวงจรกรองความถี่สูง
(ข) ผลการตอบสนองทางความถี่
(ค) ผลรวมทางคณิตศาสตร์ของการลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.6 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

เป็นวงจรที่ใช้ในภาคกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย ทำงานอย่างเป็นเชิงเส้น โดยมีช่วงเวลาการกวาด (Sweep Time, T_s) จากค่าต่ำสุด (V_{min}) ไปยังค่าสูงสุด (V_{max}) และมีช่วงเวลาการสะบัดกลับ (Retrace Time, T_r) ซึ่งควรสั้นที่สุด



รูปที่ 3.11 สัญญาณฟันเลื่อย

จากรูปที่ 3.11 แสดงสัญญาณฟันเลื่อยแบบเชิงเส้น แบ่งส่วนของสัญญาณออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนที่ลาดขึ้นแบบเชิงเส้น (linear rising) เรียกว่า แรงดันแรมปี (ramp voltage) และ ช่วงเวลากวาด T_s (sweep time) แรงดันของแรมปีจะเปลี่ยนแปลงจากค่าต่ำ (V_{min}) ไปเป็น (V_{max}) คือเริ่มกวาดจากขอบซ้ายของหน้าจอ ไปยังขอบขวา เมื่อสุดขอบขวาแล้วจะต้องสะบัดกลับเป็น ส่วนที่สอง มีช่วงเวลาสะบัดกลับคือ T_r (retrace time) ซึ่งจะต้องมีเวลาช่วงที่สั้นที่สุด เพื่อจะได้เริ่มการทำงานอีกครั้งอย่างรวดเร็ว ในช่วงสะบัดกลับนี้หลอดป็นอิเล็กตรอน จะต้องหยุดทำงานเพื่อจะได้ไม่เห็นเส้นสะบัดกลับ สัญญาณรูปฟันเลื่อยที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

1. กวาดได้เป็นเชิงเส้น
2. มีการสะบัดกลับรวดเร็ว
3. ควบคุมความถี่และปรับแต่งได้ง่าย
4. ชิงโครไนซ์ได้ง่าย

วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยมีด้วยกันหลายแบบ ตั้งแต่วงจรกำเนิดแบบง่าย ๆ ใช้ตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ จนถึงวงจรกำเนิดที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น ทรานซิสเตอร์

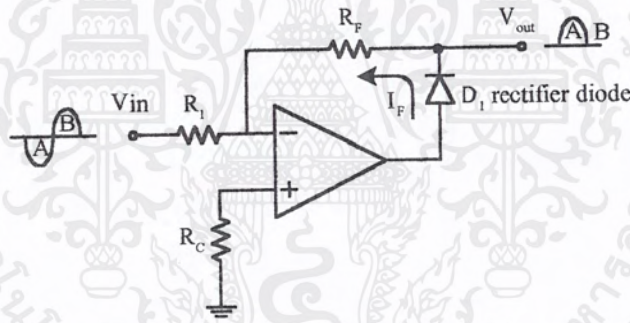
สิ่งที่ต่างกันระหว่างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (triangle) และ สัญญาณรูปฟันเลื่อย (sawtooth) ก็คือช่วงเวลาขาขึ้น (rise time) ของสัญญาณสามเหลี่ยมจะเท่ากับช่วงเวลาขาลง (fall time) เสมอ นั่นคือ เวลาทั้งหมดที่แกว่ง (swing) จาก $-V_{ramp}$ ถึง $+V_{ramp}$ จะเท่ากับเวลาที่แกว่งจาก $+V_{ramp}$ ถึง $-V_{ramp}$ ในทางตรงกันข้าม เวลาสัญญาณฟันเลื่อยเวลาขาขึ้นจะไม่เท่ากับ

เวลาขาลง นั่นคือ เวลาขาขึ้นอาจจะเร็วกว่าขาลง หรือ ในทางกลับกันวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมสามารถที่จะตัดแปลงให้เป็นวงจรสร้างสัญญาณฟันเลื่อยได้

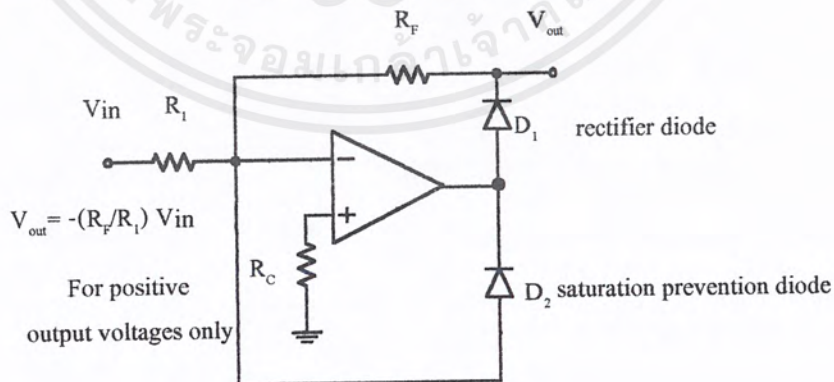
3.4.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมความถี่ด้วยแรงดัน (VCO)

วงจรออสซิลเลเตอร์ทั่วไปเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้วาเรกเตอร์หรือวารีแคปเป็นส่วนหนึ่งในวงจรคุณสมบัติที่สำคัญของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต้องคำนึงถึงก็คือ เฟสชอยส์ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนในตัววาเรกเตอร์ ค่า Q เลื่อนไหลของวงจร (drift) และ คุณสมบัติในตัวอุปกรณ์แอกทีฟไม่คงที่ วงจรออสซิลเลเตอร์นิยมใช้ FET เนื่องจากมีสัญญาณรบกวนต่ำและอินพุทอิมพีแดนซ์มีค่าสูงความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ถูกควบคุมด้วยแรงดันควบคุมที่ป้อนมาไบแอสแก่วารีแคปในวงจร ถ้าแรงดันที่ไบแอสแก่วารีแคปเพิ่มขึ้นส่วนใหญ่วงจรออสซิลเลเตอร์จะมีค่าความถี่สูงเพิ่มขึ้น

3.4.8 วงจรตรวจจับสัญญาณ



(a) Basic half wave rectifier circuit



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรเรกติไฟไฟครึ่งคลื่น

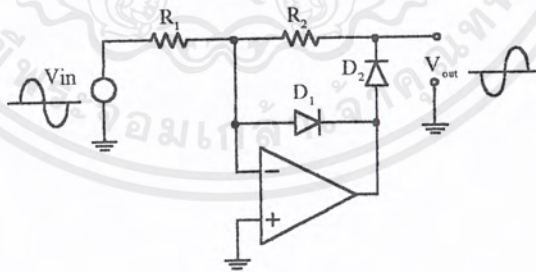
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเรกติไฟร์ครึ่งคลื่น ประกอบด้วย อินเวอร์ทติ้งแอมพลิไฟเออร์ ดังรูปที่ 3.12 ไดโอดต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน R_f ได้เอาท์พุทที่จุดต่อระหว่างไดโอดกับตัวต้านทาน R_f ขั้ว (Polarity) ของการเรกติไฟร์ หาได้จากทิศทางของไดโอด ในรูป 3.12 (ก) ทิศทางของกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน R_f หาได้จากทิศทางของไดโอด และทิศทางของกระแสนี้ นำไปสู่ขั้วของแรงดันเอาท์พุท ส่วนไดโอดตัวที่ 2 (D_2) ในรูป 3.12 (ข) ต่ออยู่ระหว่างเอาท์พุทของออปแอมป์ และจุดรวม (อิมพุท ขาลบ) ป้องกันการอิมตัวของออปแอมป์จากส่วนที่ไม่ต้องการ อัตราขยายแรงดัน (Voltage gain) ระหว่าง V_{in} และ V_{out} คือ $-(R_f/R_i)$ อัตราการขยายของวงจร สามารถเปลี่ยนได้ด้วยการเปลี่ยนค่า ของตัวต้านทานนั้นคือตัวต้านทาน R_i หรือตัวต้านทาน R_f จากรูปที่ 3.12 เป็นวงจรอินเวอร์ทติ้งเรกติไฟร์ครึ่งคลื่น ซึ่งพิจารณาได้ดังนี้

เมื่อ แรงดันอินพุทมากกว่า 0 โวลต์ แรงดันที่อินพุทขาลบ (V_n) และแรงดันที่อินพุทขาบวก (V_p) เท่ากับ 0 โวลต์ กระแสไหลผ่านตัวต้านทาน R_1 จะต้องไหลจากซ้ายไปขวา จากรูป กระแสไหลผ่านไดโอด D_1 เท่านั้น ดังนั้นที่ เอาท์พุท ของ ออปแอมป์ จะมีค่าประมาณ -0.7 โวลต์ กระแสไม่สามารถไหลผ่าน $R_2 - D_2$ ดังนั้น D_2 จะอยู่ในสถานะปิด และ $V = 0$ โวลต์ สำหรับ $V_i > 0$ โวลต์

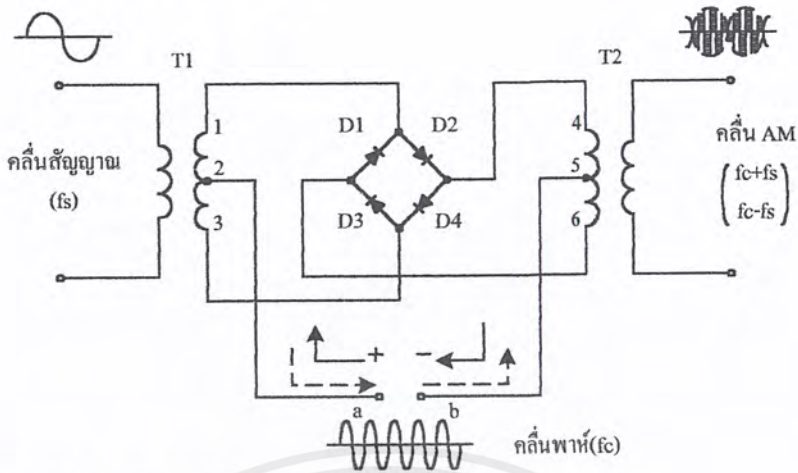
เมื่อ $V < 0$ โวลต์ แรงดันที่อินพุทขาลบ (V_n) และ แรงดันที่ อินพุทขาบวก (V_p) ของ ออปแอมป์ เท่ากับ 0 โวลต์ กระแสไหลผ่าน R_1 จากซ้ายไปขวา กระแสไหลผ่านได้เฉพาะ D_2 และ R_2 เท่านั้น ดังนั้น D_1 อยู่ในสถานะปิด และจะได้ ความสัมพันธ์ของ V_{out} และ V_{in} คือ

$$V_o = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) V_i \text{ สำหรับ } V_i \text{ น้อยกว่า } 0 \text{ V.}$$



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรเรกติไฟร์ครึ่งคลื่นแบบพริชชัน

3.4.9 วงจรผสมสัญญาณ



รูปที่ 3.14 วงจรผสมสัญญาณแบบวงแหวน

จากรูปที่ 3.14 แสดงวงจรผสมสัญญาณแบบกคคลื่นพาห้ที่ใช้กันโดยทั่วไป ถูกเรียกว่า วงจรผสมสัญญาณแบบวงแหวน (Ring modulator circuit) ในวงจรนี้เมื่อคลื่นสัญญาณ f_s ถูกป้อนเข้าไปขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 คลื่นพาห้ถูกป้อนเข้าไปยังจุดแท็ปกึ่งกลาง 2 และ 5 ของหม้อแปลง T_1 และ T_2 คลื่นเอเอ็มที่ได้จะถูกกคคลื่นพาห้ลง หรือพูดได้อีกอย่างหนึ่งว่า ส่วนของ $f_c - f_s$ และ $f_c + f_s$ จะปรากฏที่จุดสัญญาณออก

ต่อไปเป็นการพิจารณาการทำงานของวงจร โดยเริ่มจากป้อนเฉพาะคลื่นพาห้เข้าวงจรทำให้เกิดกระแสเนื่องจาก f_c ไหลดั่งเส้นประและเส้นเต็มเข้าออกวงจรดังรูปที่จุด a และ b เมื่อกระแสเหล่านี้ไหลผ่านไดโอดแล้วจะผ่านเข้าไปยังขดปฐมภูมิของ T_2 ตามเส้นเต็มและเส้นประที่แสดงไว้ จะเห็นได้ว่ากระแสเหล่านี้ ไหลในทิศทางตรงข้ามกันจากจุดแท็ปกึ่งกลางที่ 5 ดังนั้นจึงหักล้างกันหมดไป ส่วนของ f_c จึงไปปรากฏที่จุดสัญญาณออก

เมื่อป้อนเฉพาะคลื่นสัญญาณอย่างเดียว คู่ของไดโอด D_1 และ D_3 กับคู่ D_2 และ D_4 จะเกิดการนำกระแสสลับกันไปมา ยังผลให้ขดทุติยภูมิของ T_1 เสมือนลัดวงจร ดังนั้นจะไม่มีสัญญาณไปปรากฏที่จุดสัญญาณออกเช่นกัน

ตามที่ได้อธิบายมานี้ จะเห็นว่าวงจรนี้จะเกิดการสมดุลขึ้นทั้งกรณีของคลื่นพาห้และคลื่นสัญญาณ จึงเรียกอีกอย่างว่า วงจรผสมสัญญาณแบบสมดุลคู่ (Dual balance modulator)

เมื่อคลื่นสัญญาณ f_s และคลื่นพาห้ f_c ถูกป้อนเข้าวงจรในเวลาเดียวกัน ไดโอดจะถูกบังคับให้ทำงานเหมือนกับสวิตช์โดย f_c เมื่อ f_c ที่จุดสัญญาณเข้าครึ่งช่วงคลื่นทำให้ a(+) และ b(-) ไดโอด D_2 และ D_3 จะทำงานส่วนไดโอด D_1 และ D_4 จะไม่ทำงาน เมื่อ a(-) และ b(+) ไดโอด D_2 และ D_3 จะไม่ทำงานส่วนไดโอด D_1 และ D_4 จะทำงานเนื่องจากผลของการสวิตช์ในลักษณะนี้ แต่ครึ่งช่วงคลื่นของ f_c เฟสของ f_s จะถูกกลับทางและป้อนเข้ากับขดปฐมภูมิของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T_1 ผลอันนี้จะทำให้แถบเหมือนกับรูปคลื่นดั้งเดิมแสดงไว้ในรูปขึ้นที่จุดสัญญาณออก ส่วนประกอบของความถี่ของคลื่นสัญญาณนี้จะเป็น $f_c - f_s$ และ $f_c + f_s$ เพื่อให้จะได้คลื่นของ SSB จากคลื่นเอเอ็มที่จุดสัญญาณออก จำเป็นต้องเอาคลื่นที่สูงหรือต่ำค่าใดค่าหนึ่งออกไป โดยอาศัยวงจรกรองความถี่แบบยอมให้ช่วงความถี่ผ่าน (Bandpass filter)

3.4.10 วงจรขยายลอการิทึม (Logarithmic Amplifier)

วงจรขยายลอการิทึม จะมีขนาดของสัญญาณเอาต์พุตแปรผันตามค่าลอการิทึมของสัญญาณอินพุต หรือ

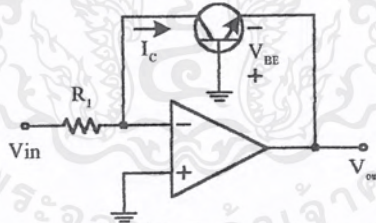
$$V_o = \log V_i \quad (3.12)$$

อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรขยายลอการิทึม เป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น เช่น ไดโอด หรือ ทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีการทำงานในฟังก์ชันของ ลอการิทึม แรงดันที่ตกคร่อมตัวไดโอด (V_d) เป็นฟังก์ชันของกระแสที่ไหลผ่านตัวไดโอด โดยมีความสัมพันธ์คือ

$$V_d = A \log I \quad (3.13)$$

โดยค่าคงที่ A ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำในไดโอด

สำหรับการสร้างวงจรขยายลอการิทึม ที่จะใช้งานได้จริงจะนิยมใช้ทรานซิสเตอร์มากกว่าไดโอดดังแสดงในรูปที่ 3.15



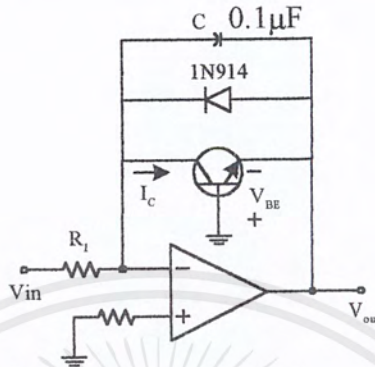
รูปที่ 3.15 วงจรขยายลอการิทึมแบบทรานส์ไดโอด

วงจรขยายลอการิทึมแบบทรานส์ไดโอด ดังรูปที่ 3.15 ใช้สมการที่ 3.7 เป็นพื้นฐาน ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดก็คือ แรงดันระหว่าง ขาเบส และ ขาอีมิเตอร์ ของ ทรานซิสเตอร์และกระแสก็คือ กระแส คอลเลกเตอร์ ดังนั้น

$$V_{BE} = A \log I_C \quad (3.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรดังรูปที่ 3.16 เราสามารถปรับปรุงวงจรให้ใช้งานได้จริง ดังรูปที่ 3.16 ตัวเก็บประจุ ที่ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์ แบบเอ็นพีเอ็น เป็นตัวลอคอัตราขยายเชิงไดนามิก ในขณะที่ไดโอดป้องกันแรงดันย้อนกลับที่มากเกินไป



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรขยายลอคการรบกวน

โดย R_1 ถูกกำหนดโดย

$$R_1 \geq \frac{(V_i)_{\max}}{(I_c)_{\max}} \quad (3.10)$$

และ

$$R_1 \leq \frac{(V_i)_{\min}}{(\text{input - bias - current - of - op - amp})} \quad (3.11)$$

3.6.11 วงจรออสซิลเลเตอร์

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ ผลิตสัญญาณความถี่ขนาดพอเหมาะและให้มีความถี่ตามที่เรากำหนด การโปรแกรมสามารถทำได้โดยการตั้งสวิทช์หรือคดปุ่ม ช่วงความถี่ใช้งานของวงจรสังเคราะห์ความถี่จะจำกัดอยู่ในช่วงความถี่ที่แน่นอนแล้วแต่การใช้งานและความละเอียดของความถี่ที่เปลี่ยนได้ที่ละขั้น เรียกว่า ริโซลูชัน

