

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบเก็บและแสดงผลข้อมูลผ่านซาวนด์การ์ด

Data Acquisition System using Soundcard



ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบเก็บและแสดงผลข้อมูลผ่านซาวนด์การ์ด

Data Acquisition System using Soundcard



ปริญญาบัตรสำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์


คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบเก็บและแสดงผลข้อมูลผ่านซาวนด์การ์ด

ผู้จัดทำ

นาย ธนวัฒน์ เมธาธรรม รหัส 46010285


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(คร. กิติพล ชิตสกุล)

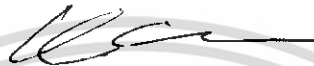
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบเก็บและแสดงผลข้อมูลผ่านซาวนด์การ์ด

Data Acquisition System using Soundcard

นาย ธนวัฒน์ เมธาธรรม รหัส 46010285

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



(ดร. กิติพล ชิตสกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการนี้ได้รับคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ดร. กิตติพล ชิตสกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา) จึงขอขอบพระคุณอาจารย์มา ณ โอกาสนี้ด้วย ทั้งรวมไปถึงอาจารย์ทุกท่านที่ได้สอนให้ความรู้จนมีความสามารถที่จะทำโครงการ และเพื่อนทุกคนที่คอยให้คำปรึกษาการช่วยเหลือต่างๆ รวมถึงคำแนะนำในการทำโครงการนี้ให้ได้จนประสบความสำเร็จ.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 ลักษณะของโครงการ	1
1.3 โครงสร้างของรายงาน	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรที่ใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์	2
2.0 การมอดูเลต	2
2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด	3
2.2 การมอดูเลตทางความถี่	10
2.3 การสร้างสัญญาณ FM	16
2.4 การคีมอดูเลตสัญญาณ FM	17
2.5 ออปแอมป์	21
2.6 ซาวนด์การ์ด	25
บทที่ 3 รายละเอียดของวงจรเครื่องบันทึกคลื่นสัญญาณ	26
3.1 บทนำ	26
3.2 วงจรปรับแรงดันออฟเซต	26
3.3 วงจรมอดูเลตความถี่	27
3.4 โปรแกรมคีมอดูเลชัน	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 4 ผลการทดลอง	34
บทที่ 5 สรุปลงการทดลอง	45
บรรณานุกรม	
ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า	
รูปที่ 2.1.1	ตัวอย่างรูปสัญญาณในการมอดูเลตแบบ AM	4
รูปที่ 2.1.2.1	วงจรสวิตชิงมอดูเลเตอร์	6
รูปที่ 2.1.2.2	สัญญาณรบกวนรูปสี่เหลี่ยม	6
รูปที่ 2.1.3.1	วงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์	7
รูปที่ 2.1.3.2	สัญญาณที่ได้จากวงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์	8
รูปที่ 2.2	ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM	12
รูปที่ 2.2.1	ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM กรณีสัญญาณเบสแบนด์ไชนูซอยด์	14
รูปที่ 2.3.2.1	วงจรสร้างสัญญาณ FM ความถี่แคบ	17
รูปที่ 2.4.1	วงจรมอดูเลตสัญญาณ FM แบบ slope detector	18
รูปที่ 2.4.2.1	ขั้นตอนการคิมอดูเลตสัญญาณ FM โดยวิธี ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์	19
รูปที่ 2.4.2.2	รูปสัญญาณในและขั้นตอนของการคิมอดูเลตด้วย วิธีซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์	20
รูปที่ 2.5.1	วงจรสมมูลของออปแอมป์	21
รูปที่ 2.5.2	แสดงช่วงการทำงานของออปแอมป์	21
รูปที่ 2.5.3.1	วงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier)	22
รูปที่ 2.5.3.2	วงจรขยายแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ (Non-Inverting Amplifier)	23
รูปที่ 3.2	วงจรปรับแรงดันออฟเซต	27
รูปที่ 3.3	วงจรแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่	28
รูปที่ 3.4	วงจรมอดูเลตความถี่	29
รูปที่ 3.5	รูปวงจรรวม	30
รูปที่ 3.6	Block Diagram ของเครื่องบันทึกคลื่นสัญญาณ	31
รูปที่ 3.7	โฟลว์ชาร์ตแสดงการทำงานของโปรแกรม	33
รูปที่ 4.1	สัญญาณอินพุตที่ความถี่ต่ำกว่า 20 Hz	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2	สัญญาณเอาร์ทพุท ที่สัญญาณอินพุทความถี่ต่ำกว่า 20 Hz	34
รูปที่ 4.3	สัญญาณอินพุทที่ความถี่ 40 Hz	35
รูปที่ 4.4	สัญญาณเอาร์ทพุท ที่สัญญาณอินพุทความถี่ 40 Hz	35
รูปที่ 4.5	สัญญาณอินพุทที่ความถี่ 60 Hz	36
รูปที่ 4.6	สัญญาณเอาร์ทพุท ที่สัญญาณอินพุทความถี่ 60 Hz	36
รูปที่ 4.7	สัญญาณอินพุทที่ความถี่ 80 Hz	37
รูปที่ 4.8	สัญญาณเอาร์ทพุท ที่สัญญาณอินพุทความถี่ 80 Hz	37
รูปที่ 4.9	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทและ ความถี่เอาร์ทพุท	38
รูปที่ 4.10	ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุทไฟตรง 2 โวลต์	39
รูปที่ 4.11	ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุท Sine Wave	39
รูปที่ 4.12	ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุท Triangle Wave	40
รูปที่ 4.13	ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ อินพุท Square Wave	40
รูปที่ 4.14	ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 0.25 Hz	41
รูปที่ 4.15	ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 0.5 Hz	41
รูปที่ 4.16	ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 0.75 Hz	42
รูปที่ 4.17	ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 1 Hz	42
รูปที่ 4.18	ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 2 Hz	43
รูปที่ 4.19	ผลที่สัญญาณอินพุท Sine Wave ความถี่ 3 Hz	43
รูปที่ 4.20	ผลการดีมอดูเลตที่แอมพลิฟิไคด์สัญญาณอินพุทเกิน ช่วงการมอดูเลต	44

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

เนื่องจากการเก็บบันทึกสัญญาณที่มีความถี่ต่ำจะใช้กับอุปกรณ์จำพวกชวานด์การ์ดได้ไม่ดีเท่ากับสัญญาณที่มีความถี่สูง ดังนั้นการคิดแปลงสัญญาณที่จะบันทึกสามารถทำได้ง่ายกว่า การปรับเปลี่ยนรูปแบบของชวานด์การ์ดที่มีวงจรภายในขนาดเล็ก จึงได้สร้างวงจรในการเลื่อนความถี่ของสัญญาณเข้าให้สูงมากพอที่จะส่งผ่านไปยังชวานด์การ์ดได้โดยตรงเพื่อการบันทึกและแสดงผล ซึ่งการใช้ชวานด์การ์ดในการเก็บสัญญาณอนาล็อกเนื่องจากหาได้ง่าย และมีราคาถูกจึงมีแนวความคิดในการนำมาใช้กับโครงการนี้

1.2 ลักษณะของโครงการ

จากแนวความคิดข้างต้นได้กำหนดโครงสร้างอย่างคร่าว ๆ ภายในระบบเก็บบันทึกคลื่นสัญญาณ โดยจะประกอบไปด้วยภาครับสัญญาณและส่วนที่ยกระดับสัญญาณให้สูงขึ้นซึ่งจะทำการกลับเฟสสัญญาณและเนื่องจากองค์ประกอบทางความถี่ของคลื่นไฟฟ้าที่ประกอบด้วยความถี่ต่ำไม่เหมาะสำหรับการส่งผ่านสัญญาณเข้าสู่ชวานด์การ์ดโดยตรง จะใช้การมอดูเลชันทางความถี่บนหลักการของ Voltage Control Oscillator (VCO) ให้ความถี่เลื่อนไปอยู่ในช่วงที่ใช้ได้ปกติของชวานด์การ์ด โดยการใช้อุปกรณ์ในการกำเนิดสัญญาณความถี่ใหม่ที่มีการควบคุมโดยสัญญาณที่จะบันทึก และเมื่อสัญญาณอนาล็อกที่ได้ผ่านเข้าสู่ชวานด์การ์ดจะถูกแปลงเป็นระบบดิจิทัลทั้งหมด เมื่อทำการถอดสัญญาณกลับจะใช้การดีมอดูเลชันทางซอร์ฟแวร์ แล้วจึงทำการแสดงผลผ่านหน้าจอคอมพิวเตอร์ แต่อาจจะมีปัญหาในเรื่องสัญญาณรบกวนและความคิดเพี้ยนของสัญญาณที่บันทึกตามมาด้วย จึงได้ทำการตรวจสอบสัญญาณหลังจากทำการมอดูเลตแล้วเทียบกับสัญญาณเดิมเพื่อดูว่าเป็นสัญญาณที่มีมอดูเลตมาจากสัญญาณที่ต้องการจริงหรือไม่ก่อนที่จะนำไปใช้

1.3 โครงสร้างของรายงาน

รายงานฉบับนี้ได้อธิบายถึงการใช้งานของวงจรและผลการทดลองทดสอบคุณสมบัติของวงจร โดยมีเนื้อหาแบ่งเป็นบทต่างๆ คือ ภาควิชาที่เกี่ยวกับชื่อและหลักการทำงานของวงจรในรูปแบบที่กำหนด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีเกี่ยวกับวงจรที่ใช้

2.0 การมอดูเลต (Modulation)

การมอดูเลตโดยนิยามแล้วคือกระบวนการเปลี่ยนคุณสมบัติบางอย่างเช่น แอมพลิจูด ความถี่ หรือเฟส ของสัญญาณคลื่นพาห์ (carrier) ไปตามคุณสมบัติของสัญญาณข้อมูลเนื่องจากการส่งผ่านสัญญาณจากอุปกรณ์ตัวส่งให้ไปถึงภาครับสัญญาณ ได้อย่างถูกต้องตามต้องการ สัญญาณข้อมูลที่ออกจากแหล่งกำเนิดข้อมูลโดยทั่วไปที่เรียกว่า เบสแบนด์ (baseband) ก่อนการส่งผ่านสัญญาณนี้มักจะนำสัญญาณดังกล่าว ไปผ่านกระบวนการเลื่อนความถี่ให้มากขึ้นเพื่อให้เหมาะสมกับความถี่ที่ทางตัวรับสามารถนำไปใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งทางภาครับก็จะมีกระบวนการที่กลับกันกับภาคส่งคือเลื่อนความถี่ของสัญญาณลดลงให้เท่ากับสัญญาณเดิม เบสแบนด์เพื่อนำข้อมูลไปใช้ต่อไป สัญญาณทั่วไปที่ใช้กันคือสัญญาณ ไซน์ซอซด์ ส่วนภาครับที่ทำงานตรงข้ามกับภาคส่งในการดึงสัญญาณกลับกระบวนการนี้เรียกว่า การดีมอดูเลต

วิธีการมอดูเลตสัญญาณมีอยู่หลากหลายรูปแบบ แต่ละแบบมีคุณลักษณะที่ต่างกันไปองค์ประกอบโดยทั่วไปที่ต้องนำมาพิจารณาในการเลือกใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณให้เหมาะสมกับความต้องการมีอยู่หลายปัจจัยซึ่งพอจะสรุปได้ดังนี้คือ ขนาดของแบนด์วิธที่ใช้ในการส่งสัญญาณ ประสิทธิภาพของการใช้กำลังส่ง ค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ต้องการกับค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio : SNR) และความซับซ้อนของวงจรภาครับและภาคส่งสัญญาณ

วิธีการมอดูเลตสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทหลัก คือการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด (amplitude modulation) และการมอดูเลตเชิงมุม (angle modulation) การมอดูเลตเชิงแอมพลิจูดคือการแปรเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์ไปตามขนาดของข้อมูลที่จะส่ง การมอดูเลตประเภทนี้สามารถแบ่งแยกออกเป็นวิธีย่อยได้ 4 วิธีคือ การมอดูเลตแบบ AM การมอดูเลตแบบ DSB-SC (double sideband-suppressed carrier) การมอดูเลตแบบ SSB (single sideband) และการมอดูเลตแบบ VSB (vestigial sideband) ส่วนการมอดูเลตเชิงมุมคือการแปรเปลี่ยนมุมของสัญญาณคลื่นพาห์ (carrier) ไปตามขนาดของสัญญาณข้อมูลที่จะส่ง ซึ่งประกอบด้วยวิธีการมอดูเลตแบบ FM (frequency modulation) และการมอดูเลตแบบ PM (phase modulation) ซึ่งจะกล่าวถึงการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด AM ก่อนและจะกล่าวถึงการมอดูเลตเชิงมุม FM ในส่วนถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1 การมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM Modulation)

การมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือที่เรียกว่าการมอดูเลตเชิงขนาดคลื่นพาห้จะถูกแปรเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะมอดูเลตลงบนคลื่นพาห้สมมติให้สัญญาณคลื่นพาห้ $C(t)$ มีค่าเป็น

$$C(t) = A_c \cos(2\pi f_c t)$$

และให้ $V(t)$ เป็นสัญญาณข้อมูลที่จะทำการมอดูเลตลงบนคลื่นพาห้ หรือที่เรียกว่าสัญญาณเบสแบนด์ สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตเชิงขนาดเรียกว่าสัญญาณ AM มีลักษณะดังนี้

$$S_{AM}(t) = [A_c + v(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

แต่เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณเรามักจะแสดงสัญญาณในรูปต่อไปนี้

$$S_{AM}(t) = A_c [1 + m(t)] \cos(2\pi f_c t)$$

โดยที่ $m(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (normalized) ด้วยแอมพลิจูดสูงสุดของคลื่นพาห้ A_c ในระบบ AM จะมีการระบุค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญค่าหนึ่งที่มีชื่อเรียกว่า ครรชนีการมอดูเลต (modulation index) ที่แทนด้วยสัญลักษณ์ μ ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับค่าสูงสุดของสัญญาณ $|m(t)|$ แต่โดยทั่วไปเราจะระบุค่านี้เป็นเปอร์เซ็นต์ และเรียกค่านี้ว่า เปอร์เซ็นต์การมอดูเลต (percentage modulation)

ตัวอย่างเช่น ถ้าสัญญาณเบสแบนด์มีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ซอซอด์ความถี่เดียวที่มีนิพจน์ของสัญญาณเป็น

$$V(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$$

ดังนั้น $m(t) = (A_m/A_c) \cos(2\pi f_m t)$ และครรชนีการมอดูเลตมีค่าเท่ากับ

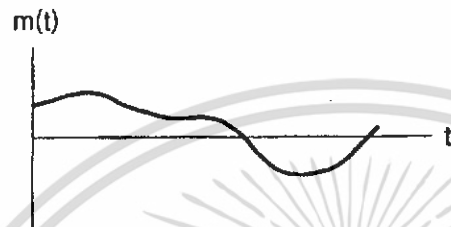
$$\mu = A_m/A_c$$

และสัญญาณ AM จะมีลักษณะดังนี้คือ

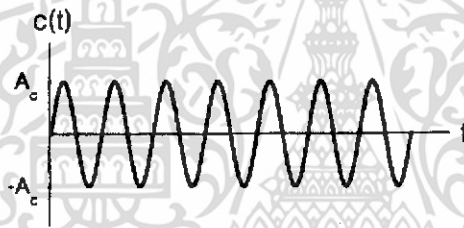
$$S_{AM}(t) = A_c [1 + \mu \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t)$$

พิจารณาตัวอย่างการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ที่แสดงในรูป 2.1.1 (ก) เข้ากับสัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$ ที่แสดงในรูป 2.1.1 (ข) ในที่นี้เราจะแยกการพิจารณาออกเป็น 2 กรณีที่มีค่าครรชนีการมอดูเลตที่ต่างกัน ในกรณีแรก $|m(t)|$ มีค่าน้อยกว่า 1 ตลอดทุกช่วงเวลา t ใด ๆ สัญญาณ AM ที่ได้จะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.1.1 (ค) สังเกตว่าเอนVELOPE ของสัญญาณ

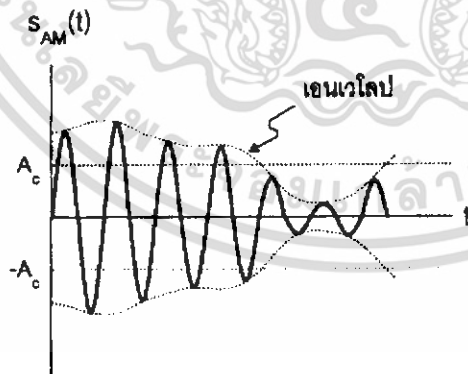
นี้มีลักษณะที่เหมือนกันกับสัญญาณเบสแบนด์ตลอดทุกช่วงเวลา สำหรับกรณีที่ 2 เป็นกรณีที่ $|m(t)|$ มีค่ามากกว่า 1 ในบางช่วงเวลา สัญญาณ AM ที่ได้มีลักษณะดังในรูปที่ 2.1.1 (ง) สังเกตว่าในกรณีแบบนี้ เอนVELOP ของสัญญาณ AM มีลักษณะที่แตกต่างไปจากสัญญาณเบสแบนด์ในบางช่วงเวลาสาเหตุก็เพราะเมื่อที่ $|m(t)| > 1$ สัญญาณ AM จะเริ่มมีการกลับเฟส ณ จังหวะเวลาที่ $m(t) = -1$ ภาวะเช่นนี้เราเรียกว่ามีการมอดูเลตเกินขนาด (overmodulation) เกิดขึ้น



(ก) สัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$



(ข) สัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$



(ค) กรณีที่ $|m(t)| < 1$ ณ ทุกเวลา t

รูปที่ 2.1.1 ตัวอย่างรูปสัญญาณในการมอดูเลตแบบ AM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากระบบมีการควบคุมกระบวนการมอดูเลตสัญญาณ AM มิให้เกิดภาวะของการมอดูเลตเกินขนาดได้ตลอดเวลานั้นมีประโยชน์ในทางปฏิบัติ เพราะทำให้ภาครับสัญญาณสามารถไขว้จรคิมอดูเลตที่มีโครงสร้างง่าย ๆ ไม่ซับซ้อน ที่เรียกว่า เอนVELOPE ดีเทกเตอร์ (envelope detector) มาใช้ในการดึงสัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมาได้ สำหรับรายละเอียดของการคิมอดูเลตด้วยเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ จะได้กล่าวถึงในส่วนถัดไป โดยสรุปแล้วเงื่อนไขที่จำเป็นสำหรับการที่จะทำให้อุณหภูมิของสัญญาณ AM มีรูปร่างที่เหมือนกับสัญญาณเบสแบนด์มี 2 ประการ คือ แอมพลิจูดของ $m(t)$ ต้องมีขนาดที่ต่ำกว่า 1 เสมอ นั่นคือว่า $|m(t)| < 1$ สำหรับทุกค่าของ t เงื่อนไขนี้กำกับเพื่อให้ขนาดของ $1 + m(t)$ มีค่าเป็นบวกเสมอ เงื่อนไขประการที่ 2 คือสัญญาณคลื่นพาห้ f_c จะต้องมีความถี่สูงกว่าองค์ประกอบความถี่สูงสุด W ของสัญญาณเบสแบนด์ นั่นคือ $f_c \gg W$ ซึ่งเราเรียกว่า W ว่าเป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ หากสัญญาณเบสแบนด์มีความถี่ใกล้เคียงกับสัญญาณคลื่นพาห้แล้ว เราจะไม่สามารถมองเห็นเอนVELOPE ของสัญญาณ AM ได้อย่างชัดเจนซึ่งก็หมายถึงว่าการดีเทกต์สัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมาก็จะทำได้ไม่ดีด้วย

2.1.2 การสร้างสัญญาณ AM

สวิทชิงมอดูเลเตอร์

ในการสร้างสัญญาณ AM สามารถกระทำได้หลายวิธี สำหรับวิธีแรกที่จะกล่าวถึงคือวิธีการที่เรียกว่า สวิทชิงมอดูเลเตอร์ (switching modulation) ดูโครงสร้างของวงจรในรูปที่ 3.1.2 วงจรนี้จะทำงานได้ก็ต่อเมื่อสัญญาณคลื่นพาห้ $c(t)$ มีขนาดแอมพลิจูดที่ใหญ่พอที่จะทำให้ไดโอดทำงานตลอดช่วงการทำงานของไดโอด ในที่นี้เราสมมติว่าไดโอดที่ใช้เป็นไดโอดอุดมคติคือจะทำงานเหมือนกับสวิทช์นั่นคือไดโอดจะมีอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์เมื่อถูกไบแอสไปข้างหน้าซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ $c(t) > 0$ จากรูปที่ 2.1.2 จะได้ว่า

$$V_1(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t)$$

โดยมีเงื่อนไขว่า $|m(t)| \ll A_c$ ดังนั้นสัญญาณ $V_2(t)$ จึงประมาณได้เป็น

$$\begin{aligned} V_2(t) &= V_1(t), & c(t) > 0 \\ &= 0, & c(t) < 0 \end{aligned}$$

เราสามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้เป็น

$$V_2(t) = [A_c \cos(2\pi f_c t) + m(t)] g_{T0}(t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

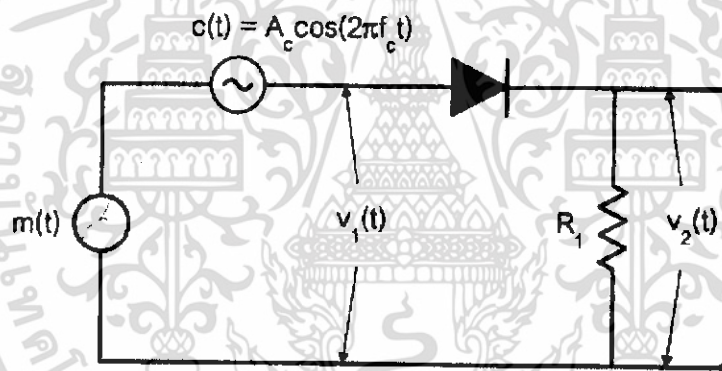
โดย $g_{T_0}(t)$ เป็นสัญญาณร่ายคาบแบบสี่เหลี่ยมที่มีคาบความกว้างเท่ากับ $T_0 = 1/f_c$ เมื่อแทนค่าในสมการจะได้ว่าสัญญาณ $V_2(t)$ ประกอบด้วยสองส่วนคือ

1. ส่วนที่เป็นสัญญาณ AM ตามที่ต้องการ

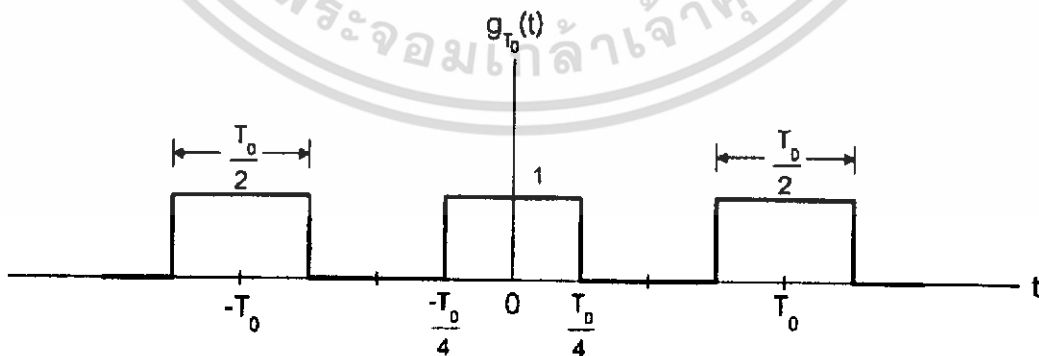
$$A_c [1 + (4m(t)/\pi A_c)] \cos(2\pi f_c t) / 2$$

2. ส่วนของสัญญาณที่ไม่ต้องการ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณไซน์ซอซอด์ที่ความถี่ $0, \pm 2f_c, \pm 4f_c, \pm 6f_c, \dots$ และสัญญาณข้อมูลที่ถูกเลื่อนความถี่ไปโดยมีค่าความถี่กลางอยู่ที่ $0, \pm 3f_c, \pm 5f_c, \dots$