วิธีสังเคราะห์ความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธี คือ

1. วิธีสังเคราะห์โดยตรง (Direct Synthesis) ซึ่งต้องใช้ความถี่หลายค่ามาผสมกัน เพื่อให้ได้ความถี่ที่ต้องการ โดยปกติต้องใช้แรมป์กับความถี่หลายชุด

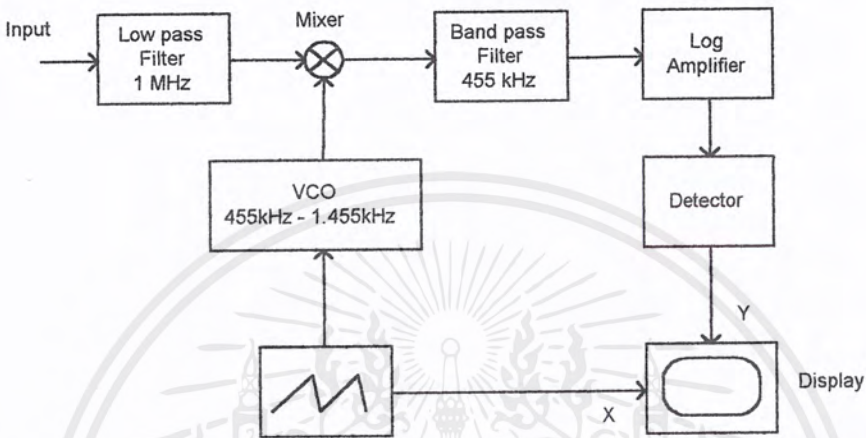
2. วิธีสังเคราะห์โดยอ้อม (Indirect Synthesis) วิธีนี้อาศัย เฟสล็อกดูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบวงจร

4.1 บทนำ



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

จากรูปเป็นบล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมในโครงงานนี้ ซึ่งใช้หลักการทำงานแบบซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ โดยมีการทำงานดังนี้ เมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) ซึ่งยอมให้สัญญาณที่มีความถี่ไม่เกิน 1 เมกะเฮิรตซ์ผ่านได้ สัญญาณที่ผ่านออกมาจะถูกนำมาผสมกับสัญญาณที่ผลิตจากวงจรถอสซิลเลเตอร์ ซึ่งวงจรถอสซิลเลเตอร์ จะสร้างสัญญาณที่มีระดับความถี่ต่างกันตั้งแต่ 455 กิโลเฮิรตซ์ ถึง 1.455 เมกะเฮิรตซ์ โดยความถี่ที่ได้ถูกควบคุมจากระดับแรงดันจากวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย หลังจากสัญญาณทั้งสองถูกผสมกันในวงจรผสมสัญญาณ (Mixer circuit) แล้ว สัญญาณที่ได้จะเป็นความถี่ผลบวก และความถี่ผลต่าง ซึ่งในโครงงานนี้เลือกใช้ค่าความถี่ผลต่าง จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณส่งผ่านเข้ามาซึ่ง วงจรกรองความถี่ช่วง (Bandpass Filter) 455 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อคัดเลือกเอาเฉพาะความถี่กลาง สัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิรตซ์ที่ได้จะถูกส่งเข้ามาซึ่งวงจรถยายลอกการิทึม (Logarithm Amplifier) เพื่อทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณกลายเป็นสเกลลอกการิทึม แล้วผ่านเข้าวงจรตรวจจับสัญญาณเพื่อให้ได้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงออกมา

สำหรับการแสดงผลจะแสดงผ่านทางหน้าจอออสซิลโลสโคปด้วยการเลือกใช้โหมด X-Y เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่แกน X จะรับสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณพื้นเลื่อย ส่วนแกน Y จะรับสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกมาจากวงจรตรวจจับสัญญาณ

4.2 วงจรกรองความถี่(Filter)

4.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter) 1 เมกะเฮิรตซ์

ใช้วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 7 ซึ่งมีค่าดังตารางที่ 3.2 โดยวงจรกรองความถี่ต่ำมีจุดคัทออฟ 1 เมกะเฮิรตซ์

ตารางที่ 4.1 ค่าขดลวดเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่ 7

n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.000	1.8019	1.2470	0.4450

โดยที่
$$L_{new} = \frac{K_m}{K_f} L_{old}$$

$$C_{new} = \frac{1}{K_m K_f} C_{old}$$

โดย $K_m = 50$, $f_c = 1\text{MHz}$, $K_f = 2\pi f_c = 2\pi \times 10^6$

ดังนั้น
$$L_1 = L_7 = \frac{50(0.4450)}{2\pi \times 10^6}$$

$$= 3.541\mu\text{H}$$

$$C_2 = C_6 = \frac{1(1.2470)}{50 \times 2\pi \times 10^6}$$

$$= 3.969\text{nF}$$

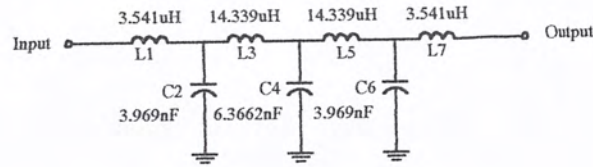
$$L_3 = L_5 = \frac{50(1.8019)}{2\pi \times 10^6}$$

$$= 14.339\mu\text{H}$$

$$C_4 = \frac{1(2)}{50 \times 2\pi \times 10^6}$$

$$= 6.3662\text{nF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



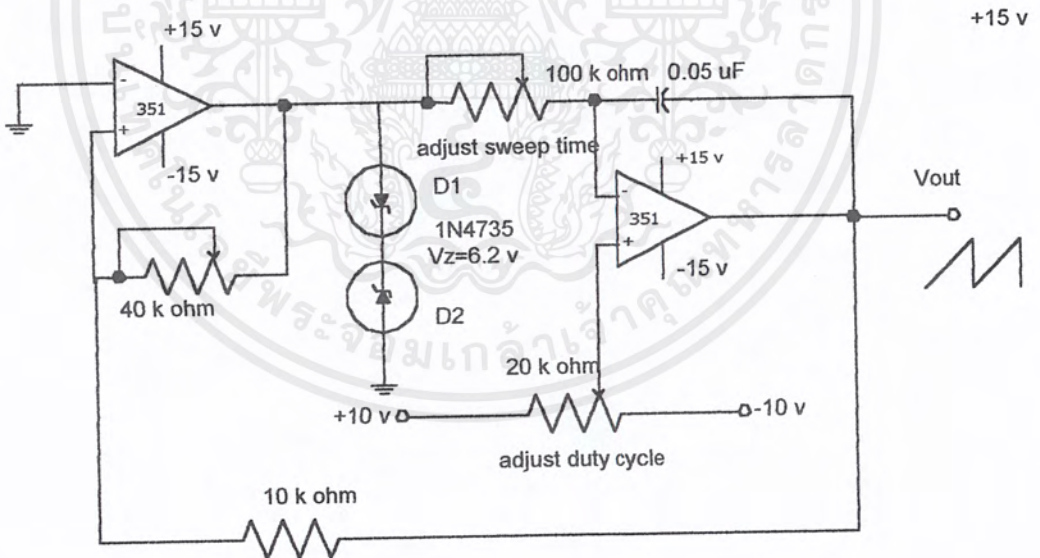
รูปที่ 4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำจุดคัทออฟที่ 1 เมกะเฮิรตซ์

4.2.2 วงจรกรองความถี่ช่วง (Bandpass Filter) 455 กิโลเฮิรตซ์

ใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter) เบอร์ SFU 455 B ซึ่งมีแบนด์วิธแคบและให้ผลตอบสนองดี

4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Generator)

จากรูปที่ 4.3 แอมพลิจูดของสัญญาณสามารถปรับได้โดยการปรับค่าตัวต้านทาน R_3 ส่วนค่าความถี่สามารถปรับได้ที่ตัวต้านทาน R_2 และค่าควิตซ์ไชเคิล ของสัญญาณฟันเลื่อยขึ้นอยู่กับ การปรับค่าตัวต้านทาน R_4 โดยวงจรฟันเลื่อยที่ออกแบบมีช่วงเวลาขึ้นช้าและขาลงเร็วที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้



รูปที่ 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

4.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control Oscillator)

วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน เป็นวงจรที่มีส่วนสำคัญอย่างมากใน เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม โดยเป็นวงจรที่กำหนดเสถียรภาพเชิงความถี่ การเปลี่ยนแปลงแรงดันเป็น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ในลักษณะเชิงเส้น วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันใช้ ไอซี เบอร์ MAX 038 ซึ่งเป็น ไอซี สร้างรูปคลื่นสัญญาณย่านกว้างซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

- กำหนดรูปคลื่นสัญญาณความถี่ได้ตั้งแต่ 0.1 เฮิรตซ์ ถึง 20 เมกะเฮิรตซ์
- รูปคลื่นที่สามารถกำเนิดได้คือ คลื่นสามเหลี่ยม คลื่นรูปฟันเลื่อย คลื่นไซน์ คลื่นสี่เหลี่ยม และพัลส์
- สามารถปรับเลือกค่าความถี่และค่าควิตี้ไซเกิดได้
- ย่านการกวาดสัญญาณความถี่ได้ตั้งแต่ 350-1
- ปรับเปลี่ยนค่าควิตี้ไซเกิดได้ในช่วง 15 – 85 %
- มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ
- ที่ความถี่รูปไซน์ มีความเพี้ยนต่ำที่ 0.75 %

การคำนวณค่าความถี่ทางเอาต์พุตนั้นจะ ได้จากการแบ่งส่วนค่ากระแสที่ไหลเข้าไปยังขา I_{in} ร่วมกับค่าความจุของตัวเก็บประจุ C_F ที่ต่ออยู่กับ ขา C_{osc} เทียบกับกราวด์ และร่วมกับ ค่าแรงดันที่จ่ายให้กับขา F_{adj} เมื่อค่าแรงดัน $V_{Fadj} = 0$ โวลต์ ค่าความถี่เริ่มต้นหรือ ค่าความถี่มูลฐาน (F_0) สามารถหาได้จากสมการ

$$f_0 = \frac{I_{in}}{C_F}$$

โดยที่ f_0 = ค่าความถี่มูลฐาน(เมกะเฮิรตซ์)

I_{in} = ค่ากระแสที่ขา I_{in} (ไมโครแอมป์)

C_F = ค่าตัวเก็บประจุที่ต่อกับขา C_{osc} (พิโกฟารัด)

ในอันดับต่อมาค่าของคาบเวลา (t_0) ของความถี่หาได้จากสมการ

$$t_0 = \frac{C_F (pF)}{I_{in} (\mu A)} \quad \mu sec$$

เมื่อ I_{in} = ค่ากระแสที่ไหลเข้าที่ขา I_{in} ตั้งแต่ 2 ถึง 750 μA

C_F = ค่าตัวเก็บประจุที่ต่อกับขา C_{osc} กับกราวด์ตั้งแต่ 20 pF ถึงมากกว่า 100 pF

ตัวอย่าง เมื่อต้องการค่าความถี่ $F_0 = 1$ เมกะเฮิรตซ์ จะได้ว่าเท่ากับ

$$f_0 = \frac{I_{in}}{C_F}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{100\mu A}{100pF} \\
 &= 1.0MHz
 \end{aligned}$$

ในกรณีที่คิดกับวงจรขยายภายในแบบรูปปีระหว่าง I_{in} กับกราวด์ และแรงดันออฟเซตทางอินพุตที่น้อยกว่าภายในตัวไอซี $\pm 2mV$ ที่ขา I_{in} ต้องได้รับการขับจากกระแสชอร์ต (I_{in}) หรือ ขับจากแรงดันอินพุต (V_{in}) ที่ต่ออนุกรมกับตัวต้านทานอินพุต (R_{in}) นั่นก็คือ ตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างขาจ่ายแรงดันอ้างอิง (REF) กับ I_{in} เพื่อที่จะทำให้กลายเป็นกระแสขับ I_{in} ดังนั้น $I_{in} = V_{REF} / R_{in}$ เมื่อให้แรงดันมาอนุกรมกับตัวต้านทานสมการที่ใช้ในการคำนวณหาค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์ก็เปลี่ยนไปและได้สมการใหม่ดังนี้

$$f_0 = \frac{V_{in}}{(R_{in} \times C_F)}$$

เมื่อ $V_{in} =$ แรงดันอ้างอิงอินพุตที่ขา I_{in} (โวลต์)

ค่าความถี่ทางเอาท์พุทสามารถทำการมอดูเลตได้โดยผ่านสัญญาณมอดูเลตเข้าไปทางขา F_{adj} อินพุต เพื่อทำให้เกิดเป็นฟังก์ชันการทำงานใหม่ขึ้นมาเรียกว่า ไลน์ฟรีควนซ์คอนโทรล โดยจะทำงานภายใต้วงจรเฟสล็อกอยู่ภายใน โดยค่าความถี่มูลฐาน (f_0) จะถูกเซ็ทหรือเลือกค่าด้วย I_{in} แต่ก็สามารถเปลี่ยนค่าความถี่ให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงได้จากการเซ็ทที่ขา F_{adj} ที่ได้รับแรงดันมากกว่า ศูนย์ โดยที่ค่าแรงดันที่ขา F_{adj} นี้สามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ -2.4 โวลต์ถึง $+2.4$ โวลต์ แต่ในการทดลองจริงสามารถทำได้ตั้งแต่ -2.5 โวลต์ถึง $+2.5$ โวลต์ โดยที่ค่า -2.5 โวลต์ ให้ความถี่มากที่สุด และ $+2.5$ โวลต์ ให้ความถี่ต่ำที่สุด เอาท์พุทที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามค่าแรงดันตั้งแต่ ค่า 1.8 ถึง 0.35 เท่า

ค่าแรงดันที่ขา F_{adj} นี้จะมีทิศทางสัมพันธ์กับการเลื่อนของค่าความถี่เอาท์พุท นับจากค่าความถี่มูลฐาน (f_0) โดยคิดเป็นเปอร์เซ็นต์ (D_x) โดยสามารถหาได้จากสมการ

$$V_{Fadj} = -0.0343D_x$$

เมื่อ V_{Fadj} เป็นค่าแรงดันที่ ขา F_{adj} ซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง -2.5 ถึง $+2.5$ โวลต์ที่ขา I_{in} เป็นตัวกำหนดค่าความถี่ f_0 โดยตรง ค่า V_{Fadj} เป็นเปอร์เซ็นต์เชิงเส้น ของการเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความถี่จากจุดมูลฐาน f_0 โดยที่ V_{Fadj} เป็นศูนย์โวลต์จะคงอยู่ค่า f_0 หลังจากนั้น จะมีทิศทางเป็นบวกและลบ ตามลักษณะของค่าแรงดันที่เปลี่ยนแปลงออกจากจุดศูนย์โวลต์ และค่าแรงดันที่หา F_{adj} ในทุกๆความถี่สามารถหาได้จากสมการ

$$V_{Fadj} = \frac{(f_0 - f_x)}{(0.2915 \times f_0)}$$

เมื่อ f_x = ค่าความถี่ทางเอาท์พุท

f_0 = ค่าความถี่เมื่อแรงดันที่หา F_{adj} เท่ากับศูนย์โวลต์

ตัวอย่าง ต้องการความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์ และ 1.455 เมกะเฮิรตซ์ โดย f_0 จากการทดลองมีค่า 1 เมกะเฮิรตซ์

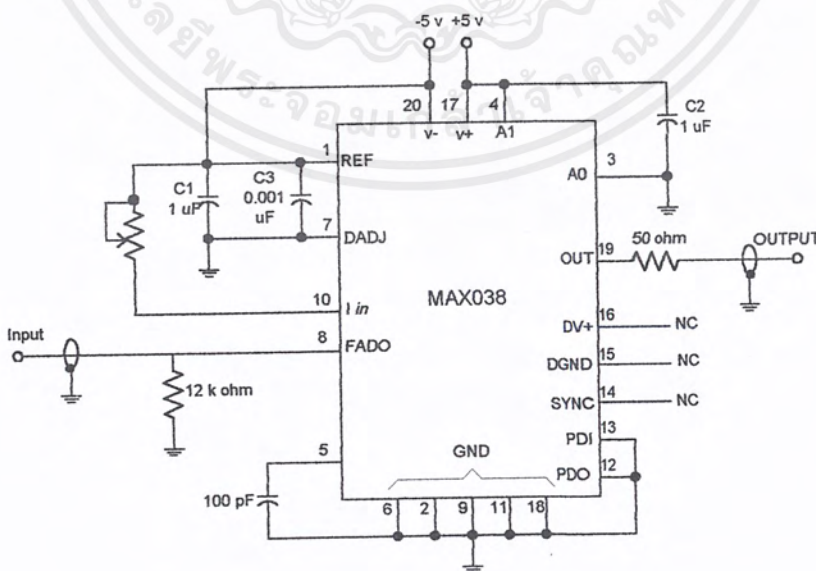
$$V_{Fadj} = \frac{(1.026\text{MHz} - 0.455\text{MHz})}{(0.2915 \times 1.026\text{MHz})}$$

$$= 1.91\text{V}$$

$$V_{Fadj} = \frac{(1.026\text{MHz} - 1.455\text{MHz})}{(0.2915 \times 1.026\text{MHz})}$$

$$= -1.434\text{V}$$

จะได้วงจรดังรูปที่ 4.5



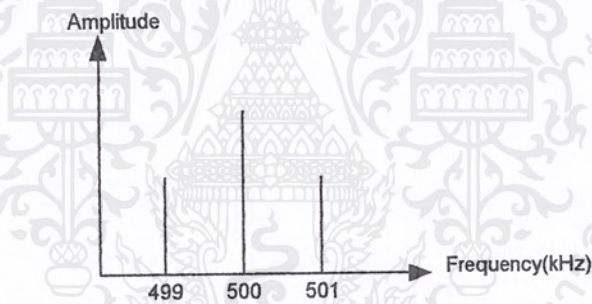
รูปที่ 4.4 วงจรออกซิลเลเตอร์ความถี่ด้วยแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแรงของสัญญาณเอาต์พุตจะถูกกำหนดค่าแอมพลิจูดคงที่ไว้ที่ 2 โวลต์โดยวัดเทียบกับกราวด์ และจะเท่ากันในทุกๆรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุต จะมีค่าความต้านทานเอาต์พุตต่ำกว่า 0.1 โอห์ม และสามารถขับกระแสสัญญาณออกจากเอาต์พุตได้ $\pm 20mA$ โดยประกอบด้วยตัวเก็บประจุที่มีค่าประมาณ $50pF$ ค่าความจุทางเอาต์พุตที่ ความถี่สูงๆจะแยกออกจากเอาต์พุตด้วยค่าความต้านทาน ปกติจะมีค่าเท่ากับ 50 โอห์ม