สัญญาณส่วนที่ไม่ต้องการนี้จะถูกแยกออกโดยใช้วงจรกรองผ่านแถบ (bandpass Filter) ที่มีความถี่กลางอยู่ที่ f_c และมีขนาดกว้างของแถบผ่านเท่ากับ $2W$ โดย W คือแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ทั้งนี้เงื่อนไข $f_c > 2W$ จะต้องเป็นจริงด้วยเพื่อให้การแยกสัญญาณ AM ที่ต้องการออกจากส่วนของสัญญาณที่ไม่ต้องการทำได้โดยง่าย



รูปที่ 2.1.2.1 วงจรสวิตซิงมอดูเลเตอร์



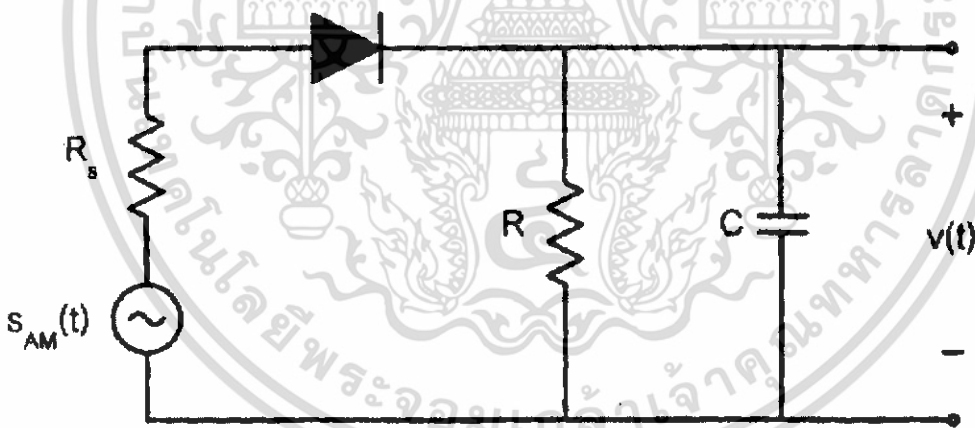
รูปที่ 2.1.2.2 สัญญาณร่ายคาบรูปสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 เอนVELOพีเทกซัน

ในการคิมอคูเลตสัญญาณ AM เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูล $m(t)$ กลับคืนมาสามารถกระทำได้หลายวิธี วิธีการแบบหนึ่งเรียกว่า เอนVELOพีเทกเตอร์ (envelope detector) เป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากที่สุด เพราะเป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน มีโครงสร้างของวงจรที่ค่อนข้างง่าย และยังสามารถให้ประสิทธิภาพอยู่ในเกณฑ์ที่น่าพอใจ ด้วยเหตุนี้จึงมีการนำวิธีการนี้มาใช้งานกันทั่วไป ในเครื่องรับวิทยุ AM ข้อจำกัดของวิธีการนี้คือความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะต้องใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมากเพียงพอ และค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตที่ใช้ก็จะต้องมีขนาดน้อยกว่า 100 เปอร์เซ็นต์

รูปที่ 2.1.3.1 แสดงตัวอย่างวงจรเอนVELOพีเทกเตอร์แบบหนึ่งซึ่งประกอบด้วยไดโอด ความต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C ลักษณะการทำงานของวงจรเป็นดังต่อไปนี้ ในช่วงที่สัญญาณเข้ามีค่าเป็นบวก ไดโอดจะถูกไบแอสไปข้างหน้า (forward-biased) และตัวเก็บประจุจะถูกอัดประจุอย่างรวดเร็วจนมีแรงดันเท่ากับสัญญาณเข้าจนกระทั่งสัญญาณเข้ามีขนาดสูงสุด จากนั้นสัญญาณเข้าก็เริ่มตกลงส่งผลทำให้ไดโอดถูกไบแอสย้อนกลับ (reverse-biased) ในช่วงนี้ตัวเก็บประจุ C จะคายประจุออกอย่างช้า ๆ ผ่านความต้านทาน R การคายประจุจะเกิดขึ้นจนกระทั่งสัญญาณเข้ามีขนาดเป็นบวกและมีแรงดันสูงกว่าแรงดันที่คร่อมตัวเก็บประจุอีกครั้งซึ่งส่งผลให้ไดโอดถูกไบแอสไปข้างหน้าอีกครั้ง กระบวนการต่าง ๆ เหล่านี้จะเกิดขึ้นซ้ำเรื่อย ๆ



รูปที่ 2.1.3.1 วงจรเอนVELOพีเทกเตอร์ (Envelope Detector)

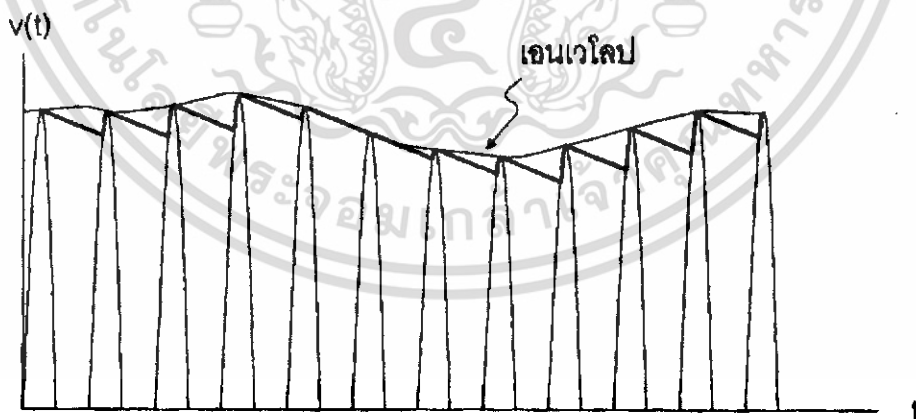
สมมติว่าไดโอดที่ใช้มีคุณสมบัติที่เป็นอุดมคติคือในช่วงที่เป็นการไบแอสไปข้างหน้า ความต้านทานของไดโอดมีค่าต่ำมากเท่ากับ r_f และในช่วงที่เป็นการไบแอสย้อนกลับไดโอดมีความต้านทานเป็นอนันต์ สมมติให้สัญญาณ AM เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันที่มีความต้านทานภายในเท่ากับ R_s เพื่อให้การสะสมประจุในช่วงที่ไดโอดถูกไบแอสไปข้างหน้าเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วและทันต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า ค่าคงตัวของเวลา (time constant) ของการสะสมประจุควรมีขนาดที่เล็กกว่าคาบของสัญญาณคลื่นพาห้ $1/f_c$ นั่นคือเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(r_f + R_s)c \ll 1/f_c$$

ในทางกลับกันช่วงที่ตัวเก็บประจุ C คายประจุออกผ่านทาง R ค่าคงตัวทางเวลาควรมีขนาดที่ใหญ่เพื่อที่การคายประจุจะเกิดขึ้นอย่างช้า ๆ ในช่วงระหว่างจุดสูงสุดของแรงดันคลื่นพาห์ที่ติดกันแต่จะต้องไม่นานเกินไปจนไม่อาจติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณข้อมูลนั้นคือว่า

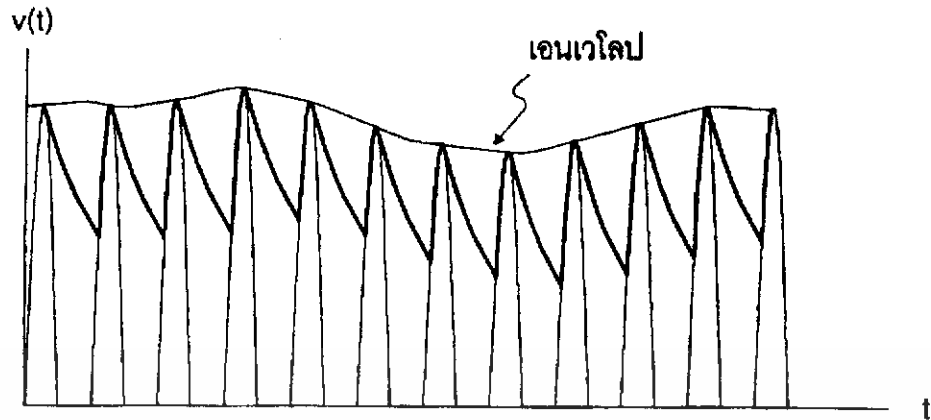
$$1/f_c \ll RC \ll 1/W$$

โดย W ก็เป็นแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูล ผลที่ได้คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุจะมีรูปร่างเหมือนเอนVELOปของสัญญาณ AM ตัวอย่างสัญญาณที่ได้คั้นมาจากวงจรเอนVELOปดีเทกเตอร์ในสถานะที่ต่างกันในรูปแบบที่ 2.1.3.2 พิจารณารูปที่ 2.1.3.2 (ก) ค่าคงตัวทางเวลา RC ที่เลือกใช้มีความถี่เหมาะสมกับสัญญาณ AM ส่วนรูปที่ 2.1.3.2 (ข) ค่าคงตัวทางเวลา RC ที่เลือกใช้ค่อนข้างเล็กเกินไปทำให้สัญญาณที่ได้มีริบเปิล (ripple) ค่อนข้างมาก สำหรับรูปที่ 2.1.3.2 (ค) เป็นกรณีที่ค่าคงตัวทางเวลา RC มีขนาดมากเกินไปจนสัญญาณที่ได้จากวงจรดีเทกเตอร์เปลี่ยนแปลงช้ากว่าเอนVELOป จึงทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไปจากเดิม

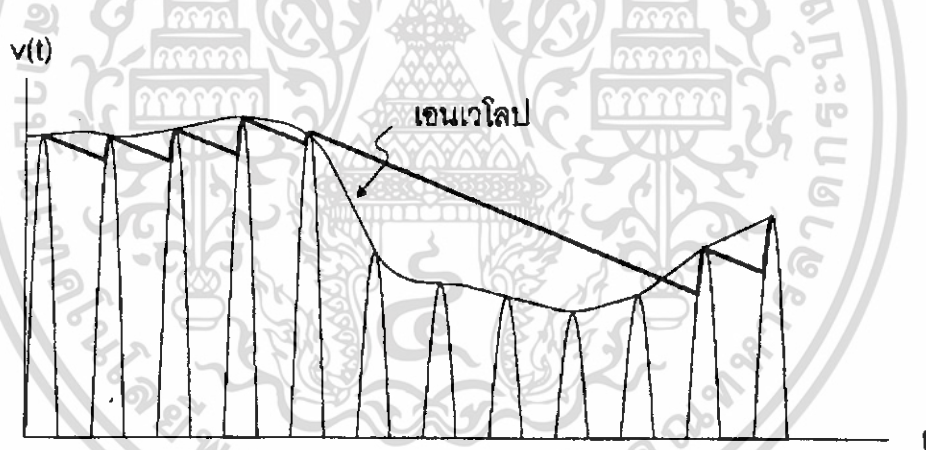


(ก) ค่าคงตัวทางเวลา RC มีค่าเหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ค่าคงตัวทางเวลา RC มีค่าน้อยเกินไป



(ค) ค่าคงตัวทางเวลา RC มีค่ามากเกินไป

รูปที่ 2.1.3.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรเอนVELOปดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีที่ใช้ในการออกแบบและวิเคราะห์

2.2 การมอดูเลตทางความถี่ (FM Modulation)

การมอดูเลตทางความถี่หรือที่เรียกว่ามอดูเลตเชิงมุมเป็นวิธีการมอดูเลตสัญญาณที่อาศัยการแปรเปลี่ยนเฟสของสัญญาณข้อมูลเบสแบนด์ โดยที่แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห้มีขนาดคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง ข้อดีของวิธีการมอดูเลตแบบนี้คือมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าการมอดูเลตเชิงแอมพลิจูด แต่การมอดูเลตแบบนี้มีความต้องการแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า และยังมี การเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กว้างขึ้นเท่าใดก็มักจะช่วยให้คุณภาพของการส่งสัญญาณนั้นดีมากขึ้นตามไปด้วย ในที่นี้จะกล่าวถึงหลักการที่เกี่ยวข้องกับการมอดูเลตเชิงมุมในด้านต่าง ๆ ทั้งการคำนวณและวิธีการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณในแบบต่าง ๆ ด้วย

ถ้าให้คลื่นสัญญาณพาห้แทนด้วยสมการทางคณิตศาสตร์เป็น

$$\begin{aligned}
 m(t) &= V_c \cos [\omega_c + \theta(t)] \\
 \text{เมื่อ } m(t) &= \text{คลื่นสัญญาณพาห้} \\
 V_c &= \text{แอมพลิจูดของคลื่นสัญญาณพาห้ (โวลต์)} \\
 \omega_c &= \text{ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห้ เท่ากับ } 2\pi f_c \text{ (เรเดียน/วินาที)} \\
 \theta(t) &= \text{การเบี่ยงเบนของเฟส ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง (เรเดียน)}
 \end{aligned}$$

เพื่อให้เข้าใจถึงการมอดูเลตเชิงความถี่ได้ดีขึ้น จะขออนุญาตต่าง ๆ เหล่านี้ ดังนี้

1. Instantaneous Phase Deviation คือ การเปลี่ยนไปทางเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ในเวลาช่วงสั้น ๆ ที่กำหนด และแสดงให้เห็นว่าเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้เปลี่ยนไปมากน้อยเพียงใดเมื่อเทียบกับเฟสอ้างอิงของรูปคลื่นเดิมตอนต้น และสามารถแสดงสัญลักษณ์ในรูปแบบทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$\text{Instantaneous Phase Deviation} = \theta(t) \quad (\text{เรเดียน})$$

2. Instantaneous Phase คือ ค่าเฟสคงที่ของสัญญาณคลื่นพาห้ ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง และแสดงรูปแบบได้เป็น

$$\text{Instantaneous Phase} = \omega_c t + \theta(t) \quad (\text{เรเดียน})$$

3. Instantaneous Frequency Deviation คือ การเปลี่ยนไปทางความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ในช่วงเวลาสั้น ๆ ที่กำหนด และนิยามได้เป็นอนุพันธ์อันดับหนึ่งของการเปลี่ยนแปลงเฟสในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นจะแสดง Instantaneous Frequency Deviation เป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Instantaneous Frequency Deviation = $d\theta(t)/dt = \theta'(t)$ (เฮิรตซ์)

4. Instantaneous Frequency คือ ความถี่ที่แน่นอนของสัญญาณคลื่นพาหะ ณ เวลาใดเวลาหนึ่ง และนิยามได้เป็นอนุพันธ์อันดับหนึ่งของ Instantaneous Phase ซึ่งจะสามารถแสดง Instantaneous Frequency เป็นนิพจน์ทางคณิตศาสตร์ได้คือ

$$\begin{aligned}\text{Instantaneous Frequency} &= \omega_i(t) \\ &= d[\omega_c(t) + \theta(t)]/dt \\ &= \omega_c + \theta'(t) \quad (\text{เรเดียน/วินาที})\end{aligned}$$

หรือ

$$f_i(t) = f_c + \theta'(t)/2\pi \quad (\text{เฮิรตซ์})$$

สำหรับ Frequency Modulation ค่าของ Instantaneous Frequency Deviation $\theta'(t)$ จะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันของสัญญาณที่นำมามอดูเลต หรือ $\theta'(t)$ เป็นฟังก์ชันของ $V_m(t)$

$$\theta'(t) = F[V_m(t)]$$

เมื่อ

$$\begin{aligned}V_m(t) &= V_m \sin(\omega_m t) \\ \omega_m &= \text{ความถี่เชิงมุมของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (เรเดียน/วินาที)} \\ f_m &= \text{ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (เฮิรตซ์)} \\ V_m &= \text{ขนาดสูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (โวลต์)}\end{aligned}$$

และเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่าง $\theta'(t)$ กับ $V_m(t)$ ได้ดังนี้

$$\theta'(t) = K V_m(t)$$

เมื่อ K คือ Deviation Sensitivities ของ Frequency Modulator และนิยามได้เป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตของ Modulator ค่าของ K มีหน่วยเป็น

$$(\text{rad/s})/V \quad \text{หรือ} \quad \text{rad/Vs}$$

จากความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ที่กล่าวมาทั้งหมดและจากความสัมพันธ์ของ $\theta(t)$ และ $\theta'(t)$

$$\theta(t) = \int \theta'(t) dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \int K V_m(t) dt$$

$$= K \int V_m(t) dt$$

เราสามารถเขียนนิพจน์ของสัญญาณคลื่นพาหะ $V(t)$ ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณ

$$V_m(t) = V_m \cos \omega_m t \quad \text{ได้ดังนี้}$$

$$V_m(t) = V_c \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

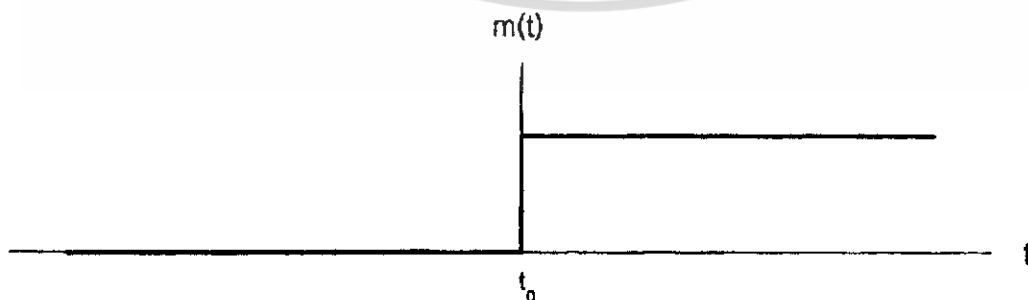
$$= V_c \cos [\omega_c t + \int \theta'(t) dt]$$

$$= V_c \cos [\omega_c t + K \int V_m(t) dt]$$

$$= V_c \cos [\omega_c t + K \int V_m \cos \omega_m t dt]$$

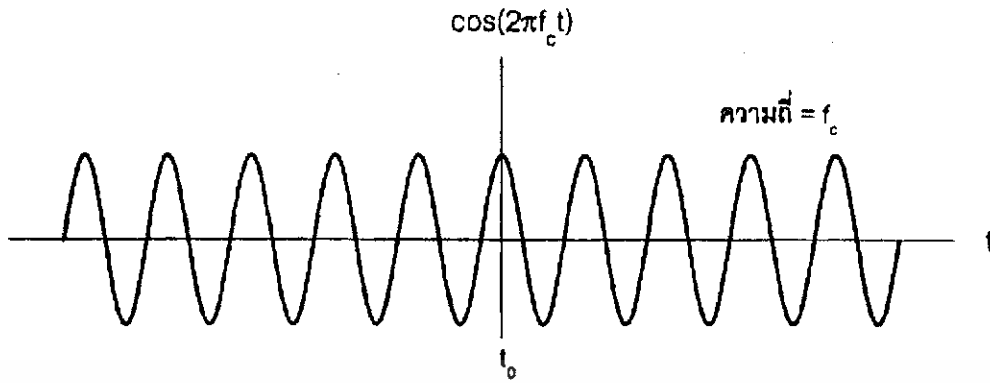
$$= V_c \cos [\omega_c t + K V_m \sin(\omega_m t) / \omega_m]$$

อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะทั้งกรณีการมอดูเลตแบบ FM และ PM จะมีค่าเท่ากันในกรณีสัญญาณที่ทำการมอดูเลตเป็นคลื่น Sine Wave ซึ่งสัญญาณ FM และ PM จะเหมือนกันแต่มีเฟสต่างกันอยู่ 90 องศาเพราะความถี่ของ FM จะขึ้นกับขนาดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตโดยความถี่ของ PM จะขึ้นกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณที่นำมามอดูเลต เนื่องจากในขณะที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงจะทำให้มุมเฟสของคลื่นพาหะเปลี่ยนไปและเมื่อมุมเฟสเปลี่ยนแปลง ก็จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ด้วย ดังนั้นการเกิด FM และ PM จะมีขึ้นพร้อมกันเสมอในกรณีนี้ เราจึงไม่สามารถระบุได้ว่าสัญญาณที่มอดูเลตทางความถี่นั้นเป็น FM หรือ PM ถ้าดูเฉพาะคลื่นที่มอดูเลตแล้วเพียงอย่างเดียว ซึ่งจะระบุได้ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณเดิมในการอ้างอิงเฟสที่แน่นอน จะเห็นได้ว่าเราสามารถสร้าง FM จาก PM ได้โดยใช้ร่วมกับวงจรถอดอินทิเกรเตอร์ และในทางกลับกันเราก็สามารถสร้าง PM จาก FM ได้เช่นกัน โดยอาศัยวงจรมอดูเลตร่วมกับวงจรถอดดิฟเฟอเรนเชียล

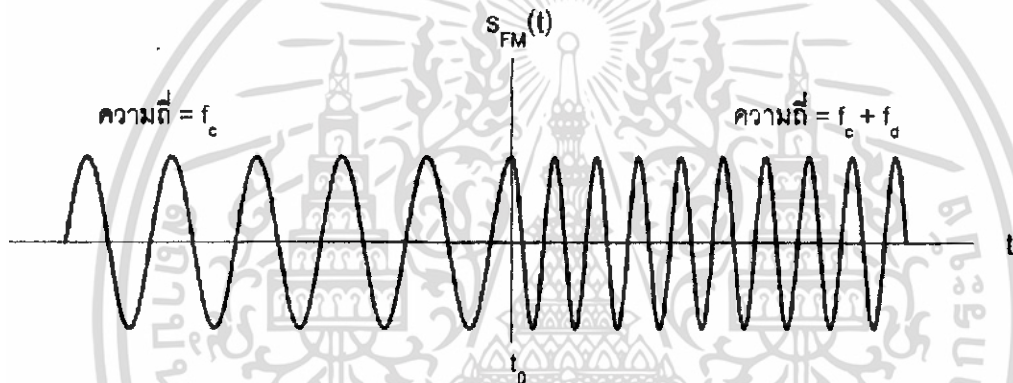


(ก) สัญญาณเบสแบนด์แบบขั้นหนึ่งหน่วย

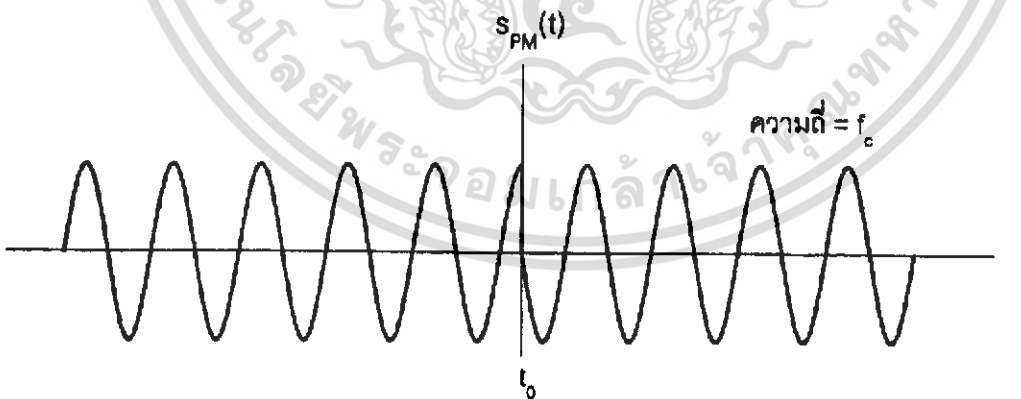
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) สัญญาณคลื่นพาห้