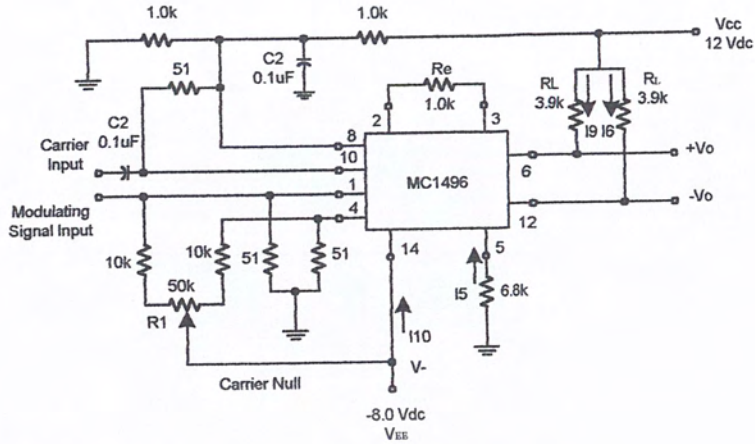
4.5 วงจรผสมสัญญาณ (Mixer Circuit)

ใช้ไอซี เบอร์ MC1496 ซึ่งมีการทำงานแบบสมมูลโดยปกติการผสมสัญญาณระหว่าง สัญญาณพาหะ กับ สัญญาณอินพุตที่เข้ามา จะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมา 3 สัญญาณ ซึ่งได้แก่ สัญญาณพาหะ,สัญญาณพาหะบวกกับสัญญาณอินพุต และสัญญาณพาหะลบกับสัญญาณอินพุต เช่น สัญญาณพาหะ 500 กิโลเฮิร์ตซ์และสัญญาณอินพุต 1 กิโลเฮิร์ตซ์ จะได้สัญญาณเอาต์พุตตาม รูปที่ 4.5

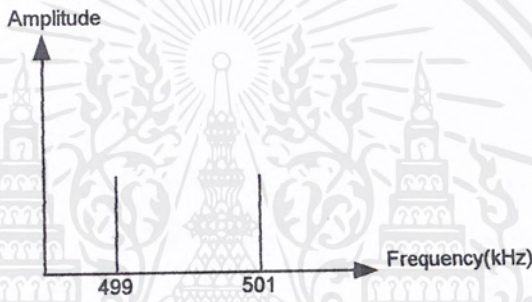


รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณ โดยทั่วไป

ในวงจรผสมสัญญาณที่ใช้ได้ทำการกำจัดสัญญาณพาหะออกไปจะได้สัญญาณเอาต์พุต ดังรูปที่ 4.7 ซึ่งมีคุณสมบัติทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณผลรวม และผลต่างมีค่าสูงขึ้น ซึ่งเป็น ข้อดีของวงจรนี้



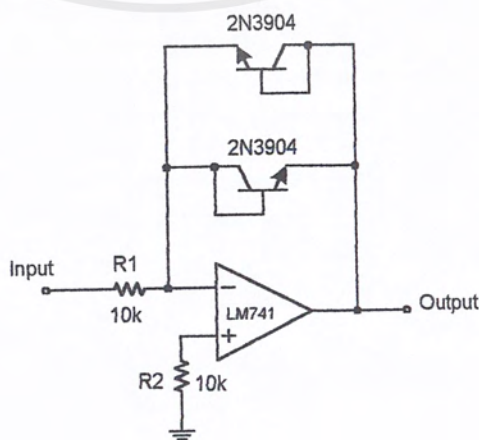
รูปที่ 4.6 วงจรผสมสัญญาณ



รูปที่ 4.7 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรผสมสัญญาณที่ใช้

4.6 วงจรขยายลอการิทึม (Logarithmic Amplifier)

วงจขยายลอการิทึม ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนสเกลของแอมพลิจูดที่ปรากฏอยู่บนหน้าจอออสซิลโลสโคปให้เป็นสเกลลอการิทึม



รูปที่ 4.8 แสดงวงจขยายลอการิทึม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า R_1 โดยให้ขนาดของสัญญาณอินพุตมีค่าตั้งแต่ $1mV$ ถึง $10V$

กระแสไบแอสของออปแอมป์ = $80nA$

กระแสคอลเลกเตอร์ = $1mA$

ดังนั้น ค่าที่ต่ำที่สุดของ R_1 คือ

$$R_1 \geq \frac{10V}{1mA}$$

$$\geq 10k\Omega$$

และค่าที่สูงที่สุดของ R_1 คือ

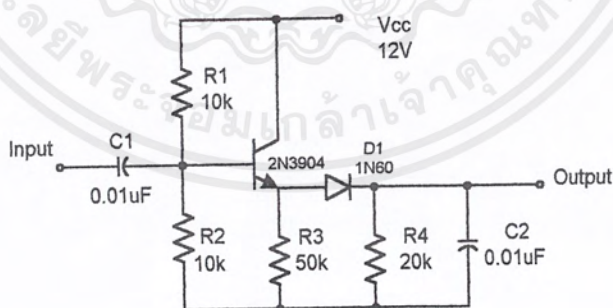
$$R_1 \geq \frac{1mV}{80nA}$$

$$\geq 12.5k\Omega$$

แสดงว่า ตัวต้านทาน R_1 ที่ใช้ควรมีค่าระหว่าง $10k\Omega$ ถึง $12.5k\Omega$

4.7 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector)

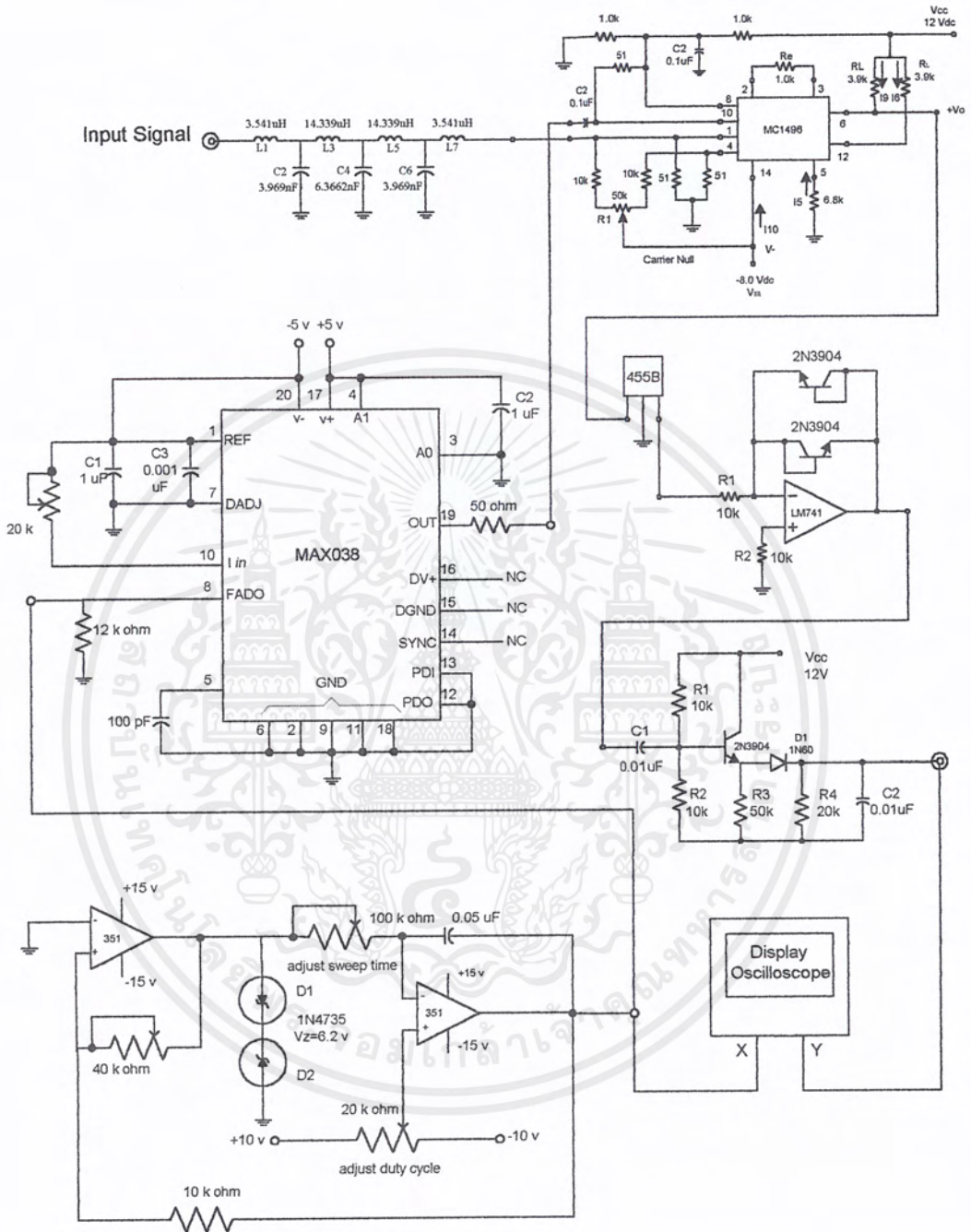
จะใช้ทรานซิสเตอร์และไดโอดทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณ ซึ่งลักษณะของวงจรสามารถออกแบบได้ดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.9 วงจรตรวจจับสัญญาณ

โดยตัวต้านทาน R_1 และ R_2 จะทำหน้าที่แบ่งแรงดันไบแอสให้กับทรานซิสเตอร์ ซึ่งวงจรทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้เป็น วงจรขยายคลาสซี คือ ในช่วงที่ไม่มีสัญญาณอินพุตป้อน เมื่อมีสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามาจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานตามปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 แสดงวงจรทั้งหมดในเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ได้ทำการทดลองทดลองโดยแยกวงจรแต่ละวงจร จากนั้นนำวงจรทั้งหมดมารวมกันเป็นเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม แล้วทำการทดสอบด้วยสัญญาณรูปแบบต่างๆ

5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Lowpass Filter)

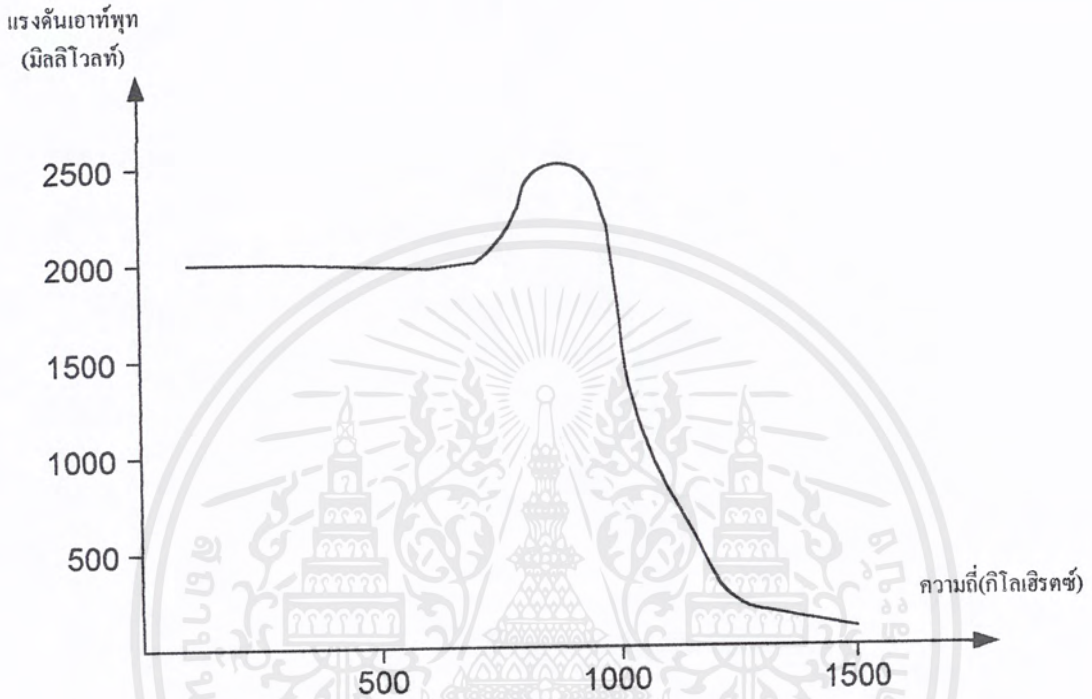
ทำการป้อนสัญญาณอินพุตที่แอมพลิจูดคงที่ ในระดับความถี่ต่างๆ แล้ววัดขนาดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ ผลการทดลองแสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 แสดงผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำ

ความถี่ (กิโลเฮิรตซ์)	ขนาดของสัญญาณ	
	อินพุต (มิลลิโวลต์)	เอาต์พุต (มิลลิโวลต์)
1	2,000	2,000
2	2,000	2,000
3	2,000	2,000
4	2,000	1,970
5	2,000	1,970
6	2,000	1,980
7	2,000	2,000
8	2,000	2,350
9	2,000	2,500
10	2,000	1,600
11	2,000	800
12	2,000	360
13	2,000	200
14	2,000	110
15	2,000	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

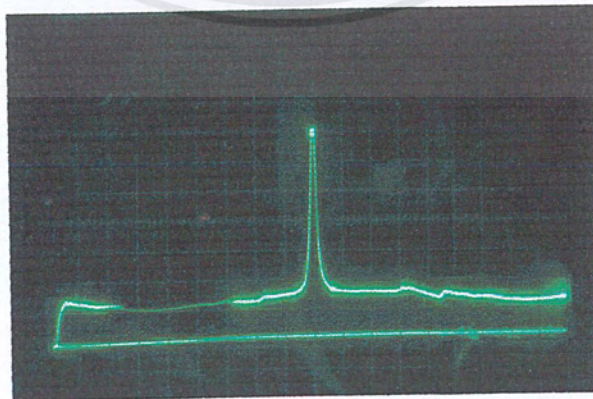
จากผลการทดลองจะเห็นว่าวงจรกรองความถี่ต่ำ 1 เมกะเฮิรตซ์ มีความถี่คัตออฟประมาณ 1010 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งจัดได้ว่าเป็นค่าใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการคือ 1 เมกะเฮิรตซ์ และเมื่อนำผลการทดลองมาวาดกราฟ แสดงคุณลักษณะ ได้ดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 แสดงกราฟคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำ

5.2 วงจรกรองความถี่ช่วง (Bandpass Filter)

ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ช่วง 455 กิโลเฮิรตซ์ แสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงกราฟคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ช่วง 455 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.2 ค่าความถี่ที่ออฟมีค่าเป็น 457 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีค่าแบนด์วิธ 10 กิโลเฮิร์ตซ์

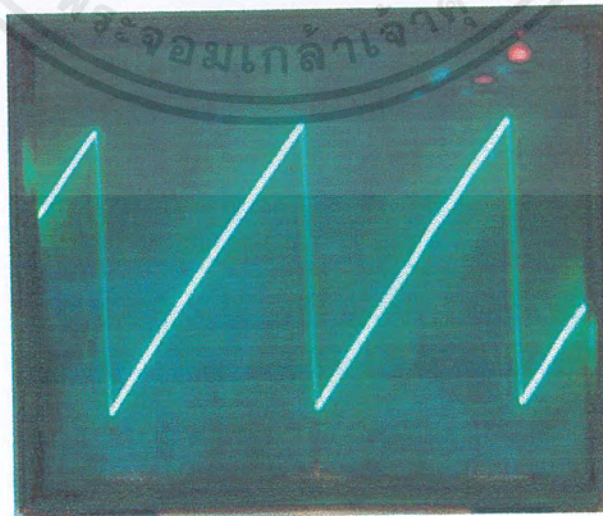
5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth Generator)

ผลการทดลองวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อยที่ความถี่ 100 เฮิร์ตซ์ และความถี่ 500 เฮิร์ตซ์ แสดงในรูปที่ 5.3 และ รูปที่ 5.4



รูปที่ 5.3 สัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 100 เฮิร์ตซ์

ในการทดลองตั้งค่าแรงดัน 2 โวลต์ต่อช่อง และ ตั้งค่าเวลา 2×10^{-3} วินาทีต่อช่อง ได้แรงดันจากขอดถึงขอด เท่ากับ 5 โวลต์ (-2.5 ถึง +2.5 โวลต์)



รูปที่ 5.4 สัญญาณฟันเลื่อยความถี่ 500 เฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองตั้งค่าแรงดัน 2 โวลต์ต่อช่องและตั้งค่าเวลา 2×10^{-3} วินาทีต่อช่อง ได้แรงดันจากยอดถึงยอด เท่ากับ 5 โวลต์ (-2.5 ถึง +2.5 โวลต์)

วงจรกำเนิดสัญญาณพื้นฐานสามารถปรับค่าความถี่ได้นอกเหนือจากช่วง 100 เฮิรตซ์ถึง 500 เฮิรตซ์ และสามารถปรับแรงดันได้มากกว่า 5 โวลต์แต่แรงดันช่วง -2.5 ถึง +2.5 โวลต์เป็นช่วงที่ใช้งานจริงจึงใช้ค่านี้เพื่อควบคุมวงจรรอสซิทิลเลเตอร์เพื่อให้กำเนิดสัญญาณความถี่ที่ต้องการ

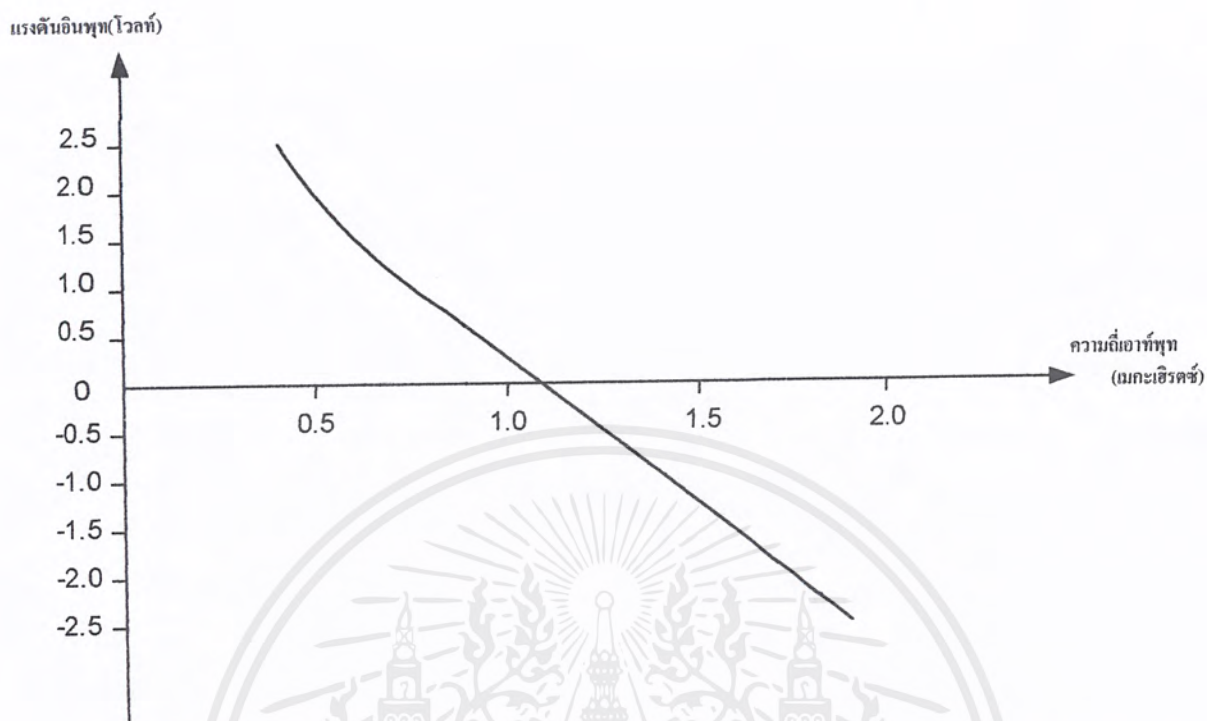
5.4 วงจรรอสซิทิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน

ผลการทดลองเมื่อทำการป้อนแรงดันอินพุตด้วยไฟฟ้ากระแสตรงที่ค่าต่างๆและบันทึกค่าเอาต์พุตเป็นแรงดันและความถี่

ตารางที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับความถี่เอาต์พุตที่เปลี่ยนไป

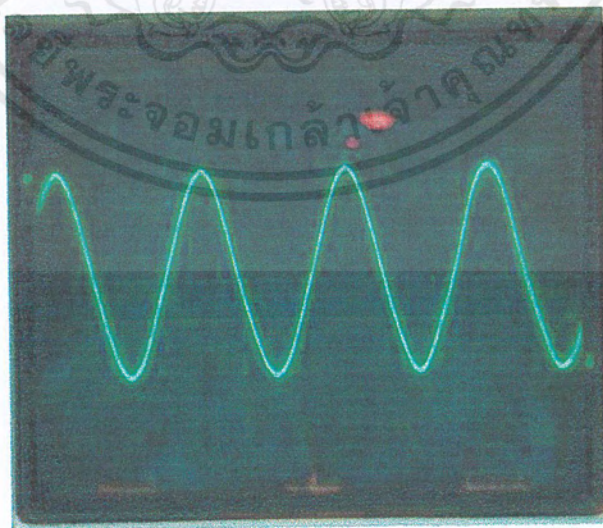
แรงดันอินพุต(โวลต์)	ความถี่เอาต์พุต(เมกะเฮิรตซ์)	แรงดันเอาต์พุต(โวลต์)
-2.5	1.852	2.0
-2.0	1.667	2.0
-1.5	1.538	2.0
-1.0	1.370	2.0
-0.5	1.235	2.0
0	1.026	2.0
0.5	0.877	2.0
1.0	0.746	2.0
1.5	0.574	2.0
2.0	0.444	2.0
2.5	0.377	2.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับความถี่เอาท์พุต

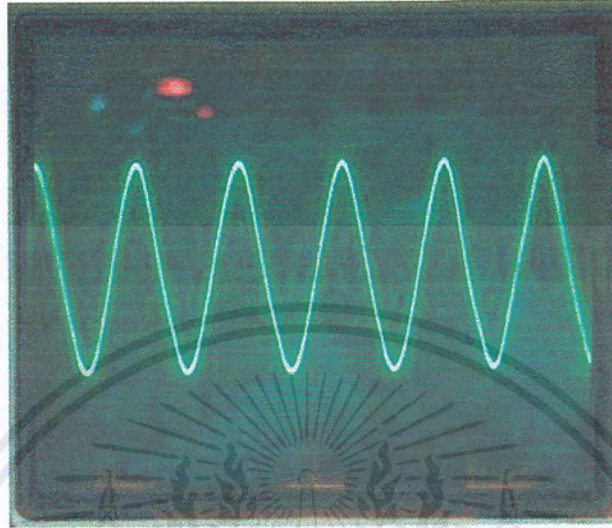
รูปสัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดัน
-2.5 โวลต์ 0 โวลต์ และ 2.5 โวลต์ แสดงในรูปที่ 5.6 5.7 และ 5.8 ที่แรงดันอินพุต



รูปที่ 5.6 สัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันอินพุต -2.5 โวลต์

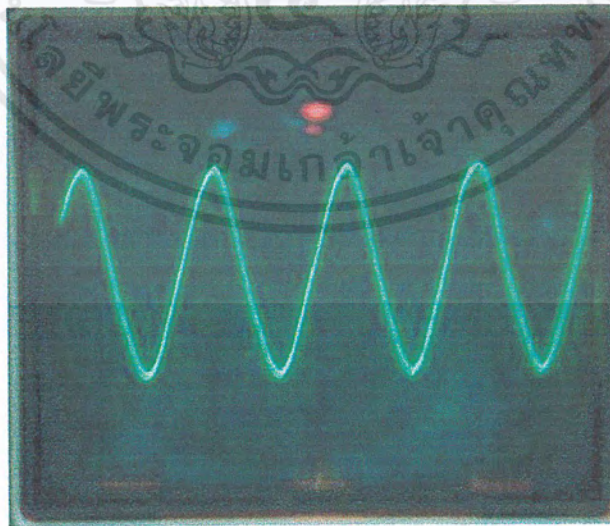
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.6 ตั้งค่าแรงดัน 0.5 โวลต์ต่อช่องและค่าเวลา 0.2×10^{-6} วินาทีต่อช่องได้แรงดันจากยอดถึงยอดเท่ากับ 2 โวลต์ และได้ค่าความถี่ 1.852 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 5.7 สัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่ แรงดันอินพุท 0 โวลต์

จากรูปที่ 5.7 ตั้งค่าแรงดัน 0.5 โวลต์ต่อช่องและตั้งค่าเวลา 0.5×10^{-6} วินาทีต่อช่องได้แรงดันจากยอดถึงยอด เท่ากับ 2 โวลต์ และได้ค่าความถี่ 1.026 เมกะเฮิรตซ์

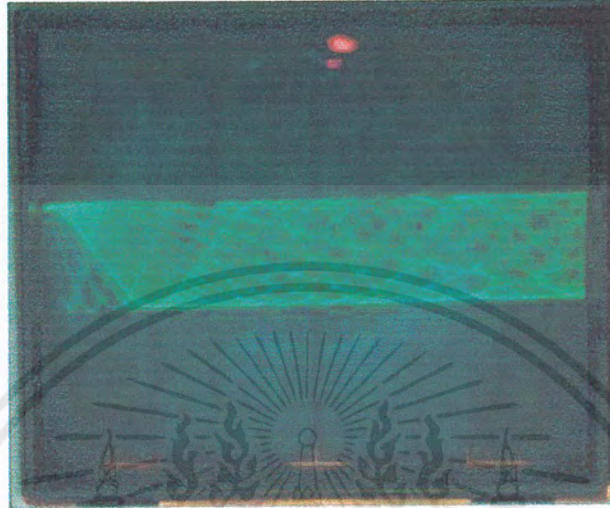


รูปที่ 5.8 สัญญาณที่ผลิตจากวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันที่แรงดันอินพุท +0.25 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.8 ตั้งค่าแรงดัน 0.5 โวลต์ต่อช่องและ ตั้งค่าเวลา 1×10^{-6} วินาทีต่อช่อง ได้แรงดันจากยอดถึงยอด เท่ากับ 2 โวลต์และได้ค่าความถี่ 377.36 กิโลเฮิร์ตซ์

จากทั้งสามรูปจะเห็นได้ว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันโดยใช้ไอซี MAX038 เมื่อป้อนแรงดันอินพุทเป็น -2.5 โวลต์จะให้ค่าความถี่สูงสุดและ $+2.5$ โวลต์จะให้ค่าความถี่ต่ำสุด

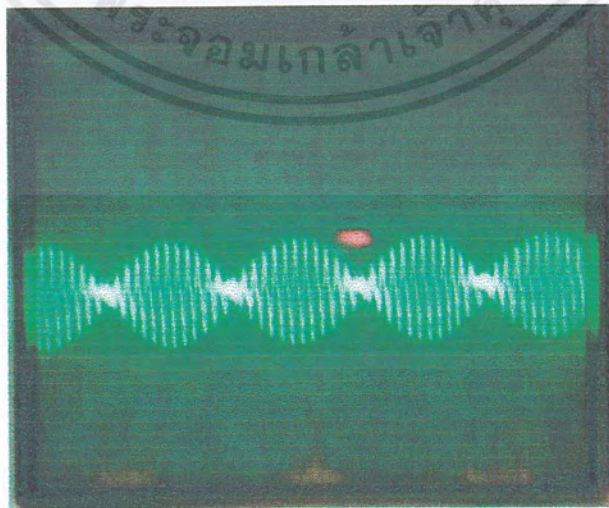


รูปที่ 5.9 แสดงการกวาดสัญญาณซึ่งถูกขับโดยวงจรกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

จากรูปที่ 5.9 ตั้งค่าแรงดัน 0.5 โวลต์ต่อช่องและตั้งค่าเวลา 0.2×10^{-3} วินาทีต่อช่อง

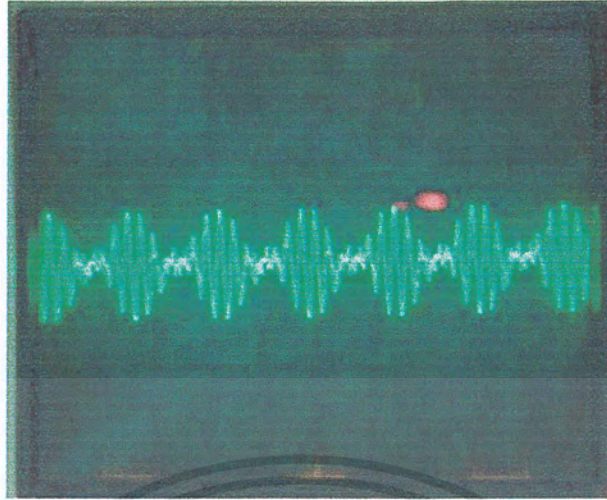
5.5 วงจรผสมสัญญาณ

ทำการป้อนสัญญาณพาหะ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ และป้อนสัญญาณอินพุท 40 กิโลเฮิร์ตซ์ได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 5.10 โดยตั้งค่าแรงดัน 0.2 โวลต์ต่อช่องและตั้งค่าเวลา 0.2×10^{-6} วินาทีต่อช่อง



รูปที่ 5.10 สัญญาณที่ถูกผสมระหว่าง 1 เมกะเฮิร์ตซ์กับ 40 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 สัญญาณที่ถูกผสมระหว่าง 2 เมกะเฮิรตซ์กับ 300 กิโลเฮิรตซ์

จากรูปที่ 5.11 ตั้งค่าแรงดัน 0.2 โวลต์ต่อช่องและตั้งค่าเวลา 2×10^{-6} วินาทีต่อช่อง

5.6 วงจรขยายลอการิทึม (Logarith Amplifier)

ป้อนสัญญาณอินพุตความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์แล้ววัดสัญญาณเอาต์พุตได้ผลดังตารางที่ 5.3

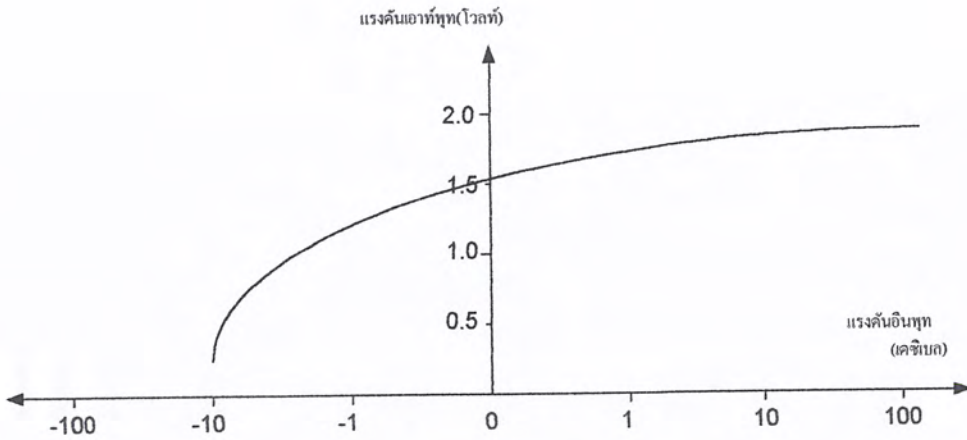
ตารางที่ 5.3 ผลการทดลองวงจรขยายลอการิทึม

แรงดันอินพุต(เดซิเบล)	แรงดันอินพุต(โวลต์)	แรงดันเอาต์พุต(โวลต์)
-12.04	0.25	0.24
-10.46	0.3	0.33
-9.12	0.35	0.42
-7.96	0.4	0.51
-6.94	0.45	0.61
-6.02	0.5	0.70
-5.19	0.55	0.80
-4.44	0.6	0.90
-3.74	0.65	0.98
-3.09	0.7	1.07

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันอินพุต(เดซิเบล)	แรงดันอินพุต(โวลท์)	แรงดันเอาทพุต(โวลท์)
-2.50	0.75	1.16
-1.94	0.8	1.29
-1.41	0.85	1.32
-0.92	0.9	1.36
-0.45	0.95	1.38
0	1	1.40
3.52	1.5	1.55
6.02	2	1.64
7.96	2.5	1.71
9.54	3	1.78
10.88	3.5	1.84
12.04	4	1.88
13.06	4.5	1.93
13.98	5	1.96
14.81	5.5	1.98
15.56	6	2.02

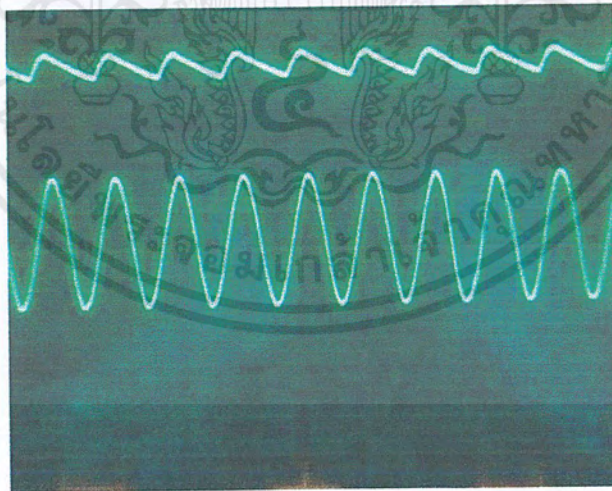
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต(เดซิเบล)และ เอาต์พุต (โวลท์)

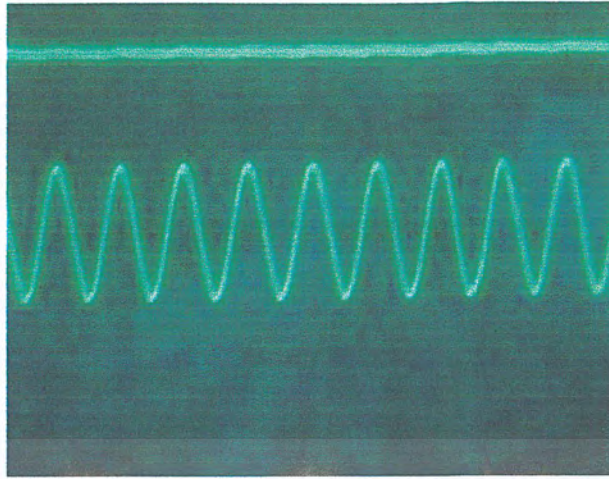
5.7 วงจรตรวจจับสัญญาณ (Detector)

ป้อนสัญญาณไซน์ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ เข้าที่อินพุตแล้ววัดสัญญาณที่ขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เทียบกับกราวด์โดยที่ แชนแนล 1 วัดอินพุตและแชนแนล 2 วัดที่ขาอิมิตเตอร์ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.13 โดยตั้งค่าแรงดันทั้งสองแชนแนล 2 โวลท์ต่อช่องและตั้งค่าเวลาทั้งสองแชนแนล 2×10^{-6} วินาทีต่อช่อง