(ค) สัญญาณ FM



(ง) สัญญาณ PM

รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM

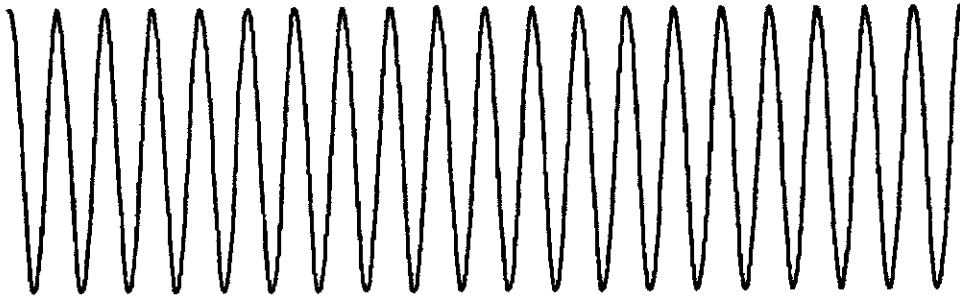
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM ที่ได้จากการมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห้ด้วยสัญญาณเบสแบนด์แบบขั้นหนึ่งหน่วย $m(t)$ ในรูปที่ 2.2 จากรูปจะเห็นว่าความถี่ของสัญญาณ FM มีค่าเท่ากับ f_c ที่เวลา $t < t_0$ และเพิ่มขึ้นเป็น $f_c + f_m$ ที่เวลา $t > t_0$ และสังเกตว่าเฟสของสัญญาณมีความต่อเนื่องที่เวลา $t = t_0$ ส่วนกรณีของการมอดูเลตแบบ PM สัญญาณมีความถี่คงที่ตลอดเวลาเท่ากับ f_c แต่เฟสมีการเปลี่ยนไปเท่ากับ $\pi/2$ เรเดียน ที่เวลา $t = t_0$ การเปลี่ยนแปลงของเฟสอย่างฉับพลันนี้ทำให้เกิดความไม่ต่อเนื่องของสัญญาณที่จุดเวลาดังกล่าว

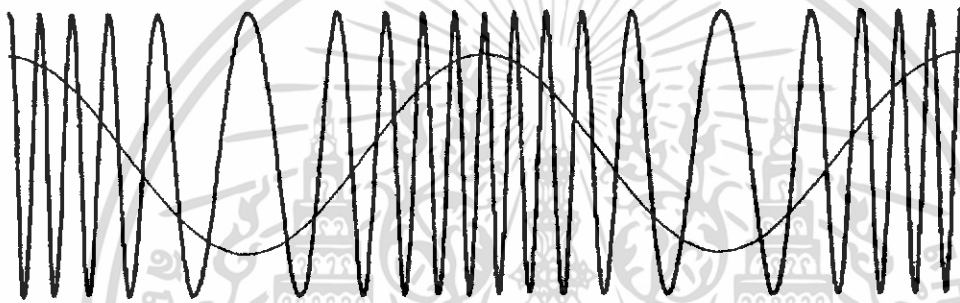
ที่นี้ลองมาพิจารณากรณีสัญญาณเบสแบนด์ที่เป็นสัญญาณไซน์ซอซอค์ความถี่เดียวดังแสดงในรูปที่ 2.2.1 (ก) เมื่อนำสัญญาณนี้ไปมอดูเลตบนคลื่นพาห้ในรูปที่ 2.2.1 (ข) จะได้สัญญาณ FM และ PM ดังในรูปที่ 2.2.1 (ค) และรูปที่ 2.2.1 (ง) ตามลำดับ พิจารณากรณีการมอดูเลตแบบ FM ในรูปที่ 2.2.1 (ค) จะเห็นว่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณ FM มีค่าสูงสุดในจังหวะเวลาที่สัญญาณเบสแบนด์มีขนาดสูงสุด และความถี่ชั่วขณะมีค่าต่ำสุดเมื่อสัญญาณเบสแบนด์มีขนาดต่ำสุด ทั้งนี้ก็เพราะว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM แปรเปลี่ยนตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ดังนั้นยิ่งสัญญาณเบสแบนด์มีค่ามากขึ้นเท่าใดความถี่ของสัญญาณ FM ก็เพิ่มตามขึ้นไปด้วย ในกรณีของการมอดูเลตแบบ PM ค่าเบี่ยงเบนความถี่ขึ้นอยู่กับอนุพันธ์ของค่าเบี่ยงเบนเฟส ดังนั้นเมื่อพิจารณารูปที่ 2.2.1 (ง) จะเห็นว่าความถี่ชั่วขณะของสัญญาณ PM มีค่าสูงสุดในจังหวะที่สัญญาณเบสแบนด์มีค่าความชันสูงสุด



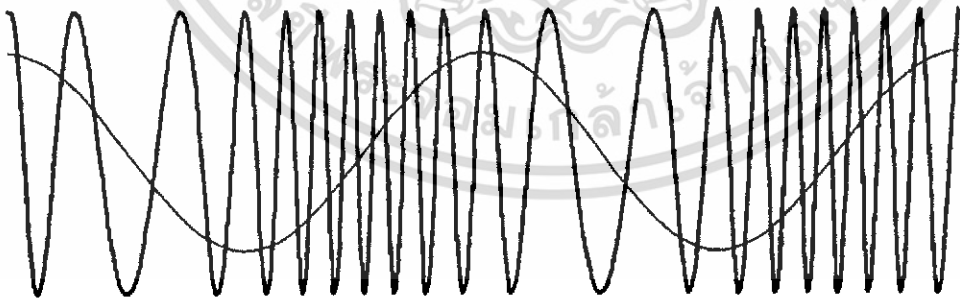
(ก) สัญญาณเบสแบนด์



(ข) สัญญาณคลื่นพหุ



(ค) สัญญาณ FM



(ง) สัญญาณ PM

รูปที่ 2.2.1 ตัวอย่างการเปรียบเทียบสัญญาณ FM และ PM

กรณีสัญญาณเบสแบนด์ไชนูซอยด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วิธีการสร้างสัญญาณ FM

ในการสร้างสัญญาณ FM สามารถกระทำได้ 2 วิธีคือ วิธีสร้างโดยตรง (direct Method) และวิธีสร้างโดยอ้อม (indirect method) สำหรับวิธีแรกนั้นจะทำการแปรเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์โดยตรงเลย ส่วนวิธีที่สองจะต้องสร้างสัญญาณ FM แถบความถี่ (narrowband FM) ขึ้นมาก่อน แล้วจากนั้นก็อาศัยวงจรคูณความถี่เพื่อเพิ่มขนาดของค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) และความถี่ของคลื่นพาห์ให้ได้ตามที่ต้องการ

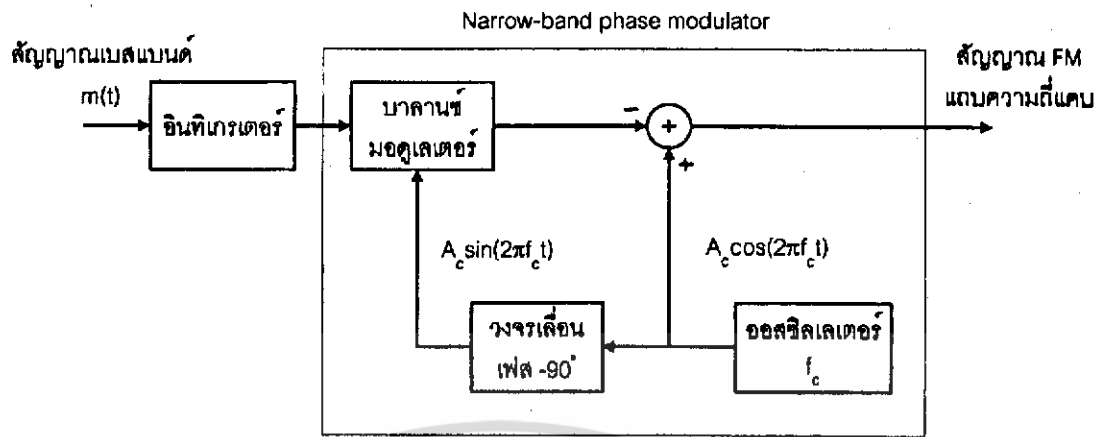
2.3.1 วิธีสร้างโดยตรง

สำหรับวิธีการสร้างโดยตรงนั้นอาศัยอุปกรณ์ที่เรียกว่า voltage-controlled oscillators (VCO) ในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีความถี่แปรเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์วงจรดังกล่าวสร้างจากวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีองค์ประกอบส่วนหนึ่งเป็นอุปกรณ์ที่เรียกว่า วาเรกเตอร์ (varactor) โดยอุปกรณ์ชิ้นนี้มีคุณสมบัติที่สำคัญคือค่าความจุไฟฟ้า (capacitance) เปลี่ยนแปลงได้ตามขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่คร่อมอยู่ ดังนั้นหากต่อสัญญาณเบสแบนด์ที่จะส่งตรงที่ขั้วทั้งสองของวาเรกเตอร์ ค่าความจุไฟฟ้าก็จะแปรเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ซึ่งส่งผลให้วงจรออสซิลเลเตอร์กำเนิดความถี่ที่แปรเปลี่ยนไปตาม $m(t)$ ด้วย การสร้างสัญญาณ FM โดยตรงในลักษณะนี้เป็นวิธีที่ค่อนข้างง่าย และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ได้ก็มีค่าสูงพอควร หากแต่ปัญหาหลักของวิธีแบบนี้คือ ความถี่กลางของคลื่นพาห์มีโอกาสคลาดเคลื่อน (drift) จากค่าจริงได้ง่าย ดังนั้นเพื่อขจัดปัญหาดังกล่าวจึงจำเป็นต้องมีการนำเอาวงจรเฟสล็อกกลุ๊ป (Phase locked loop) มาใช้ช่วยในการล็อกความถี่ของคลื่นพาห์ให้มีค่าคงที่

2.3.2 วิธีสร้างโดยอ้อม

ขั้นตอนในการสร้างสัญญาณ FM โดยอ้อมจะเริ่มด้วยการอินทิเกรตสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ จากนั้นนำสัญญาณดังกล่าวผ่านเข้าวงจรเฟสมอดูเลเตอร์แถบความถี่แคบ (narrow-band phase modulator) เพื่อให้ได้สัญญาณ FM แถบความถี่แคบ รายละเอียดของวงจรนี้ได้อธิบายไว้ในรูปที่ 2.3.2.1 เนื่องจากค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดของสัญญาณ FM ที่ได้จากขั้นตอนนี้มีค่าที่ต่ำมาก ด้วยเหตุนี้สัญญาณ FM ที่สร้างได้จึงเป็นสัญญาณ FM แถบความถี่แคบเท่านั้น หากต้องการสัญญาณ FM แถบความถี่กว้าง ก็สามารถกระทำได้โดยอาศัยวงจรคูณความถี่ประกอบกับวงจรมิกเซอร์ซึ่งเราจะได้อธิบายในตัวอย่างต่อไปนี้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.3.2.1 วงจรสร้างสัญญาณ FM ความถี่แคบ

2.4 การคิมอดูเลตสัญญาณ FM

การคิมอดูเลตสัญญาณ FM เพื่อคิมสัญญาณเบสแบนด์กลับมานั้นสามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น ดีเทกเตอร์แบบหาความชัน (slope detector) ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์ (zero-crossing detector) เฟสล็อกคูล (phase locked loop) และ quadrature detection หมายถึงอุปกรณ์วงจรที่ใช้ในการคิมอดูเลตสัญญาณ FM มีชื่อเรียกอีกอย่างว่า discriminator

2.4.1 ดีเทกเตอร์แบบหาความชัน

การคิมอดูเลตสัญญาณ FM ของวิธีนี้อาศัยการหาอนุพันธ์ของสัญญาณ FM หรือก็คือการหาความชันของสัญญาณ (slope detection) นั่นเอง และจากนั้นก็นำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรเอนVELOปดีเทกชัน (envelope detection) เพื่อคิมสัญญาณเบสแบนด์กลับคืนมา ขั้นตอนการคิมอดูเลตในรูปที่ 2.4.1 เริ่มแรกสัญญาณ FM ถูกส่งผ่านเข้าวงจรลิมิตเตอร์ (limiter) เพื่อขจัดปัญหาความไม่แน่นอนของการลดทอนขนาดของสัญญาณที่ไม่เท่ากัน ในขณะที่ส่งผ่านช่องสัญญาณที่อาจมีสาเหตุมาจากปัญหาของเฟดดิ้งในช่องของสัญญาณสื่อสาร ดังนั้นสัญญาณที่ได้ก็จะมีเอนVELOปที่คงที่ตลอด และให้สัญญาณ FM ที่ได้เป็น

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_f \int m(\eta) d\eta] \\ &= A_c \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] \end{aligned}$$

72759

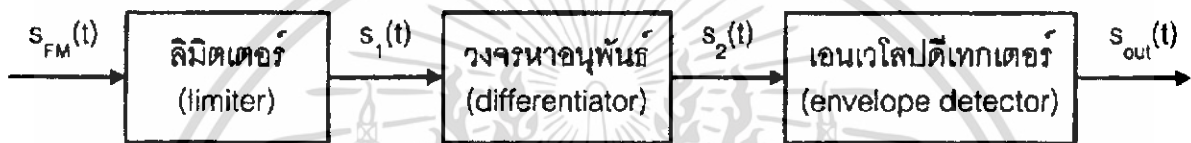
เมื่อสัญญาณนี้ผ่านเข้าวงจรหาคอนุพันธ์เพื่อคำนวณความชันของสัญญาณ ผลที่ได้คือสัญญาณ

$$S_2(t) = -A_c [2\pi f_c + d\theta(t)/dt] \sin[2\pi f_c t + \theta(t)]$$

และเมื่อนำ $S_2(t)$ ผ่านเข้าวงจรเอนVELOPE ดีเทกเตอร์ก็จะได้สัญญาณ

$$S_{out}(t) = A_c [2\pi f_c + d\theta(t)/dt] = A_c 2\pi f_c + A_c 2\pi k_f m(t)$$

สังเกตว่าสัญญาณที่ได้ประกอบด้วยสัญญาณกระแสตรง (DC signal) ที่มีขนาดแปรตามค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์ รวมอยู่กับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ที่ต้องการ



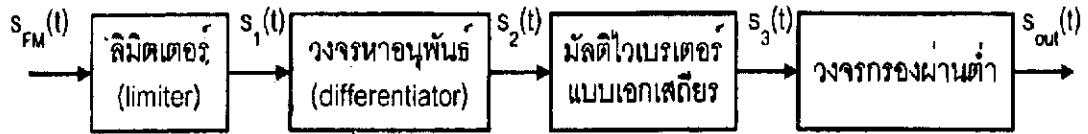
รูปที่ 2.4.1 วงจรดีมอดูเลตสัญญาณ FM แบบ slope detector

2.4.2 ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์ (Zero-crossing detector)

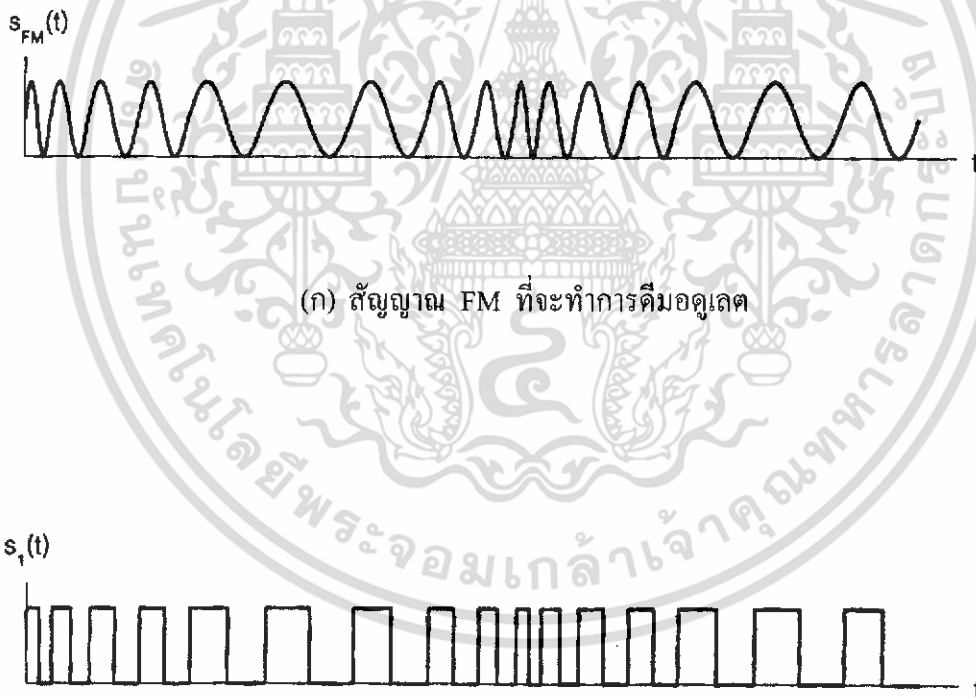
วิธีการดีมอดูเลตแบบต่อไปนี้มีชื่อเรียกว่า ซีโรครอสซิงดีเทกเตอร์ (Zero-crossing detector) หลักการของวิธีนี้อาศัยการแปลงความถี่ของสัญญาณให้กลายเป็นพัลส์ที่มีจำนวนเท่า ๆ กับจำนวนครั้งที่สัญญาณตัดผ่านศูนย์จากนั้นนำสัญญาณพัลส์นี้ไปหาค่าเฉลี่ยเพื่อแปลงให้กลายเป็นแอมพลิจูดอีกทอดหนึ่ง ดูขั้นตอนการทำงานในรูปที่ 2.4.2.1 แต่ตัวอย่างรูปสัญญาณที่ได้ในแต่ละขั้นในรูปที่ 2.4.2.2 ชั้นแรกสัญญาณ FM จะถูกส่งผ่านเข้าวงจรลิมิตเตอร์ (limiter) เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ $S_1(t)$ ที่มีความกว้างที่ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณขณะนั้น ๆ จากนั้นสัญญาณที่ได้จะถูกป้อนเข้าวงจรหาคอนุพันธ์เพื่อให้ได้สัญญาณอิมพัลส์ $S_2(t)$ สำหรับนำไปใช้ในการควบคุมการสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีคาบเวลาคงที่ $S_3(t)$ โดยอาศัยวงจรมัลติไวเบรเตอร์แบบเอกเสถียร (monostable Multivibrator) สัญญาณนี้เมื่อนำไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำซึ่งทำหน้าที่เหมือนการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณ และผลที่ได้ก็คือสัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการสังเกตว่าเมื่อใดที่สัญญาณ FM มีความถี่สูงคือมีจำนวนการตัดผ่านศูนย์บ่อยครั้งจำนวนพัลส์รูปสี่เหลี่ยมก็จะมีจำนวนที่มากกว่าเฉลี่ยของสัญญาณก็จะสูงตาม ในทางกลับกันเมื่อใดที่สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

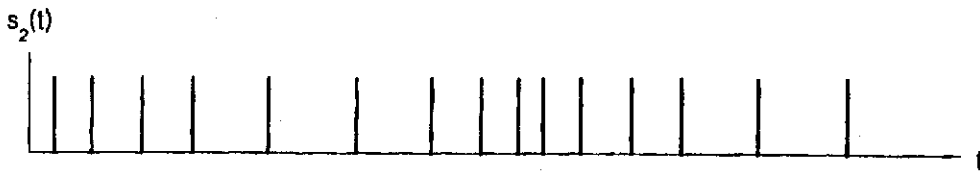
FM มีความถี่ต่ำ จำนวนครั้งการตัดผ่านศูนย์ก็มีน้อยจำนวนพัลส์รูปสี่เหลี่ยมก็มีน้อยตาม ซึ่งเมื่อหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณแล้วก็จะได้ค่าที่ต่ำ จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะเห็นว่าเราสามารถแปลงความถี่ให้กลายเป็นแอมพลิจูดได้ซึ่งก็คือ การคิมอดูเลตสัญญาณ FM นั้นเอง



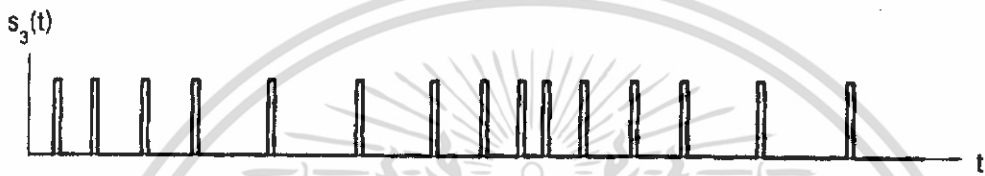
รูปที่ 2.4.2.1 ขั้นตอนการคิมอดูเลตสัญญาณ FM โดยวิธี
ซีโรครอสซิงดิเฟอเรนเชียล



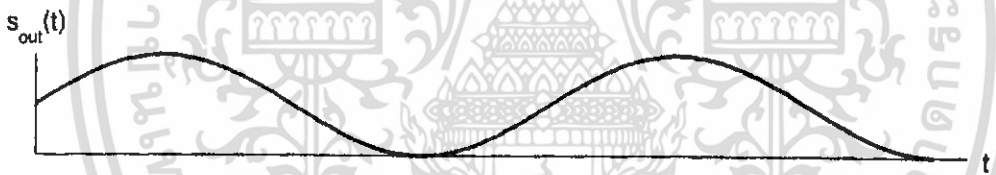
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) สัญญาณอิมพัลส์



(ง) สัญญาณพัลส์ที่มีคาบคงที่



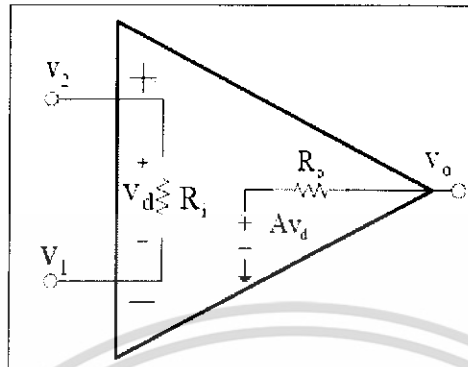
(จ) สัญญาณเบสแบนด์ที่ได้จากการมอดูเลต

รูปที่ 2.4.2.2 รูปสัญญาณในและขั้นตอนของการติมอดูเลตด้วย
วิธีซีโรครอสซิงคิเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ออปแอมป์ (operational amplifier)

2.5.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์ (Equivalent Op-Amp Circuit)



รูปที่ 2.5.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์

จากรูป ตัวต้านทานด้านอินพุต R_i

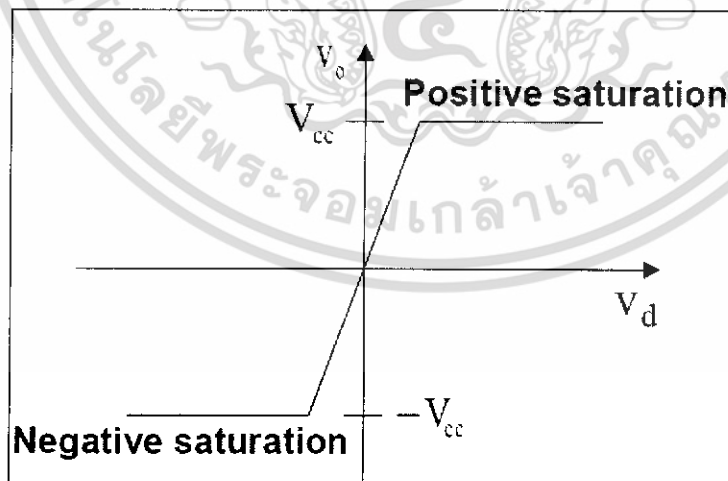
ตัวต้านทานด้านเอาต์พุต R_o

แรงดันระหว่างขาอินพุต $V_d = V_2 - V_1$

แรงดันเอาต์พุต $V_o = AV_d = A(V_2 - V_1)$

A คือ อัตราขยายแรงดันลูปเปิด (Open-loop gain)

2.5.2 ช่วงการทำงานของออปแอมป์ แบ่งออกเป็น 3 ช่วง



รูปที่ 2.5.2 แสดงช่วงการทำงานของออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงอิ่มตัวด้านบวก (Positive saturation), $v_o = V_{CC}$