รูปที่ 5.13 สัญญาณอินพุตและสัญญาณที่ขาอิมิตเตอร์เทียบกับกราวด์

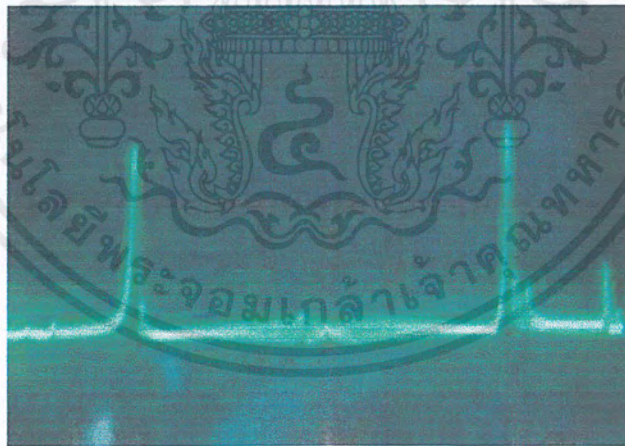
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.14 สัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต

5.8 ผลการทดลองจากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

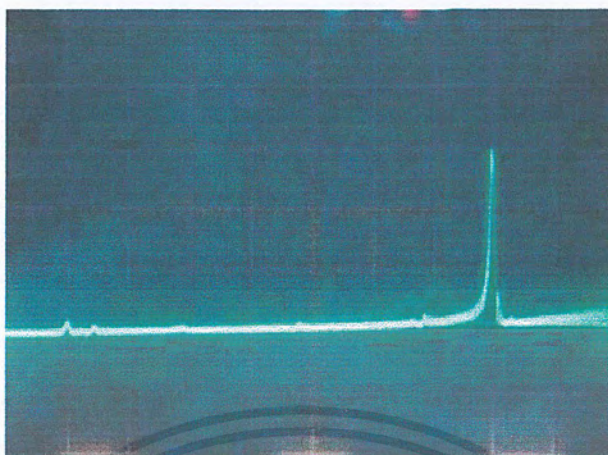
เมื่อนำวงจรต่างๆประกอบด้วยกันเป็นเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม แล้วทดลองวัดสัญญาณต่างๆ โดยการอ่านค่าความถี่ที่หน้าจอออสซิลโลสโคปจะอ่านจากทางขวามือมาซ้ายมือ โดยด้านขวามือเป็นค่าความถี่ต่ำสุดและซ้ายมือเป็นค่าความถี่สูงสุด



รูปที่ 5.15 แสดงการวัดสัญญาณ ไซน์ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์

จากรูปที่ 5.15 จะมีความถี่ 2 ความถี่ปรากฏขึ้นเป็นความถี่ผลบวกและความถี่ผลต่าง โดยที่ความถี่ทางด้านซ้ายมือมีค่า 1 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นความถี่ผลต่าง ออสซิลโลสโคปตั้งค่าแรงดันที่แกน X เท่ากับ 0.5 โวลต์ต่อช่องและแกน Y เท่ากับ 0.2 โวลต์ต่อช่อง และค่าที่ตั้งนี้ถูกนำมาใช้วัดความถี่ของเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมโดยตลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

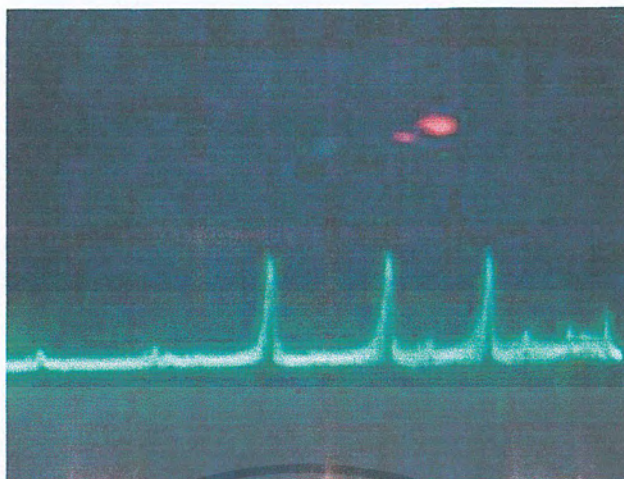


รูปที่ 5.16 แสดงการวัดสัญญาณ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

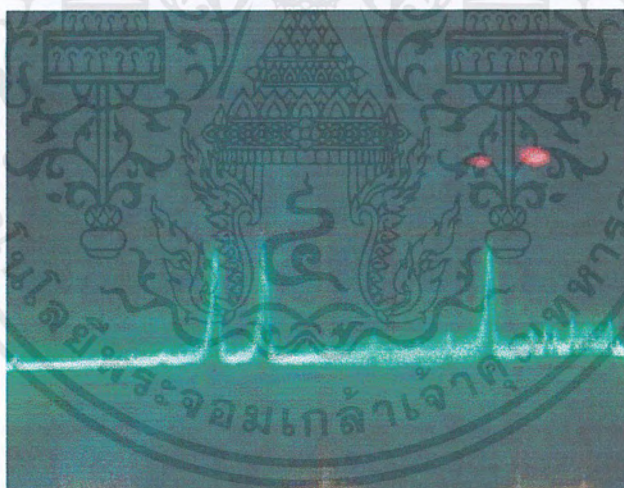


รูปที่ 5.17 แสดงการวัดสัญญาณ 700 กิโลเฮิร์ตซ์และความถี่ 130 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

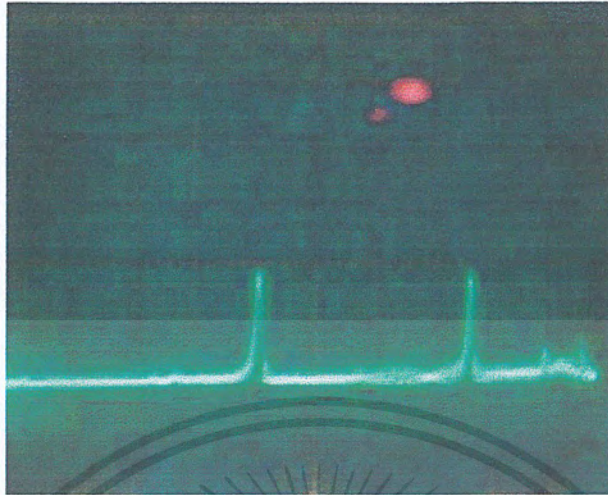


รูปที่ 5.18 แสดงการวัดสัญญาณ ไซน์ ความถี่ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์

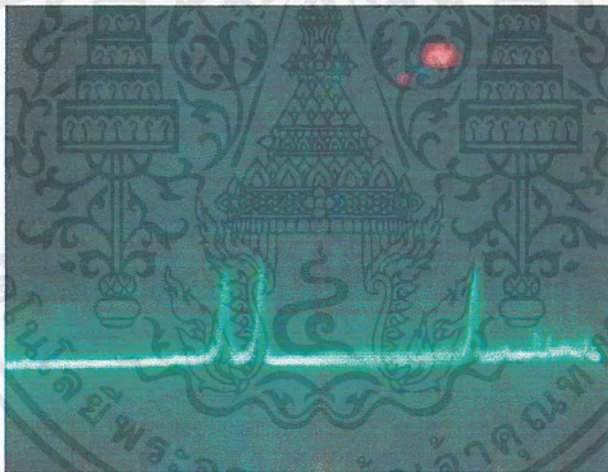


รูปที่ 5.19 แสดงการวัดสัญญาณ ไซน์ ความถี่ 800 กิโลเฮิร์ตซ์ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



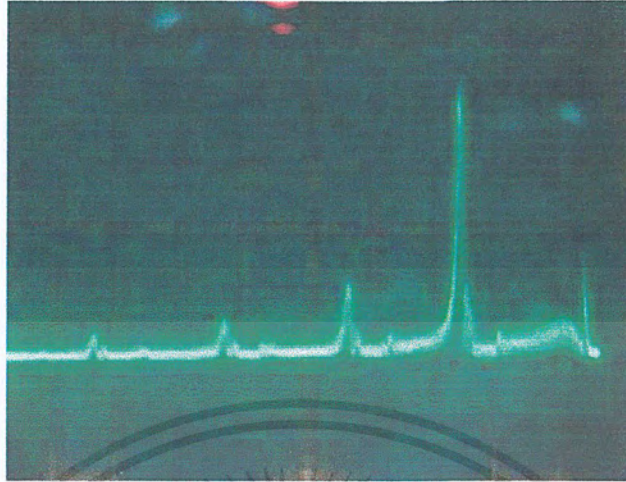
รูปที่ 5.20 แสดงการวัดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 5.21 แสดงการวัดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 800 กิโลเฮิร์ตซ์ 700 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 130 กิโลเฮิร์ตซ์

จากรูปที่ 5.17 และ 5.20 จะสังเกตได้ว่าเมื่อป้อนสัญญาณความถี่ที่มีความถี่ที่เท่ากันแต่เป็นสัญญาณที่รูปร่างต่างกันจะพบว่าสเปกตรัมที่วัดได้จะอยู่ในตำแหน่งเดียวกันแต่แอมพลิจูดของสัญญาณไซน์มีค่าสูงกว่าแอมพลิจูดของสัญญาณสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



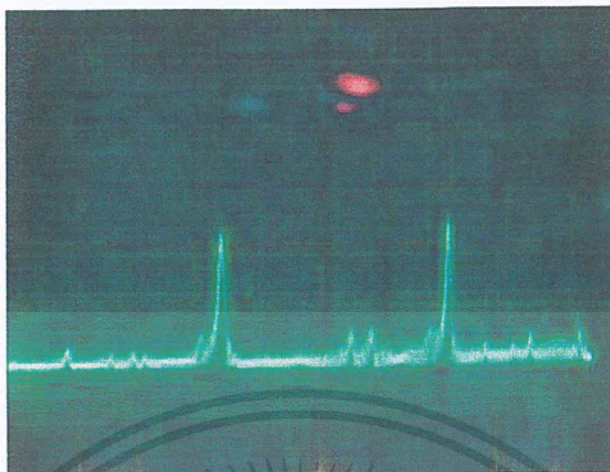
รูปที่ 5.22 แสดงการวัดสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์

จากรูปที่ 5.22 เมื่อวัดสัญญาณสามเหลี่ยม จะพบความถี่ที่ 150 กิโลเฮิร์ตซ์มีแอมพลิจูดสูงสุด และจะมีฮาร์โมนิกที่ 3 เท่ากับ 450 กิโลเฮิร์ตซ์ ฮาร์โมนิกที่ 5 เท่ากับ 750 กิโลเฮิร์ตซ์ ฮาร์โมนิกที่ 7 เท่ากับ 1050 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งแอมพลิจูดจะลดหลั่นลงมาตามลำดับ



รูปที่ 5.23 แสดงการวัดสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 200 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 แสดงการวัดสัญญาณไซนส์ที่ถูกมอดดูเลตจากฟังก์ชันเจนเนอร์เรเตอร์ระหว่างความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 300 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 5.25 แสดงการวัดสัญญาณไซนส์ที่ถูกมอดดูเลตจากฟังก์ชันเจนเนอร์เรเตอร์ระหว่างความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์ และ 50 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผล

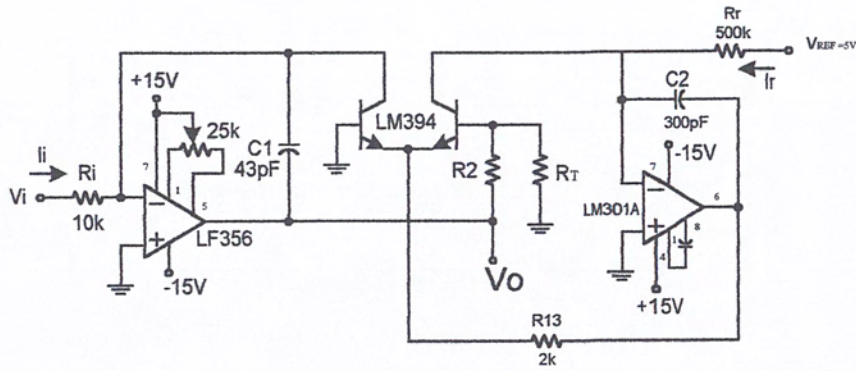
จากการทดลองเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมนี้สามารถใช้งานได้จริงซึ่งสามารถวัดสัญญาณได้ทั้ง สัญญาณไซน์,สัญญาณสามเหลี่ยม,สัญญาณสี่เหลี่ยม และสัญญาณอื่นๆ ได้มีความเที่ยงตรงค่อนข้างดีเนื่องจาก วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันมีการเพิ่มขึ้นของความถี่ตามแรงดันเป็นเชิงเส้น สัญญาณที่วัดออกมาเป็นแท่งความถี่ที่มีความคมชัดพอสมควร สามารถวัดความถี่ได้ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ จนถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์ตามขอบเขตที่กำหนดไว้ และมีการอ่านค่าสัญญาณความถี่จาก จอออสซิล โลสโคปทางด้านขวามือเป็นค่าความถี่ต่ำสุด ไปยังด้านซ้ายมือเป็นค่าความถี่สูงสุดที่เป็นเช่นนี้ด้วยเหตุว่า วงจรออสซิลเลเตอร์ควบคุมด้วยแรงดันมีลักษณะการทำงาน คือ จะสร้างสัญญาณความถี่สูงสุดเมื่อป้อนแรงดันต่ำสุด($-2.5 V_{dc}$) และสร้างสัญญาณความถี่ลดต่ำลงเรื่อยๆจนกระทั่งเมื่อป้อนแรงดันสูงสุด($+2.5 V_{dc}$) จะให้ค่าความถี่ต่ำสุด

6.2 ปัญหา

1. ในการวัดสัญญาณบางช่วงจะมีสัญญาณความถี่เกิดขึ้น 2 สัญญาณเช่น ที่ความถี่ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งแท่งหนึ่งเป็นสัญญาณความถี่ผลต่างที่ต้องการ ส่วนอีกแท่งหนึ่งเป็นสัญญาณความถี่ผลบวกซึ่งไม่ต้องการ
2. วงจรขยายลอกการิทึมเมื่อนำมาต่อร่วมกับวงจรอื่นไม่สามารถจับสัญญาณออกมาได้เนื่องจากมีสัญญาณรบกวนและผลจากการทำงานที่ไม่เป็นเชิงเส้นพอ ดังนั้น จึงแสดงผลในสเกลเชิงเส้นแทน

6.3 ข้อเสนอแนะ

1. การเกิดสัญญาณความถี่ขึ้น 2 สัญญาณคือสัญญาณความถี่ผลบวกและผลต่างบนหน้าจอออสซิล โลสโคปมีสาเหตุมาจากการใช้วงจรผสมสัญญาณเพียงชุดเดียวจึงทำให้สัญญาณความถี่ผลบวกและสัญญาณความถี่ผลต่าง มีค่าไม่แตกต่างกันมากพอดังนั้นควรเพิ่มวงจรผสมสัญญาณอีกหนึ่งชุดเพื่อให้ความแตกต่างหลังการรวมสัญญาณมีค่ามากพอ
2. เนื่องจากวงจขยายลอกการิทึมมีปัญหาจึงควรเปลี่ยนวงจรใหม่ หรือใช้ไอซีสำเร็จรูป ดังรูปที่ 6.1 ซึ่งเป็นแนวทางการแก้ปัญหา



รูปที่ 6.1 แสดงวงจรขยายลอการิทึม

$$|V_{out}| = \left[1 + \frac{R_2}{R_T} \right] \frac{kT}{9} = V_i \left[\frac{R_r}{V_{REF} R_i} \right] = \log V_i \frac{1}{R_i I_r} R_2 = 15.7k\Omega, R_T = 1k\Omega, 0.3\%/C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] Albert D.Helfrick **Electrical Spectrum and Network Analyzer**.London:Academic Press Inc.,1991.
- [2] Albert P.Malvino **Experiments for Electronic Principles**.McGraw-Hill,1993.
- [3] Geis Leonard J. **Transform Analysis and Filters**. McGraw-Hill,1989.
- [4] Morris Engleson **Modern Spectrum Analyzer Theory and Application**.Artech House.1984.
- [5] บุญซัด เนติศักดิ์.2540.เครื่องรับวิทยุ AM/FM.กรุงเทพฯ:ซีเอ็ดยูเคชั่น.
- [6] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์.2532.หลักการไฟฟ้าสื่อสาร.กรุงเทพฯ:สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [7] วิวัฒน์ กิรานนท์.2536.พื้นฐานการสื่อสารข้อมูล.กรุงเทพฯ:อักษรสยามการพิมพ์.
- [8] สิริรัชช โภโคยอุดม.2533.ทฤษฎีและการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์.กรุงเทพฯ:ซีเอ็ดยูเคชั่น.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

19-0266; Rev 2a; 9/96

EVALUATION KIT
AVAILABLE**MAXIM****High-Frequency Waveform Generator****General Description**

The MAX038 is a high-frequency, precision function generator producing accurate, high-frequency triangle, sawtooth, sine, square, and pulse waveforms with a minimum of external components. The output frequency can be controlled over a frequency range of 0.1Hz to 20MHz by an internal 2.5V bandgap voltage reference and an external resistor and capacitor. The duty cycle can be varied over a wide range by applying a $\pm 2.3V$ control signal, facilitating pulse-width modulation and the generation of sawtooth waveforms. Frequency modulation and frequency sweeping are achieved in the same way. The duty cycle and frequency controls are independent.

Sine, square, or triangle waveforms can be selected at the output by setting the appropriate code at two TTL-compatible select pins. The output signal for all waveforms is a 2V_{p-p} signal that is symmetrical around ground. The low-impedance output can drive up to $\pm 20mA$.

The TTL-compatible SYNC output from the internal oscillator maintains a 50% duty cycle—regardless of the duty cycle of the other waveforms—to synchronize other devices in the system. The internal oscillator can be synchronized to an external TTL clock connected to PDI.