ช่วงการทำงานแบบเชิงเส้น (Linear region), $-V_{CC} < (v_o = A_v d) < V_{CC}$

ช่วงอิ่มตัวด้านลบ (Negative saturation), $v_o = -V_{CC}$

ออปแอมป์อุดมคติ (Ideal Op-Amp) จะมีคุณสมบัติดังนี้

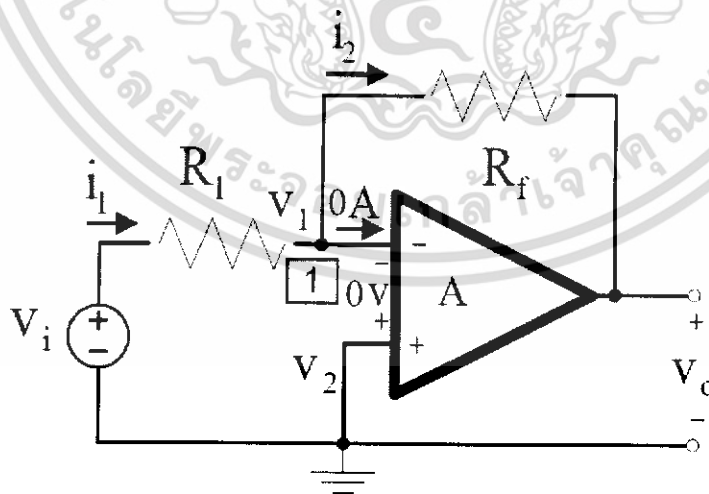
- อัตราขยายวงเปิดมีค่าเป็นอนันต์
- ความต้านทานอินพุตมีค่าเป็นอนันต์
- ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าเป็นศูนย์
- ผลตอบสนองความถี่ได้ตั้งแต่ 0 Hz

จากคุณสมบัติดังกล่าวจะทำให้การวิเคราะห์วงจรง่ายขึ้น โดยคิดดังนี้

- กระแสที่ไหลเข้าขั้วอินพุตทั้งสองเป็นศูนย์ นั่นคือ $i_1 = i_2 = 0$
- KCL ที่โนดเอาต์พุตไม่สามารถใช้ได้ เนื่องจากที่เอาต์พุตไม่ขึ้นกับผลของโหลด (Loading Effect) โดยไม่ว่าโหลดจะเปลี่ยนไป แต่แรงดันที่เอาต์พุตเท่าเดิม
- เมื่อมีการต่อวงจร แบบป้อนกลับแบบลบ แรงดันที่ตกคร่อมขั้วอินพุตมีค่าน้อยมากจนไม่ต้องนำมาคิด $V_d = V_1 - V_2 = 0$ หรือ $V_1 = V_2$

2.5.3 วงจรขยายแบบต่างๆ (Amplifiers based on Op-Amp)

2.5.3.1 วงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.5.3.1 วงจรขยายแบบกลับขั้วสัญญาณ (Inverting Amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณ โดยใช้ KCL ที่โนด 1 :

$$i_1 = i_2$$

$$(V_i - V_1)/R_1 = (V_1 - V_o)/R_f$$

แต่ในการป้อนกลับแบบลบ

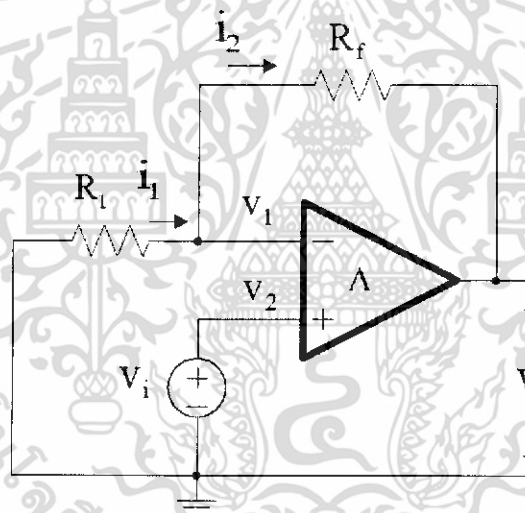
$$V_1 = V_2 = 0$$

$$V_i/R_1 = -V_o/R_f$$

ดังนั้น $V_o = -R_f V_i/R_1$

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าอัตราขยายของวงจร ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ต่อภายนอก R_1 และ R_f ส่วนสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะกลับเฟสเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต

2.5.3.2 วงจรขยายแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ (Non-Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.5.3.2 วงจรขยายแบบไม่กลับขั้วสัญญาณ (Non-Inverting Amplifier)

จากรูป 2.5.3.2 การวิเคราะห์แบบโนด:

$$i_1 = i_2$$

$$(0 - V_1)/R_1 = (V_1 - V_o)/R_f$$

แต่ในการป้อนกลับแบบลบ

$$V_1 = V_2 = V_i$$

$$-V_i/R_1 = (V_i - V_o)/R_f$$

ดังนั้น $V_o = 1 + R_f V_i/R_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการข้างต้นจะเห็นว่าอัตราขยายของวงจร ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ที่ต่อภายนอก R1 และ Rf ส่วนสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะไม่กลับเฟสเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต

การนำออปแอมป์ไปใช้ในการขยายสัญญาณสามารถทำได้หลายวิธีซึ่งการต่อ Negative feedback ในรูปแบบต่าง ๆ จะให้เอาต์พุตรูปสัญญาณที่ไม่เหมือนกัน แล้วแต่ลักษณะการนำไปใช้ และอุปกรณ์อื่น ๆ ที่ต่ออยู่กับตัวออปแอมป์ก็จะเป็นตัวกำหนดเอาต์พุตเช่นกันรวมถึงไฟเลี้ยงและไฟ DC ที่ต่อในแต่ละจุดของตัวออปแอมป์ด้วย การต่อออปแอมป์นิยมใช้ในการขยายสัญญาณมากที่สุดอีกทั้งการดึงแรงดันไปใช้โดยไม่ทำให้แรงดัน ณ จุดนั้นน้อยลงเพราะไม่นำกระแสจากคุณสมบัติความต้านทานขาอินพุตมีค่าสูงมากและสร้างอัตราขยายได้มากตามต้องการได้ดังนั้นการใช้ออปแอมป์จึงมีประโยชน์อย่างมากในวงจรขยายทั่วไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ซาวนด์การ์ด (soundcard)

ซาวนด์การ์ดเป็นอุปกรณ์มัลติมีเดียอีกชนิดหนึ่งที่ได้รับการพัฒนาต่อเนื่องในปัจจุบันในด้านของเสียงและมีส่วนประกอบหลักอยู่หลายส่วนซึ่งแต่ละชิ้นจะมีความทำงานที่แตกต่างกันออกไปดังนี้

- DSP (Digital Signal Processor) หรือที่เรียกว่าส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ซึ่งในการทำงานของ DSP นี้มันจะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการประมวลผลหลักๆซึ่งมีความสำคัญมาก
- DAC (Digital-Analog Converter) เป็นส่วนที่ใช้ในการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก โดยสัญญาณนี้จะถูกส่งไปออกทางลำโพงออกมาเป็นเสียงที่เราได้ยินกัน
- ADC (Analog-Digital Converter) เป็นส่วนที่ทำหน้าที่แตกต่างจาก DAC คือแปลงสัญญาณแอนะล็อกกลับเป็นสัญญาณดิจิทัลโดยจะรับสัญญาณมาจากช่อง Line in ของซาวนด์การ์ด
- Line In และ Line Out โดยเป็นทางผ่านของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกซึ่งจะเชื่อมต่อกับลำโพงหรือไมโครโฟน
- ROM (Read Only Memory) หรือ (Flash Memory) ซึ่งในส่วนนี้จะเป็นส่วนที่ใช้ในการบันทึกข้อมูลเสียงในแบบต่างๆไว้ในหน่วยความจำ

บทที่ 3

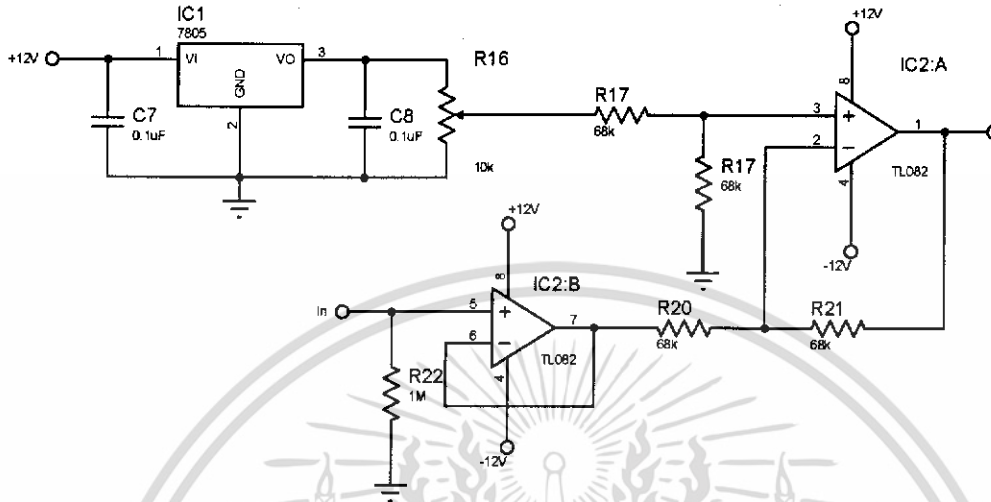
รายละเอียดของวงจรมอดูเลตสัญญาณ

3.1 บทนำ

ดังที่ได้กล่าวไว้ในตอนต้นถึงลักษณะของเครื่องมอดูเลตสัญญาณ FM โครงการนี้เน้นเรื่องการศึกษาถึงการนำเอาซาวนด์การ์ด (sound card) ในคอมพิวเตอร์มาบันทึกคลื่นสัญญาณความถี่ต่ำโดยทดลองที่อินพุตเป็นสัญญาณไฟฟ้าคลื่นไซน์ชอยซ์ขนาด 1 โวลต์ความถี่ต่างๆกันในการนำมาบันทึก ซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการและรายละเอียดแต่ละส่วนของวงจรเครื่องมอดูเลตสัญญาณ FM ที่ได้ทำการทดลองขึ้นมา

3.2 วงจรปรับแรงดันออฟเซต

วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่ในการเพิ่มค่าแรงดันออฟเซตของสัญญาณอินพุต คือจะทำให้แรงดันอินพุตที่ใช้ทดลองเป็นสัญญาณไซน์ชอยซ์ขนาด 1 โวลต์ ยกกระดับสัญญาณไฟ DC ขึ้นไป โดยใช้หลักของการป้อนกลับแบบลบทำให้แรงดันอินพุตที่ต่ำกว่า 1.5 โวลต์มีค่าเพิ่มขึ้นและอินพุตที่สูงกว่า 1.5 โวลต์มีค่าต่ำลง โดยสามารถปรับระดับการออฟเซตสัญญาณอินพุตได้ที่ R_6 ซึ่งเป็นตัวกำหนดแรงดันระดับสัญญาณให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงและเพื่อให้แรงดันขณะไม่ป้อนอินพุต ณ จุดก่อนเข้าไอซีมอดูเลตสัญญาณมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขา 7 ของตัว IC จึงปรับให้มีแรงดันที่ขาเข้า IC2A ให้มีค่า 1.5 โวลต์ ส่งผลให้ DC อินพุตยกกระดับสัญญาณขึ้น 3 โวลต์เท่ากับขา 7 สัญญาณเป็นบวกทั้งหมดและเกิดการกลับเฟสของสัญญาณด้วย ซึ่งสามารถยกกระดับสัญญาณได้มากที่สุดถึง 5 โวลต์. แต่สำหรับ IC 2206 ที่ขา Timing Resistor 1 Output มีแรงดัน 3 โวลต์ เพื่อจ่ายความถี่ f_0 เมื่อไม่ป้อนอินพุตในที่นี้จึงปรับสัญญาณอินพุตให้มีแรงดันเฉลี่ย (DC) อยู่ที่ 3 โวลต์เพื่อให้จ่ายความถี่ตามค่าที่กำหนด โดยก่อนเข้าไอซีที่ปรับแรงดันมีไอซีที่ใช้เป็นบัฟเฟอร์ไว้เพื่อไม่ให้วงจรในส่วนนี้เป็นโหลดดึงกระแสจากสัญญาณอินพุตซึ่งอาจทำให้ระดับแรงดันสัญญาณตกและเพื่อไม่ให้เกิดสัญญาณรบกวนมากเนื่องจากอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจรสูงเกินไปจึงใส่ R_{22} 1M ไว้ขนานกับบัฟเฟอร์เพื่อลดค่า R_{in} ให้มีค่าที่เหมาะสมและก็เพียงพอที่จะทำให้แรงดันสัญญาณอินพุตไม่ตกลงส่วนการกลับเฟสของสัญญาณจะได้กล่าวถึงในส่วนถัดไป



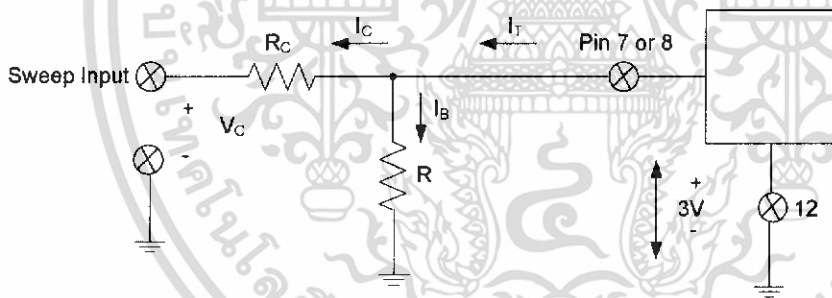
รูปที่ 3.2 วงจรปรับแรงดันออฟเซต

3.3 วงจรมอดูเลตความถี่

จากวงจรจะใช้ IC XR 2206 เป็นตัวมอดูเลตสัญญาณในหลักการของ VCO (voltage control oscillator) โดยที่ค่า R_{14} และ C_4 เป็นค่าในการกำหนดความถี่ของไอซีที่ใช้ในการมอดูเลตซึ่งมีค่าคือ $F_0 = 1/RC$ โดย $C = C_4$, $R = R_{14} + R_{13}$ ตามรูปวงจร ซึ่งการปรับค่า R_{14} นี้มีผลให้อาห์พุทของ IC กำเนิดสัญญาณจ่ายค่าความถี่ที่แตกต่างกันเนื่องจากการจ่ายความถี่ของ IC function generator นี้จะขึ้นกับค่าของกระแสที่ขา Timing Resistor 1 output หรือที่ขา 7 ของตัว IC จ่ายออกมา ซึ่งค่ากระแสของขาที่จ่ายมาจะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุทที่ป้อนเข้าไปซึ่งที่อินพุทเป็นศูนย์หรือไม่มีอินพุทเมื่อยก DC ขึ้น 3 โวลท์จะเท่ากับแรงดันที่ขา 7 โดยแรงดันที่ขา 7 นี้จะมีค่าแรงดันไบเอสภายใน 3 โวลท์ เทียบขา 12 ในการจ่ายความถี่ f_0 ทำให้มีแรงดันตกคร่อม R_{16} และ R_{14} เท่ากับศูนย์ ไม่มีกระแสไหลผ่าน R ทั้งสองไอซีจะจ่ายกระแสที่คือ I_0 เท่ากับ $3 / (R_{14} + R_{13})$ ความถี่เอาต์พุทก็จะคงที่ตามค่ากระแสที่ขา 7 นี้ ดังนั้นการยกแรงดันอินพุทให้อยู่ที่ 3 โวลท์ด้วยเหตุเพื่อให้จ่ายความถี่ตามอินพุทได้ใกล้เคียงกับความถี่ปกติเมื่อไม่ป้อนสัญญาณเสมือนเป็นความถี่ค่ากลาง ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทกับความถี่คือถ้าแรงดันจากอินพุทที่ยก DC ก่อนหน้านี้เมื่อเทียบกับขา 7 ของ IC แล้วมีค่าบวกความถี่เอาต์พุทที่จ่ายออกมาจะมีค่าน้อยกว่าความถี่ f_0 หากแรงดันเทียบแล้วมีค่าลบความถี่ที่ได้ก็จะมีค่ามากกว่า f_0 ซึ่งควรจะมีค่าที่แปรตามกันระหว่างแรงดันและ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ซึ่งกลับแปรตรงข้ามแต่เนื่องจากในวงจรยกแรงดันที่ทางเข้ามีการกลับเฟสสัญญาณการจ่ายความถี่จึงกลับมาอยู่ในรูปแบบปกติคืออินพุตแรงดันบวกความถี่มากและอินพุตแรงดันลบความถี่น้อยเทียบกับ f_0 ซึ่งสัญญาณที่มอดูเลตออกมาได้เป็นเอาต์พุตสัญญาณซายน์เวฟเนื่องจากมีการใช้ตัวต้านทาน R_7 และ R_9 มาต่อคร่อมที่ขา 13 กับ 14 คือขา Wave Form Adjust Input 1 และขา Wave Form Adjust Input 2 ตามลำดับและยังปรับค่าความต้านทาน R_7 ที่จุดนี้ได้เพื่อให้เอาต์พุตที่ได้มีความผิดเพี้ยนลดลง ถ้าหาก open circuit ที่สองขานี้จะทำให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้ออกมาในรูปแบบสัญญาณมอดูเลตเดิมที่เป็น Triangle Wave ซึ่งเอาต์พุตสองสัญญาณนี้จะจ่ายออกเฉพาะขาที่สองของ IC เบอร์นี้เท่านั้น ส่วนถ้าต้องการสัญญาณเอาต์พุตที่เป็น Square Wave จะจ่ายออกได้ทางขา 11 ของ IC ซึ่งความถี่ที่ทำได้อยู่ในช่วง 100 Hz และมากถึง 1 MHz ส่วนที่เหลือจะเป็นการต่อวงจรตาม Basic Test Circuit ของตัวไอซีซึ่งการปรับค่า R_5 ที่ต่อกับไฟ DC ที่เลี้ยงวงจรซึ่งดึงแรงดันไปใช้ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 12 โวลต์ มีผลทำให้แรงดันออฟเซตของสัญญาณเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงได้ ส่วนการปรับขนาดแอมพลิจูดเอาต์พุตสามารถปรับได้ที่ R_3 ของวงจรซึ่งถ้า R_3 มีค่ามากขึ้นเอาต์พุต (โวลต์) ก็จะมีค่ามากขึ้นแบบ Linear เป็นเส้นตรงและสำหรับ R_3 ที่ 50 k Sine Wave Output จะได้โดยประมาณเท่ากับ 13V ต่อเข้ากับขา 1 ของตัว IC ซึ่งขานี้เป็นขาสำหรับการมอดูเลตในเชิงขนาด โดยใช้หลักการเดียวกับการมอดูเลตทางความถี่และความสมารถของสัญญาณเอาต์พุตจะปรับได้ที่ R_6 ที่ต่อคร่อมขา Wave Symetry Adjust 1 และ 2 ของวงจรให้ทั้งสองขามีอัตราส่วนที่เหมาะสม



Circuit Connection for Frequency Sweep

รูปที่ 3.3 วงจรแสดงการเปลี่ยนแปลงความถี่

Frequency Sweep and Modulation

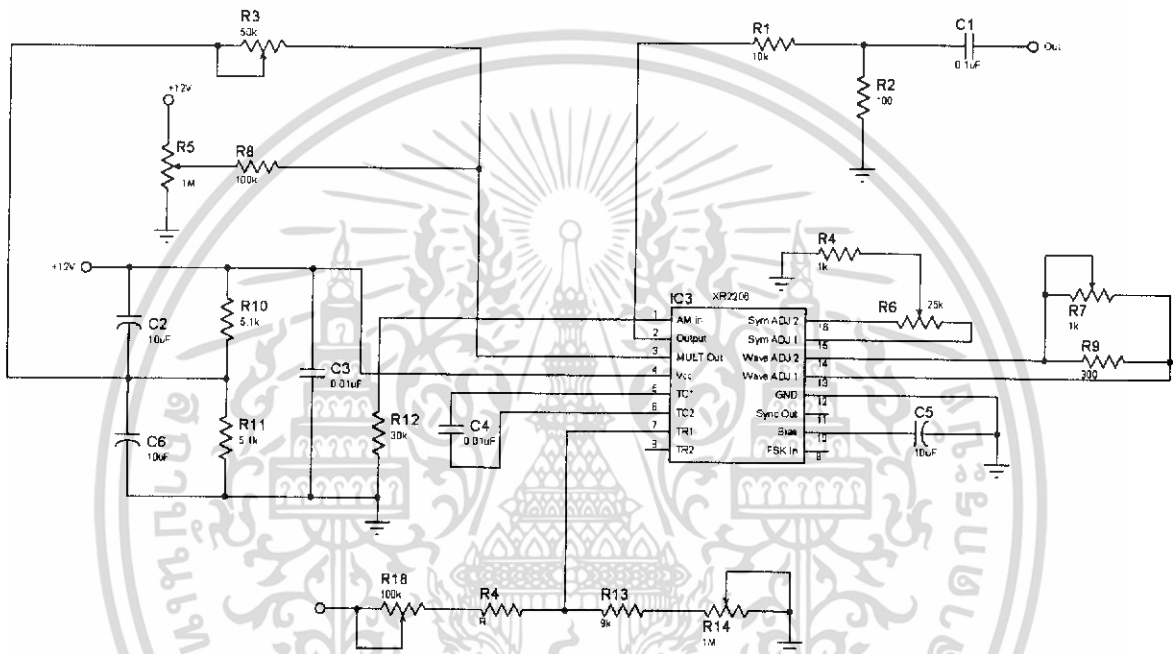
ความถี่ของการออสซิลเลชันเป็นสัดส่วนกับกระแส I_T ที่ Pin 7 or 8 ดังนี้

$$f = (320I_T[\text{mA}]) / (C[\text{uF}]) \text{ Hz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

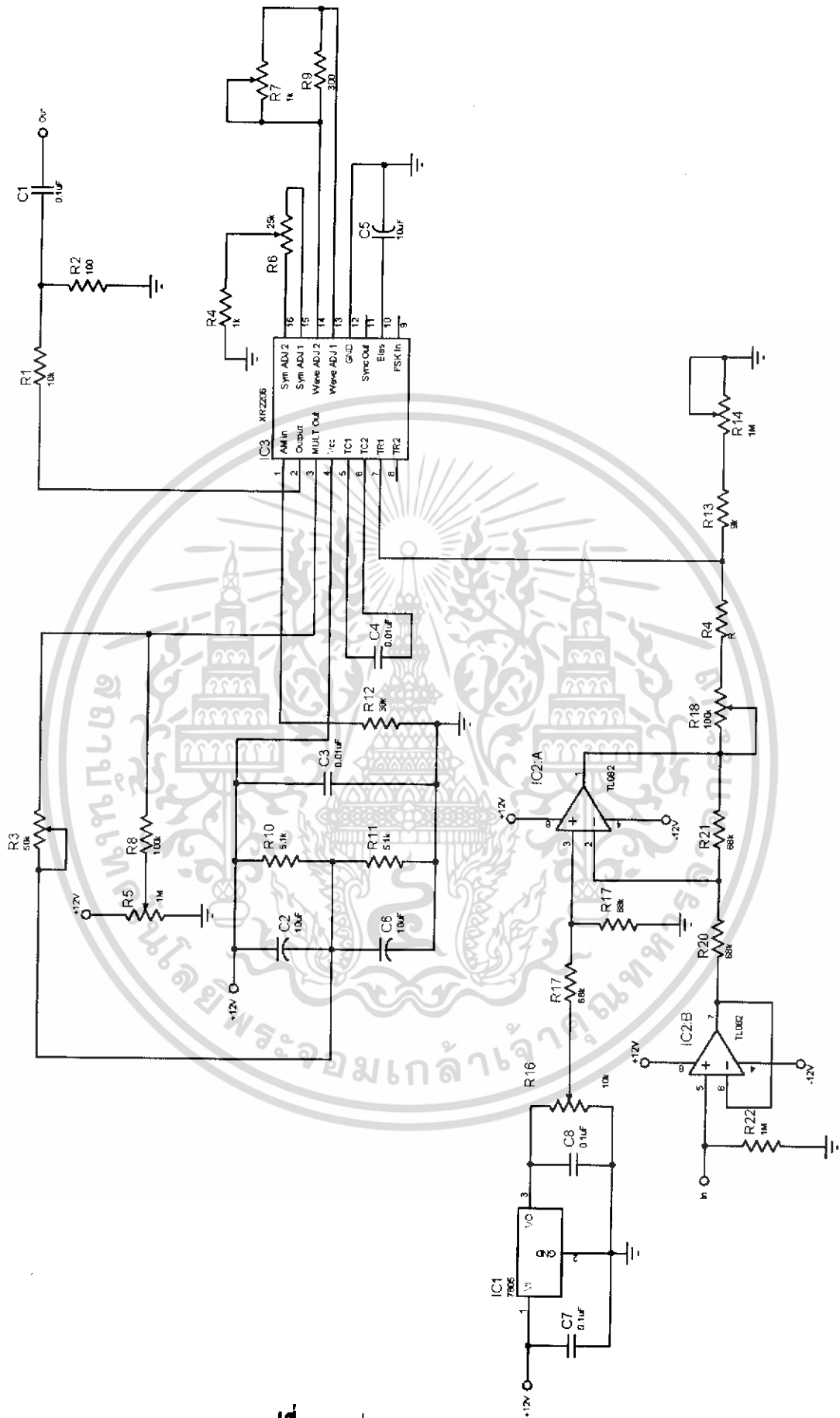
Timing Terminals (Pin 7or 8) เป็นจุดที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำและถูกให้แรงดันไบแอสจากภายใน 3 โวลต์เทียบกราวด์ Pin 12 ความถี่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงแบบ Linear กับค่ากระแส I_T ที่อยู่ในช่วงของค่าระหว่าง 1 (uA) ถึง 3 (mA) ความถี่จะถูกคอนโทรลโดยการควบคุมแรงดัน V_c ซึ่งความถี่ของการออสซิลเลชันมีความสัมพันธ์กับ V_c ดังนี้

$$f = (1/RC)(1 + [(R/R_c)(1 - (V_c/3))])$$



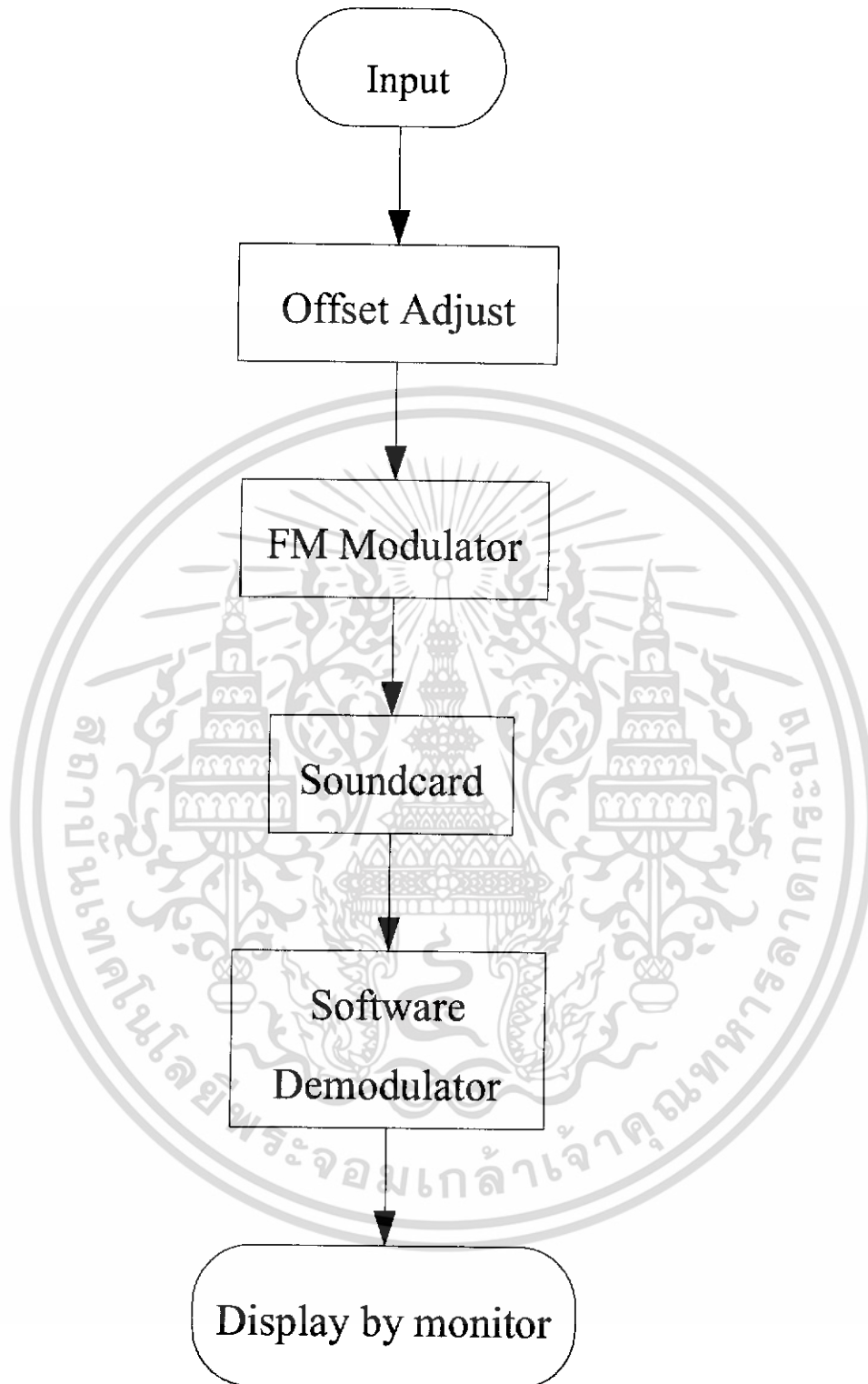
รูปที่ 3.4 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 รูปวงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

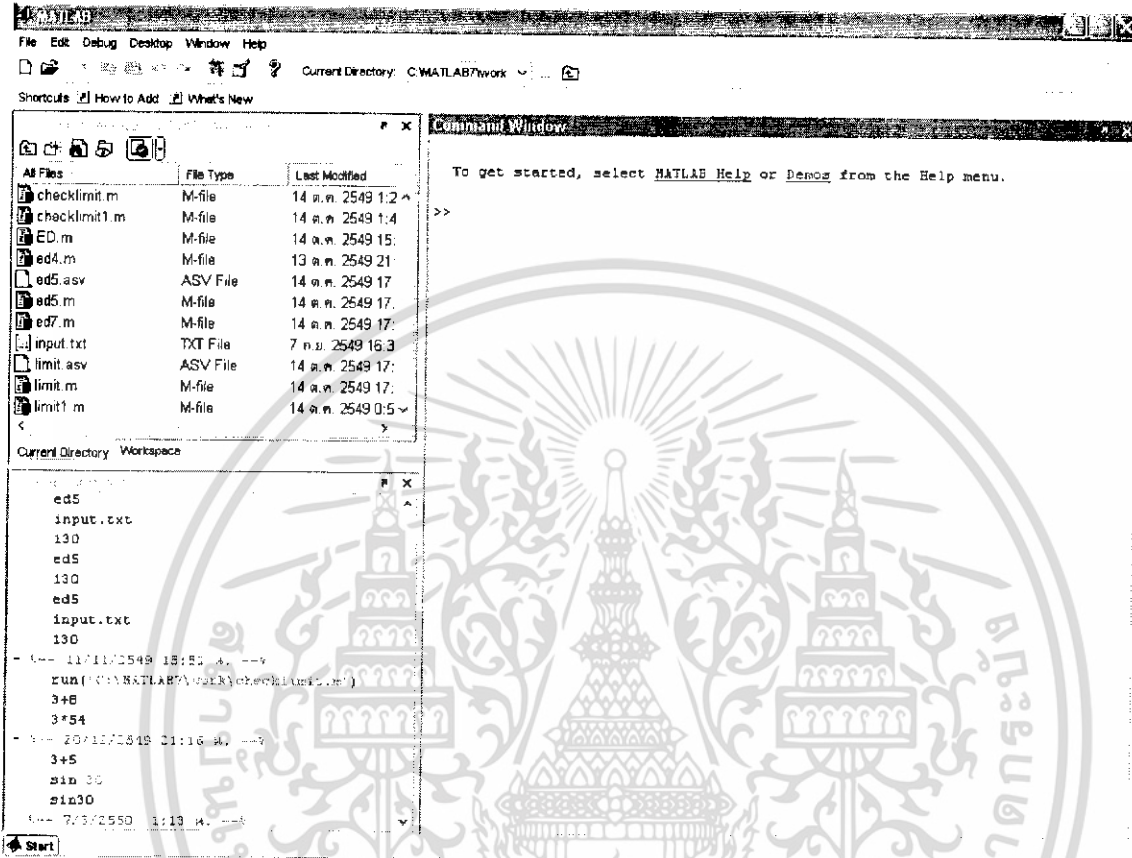


รูปที่ 3.6 Block Diagram ของเครื่องบันทึกคลื่นสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 โปรแกรมคิมอดูเลชัน

การคิมอดูเลชันคืบสัญญาณกลับให้เป็นสัญญาณอินพุตเดิมจะใช้โปรแกรมในการคิมอดูเลทด้วยโปรแกรม MATLAB มีลักษณะดังนี้