Applications

Precision Function Generators
Voltage-Controlled Oscillators
Frequency Modulators
Pulse-Width Modulators
Phase-Locked Loops
Frequency Synthesizer
FSK Generator—Sine and Square Waves

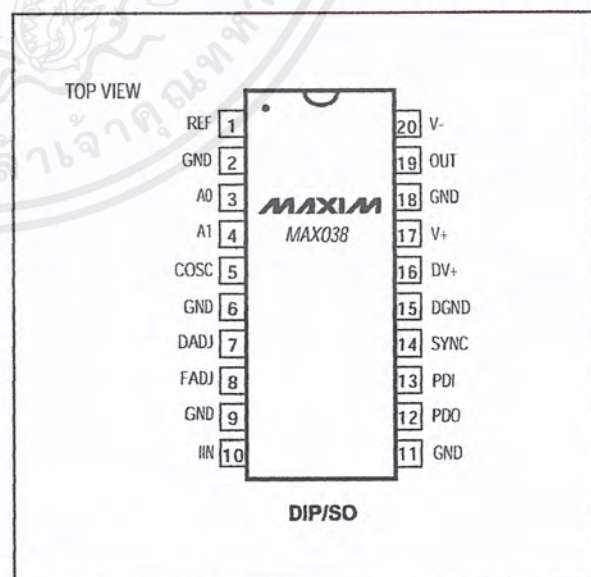
Features

- ◆ 0.1Hz to 20MHz Operating Frequency Range
- ◆ Triangle, Sawtooth, Sine, Square, and Pulse Waveforms
- ◆ Independent Frequency and Duty-Cycle Adjustments
- ◆ 350 to 1 Frequency Sweep Range
- ◆ 15% to 85% Variable Duty Cycle
- ◆ Low-Impedance Output Buffer: 0.1 Ω
- ◆ Low-Distortion Sine Wave: 0.75%
- ◆ Low 200ppm/ $^{\circ}C$ Temperature Drift

Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX038CPP	0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$	20 Plastic DIP
MAX038CWP	0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$	20 SO
MAX038C/D	0 $^{\circ}C$ to +70 $^{\circ}C$	Dice*
MAX038EPP	-40 $^{\circ}C$ to +85 $^{\circ}C$	20 Plastic DIP
MAX038EWP	-40 $^{\circ}C$ to +85 $^{\circ}C$	20 SO

*Contact factory for dice specifications.

Pin Configuration**MAXIM**

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

V+ to GND	-0.3V to +6V	Continuous Power Dissipation (TA = +70°C)	
DV+ to DGND	-0.3V to +6V	Plastic DIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	889mW
V- to GND	+0.3V to -6V	SO (derate 10.00mW/°C above +70°C)	800mW
Pin Voltages		CERDIP (derate 11.11mW/°C above +70°C)	889mW
IIN, FADJ, DADJ, PDO	(V- - 0.3V) to (V+ + 0.3V)	Operating Temperature Ranges	
COSC	+0.3V to V-	MAX038C_	0°C to +70°C
A0, A1, PDI, SYNC, REF	-0.3V to V+	MAX038E_	-40°C to +85°C
GND to DGND	±0.3V	Maximum Junction Temperature	+150°C
Maximum Current into Any Pin	±50mA	Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
OUT, REF Short-Circuit Duration to GND, V+, V-	30sec	Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Circuit of Figure 1, GND = DGND = 0V, V+ = DV+ = 5V, V- = -5V, VDADJ = VFADJ = VPDJ = VPDO = 0V, CF = 100pF, RIN = 25kΩ, RL = 1kΩ, CL = 20pF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
FREQUENCY CHARACTERISTICS						
Maximum Operating Frequency	F _o	15pCF ≤ 15pF, I _{IN} = 500μA	20.0	40.0		MHz
Frequency Programming Current	I _{IN}	VFADJ = 0V	2.50		750	μA
		VFADJ = -3V	1.25		375	
IIN Offset Voltage	V _{IN}			±1.0	±2.0	mV
Frequency Temperature Coefficient	ΔF _o /°C	VFADJ = 0V		600		ppm/°C
		VFADJ = -3V		200		
Frequency Power-Supply Rejection	(ΔF _o /F _o)/ΔV	V- = -5V, V+ = 4.75V to 5.25V		±0.4	±2.00	%V
		V+ = 5V, V- = -4.75V to -5.25V		±0.2	±1.00	
OUTPUT AMPLIFIER (applies to all waveforms)						
Output Peak-to-Peak Symmetry	V _{OUT}			±4		mV
Output Resistance	R _{OUT}			0.1	0.2	Ω
Output Short-Circuit Current	I _{OUT}	Short circuit to GND		40		mA
SQUARE-WAVE OUTPUT (RL = 100Ω)						
Amplitude	V _{OUT}		1.9	2.0	2.1	V _{p-p}
Rise Time	t _R	10% to 90%		12		ns
Fall Time	t _F	90% to 10%		12		ns
Duty Cycle	dc	VDADJ = 0V, dc = t _{ON} /t x 100%	47	50	53	%
TRIANGLE-WAVE OUTPUT (RL = 100Ω)						
Amplitude	V _{OUT}		1.9	2.0	2.1	V _{p-p}
Nonlinearity		F _o = 100kHz, 5% to 95%		0.5		%
Duty Cycle	dc	VDADJ = 0V (Note 1)	47	50	53	%
SINE-WAVE OUTPUT (RL = 100Ω)						
Amplitude	V _{OUT}		1.9	2.0	2.1	V _{p-p}
Total Harmonic Distortion	THD	Duty cycle adjusted to 50%		0.75		%
		Duty cycle unadjusted		1.50		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(Circuit of Figure 1, GND = DGND = 0V, V+ = DV+ = 5V, V- = -5V, VDADJ = VFADJ = VPDI = VPDO = 0V, CF = 100pF, RIN = 25kΩ, RL = 1kΩ, CL = 20pF, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted. Typical values are at TA = +25°C.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SYNC OUTPUT						
Output Low Voltage	VOL	ISINK = 3.2mA		0.3	0.4	V
Output High Voltage	VOH	ISOURCE = 400μA	2.8	3.5		V
Rise Time	tR	10% to 90%, RL = 3kΩ, CL = 15pF		10		ns
Fall Time	tF	90% to 10%, RL = 3kΩ, CL = 15pF		10		ns
Duty Cycle	dcSYNC			50		%
DUTY-CYCLE ADJUSTMENT (DADJ)						
DADJ Input Current	IDADJ		190	250	320	μA
DADJ Voltage Range	VDADJ			±2.3		V
Duty-Cycle Adjustment Range	dc	-2.3V ≤ VDADJ ≤ 2.3V	15		85	%
DADJ Nonlinearity	dc/VFADJ	-2V ≤ VDADJ ≤ 2V		2	4	%
Change in Output Frequency with DADJ	F0/VDADJ	-2V ≤ VDADJ ≤ 2V		±2.5	±8	%
Maximum DADJ Modulating Frequency	FDC			2		MHz
FREQUENCY ADJUSTMENT (FADJ)						
FADJ Input Current	IFADJ		190	250	320	μA
FADJ Voltage Range	VFADJ			±2.4		V
Frequency Sweep Range	F0	-2.4V ≤ VFADJ ≤ 2.4V		±70		%
FM Nonlinearity with FADJ	F0/VFADJ	-2V ≤ VFADJ ≤ 2V		±0.2		%
Change in Duty Cycle with FADJ	dc/VFADJ	-2V ≤ VFADJ ≤ 2V		±2		%
Maximum FADJ Modulating Frequency	FF			2		MHz
VOLTAGE REFERENCE						
Output Voltage	VREF	IREF = 0	2.48	2.50	2.52	V
Temperature Coefficient	VREF/°C			20		ppm/°C
Load Regulation	VREF/IREF	0mA ≤ IREF ≤ 4mA (source) -100μA ≤ IREF ≤ 0μA (sink)		1	2	mV/mA
Line Regulation	VREF/V+	4.75V ≤ V+ ≤ 5.25V (Note 2)		1	2	mV/V
LOGIC INPUTS (A0, A1, PDI)						
Input Low Voltage	VIL				0.8	V
Input High Voltage	VIH		2.4			V
Input Current (A0, A1)	II, IH	VA0, VA1 = VIL, VIH			±5	μA
Input Current (PDI)	II, IH	VPDI = VIL, VIH			±25	μA
POWER SUPPLY						
Positive Supply Voltage	V+		4.75		5.25	V
SYNC Supply Voltage	DV+		4.75		5.25	V
Negative Supply Voltage	V-		-4.75		-5.25	V
Positive Supply Current	I+			35	45	mA
SYNC Supply Current	IDV+			1	2	mA
Negative Supply Current	I-			45	55	mA

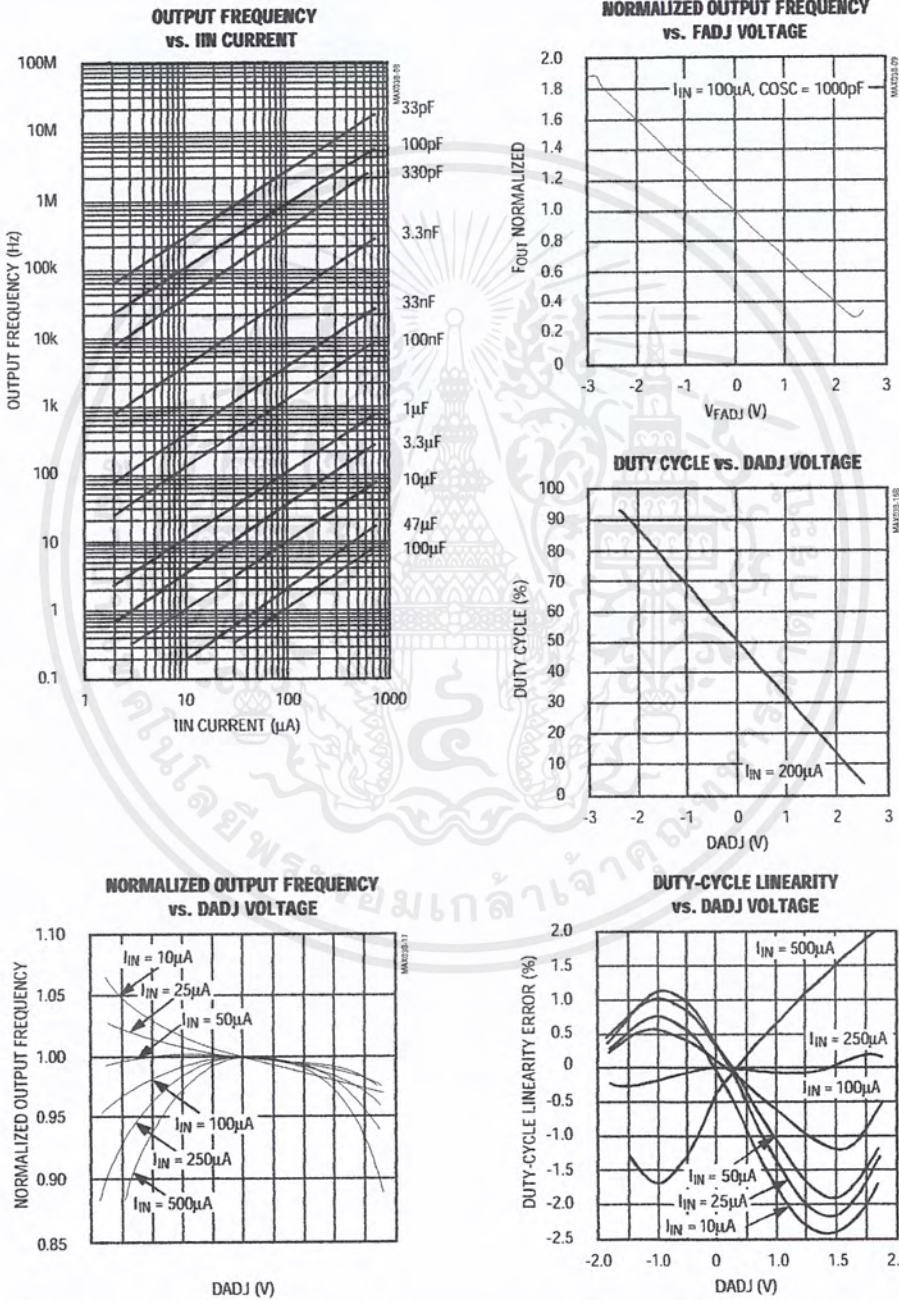
Note 1: Guaranteed by duty-cycle test on square wave.

Note 2: VREF is independent of V-.

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



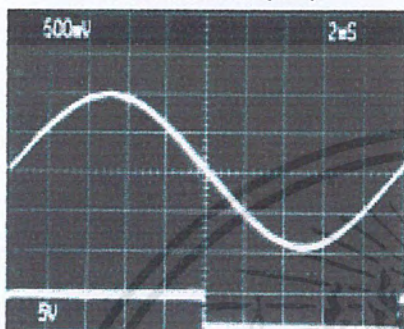
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics (continued)

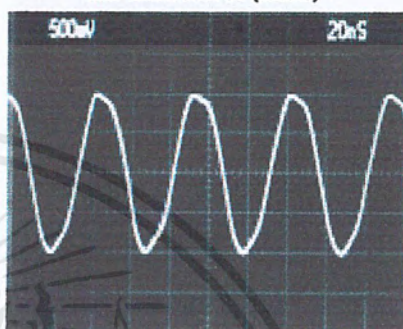
(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

SINE-WAVE OUTPUT (50Hz)



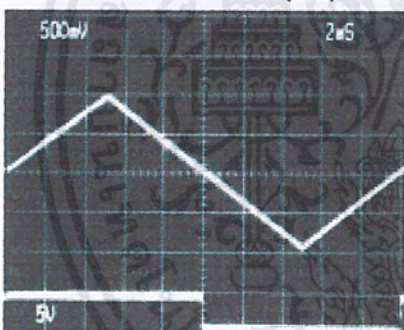
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

SINE-WAVE OUTPUT (20MHz)



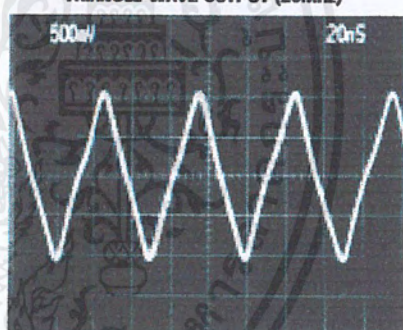
$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

TRIANGLE-WAVE OUTPUT (50Hz)



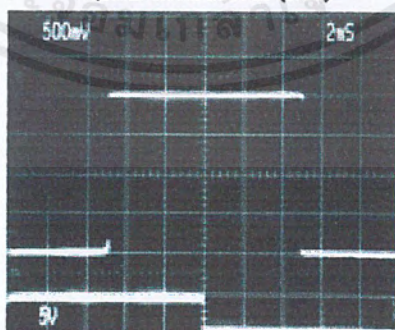
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

TRIANGLE-WAVE OUTPUT (20MHz)



$I_{IN} = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

SQUARE-WAVE OUTPUT (50Hz)

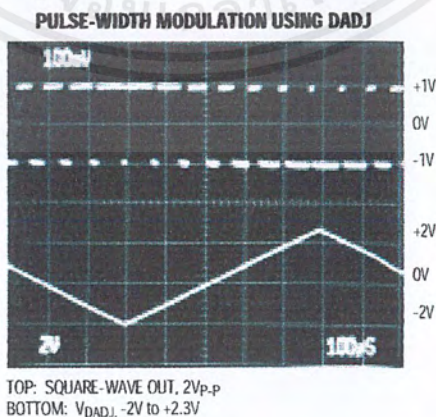
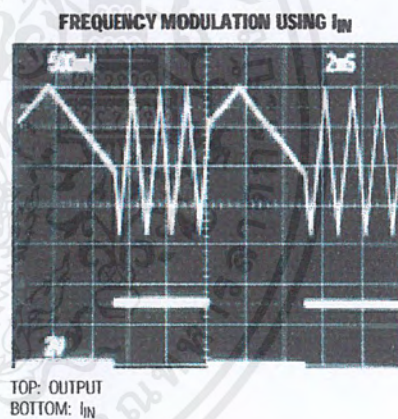
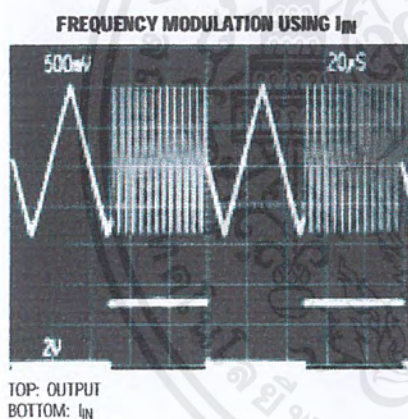
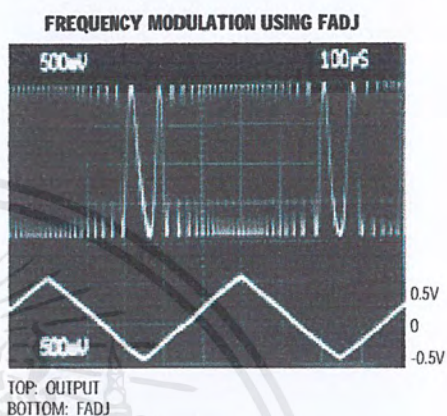
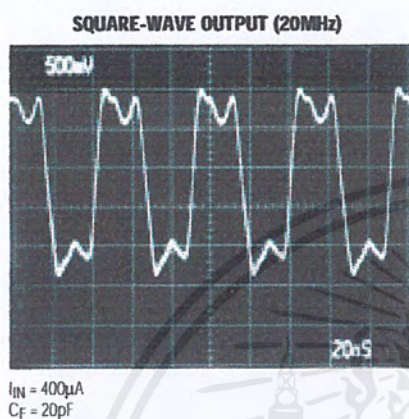


TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
BOTTOM: SYNC
 $I_{IN} = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)

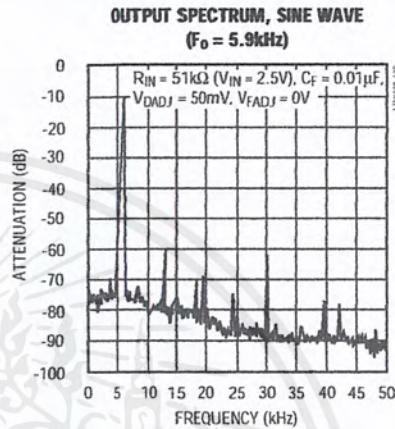
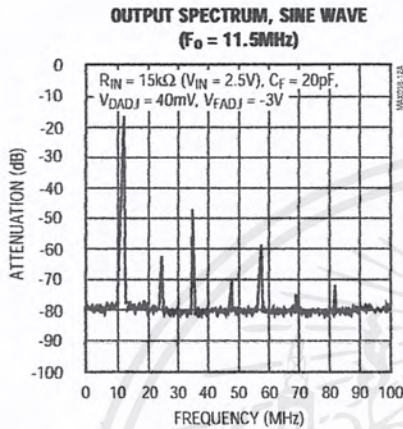


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Typical Operating Characteristics (continued)

(Circuit of Figure 1, $V_+ = DV_+ = 5V$, $V_- = -5V$, $V_{DADJ} = V_{FADJ} = V_{PDI} = V_{PDO} = 0V$, $R_L = 1k\Omega$, $C_L = 20pF$, $T_A = +25^\circ C$, unless otherwise noted.)



Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	REF	2.50V bandgap voltage reference output
2, 6, 9, 11, 18	GND	Ground*
3	A0	Waveform selection input; TTL/CMOS compatible
4	A1	Waveform selection input; TTL/CMOS compatible
5	COSC	External capacitor connection
7	DADJ	Duty-cycle adjust input
8	FADJ	Frequency adjust input
10	IIN	Current input for frequency control
12	PDO	Phase detector output. Connect to GND if phase detector is not used.
13	PDI	Phase detector reference clock input. Connect to GND if phase detector is not used.
14	SYNC	TTL/CMOS-compatible output, referenced between DGND and DV+. Permits the internal oscillator to be synchronized with an external signal. Leave open if unused.
15	DGND	Digital ground
16	DV+	Digital +5V supply input. Can be left open if SYNC is not used.
17	V+	+5V supply input
19	OUT	Sine, square, or triangle output
20	V-	-5V supply input

*The five GND pins are not internally connected. Connect all five GND pins to a quiet ground close to the device. A ground plane is recommended (see Layout Considerations).

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

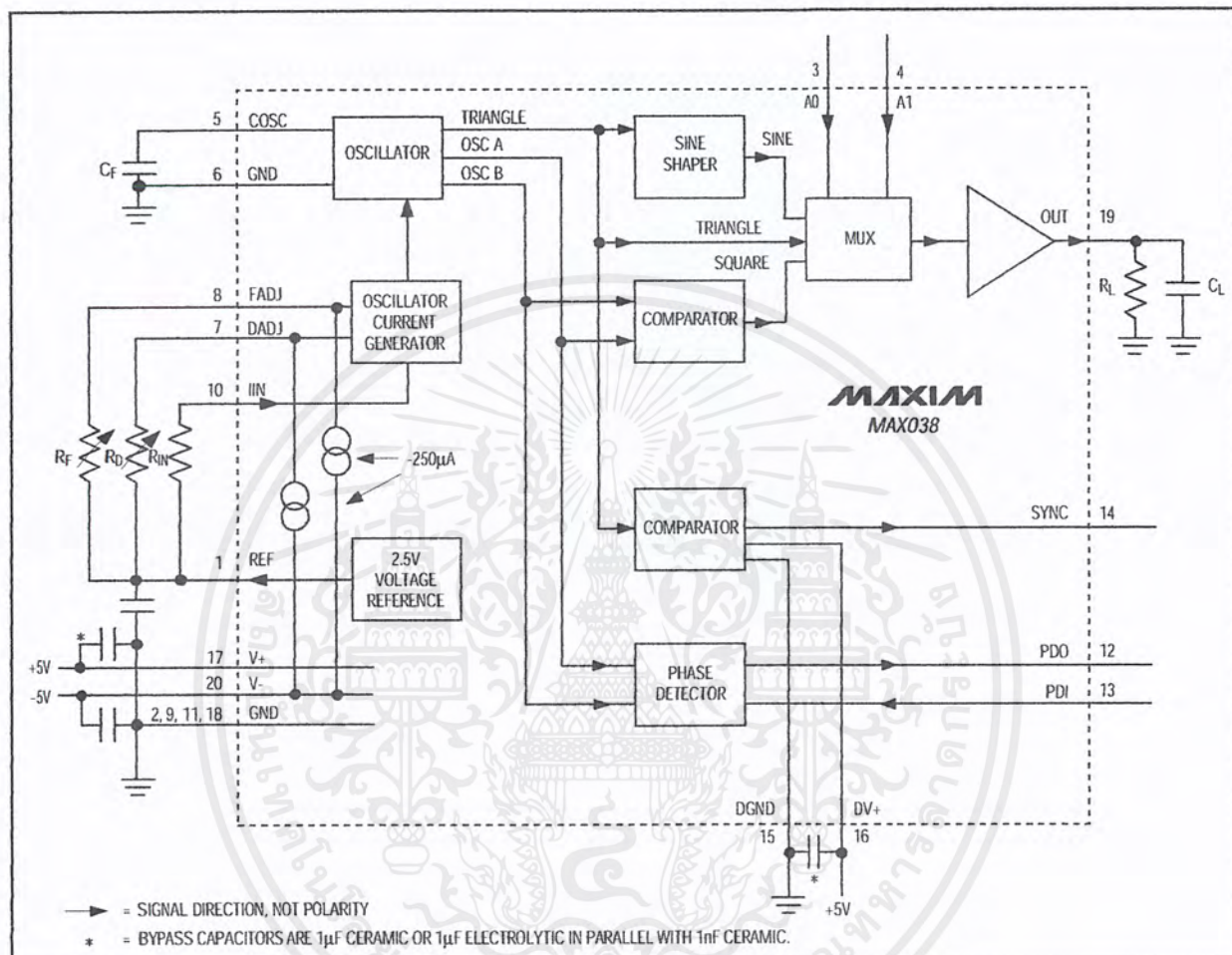


Figure 1. Block Diagram and Basic Operating Circuit

Detailed Description

The MAX038 is a high-frequency function generator that produces low-distortion sine, triangle, sawtooth, or square (pulse) waveforms at frequencies from less than 1Hz to 20MHz or more, using a minimum of external components. Frequency and duty cycle can be independently controlled by programming the current, voltage, or resistance. The desired output waveform is selected under logic control by setting the appropriate code at the A0 and A1 inputs. A SYNC output and phase detector are included to simplify designs requiring tracking to an external signal source.

The MAX038 operates with $\pm 5\text{V} \pm 5\%$ power supplies. The basic oscillator is a relaxation type that operates by alternately charging and discharging a capacitor, C_f ,

with constant currents, simultaneously producing a triangle wave and a square wave (Figure 1). The charging and discharging currents are controlled by the current flowing into IIN, and are modulated by the voltages applied to FADJ and DADJ. The current into IIN can be varied from $2\mu\text{A}$ to $750\mu\text{A}$, producing more than two decades of frequency for any value of C_f . Applying $\pm 2.4\text{V}$ to FADJ changes the nominal frequency (with $V_{FADJ} = 0\text{V}$) by $\pm 70\%$; this procedure can be used for fine control.

Duty cycle (the percentage of time that the output waveform is positive) can be controlled from 10% to 90% by applying $\pm 2.3\text{V}$ to DADJ. This voltage changes the C_f charging and discharging current ratio while maintaining nearly constant frequency.

High-Frequency Waveform Generator

A stable 2.5V reference voltage, REF, allows simple determination of IIN, FADJ, or DADJ with fixed resistors, and permits adjustable operation when potentiometers are connected from each of these inputs to REF. FADJ and/or DADJ can be grounded, producing the nominal frequency with a 50% duty cycle.

The output frequency is inversely proportional to capacitor CF. CF values can be selected to produce frequencies above 20MHz.

A sine-shaping circuit converts the oscillator triangle wave into a low-distortion sine wave with constant amplitude. The triangle, square, and sine waves are input to a multiplexer. Two address lines, A0 and A1, control which of the three waveforms is selected. The output amplifier produces a constant 2Vp-p amplitude ($\pm 1V$), regardless of wave shape or frequency.

The triangle wave is also sent to a comparator that produces a high-speed square-wave SYNC waveform that can be used to synchronize other oscillators. The SYNC circuit has separate power-supply leads and can be disabled.

Two other phase-quadrature square waves are generated in the basic oscillator and sent to one side of an "exclusive-OR" phase detector. The other side of the phase-detector input (PDI) can be connected to an external oscillator. The phase-detector output (PDO) is a current source that can be connected directly to FADJ to synchronize the MAX038 with the external oscillator.

Waveform Selection

The MAX038 can produce either sine, square, or triangle waveforms. The TTL/CMOS-logic address pins (A0 and A1) set the waveform, as shown below:

A0	A1	WAVEFORM
X	1	Sine wave
0	0	Square wave
1	0	Triangle wave

X = Don't care

Waveform switching can be done at any time, without regard to the phase of the output. Switching occurs within 0.3 μ s, but there may be a small transient in the output waveform that lasts 0.5 μ s.

Waveform Timing

Output Frequency

The output frequency is determined by the current injected into the IIN pin, the COSC capacitance (to ground), and the voltage on the FADJ pin. When

VFADJ = 0V, the fundamental output frequency (Fo) is given by the formula:

$$F_o \text{ (MHz)} = I_{IN} \text{ (\mu A)} \div C_F \text{ (pF)} \quad [1]$$

The period (to) is:

$$t_o \text{ (\mu s)} = C_F \text{ (pF)} \div I_{IN} \text{ (\mu A)} \quad [2]$$

where:

IIN = current injected into IIN (between 2 μ A and 750 μ A)

CF = capacitance connected to COSC and GND (20pF to >100 μ F).

For example:

$$0.5\text{MHz} = 100\mu\text{A} \div 200\text{pF}$$

and

$$2\mu\text{s} = 200\text{pF} \div 100\mu\text{A}$$

Optimum performance is achieved with IIN between 10 μ A and 400 μ A, although linearity is good with IIN between 2 μ A and 750 μ A. Current levels outside of this range are not recommended. For fixed-frequency operation, set IIN to approximately 100 μ A and select a suitable capacitor value. This current produces the lowest temperature coefficient, and produces the lowest frequency shift when varying the duty cycle.

The capacitance can range from 20pF to more than 100 μ F, but stray circuit capacitance must be minimized by using short traces. Surround the COSC pin and the trace leading to it with a ground plane to minimize coupling of extraneous signals to this node. Oscillation above 20MHz is possible, but waveform distortion increases under these conditions. The low frequency limit is set by the leakage of the COSC capacitor and by the required accuracy of the output frequency. Lowest frequency operation with good accuracy is usually achieved with 10 μ F or greater non-polarized capacitors.

An internal closed-loop amplifier forces IIN to virtual ground, with an input offset voltage less than $\pm 2\text{mV}$. IIN may be driven with either a current source (IIN), or a voltage (VIN) in series with a resistor (RIN). (A resistor between REF and IIN provides a convenient method of generating IIN: $I_{IN} = V_{REF}/R_{IN}$.) When using a voltage in series with a resistor, the formula for the oscillator frequency is:

$$F_o \text{ (MHz)} = V_{IN} \div [R_{IN} \times C_F \text{ (pF)}] \quad [3]$$

and:

$$t_o \text{ (\mu s)} = C_F \text{ (pF)} \times R_{IN} \div V_{IN} \quad [4]$$

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

When the MAX038's frequency is controlled by a voltage source (V_{IN}) in series with a fixed resistor (R_{IN}), the output frequency is a direct function of V_{IN} as shown in the above equations. Varying V_{IN} modulates the oscillator frequency. For example, using a $10k\Omega$ resistor for R_{IN} and sweeping V_{IN} from 20mV to 7.5V produces large frequency deviations (up to 375:1). Select R_{IN} so that I_{IN} stays within the $2\mu A$ to $750\mu A$ range. The bandwidth of the I_{IN} control amplifier, which limits the modulating signal's highest frequency, is typically 2MHz.

I_{IN} can be used as a summing point to add or subtract currents from several sources. This allows the output frequency to be a function of the sum of several variables. As V_{IN} approaches 0V, the I_{IN} error increases due to the offset voltage of I_{IN} .

Output frequency will be offset 1% from its final value for 10 seconds after power-up.

FADJ Input

The output frequency can be modulated by FADJ, which is intended principally for fine frequency control, usually inside phase-locked loops. Once the fundamental, or center frequency (F_0) is set by I_{IN} , it may be changed further by setting FADJ to a voltage other than 0V. This voltage can vary from -2.4V to +2.4V, causing the output frequency to vary from 1.7 to 0.30 times the value when FADJ is 0V ($F_0 \pm 70\%$). Voltages beyond $\pm 2.4V$ can cause instability or cause the frequency change to reverse slope.

The voltage on FADJ required to cause the output to deviate from F_0 by D_x (expressed in %) is given by the formula:

$$VFADJ = -0.0343 \times D_x \quad [5]$$

where $VFADJ$, the voltage on FADJ, is between -2.4V and +2.4V.

Note: While I_{IN} is directly proportional to the fundamental, or center frequency (F_0), $VFADJ$ is linearly related to % deviation from F_0 . $VFADJ$ goes to either side of 0V, corresponding to plus and minus deviation.

The voltage on FADJ for any frequency is given by the formula:

$$VFADJ = (F_0 - F_x) \div (0.2915 \times F_0) \quad [6]$$

where:

F_x = output frequency

F_0 = frequency when $VFADJ = 0V$.

Likewise, for period calculations:

$$VFADJ = 3.43 \times (t_x - t_0) \div t_x \quad [7]$$

where:

t_x = output period

t_0 = period when $VFADJ = 0V$.

Conversely, if $VFADJ$ is known, the frequency is given by:

$$F_x = F_0 \times (1 - [0.2915 \times VFADJ]) \quad [8]$$

and the period (t_x) is:

$$t_x = t_0 \div (1 - [0.2915 \times VFADJ]) \quad [9]$$

Programming FADJ

FADJ has a $250\mu A$ constant current sink to V- that must be furnished by the voltage source. The source is usually an op-amp output, and the temperature coefficient of the current sink becomes unimportant. For manual adjustment of the deviation, a variable resistor can be used to set $VFADJ$, but then the $250\mu A$ current sink's temperature coefficient becomes significant. Since external resistors cannot match the internal temperature-coefficient curve, using external resistors to program $VFADJ$ is intended only for manual operation, when the operator can correct for any errors. This restriction does not apply when $VFADJ$ is a true voltage source.

A variable resistor, R_F , connected between REF (+2.5V) and FADJ provides a convenient means of manually setting the frequency deviation. The resistance value (R_F) is:

$$R_F = (V_{REF} - VFADJ) \div 250\mu A \quad [10]$$

V_{REF} and $VFADJ$ are signed numbers, so use correct algebraic convention. For example, if $VFADJ$ is -2.0V (+58.3% deviation), the formula becomes:

$$\begin{aligned} R_F &= (+2.5V - (-2.0V)) \div 250\mu A \\ &= (4.5V) \div 250\mu A \\ &= 18k\Omega \end{aligned}$$

Disabling FADJ

The FADJ circuit adds a small temperature coefficient to the output frequency. For critical open-loop applications, it can be turned off by connecting FADJ to GND (not REF) through a $12k\Omega$ resistor (R_1 in Figure 2). The $-250\mu A$ current sink at FADJ causes -3V to be developed across this resistor, producing two results. First, the FADJ circuit remains in its linear region, but disconnects itself from the main oscillator, improving temperature stability. Second, the oscillator frequency doubles. If FADJ is turned off in this manner, be sure to correct equations 1-4 and 6-9 above, and 12 and 14 below by doubling F_0 or halving t_0 . Although this method doubles the normal output frequency, it does not double the upper frequency limit. Do not operate FADJ open circuit or with voltages more negative than -3.5V. Doing so may cause transistor saturation inside the IC, leading to unwanted changes in frequency and duty cycle.

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

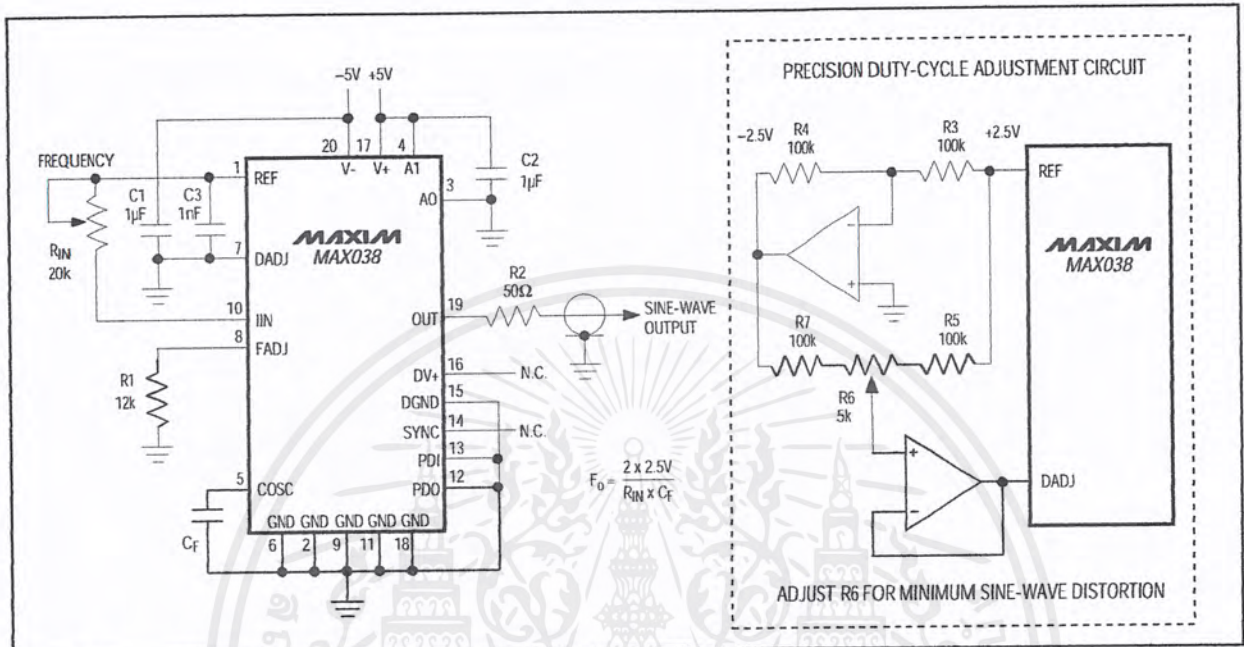


Figure 2. Operating Circuit with Sine-Wave Output and 50% Duty Cycle; SYNC and FADJ Disabled

With FADJ disabled, the output frequency can still be changed by modulating IIN.