Code โปรแกรมในการ demodulate สัญญาณ

```
Fc = 2570;
vcok = 0.135;
Fs = 40000;
samptime =3;
time = 1/Fs:(1/Fs):samptime;
y = wavrecord(samptime*Fs, Fs, 'double');
subplot(2,1,1),plot(time,y)
wavplay(y, Fs);
x = (demod(y, Fc, Fs, 'fm', vcok));
cutoff = 100/(Fs/2);
[b,a] = butter(4, cutoff);
xfilt = filter(b,a,x);
subplot(2,1,2),plot(time,xfilt)
grid
xlabel('time[s]')
ylabel('Input [Volts]')
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



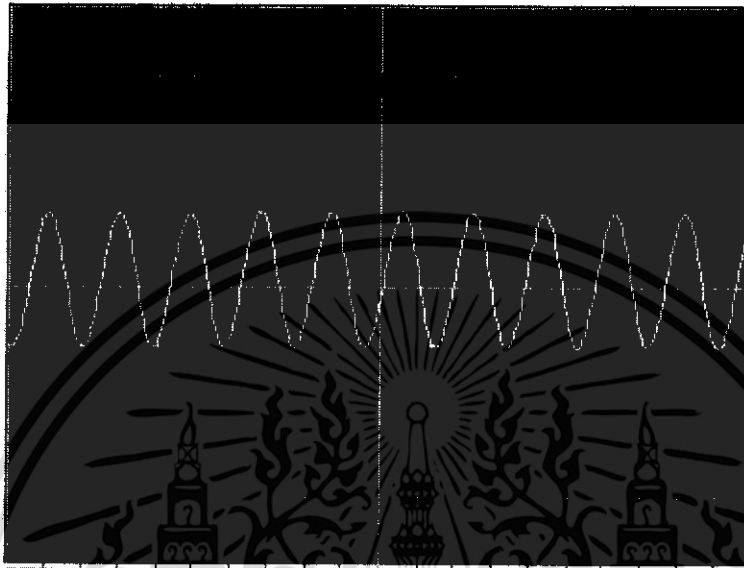
รูปที่ 3.7 โพลาร์ชาร์ตแสดงการทำงานของโปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

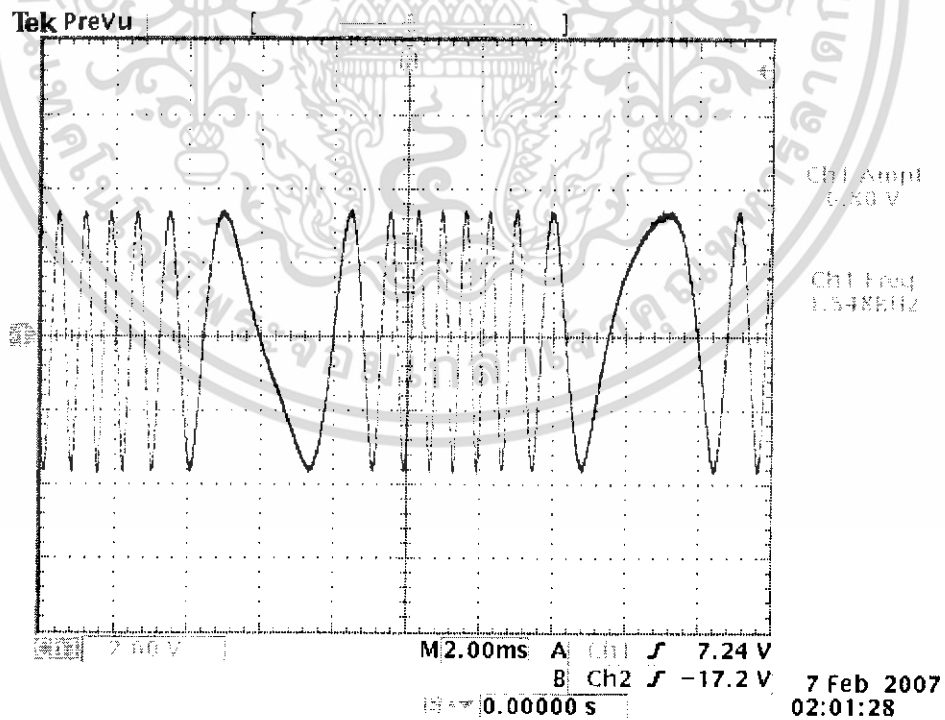
บทที่ 4

ผลการทดลอง

ได้ทำการทดลองมอดูเลตสัญญาณในแต่ละความถี่ซึ่งผลจากการมอดูเลตสัญญาณเชิงความถี่ที่ได้จากการทดลองมีดังนี้

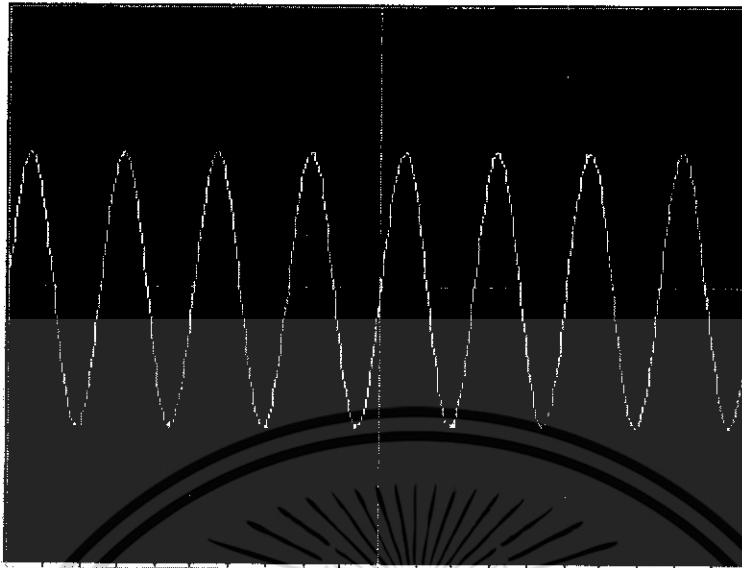


รูปที่ 4.1 สัญญาณอินพุตที่มีความถี่ต่ำกว่า 20 Hz

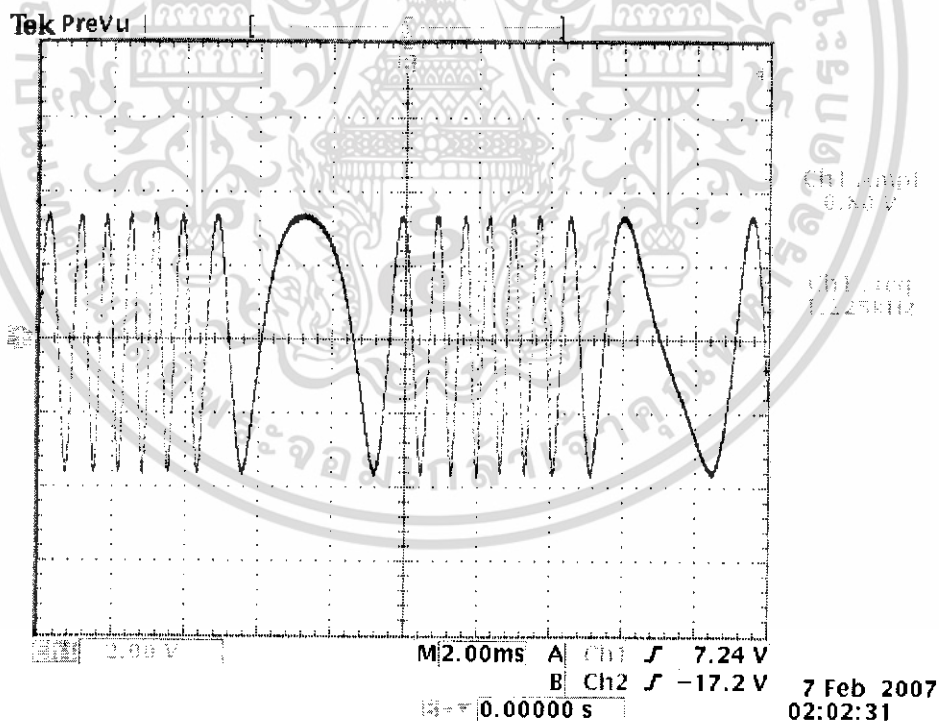


รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุต ที่สัญญาณอินพุตความถี่ต่ำกว่า 20 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

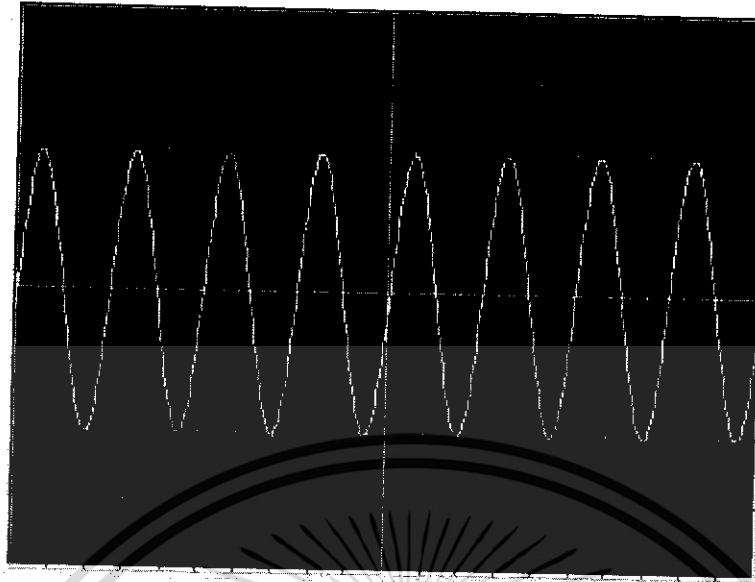


รูปที่ 4.3 สัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 40 Hz

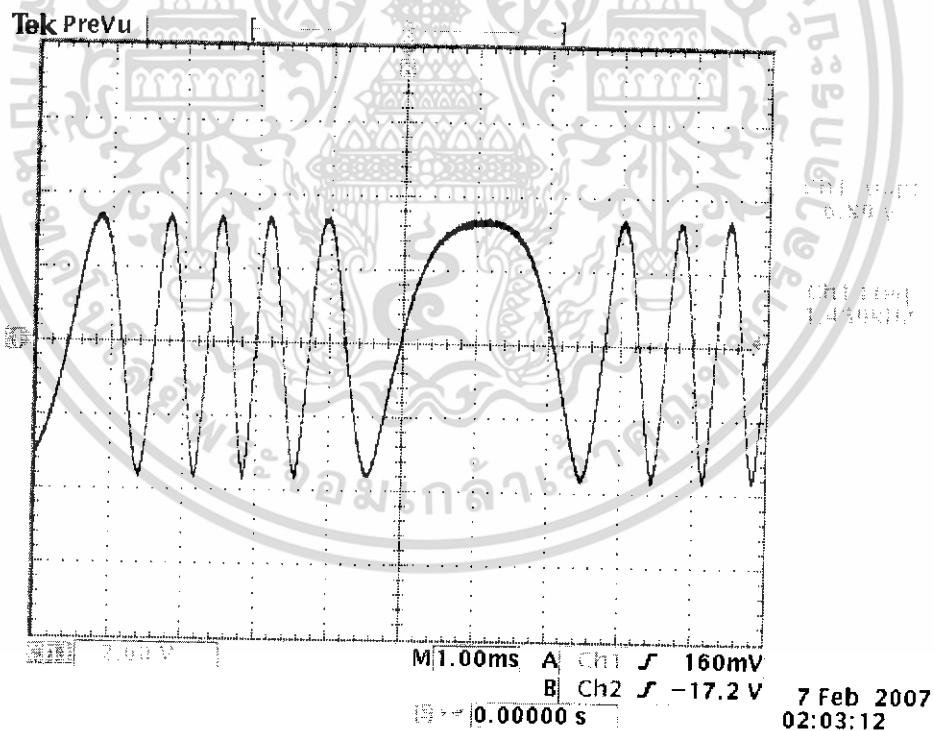


รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุต ที่สัญญาณอินพุตความถี่ 40 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

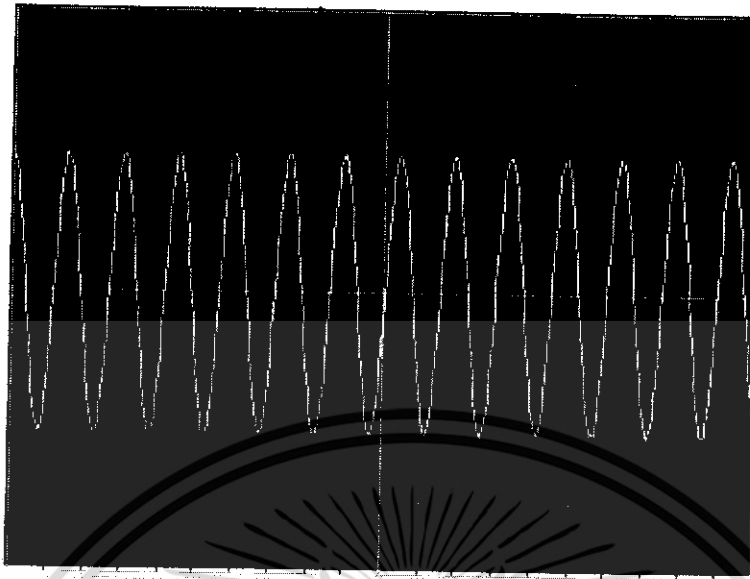


รูปที่ 4.5 สัญญาณอินพุตที่ความถี่ 60 Hz

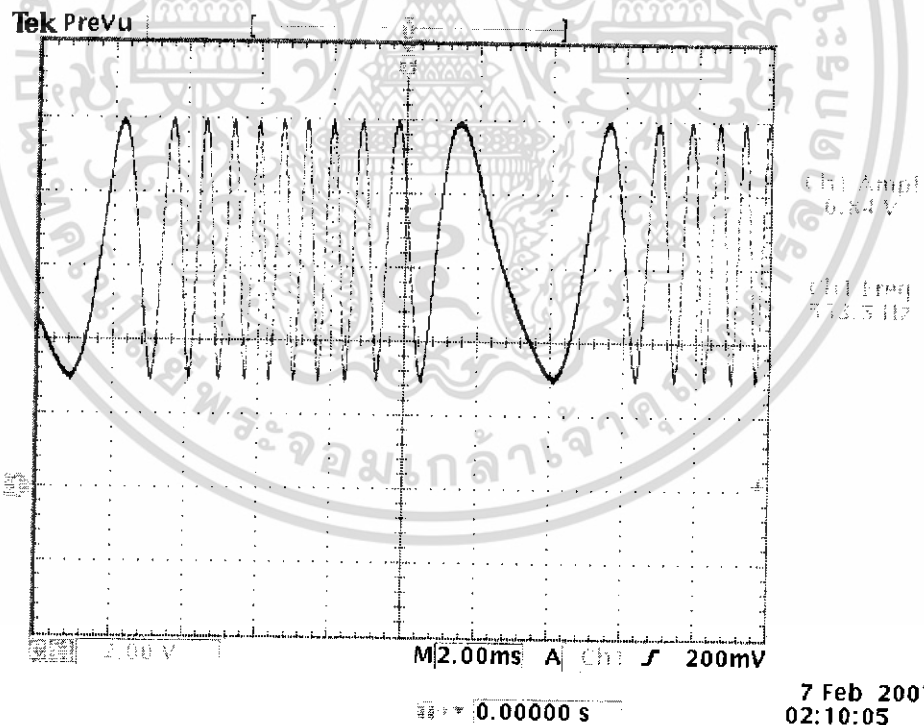


รูปที่ 4.6 สัญญาณเอาต์พุต ที่สัญญาณอินพุตความถี่ 60 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

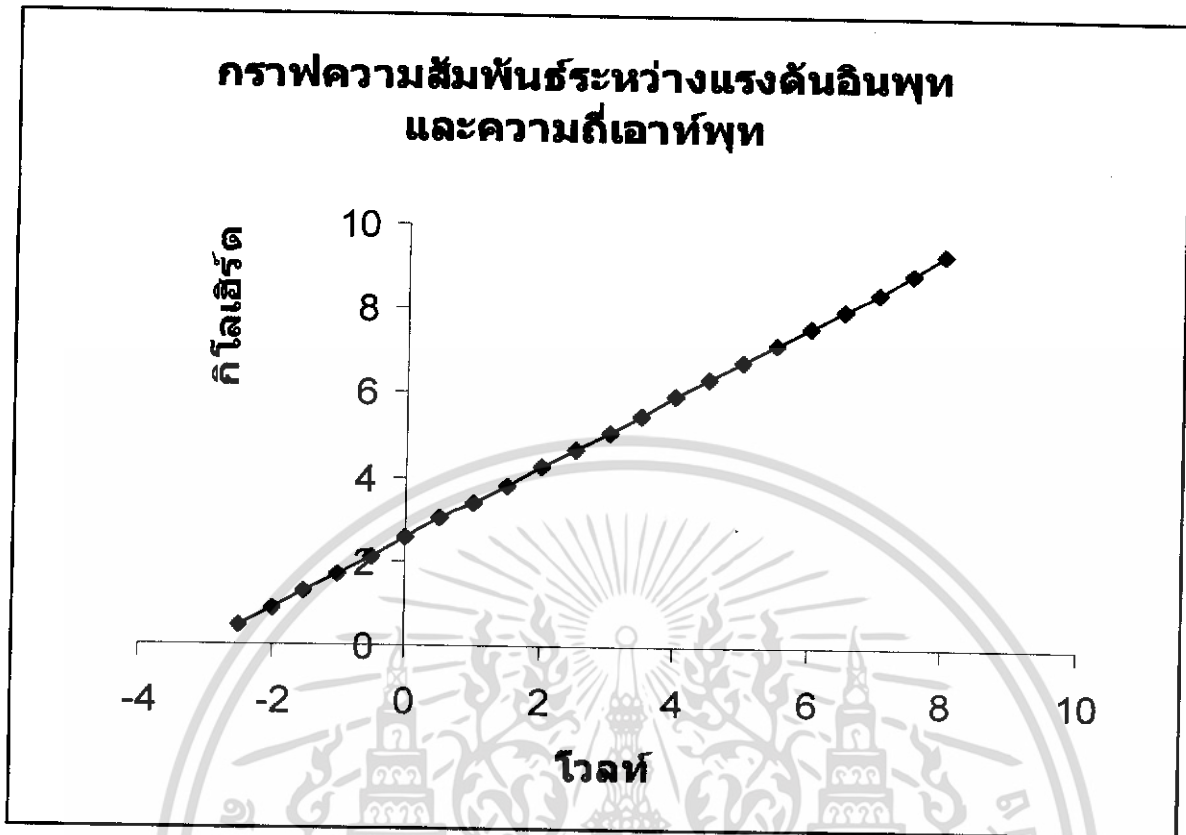


รูปที่ 4.7 สัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 80 Hz



รูปที่ 4.8 สัญญาณเอาต์พุต ที่สัญญาณอินพุตความถี่ 80 Hz

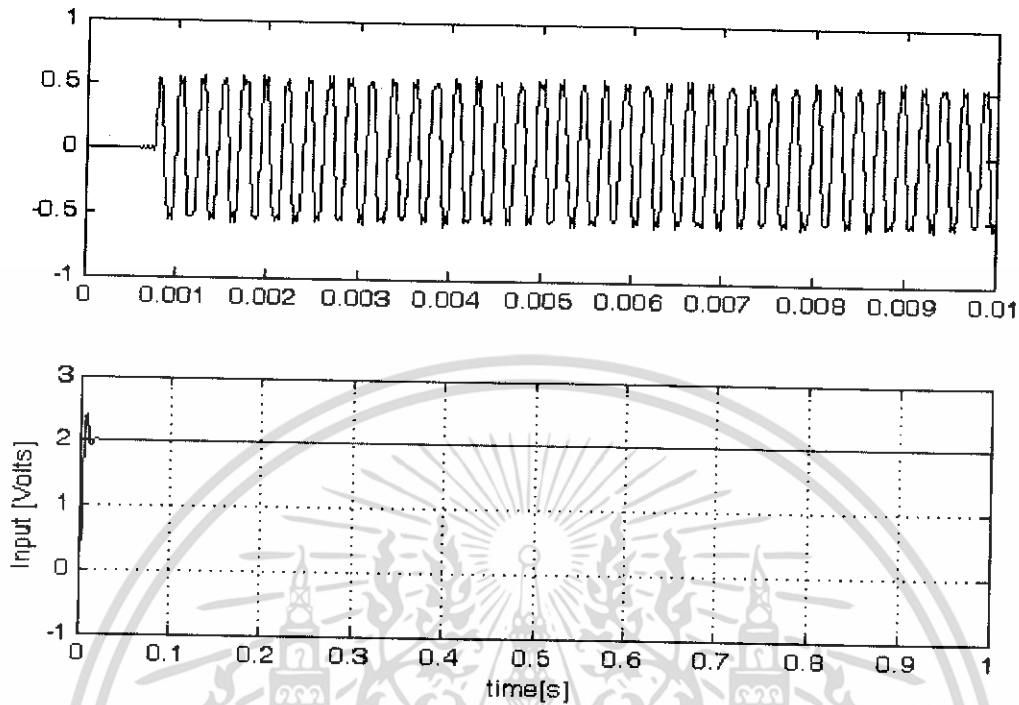
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



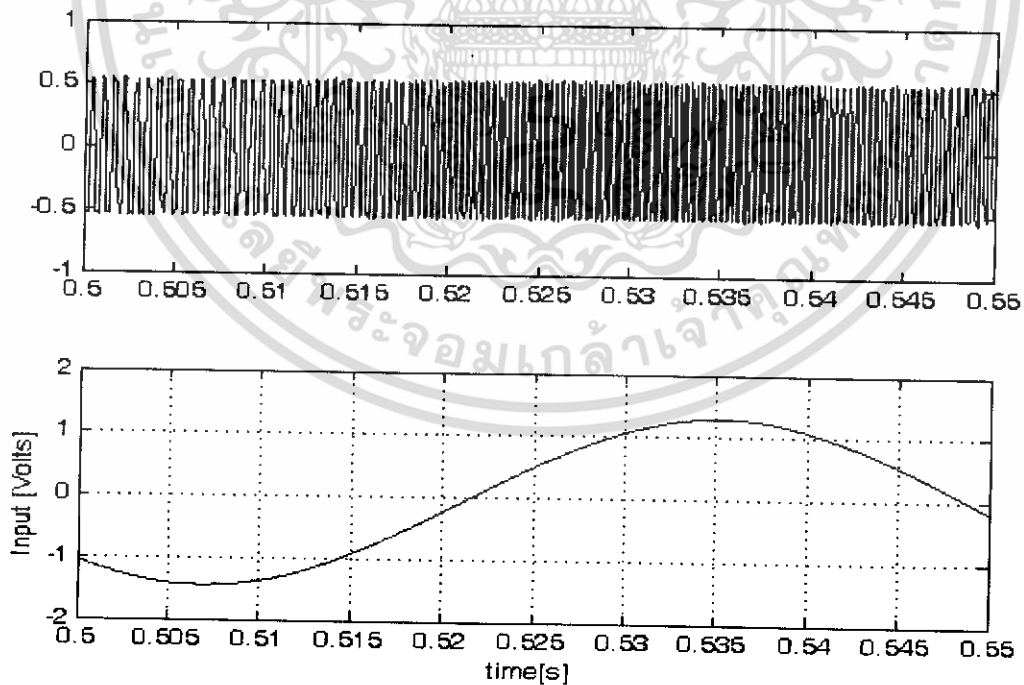
รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทและความถี่เอาต์พุท

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุทและความถี่เอาต์พุทของวงจรที่ทำการมอดูเลตสัญญาณ สังเกตได้ว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ต่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันมีลักษณะที่คงที่ โดยกราฟที่ได้มีลักษณะเป็นเส้นตรงแสดงให้เห็นว่าการมอดูเลตโดยใช้หลักการของ VCO ก่อนข้างมีความเป็น Linearity ที่สูงจึงเหมาะกับการมอดูเลตสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เช่นการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ

ผลการคิมอดูลชันโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการคิมอดูลชันสัญญาณที่มอดูลชันมาจาก
วงจรข้างต้นมีผลดังนี้

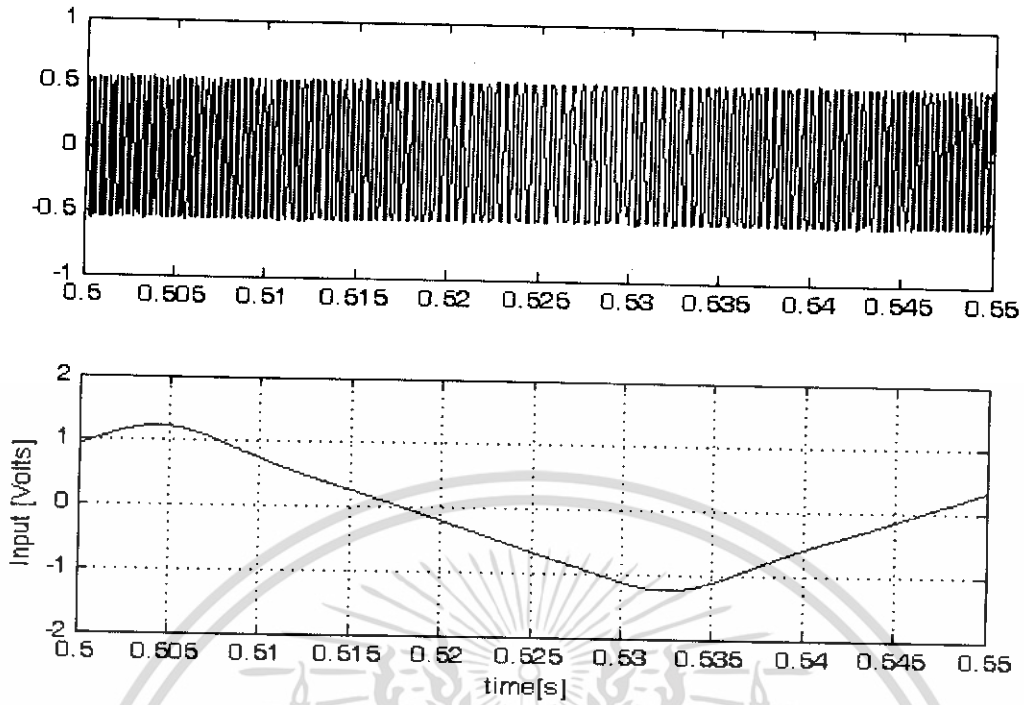


รูปที่ 4.10 ผลเปรียบเทียบการมอดูลชันและคิมอดูลชันสัญญาณอินพุตไฟตรง 2 โวลท์

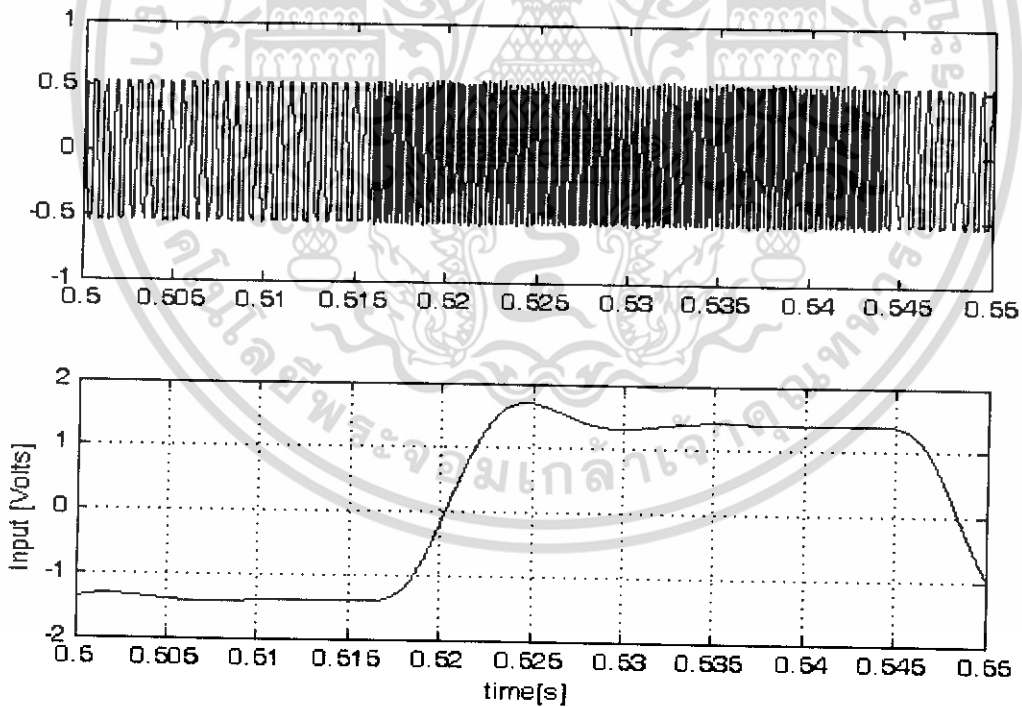


รูปที่ 4.11 ผลเปรียบเทียบการมอดูลชันและคิมอดูลชันสัญญาณอินพุต Sine Wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

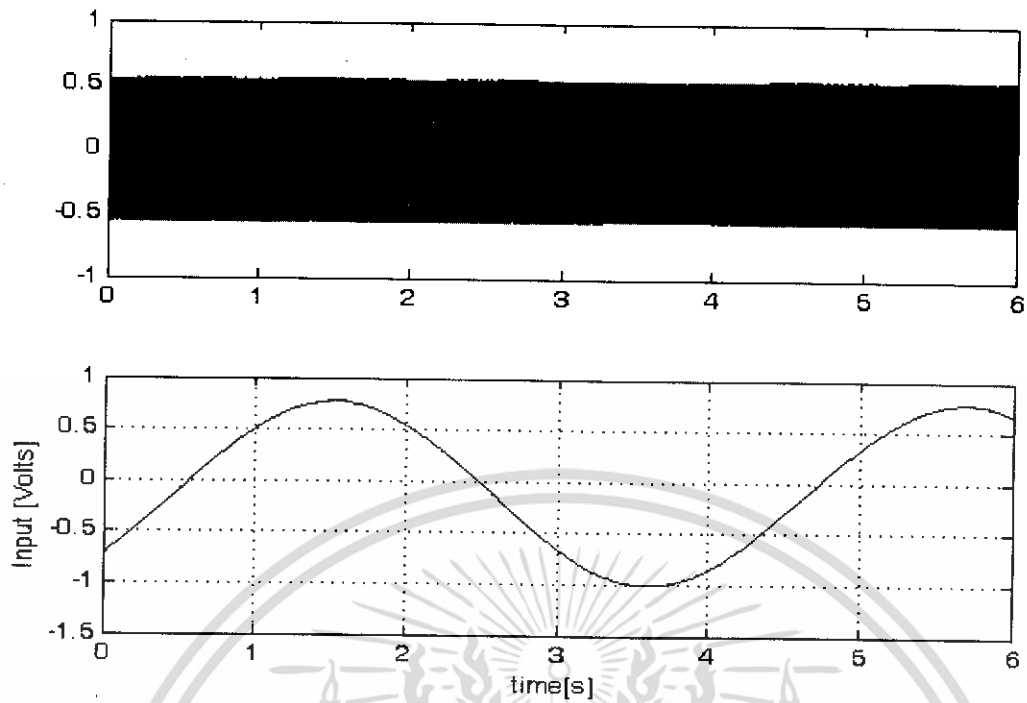


รูปที่ 4.12 ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณอินพุท Triangle Wave

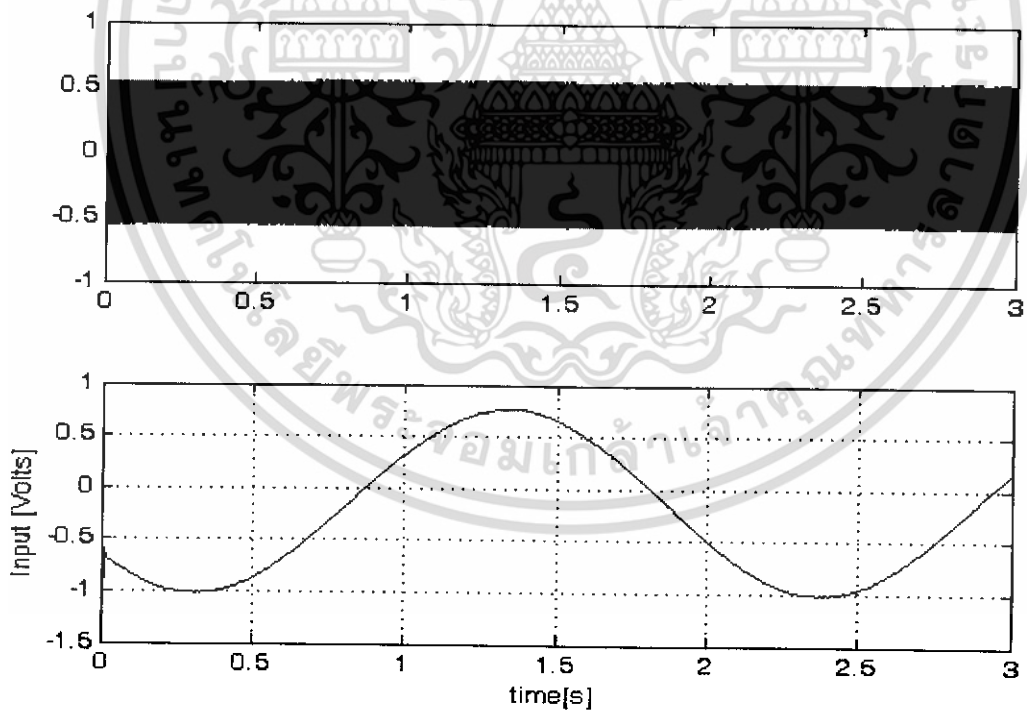


รูปที่ 4.13 ผลเปรียบเทียบการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณอินพุท Square Wave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

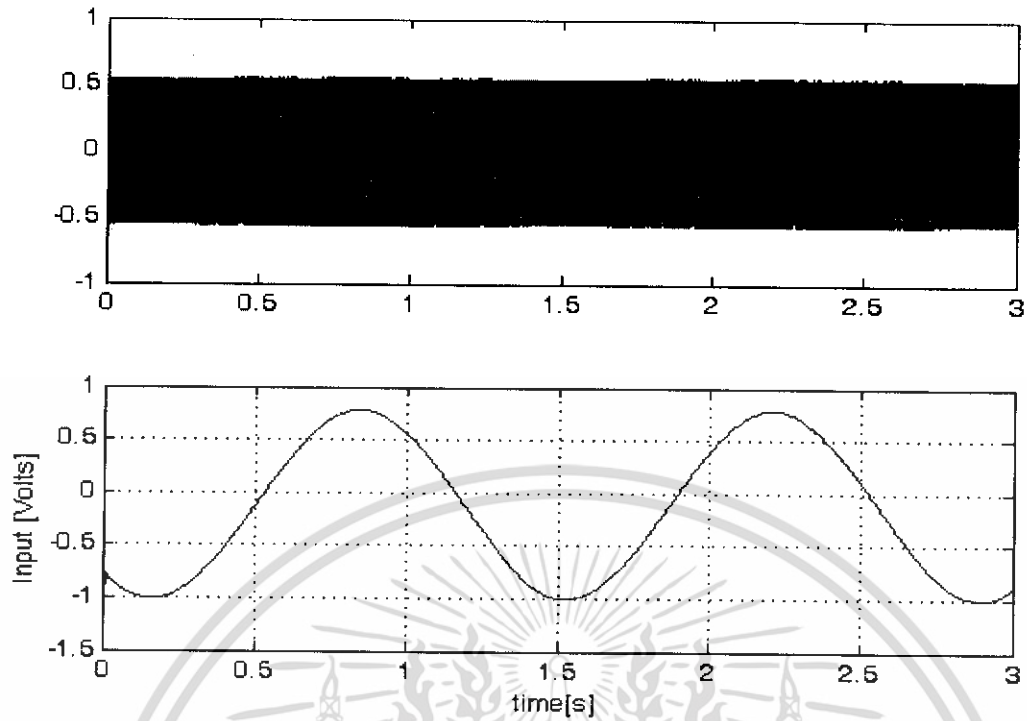


รูปที่ 4.14 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.25 Hz

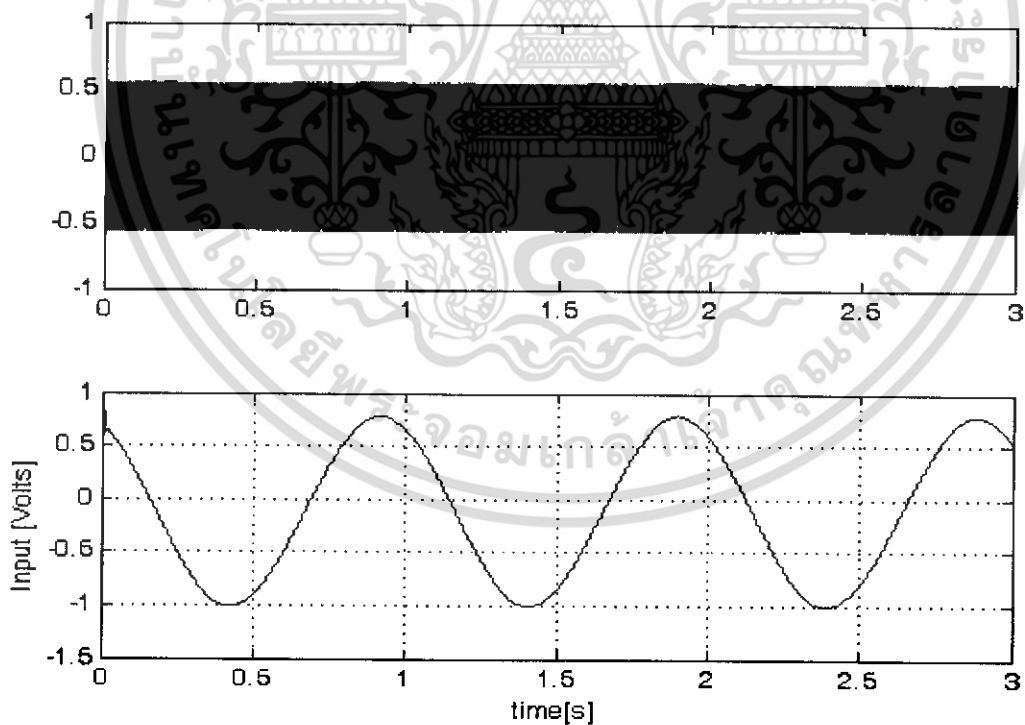


รูปที่ 4.15 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.5 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

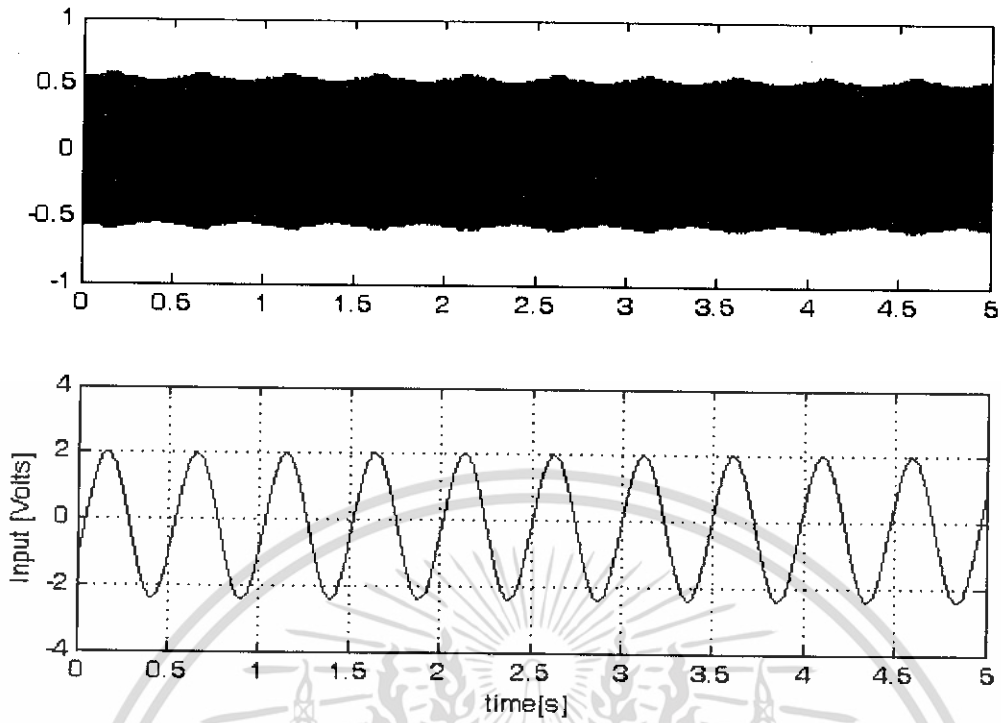


รูปที่ 4.16 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 0.75 Hz

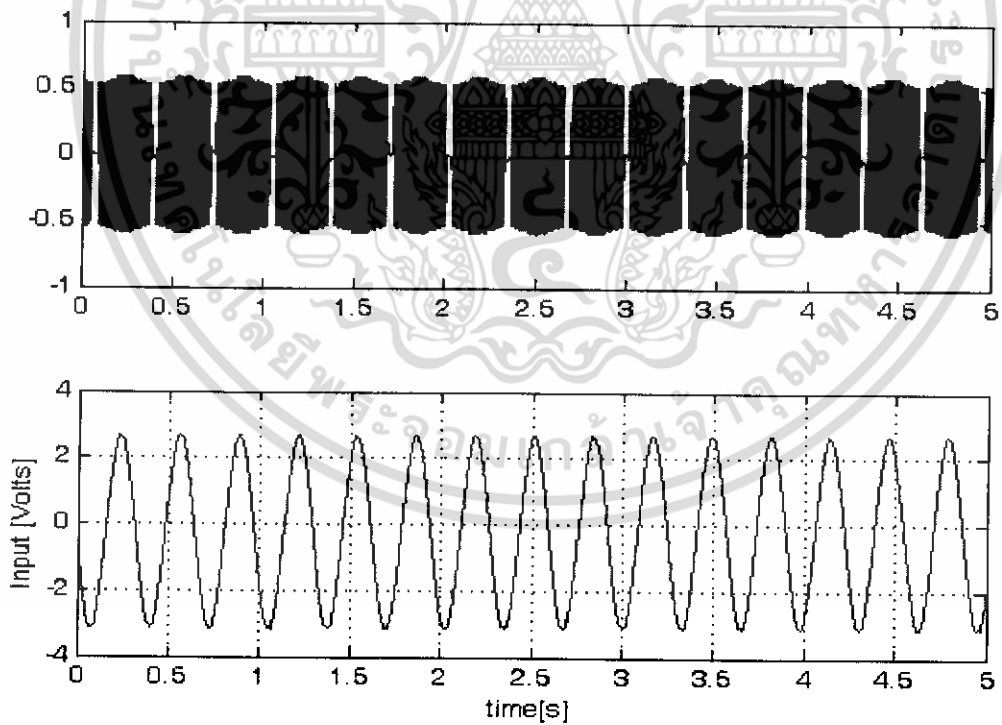


รูปที่ 4.17 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 1Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

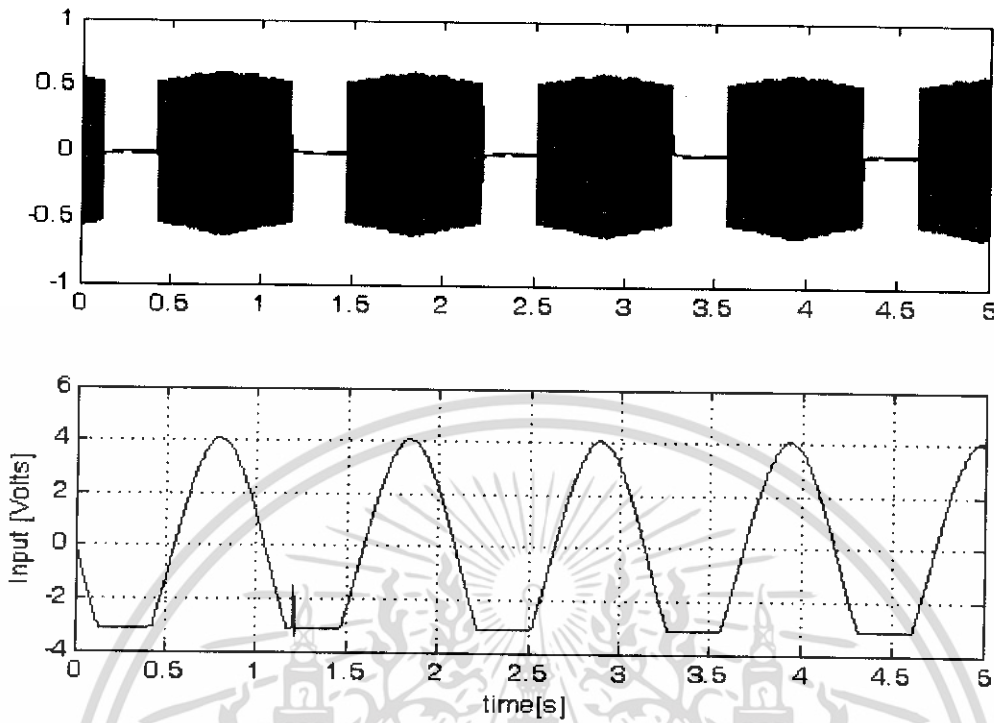


รูปที่ 4.18 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 2 Hz



รูปที่ 4.19 ผลที่สัญญาณอินพุต Sine Wave ความถี่ 3 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 ผลการดีมอดคูลเลตที่แอมพลิจูดสัญญาณอินพุตเกินช่วงการมอดคูลเลต

จากกราฟข้างต้นสังเกตได้ว่าสัญญาณถูกตัดไปในซีกลบเนื่องจากความถี่ที่ต่ำกว่าจุดนี้จะไม่สามารถดีมอดสัญญาณได้ซึ่งจะเกิดที่ช่วงของสัญญาณมีความถี่ต่ำมากซึ่งก็คือฝั่งด้านไฟลบของสัญญาณเห็นได้จากสัญญาณที่มีมอดคูลเลตมาจากด้านบนนั้น ไม่เห็นการเปลี่ยนแปลงความถี่ในช่วงๆหนึ่งสัญญาณจะมีลักษณะเรียบซึ่งในช่วงนี้เมื่อทำการดีมอดกลับจะได้ออกมาเป็นแรงดันที่เท่ากันตลอดช่วง สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มความถี่กลางให้สูงขึ้นจะทำให้ช่วงของไฟด้านลบที่ป้อนเข้าไปโดยไม่โดนตัดสัญญาณมีค่ามากขึ้น

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองสังเกตได้ว่าเอาท์พุทของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ในลักษณะของสัญญาณ FM Modulation โดยมีความถี่มากขึ้นและลดลงตามแรงดันสัญญาณอินพุทที่ป้อนให้กับวงจร ซึ่งจากผลการทดลองที่ได้สามารถนำไปป้อนเป็นอินพุทให้กับชาวนด์การ์ด โดยชาวนด์การ์ดจะทำหน้าที่แปลงจากสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วถอดรูปแบบกลับด้วยการโปรแกรมโดยใช้ MATLAB ในการ Simulation คึงสัญญาณกลับ จากนั้นจึงนำสัญญาณสุดท้ายที่ได้ไปแสดงผลสัญญาณความถี่ต่ำก็จะผ่านเข้ายังชาวนด์การ์ดได้โดยสัญญาณที่สังเกตเห็นจากกราฟแสดงผลจะไม่มีการผิดรูปจากสัญญาณอินพุทเดิมเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับทั้งความถี่และแอมพลิจูดซึ่งจะมีประโยชน์ในการแสดงผลกราฟสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆเป็นแอนะล็อกความถี่ต่ำเช่นการเปลี่ยนแปลงของเซ็นเซอร์วัดอุณหภูมิ โดยผ่านทางช่องรับสัญญาณเสียงไมโครโฟนที่ใช้ได้คึงกับสัญญาณในย่านความถี่เสียงให้มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันแม้เป็นสัญญาณความถี่ต่ำถึงระดับไฟ DC ก็สามารถผ่านเข้าสู่ชาวนด์การ์ดและแสดงผลได้อย่างถูกต้องและชัดเจน

บรรณานุกรม

1. ปรากฏ สวรรณะ : High Frequency
2. ลัญจน วุฒิสัทธาภักดิ์ : หลักการไฟฟ้าสื่อสาร
3. www.alldatasheet.com
4. www.google.com
5. www.es.co.th



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Code Program

```
Fc = 2570 ;  
vcok = 0.135 ;  
Fs = 40000 ;  
samptime = 3 ;  
time = 1/Fs : (1/Fs) : samptime ;  
y = wavrecord (samptime*Fs,Fs,'double') ;  
subplot (2,1,1) , plot (time,y)  
wavplay (y,Fs) ;  
x = (demod(y,Fc,Fs,'fm',vcok)) ;  
cutoff = 100/(Fs/2) ;  
[b,a] = butter(4,cutoff) ;  
xfilt = filter(b,a,x) ;  
subplot (2,1,2) , plot (time,xfilt)  
grid  
xlabel ('time [s]')  
ylabel ('input [volts]')
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

June 1997-3

FEATURES

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

APPLICATIONS

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

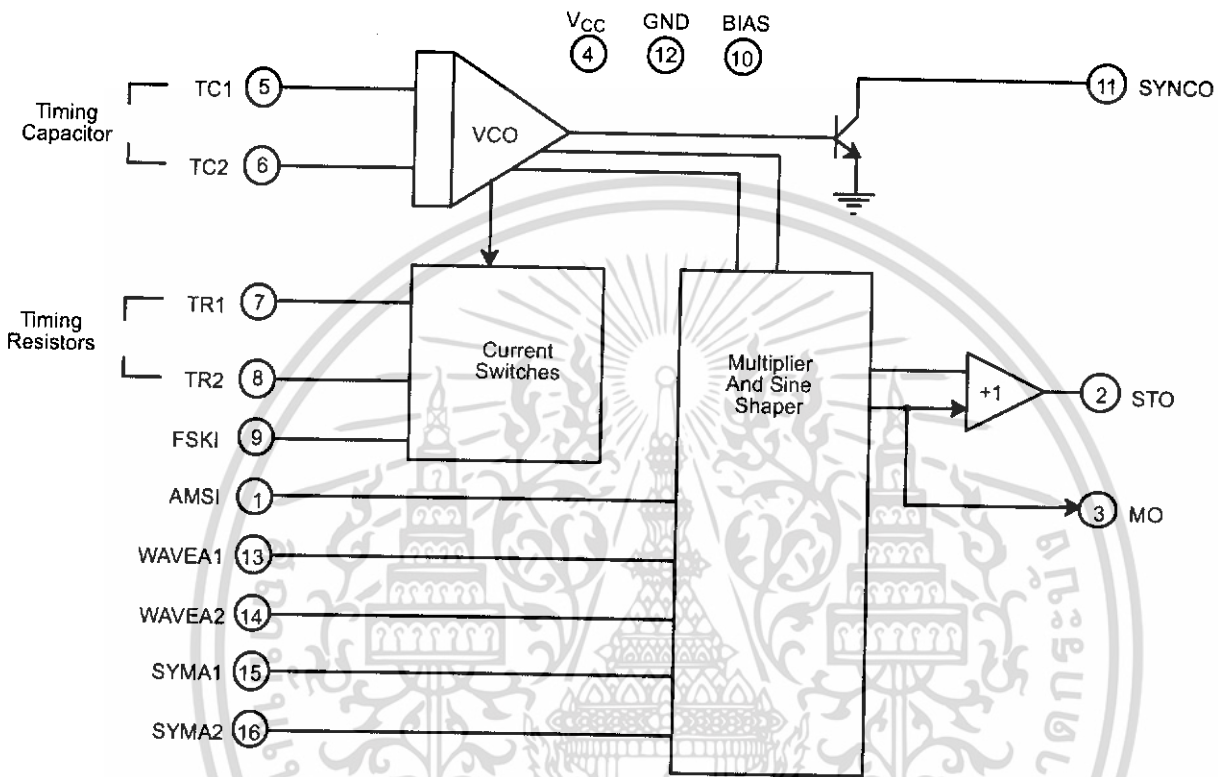
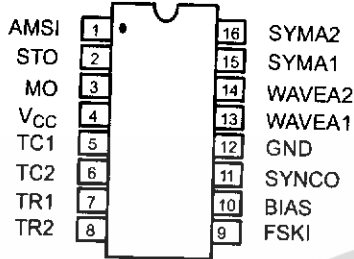
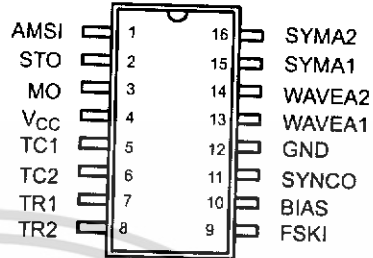


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI		Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	○	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	○	Multiplier Output.
4	V _{CC}		Positive Power Supply.
5	TC1		Timing Capacitor Input.
6	TC2		Timing Capacitor Input.
7	TR1	○	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	○	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI		Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	○	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	○	Sync Output. This output is a open collector and needs a pull up resistor to V _{CC} .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1		Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2		Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1		Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2		Wave Symetry Adjust 2.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 2 $V_{CC} = 12V$, $T_A = 25^\circ C$, $C = 0.01\mu F$, $R_1 = 100k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_3 = 25k\Omega$
 Unless Otherwise Specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	Figure 5
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k Ω	Figure 2, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	Figure 2, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 7 and Figure 8

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		k Ω	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Fall Time		50			50		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{mA}$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{CC} = 26\text{V}$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Notes

¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.

² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V	Total Timing Current	6mA
Power Dissipation	750mW	Storage Temperature	-65°C to +150°C
Derate Above 25°C	5mW/°C		

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

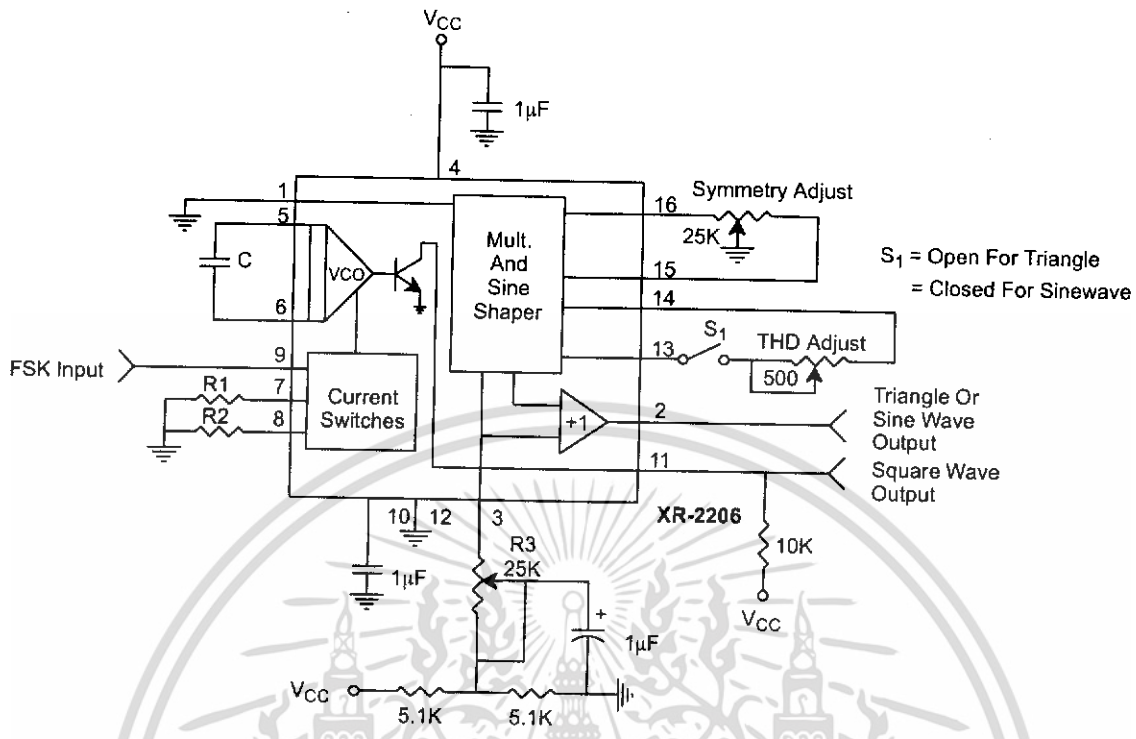


Figure 2. Basic Test Circuit

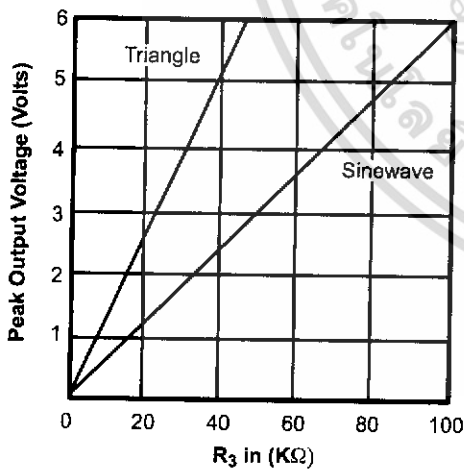


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R3, at Pin 3

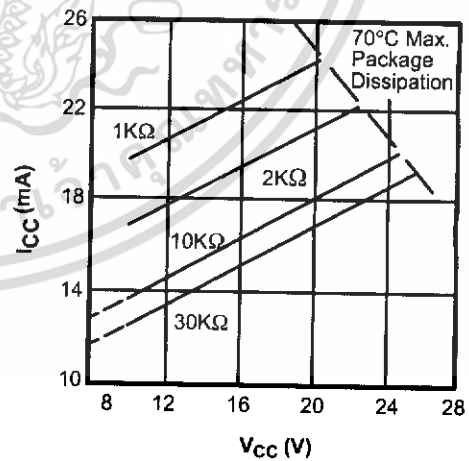


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

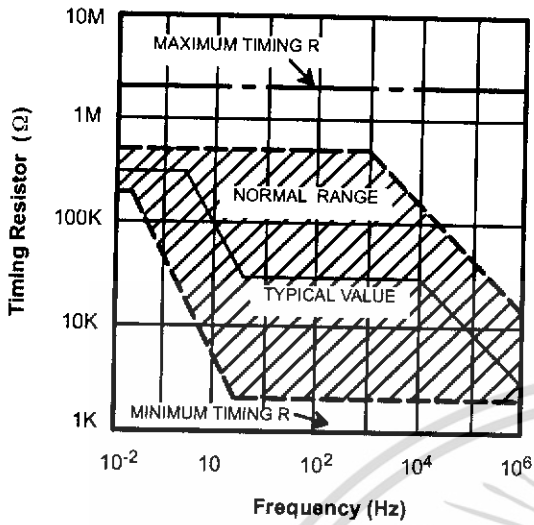


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

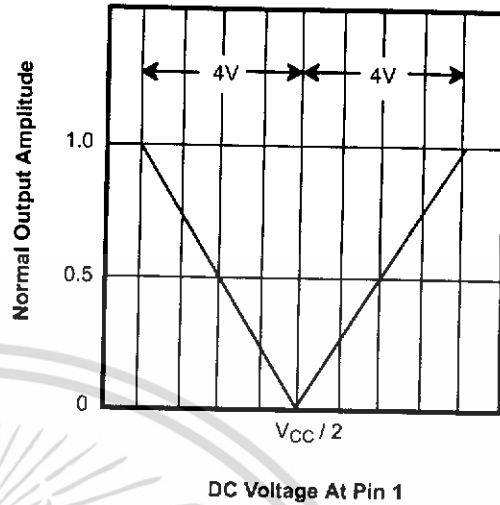


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

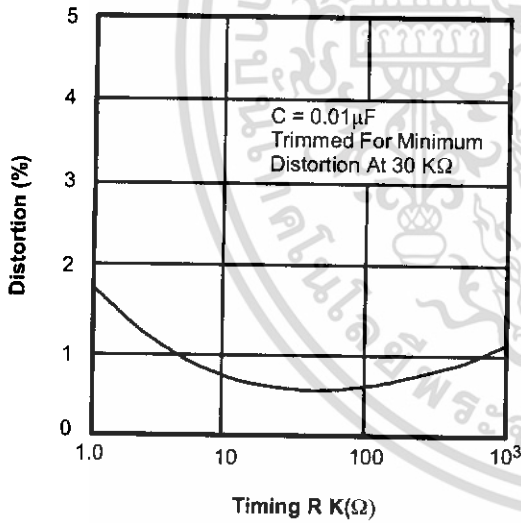


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

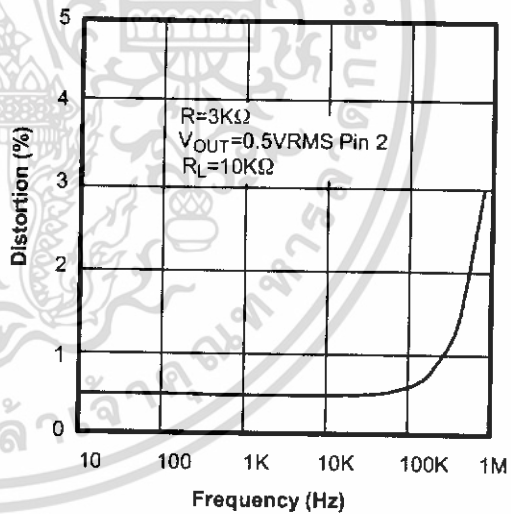


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

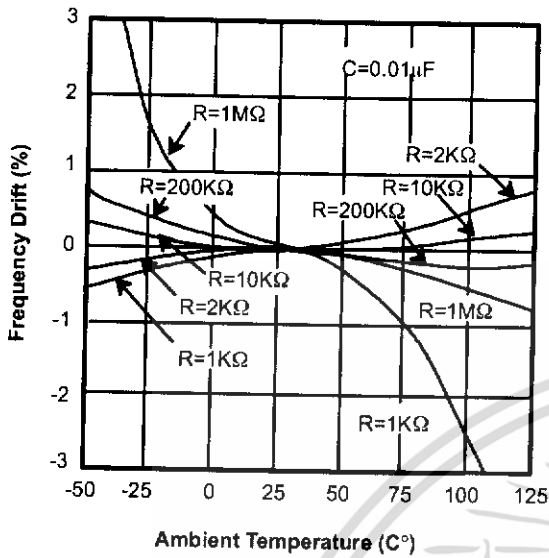


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

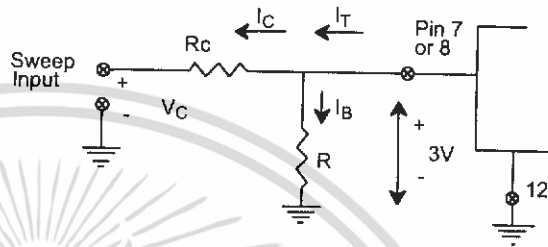


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

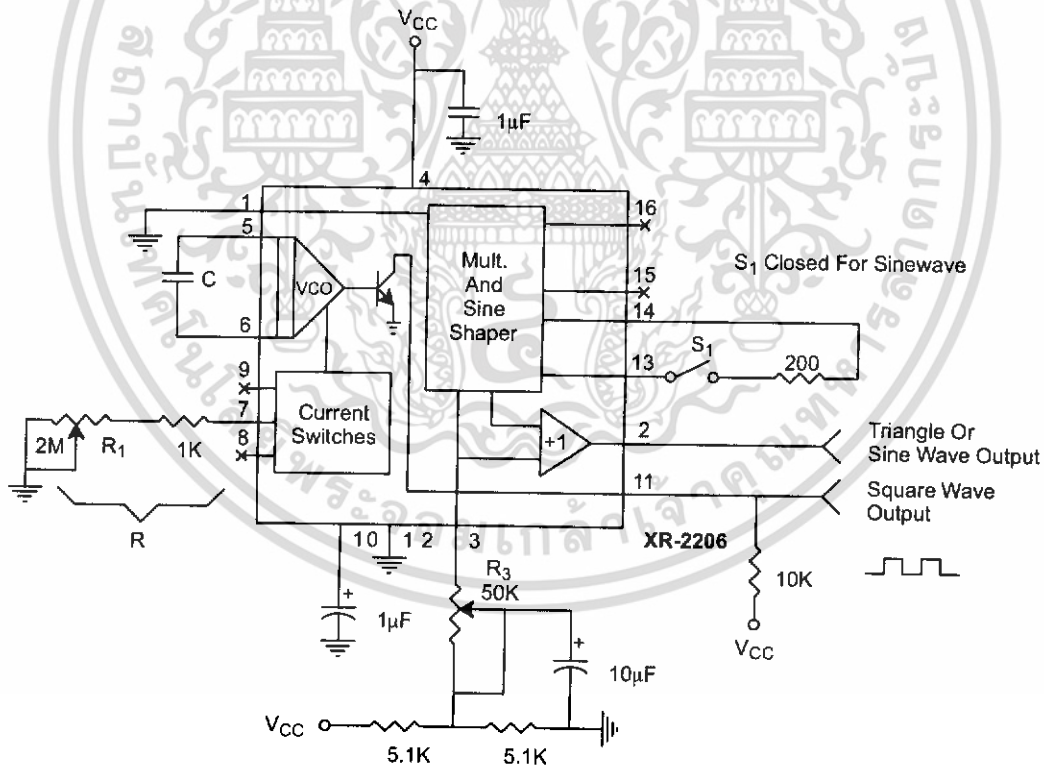


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R₃)