Swept Frequency Operation

The output frequency can be swept by applying a varying signal to IIN or FADJ. IIN has a wider range, slightly slower response, lower temperature coefficient, and requires a single polarity current source. FADJ may be used when the swept range is less than ±70% of the center frequency, and it is suitable for phase-locked loops and other low-deviation, high-accuracy closed-loop controls. It uses a sweeping voltage symmetrical about ground.

Connecting a resistive network between REF, the voltage source, and FADJ or IIN is a convenient means of offsetting the sweep voltage.

Duty Cycle

The voltage on DADJ controls the waveform duty cycle (defined as the percentage of time that the output waveform is positive). Normally, VDADJ = 0V, and the duty cycle is 50% (Figure 2). Varying this voltage from +2.3V to -2.3V causes the output duty cycle to vary from 15% to 85%, about -15% per volt. Voltages beyond ±2.3V can shift the output frequency and/or cause instability.

DADJ can be used to reduce the sine-wave distortion. The unadjusted duty cycle (VDADJ = 0V) is 50% ±2%; any deviation from exactly 50% causes even order harmonics to be generated. By applying a small adjustable voltage (typically less than ±100mV) to VDADJ, exact symmetry can be attained and the distortion can be minimized (see Figure 2).

The voltage on DADJ needed to produce a specific duty cycle is given by the formula:

$$VDADJ = (50\% - dc) \times 0.0575 \quad [11]$$

or:

$$VDADJ = (0.5 - [t_{ON} \div t_0]) \times 5.75 \quad [12]$$

where:

VDADJ = DADJ voltage (observe the polarity)

dc = duty cycle (in %)

tON = ON (positive) time

t0 = waveform period.

Conversely, if VDADJ is known, the duty cycle and ON time are given by:

$$dc = 50\% - (VDADJ \times 17.4) \quad [13]$$

$$t_{ON} = t_0 \times (0.5 - [VDADJ \times 0.174]) \quad [14]$$

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

Programming DADJ

DADJ is similar to FADJ; it has a 250 μ A constant current sink to V- that must be furnished by the voltage source. The source is usually an op-amp output, and the temperature coefficient of the current sink becomes unimportant. For manual adjustment of the duty cycle, a variable resistor can be used to set VDADJ, but then the 250 μ A current sink's temperature coefficient becomes significant. Since external resistors cannot match the internal temperature-coefficient curve, using external resistors to program VDADJ is intended only for manual operation, when the operator can correct for any errors. This restriction does not apply when VDADJ is a true voltage source.

A variable resistor, RD, connected between REF (+2.5V) and DADJ provides a convenient means of manually setting the duty cycle. The resistance value (RD) is:

$$R_D = (V_{REF} - V_{DADJ}) \div 250\mu A \quad [15]$$

Note that both VREF and VDADJ are signed values, so observe correct algebraic convention. For example, if VDADJ is -1.5V (23% duty cycle), the formula becomes:

$$\begin{aligned} R_D &= (+2.5V - (-1.5V)) \div 250\mu A \\ &= (4.0V) \div 250\mu A = 16k\Omega \end{aligned}$$

Varying the duty cycle in the range 15% to 85% has minimal effect on the output frequency—typically less than 2% when 25 μ A < IIN < 250 μ A. The DADJ circuit is wideband, and can be modulated at up to 2MHz (see photos, *Typical Operating Characteristics*).

Output

The output amplitude is fixed at 2V_{P-P}, symmetrical around ground, for all output waveforms. OUT has an output resistance of under 0.1 Ω , and can drive \pm 20mA with up to a 50pF load. Isolate higher output capacitance from OUT with a resistor (typically 50 Ω) or buffer amplifier.

Reference Voltage

REF is a stable 2.50V bandgap voltage reference capable of sourcing 4mA or sinking 100 μ A. It is principally used to furnish a stable current to IIN or to bias DADJ and FADJ. It can also be used for other applications external to the MAX038. Bypass REF with 100nF to minimize noise.

Selecting Resistors and Capacitors

The MAX038 produces a stable output frequency over time and temperature, but the capacitor and resistors that determine frequency can degrade performance if they are not carefully chosen. Resistors should be metal film, 1% or better. Capacitors should be chosen

for low temperature coefficient over the whole temperature range. NPO ceramics are usually satisfactory.

The voltage on COSC is a triangle wave that varies between 0V and -1V. Polarized capacitors are generally not recommended (because of their outrageous temperature dependence and leakage currents), but if they are used, the negative terminal should be connected to COSC and the positive terminal to GND. Large-value capacitors, necessary for very low frequencies, should be chosen with care, since potentially large leakage currents and high dielectric absorption can interfere with the orderly charge and discharge of CF. If possible, for a given frequency, use lower IIN currents to reduce the size of the capacitor.

SYNC Output

SYNC is a TTL/CMOS-compatible output that can be used to synchronize external circuits. The SYNC output is a square wave whose rising edge coincides with the output rising sine or triangle wave as it crosses through 0V. When the square wave is selected, the rising edge of SYNC occurs in the middle of the positive half of the output square wave, effectively 90° ahead of the output. The SYNC duty cycle is fixed at 50% and is independent of the DADJ control.

Because SYNC is a very-high-speed TTL output, the high-speed transient currents in DGND and DV+ can radiate energy into the output circuit, causing a narrow spike in the output waveform. (This spike is difficult to see with oscilloscopes having less than 100MHz bandwidth). The inductance and capacitance of IC sockets tend to amplify this effect, so sockets are not recommended when SYNC is on. SYNC is powered from separate ground and supply pins (DGND and DV+), and it can be turned off by making DV+ open circuit. If synchronization of external circuits is not used, turning off SYNC by DV+ opening eliminates the spike.

Phase Detectors

Internal Phase Detector

The MAX038 contains a TTL/CMOS phase detector that can be used in a phase-locked loop (PLL) to synchronize its output to an external signal (Figure 3). The external source is connected to the phase-detector input (PDI) and the phase-detector output is taken from PDO. PDO is the output of an exclusive-OR gate, and produces a rectangular current waveform at the MAX038 output frequency, even with PDI grounded. PDO is normally connected to FADJ and a resistor, RPD, and a capacitor CPD, to GND. RPD sets the gain of the phase detector, while the capacitor attenuates high-frequency components and forms a pole in the phase-locked loop filter.

High-Frequency Waveform Generator

MAX038

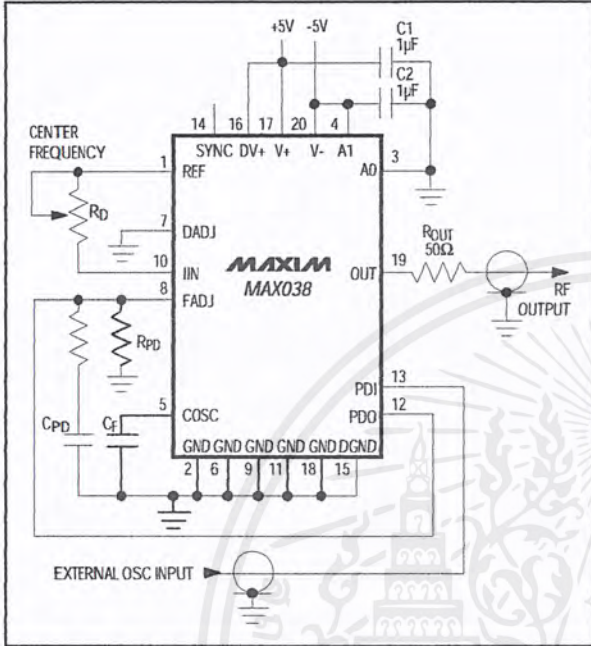


Figure 3. Phase-Locked Loop Using Internal Phase Detector

PDO is a rectangular current-pulse train, alternating between 0μA and 500μA. It has a 50% duty cycle when the MAX038 output and PDI are in phase-quadrature (90° out of phase). The duty cycle approaches 100% as the phase difference approaches 180° and conversely, approaches 0% as the phase difference approaches 0°. The gain of the phase detector (KD) can be expressed as:

$$K_D = 0.318 \times R_{PD} \text{ (volts/radian)} \quad [16]$$

where RPD = phase-detector gain-setting resistor.

When the loop is in lock, the input signals to the phase detector are in approximate phase quadrature, the duty cycle is 50%, and the average current at PDO is 250μA (the current sink of FADJ). This current is divided between FADJ and RPD; 250μA always goes into FADJ and any difference current is developed across RPD, creating VFADJ (both polarities). For example, as the phase difference increases, PDO duty cycle increases, the average current increases, and the voltage on RPD (and VFADJ) becomes more positive. This in turn decreases the oscillator frequency, reducing the phase difference, thus maintaining phase lock. The higher RPD is, the greater VFADJ is for a given phase difference; in other words, the greater the loop gain, the less the capture range. The current from PDO must also

charge CPD, so the rate at which VFADJ changes (the loop bandwidth) is inversely proportional to CPD.

The phase error (deviation from phase quadrature) depends on the open-loop gain of the PLL and the initial frequency deviation of the oscillator from the external signal source. The oscillator conversion gain (KO) is:

$$K_O = \Delta\omega_0 + \Delta V_{FADJ} \quad [17]$$

which, from equation [6] is:

$$K_O = 3.43 \times \omega_0 \text{ (radians/sec)} \quad [18]$$

The loop gain of the PLL system (KV) is:

$$K_V = K_D \times K_O \quad [19]$$

where:

KD = detector gain

KO = oscillator gain.

With a loop filter having a response F(s), the open-loop transfer function, T(s), is:

$$T(s) = K_D \times K_O \times F(s) \div s \quad [20]$$

Using linear feedback analysis techniques, the closed-loop transfer characteristic, H(s), can be related to the open-loop transfer function as follows:

$$H(s) = T(s) \div [1 + T(s)] \quad [21]$$

The transient performance and the frequency response of the PLL depends on the choice of the filter characteristic, F(s).

When the MAX038 internal phase detector is not used, PDI and PDO should be connected to GND.

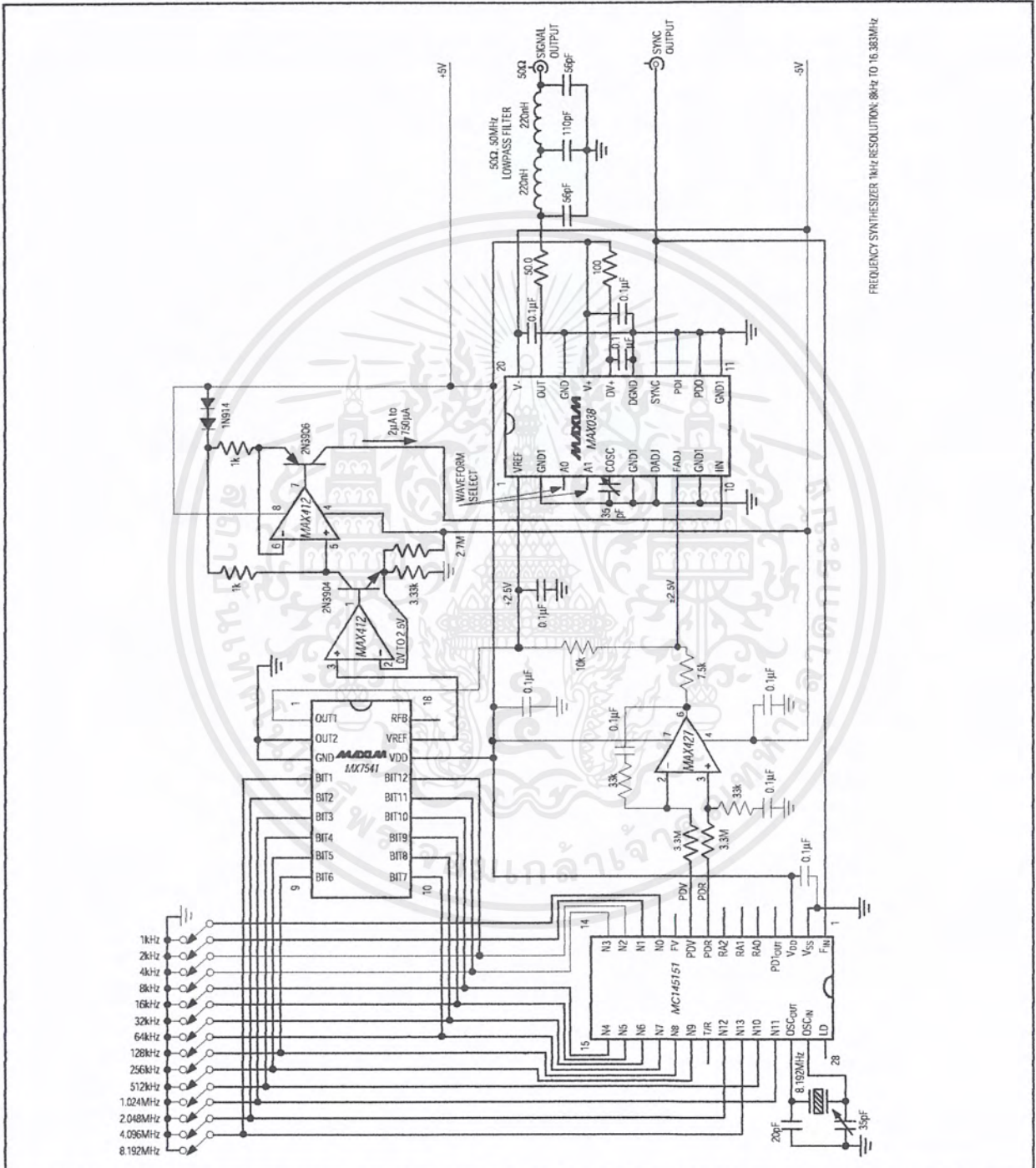
External Phase Detectors

External phase detectors may be used instead of the internal phase detector. The external phase detector shown in Figure 4 duplicates the action of the MAX038's internal phase detector (with or without the ±N circuit) can be placed between the SYNC output and the phase detector in applications requiring synchronizing to an exact multiple of the external oscillator. The resistor network consisting of R4, R5, and R6 sets the sync range, while capacitor C4 sets the capture range. Note that this type of phase detector (with or without the ±N circuit) locks onto harmonics of the external oscillator as well as the fundamental. With no external oscillator input, this circuit can be unpredictable, depending on the state of the external input DC level.

Figure 4 shows a frequency phase detector that locks onto only the fundamental of the external oscillator. With no external oscillator input, the output of the frequency phase detector is a positive DC voltage, and the oscillations are at the lowest frequency as set by R4, R5, and R6.

High-Frequency Waveform Generator

MAX038



FREQUENCY SYNTHESIZER 1kHz RESOLUTION: 8kHz TO 16.383MHz

Figure 6. Crystal-Controlled, Digitally Programmed Frequency Synthesizer—8kHz to 16MHz with 1kHz Resolution

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High-Frequency Waveform Generator

Layout Considerations

Realizing the full performance of the MAX038 requires careful attention to power-supply bypassing and board layout. Use a low-impedance ground plane, and connect all five GND pins directly to it. Bypass $V+$ and $V-$ directly to the ground plane with $1\mu\text{F}$ ceramic capacitors or $1\mu\text{F}$ tantalum capacitors in parallel with 1nF ceramics. Keep capacitor leads short (especially with the 1nF ceramics) to minimize series inductance.

If SYNC is used, $DV+$ must be connected to $V+$, DGND must be connected to the ground plane, and a second 1nF ceramic should be connected as close as possible between $DV+$ and DGND (pins 16 and 15). It is not necessary to use a separate supply or run separate traces to $DV+$. If SYNC is disabled, leave $DV+$ open. Do not open DGND.

Minimize the trace area around COSC (and the ground plane area under COSC) to reduce parasitic capacitance, and surround this trace with ground to prevent coupling with other signals. Take similar precautions with DADJ, FADJ, and IIN. Place C_F so its connection to the ground plane is close to pin 6 (GND).

Applications Information

Frequency Synthesizer

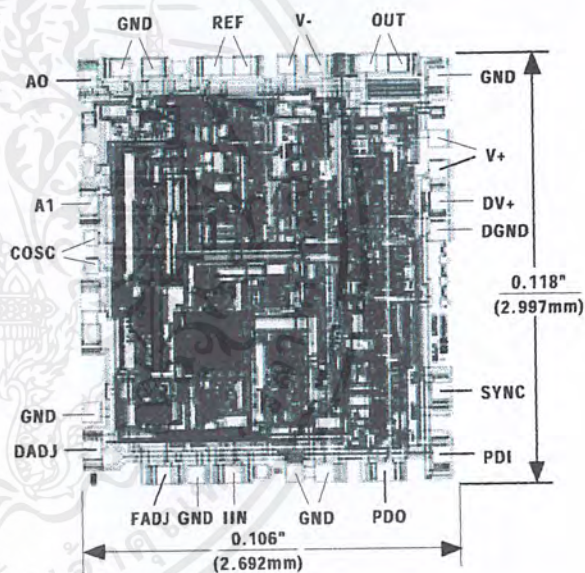
Figure 6 shows a frequency synthesizer that produces accurate and stable sine, square, or triangle waves with a frequency range of 8kHz to 16.383MHz in 1kHz increments. A Motorola MC145151 provides the crystal-controlled oscillator, the $\pm N$ circuit, and a high-speed phase detector. The manual switches set the output frequency; opening any switch increases the output frequency. Each switch controls both the $\pm N$ output and an MX7541 12-bit DAC, whose output is converted to a current by using both halves of the MAX412 op amp. This current goes to the MAX038 IIN pin, setting its coarse frequency over a very wide range.

Fine frequency control (and phase lock) is achieved from the MC145151 phase detector through the differential amplifier and lowpass filter, U5. The phase detec-

tor compares the $\pm N$ output with the MAX038 SYNC output and sends differential phase information to U5. U5's single-ended output is summed with an offset into the FADJ input. (Using the DAC and the IIN pin for coarse frequency control allows the FADJ pin to have very fine control with reasonably fast response to switch changes.)

A 50MHz , 50Ω lowpass filter in the output allows passage of 16MHz square waves and triangle waves with reasonable fidelity, while stopping high-frequency noise generated by the $\pm N$ circuit.

Chip Topography



TRANSISTOR COUNT: 855
SUBSTRATE CONNECTED TO GND