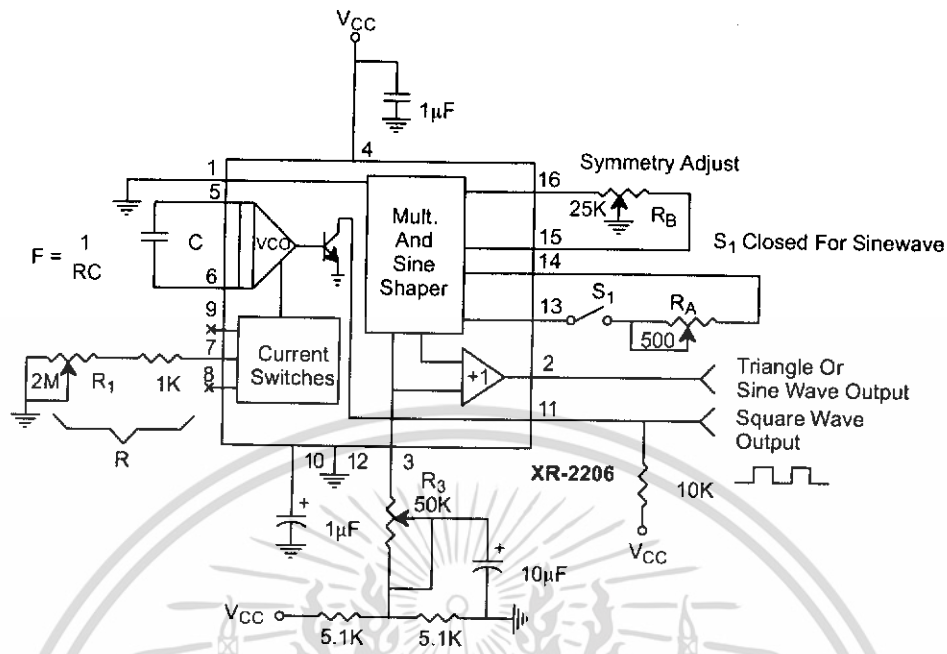


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R₃ Determines Output Swing - See Figure 3)

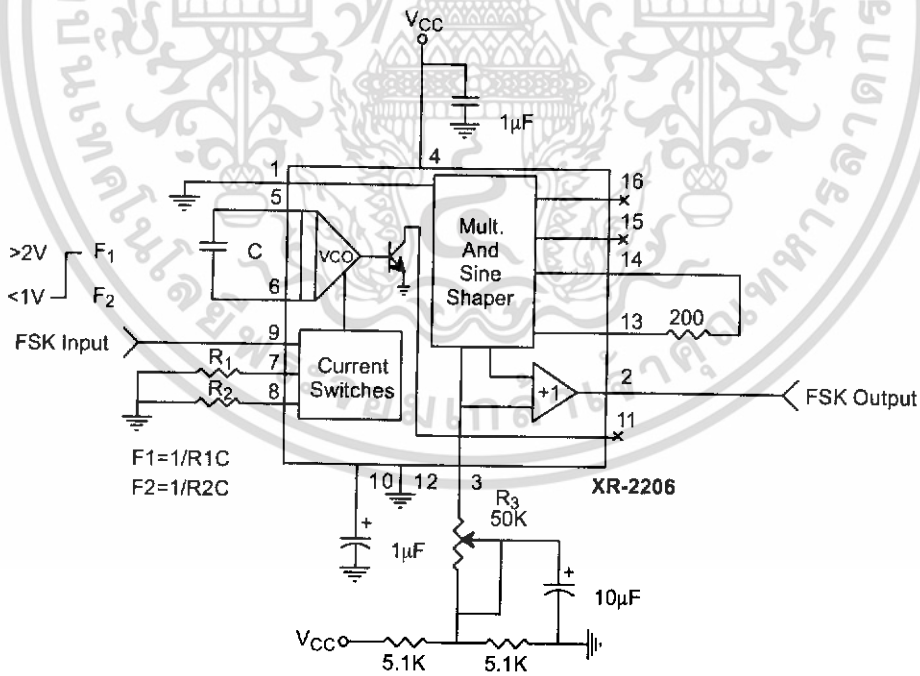


Figure 13. Sinusoidal FSK Generator

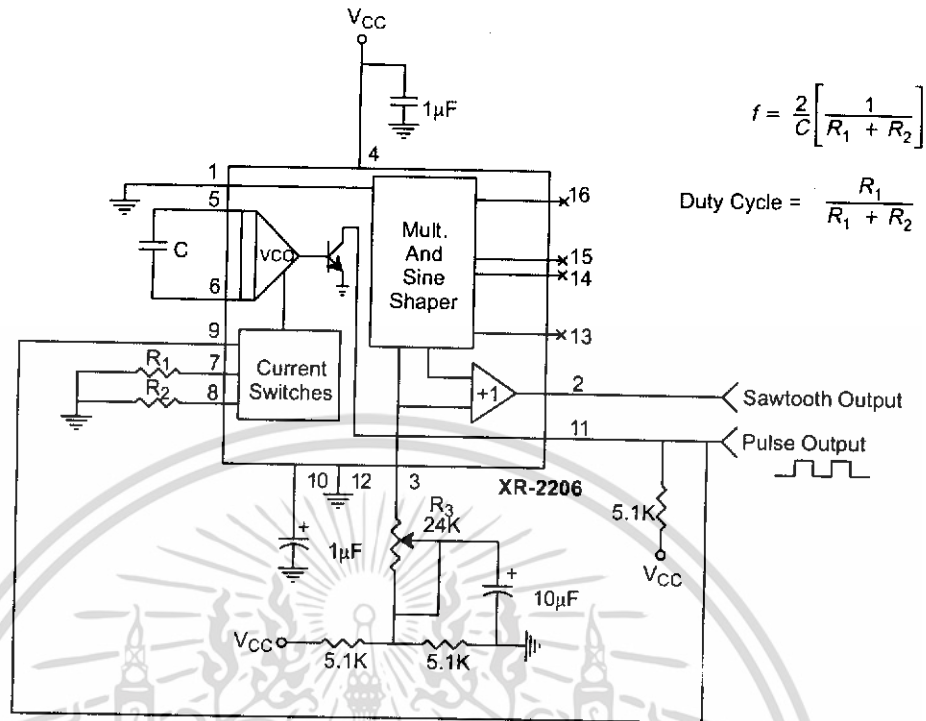


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in *Figure 13*. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In *Figure 11*, *Figure 12* and *Figure 13*, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

Figure 11 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of *Figure 11* can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in *Figure 12*. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of *Figure 11* and *Figure 12* can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1k\Omega$ to $2M\Omega$.

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, as shown in *Figure 5*. Temperature stability is optimum for $4k\Omega < R < 200k\Omega$. Recommended values of C are from $1000pF$ to $100\mu F$.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(mA)}{C(\mu F)} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from $1\mu A$ to $3mA$. The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in *Figure 10*. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_c} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = df/dV_C = -\frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safety operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3mA$.

Output Amplitude:

Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 3). For sine wave output, amplitude is approximately 60mV peak per k Ω of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160mV peak per k Ω of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50\text{k}\Omega$ would produce approximately 13V sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance

at Pin 1 is approximately 100k Ω . Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within 14 volts of $V_{CC}/2$ as shown in Figure 6. As this bias level approaches $V_{CC}/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55dB.

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V_{CC} .

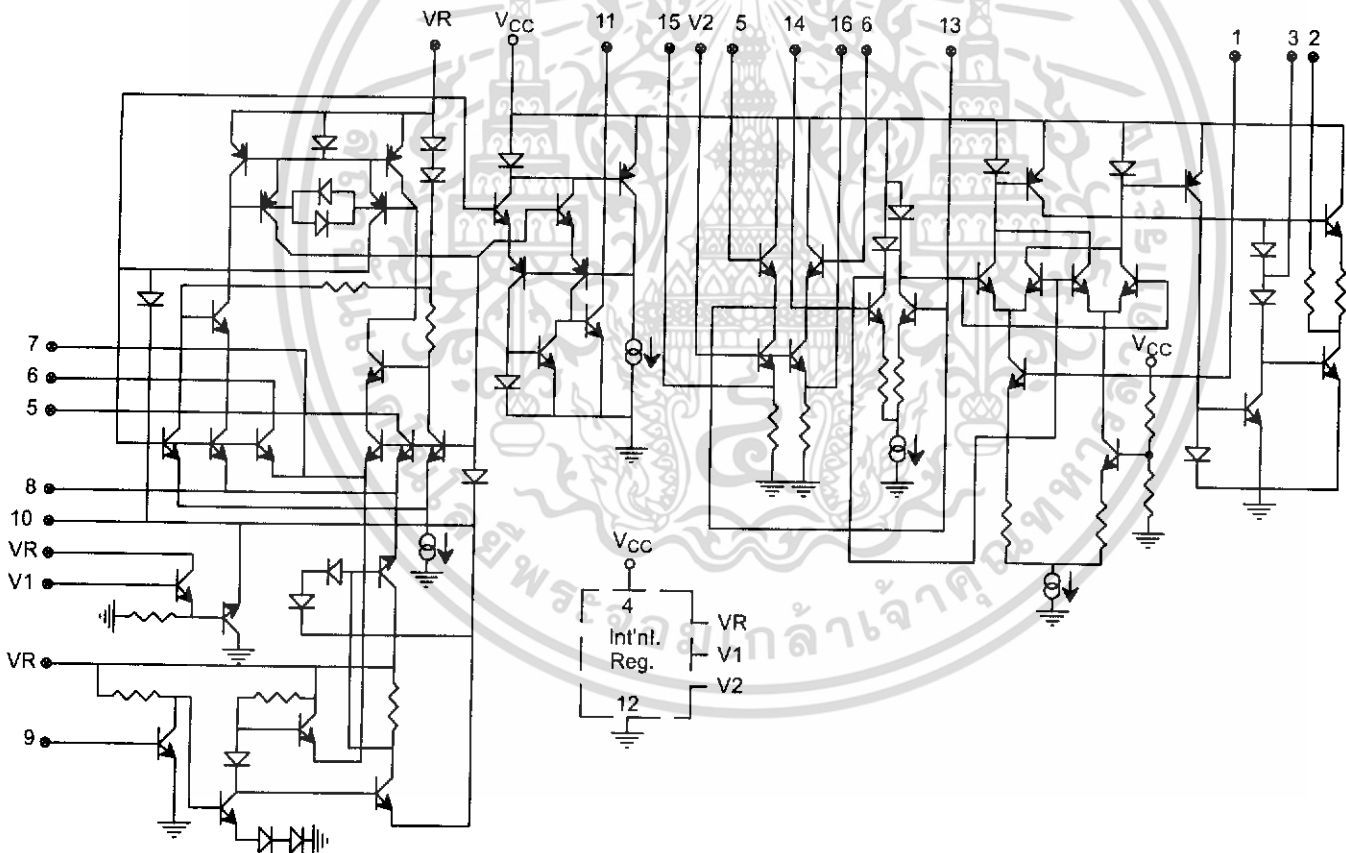
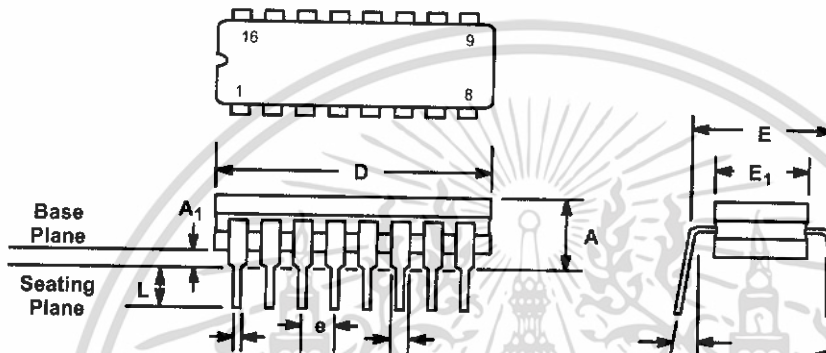


Figure 15. Equivalent Schematic Diagram

**16 LEAD CERAMIC DUAL-IN-LINE
(300 MIL CDIP)**

Rev. 1.00

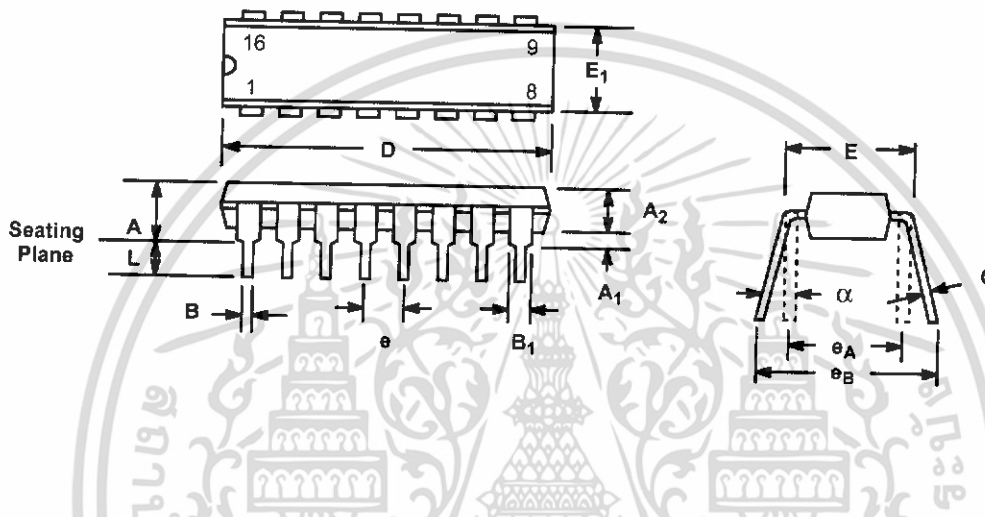


SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.100	0.200	2.54	5.08
A ₁	0.015	0.060	0.38	1.52
B	0.014	0.026	0.36	0.66
B ₁	0.045	0.065	1.14	1.65
c	0.008	0.018	0.20	0.46
D	0.740	0.840	18.80	21.34
E ₁	0.250	0.310	6.35	7.87
E	0.300 BSC		7.62 BSC	
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
L	0.125	0.200	3.18	5.08
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE (300 MIL PDIP)

Rev. 1.00



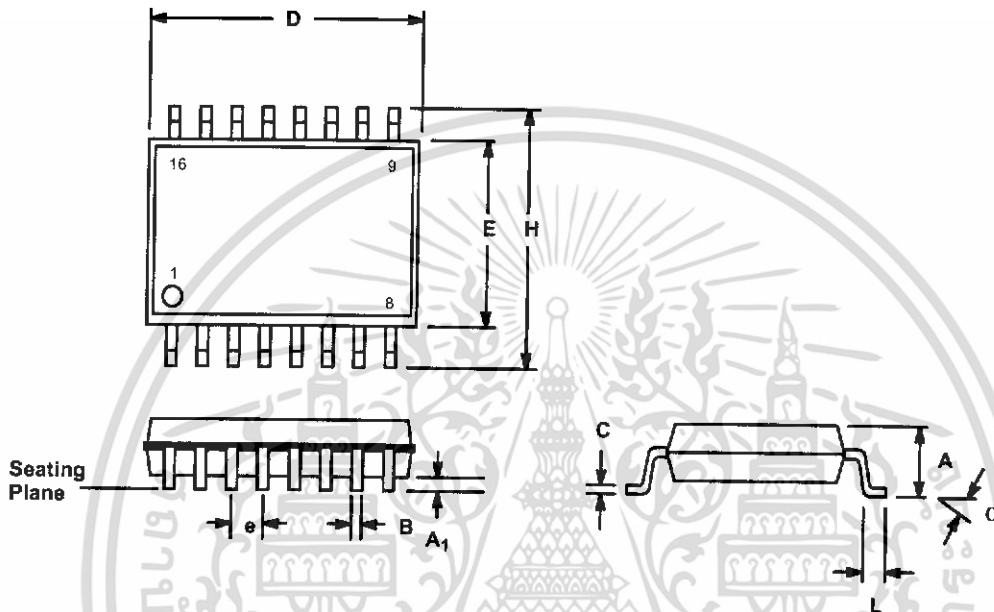
SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.145	0.210	3.68	5.33
A ₁	0.015	0.070	0.38	1.78
A ₂	0.115	0.195	2.92	4.95
B	0.014	0.024	0.36	0.56
B ₁	0.030	0.070	0.76	1.78
C	0.008	0.014	0.20	0.38
D	0.745	0.840	18.92	21.34
E	0.300	0.325	7.62	8.26
E ₁	0.240	0.280	6.10	7.11
e	0.100 BSC		2.54 BSC	
e _A	0.300 BSC		7.62 BSC	
e _B	0.310	0.430	7.87	10.92
L	0.115	0.160	2.92	4.06
α	0°	15°	0°	15°

Note: The control dimension is the inch column

H	0.394	0.419	10.00	10.65
---	-------	-------	-------	-------

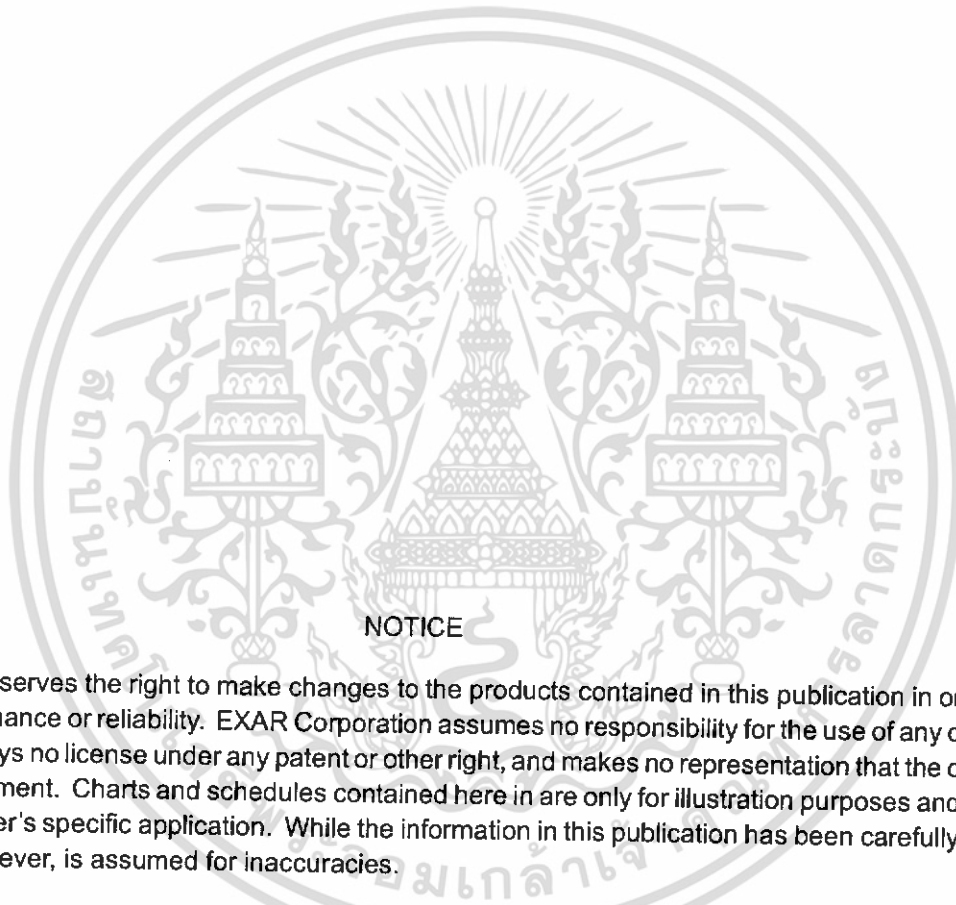
**16 LEAD SMALL OUTLINE
(300 MIL JEDEC SOIC)**

Rev. 1.00



SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.093	0.104	2.35	2.65
A ₁	0.004	0.012	0.10	0.30
B	0.013	0.020	0.33	0.51
C	0.009	0.013	0.23	0.32
D	0.398	0.413	10.10	10.50
E	0.291	0.299	7.40	7.60
e	0.050 BSC		1.27 BSC	
H	0.394	0.419	10.00	10.65
L	0.016	0.050	0.40	1.27
α	0°	8°	0°	8°

Note: The control dimension is the millimeter column



NOTICE

EXAR Corporation reserves the right to make changes to the products contained in this publication in order to improve design, performance or reliability. EXAR Corporation assumes no responsibility for the use of any circuits described herein, conveys no license under any patent or other right, and makes no representation that the circuits are free of patent infringement. Charts and schedules contained here in are only for illustration purposes and may vary depending upon a user's specific application. While the information in this publication has been carefully checked; no responsibility, however, is assumed for inaccuracies.

EXAR Corporation does not recommend the use of any of its products in life support applications where the failure or malfunction of the product can reasonably be expected to cause failure of the life support system or to significantly affect its safety or effectiveness. Products are not authorized for use in such applications unless EXAR Corporation receives, in writing, assurances to its satisfaction that: (a) the risk of injury or damage has been minimized; (b) the user assumes all such risks; (c) potential liability of EXAR Corporation is adequately protected under the circumstances.

Copyright 1972 EXAR Corporation

Datasheet June 1997

Reproduction, in part or whole, without the prior written consent of EXAR Corporation is prohibited.