



วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์สำหรับ
ดิจิตอลเรดิโอย่านความถี่ UHF

4 - PSK MODULATOR AND DEMODULATOR FOR UHF
DIGITAL RADIO



โดย
นางสาวกนกวรรณ สันทัด
นางสาวเกษร ศิรินาม
นายนิกร ไ้ทะลงตรง

มกราคม ปี..... 15 ค.ศ. ๑๙๕๐
เลขที่..... 037245
รายวิชา..... 138338 ก 123/๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับปีการศึกษา 2538 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร 037245 นำไปใช้

วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์สำหรับดิจิตอลเรดิโอย่านความถี่ UHF

4 - PSK MODULATOR AND DEMODULATOR FOR UHF DIGITAL RADIO

โดย

นางสาวกนกวรรณ	สันทัด	35104003
นางสาวเกษร	ศิรินาม	35104040
นายนิกร	โทะะลงธง	35104217

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทศ วานิชศรี

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง วจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์สำหรับดิจิตอลเรดิโอย่านความถี่ UHF

4 - PSK MODULATOR AND DEMODULATOR FOR UHF DIGITAL RADIO

ผู้จัดทำ

1. นางสาวกนกวรรณ สันทัด 35104003
2. นางสาวเกษร ศิรินาม 35104040
3. นายนิกร ไช้ละงรง 35104217



(ดร.ทองทอด วานิชตรี)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์สำหรับดิจิตอลเรดิโอย่านความถี่ UHF
4 - PSK MODULATOR AND DEMODULATOR FOR UHF DIGITAL RADIO

โดย	นางสาวกนกวรรณ	สันทัด	35104003
	นางสาวเกษร	ศิรินาม	35104040
	นายนิกร	โทะะลงธง	35104217

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทศ วานิชศรี

บทคัดย่อ

วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์สำหรับดิจิตอลเรดิโอย่านความถี่ UHF อาศัยหลักการทำงานในลักษณะของการมอดูเลตชนิดดิจิตอลแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาหะ หรือที่เรียกชื่อย่อว่า PSK (phase shift keying) เป็นการนำเอาสัญญาณดิจิตอลมาเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพาหะ กล่าวคือเฟสของสัญญาณพาหะจะถูกเปลี่ยน ไปที่ละ 90 องศาเช่น 0° , 90° , 180° , 270° ตามสัญญาณดิจิตอลที่เข้ามามอดูเลต การส่งข้อมูลเป็นการส่งข้อมูลที่ละ 2 บิต และใช้สัญญาณพาหะที่มีความถี่ 60 MHz จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ส่วนการดีมอดูเลชันจะรับเอาสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว เข้ามาทำการคูณด้วยสัญญาณพาหะอ้างอิง จะได้ผลลัพธ์ที่เป็นส่วนประกอบสองเท่าของความถี่สัญญาณพาหะ และส่วนประกอบที่เป็นความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่รับได้ และสัญญาณพาหะอ้างอิงส่วนที่เป็นฮาร์โมนิคสูงจะถูกกรองออกไปโดยวงจรกรองความถี่ต่ำ จะเหลือส่วนประกอบที่เป็นสัญญาณดิจิทัลของข้อมูลที่ต้องการ

ABSTRACT

The 4 - PSK modulator according to this project is the digital modulation called Phase Shift Keying Modulation (PSK). This modulation scheme is characterized by the fact that the information carried by the transmitted wave is contained in the phase. The phase of the carried signal takes on one of four equally spaced values, such as 0 , $\pi/2$, π and $3\pi/2$, and using 60 MHz carrier signal from crystal oscillator circuit. This 4 - PSK demodulator, the modulated signal is detected and multiplied by the reference carrier. The output signal from this system are higher harmonic carrier component and dc signal component. The higher harmonic is filtered out by low pass filter and obtain the dc signal. It means that the desired data.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	
2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	3
2.2 ระบบ 4 - PSK มอดูเลเตอร์	11
2.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์	13
2.4 ระบบ 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์	20
2.5 วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วม	22
2.6 ออปแอมป์	23
2.7 วงจรกรองสัญญาณความถี่	26
2.8 วงจรแคเรียรีคอกเวอร์รี	29
บทที่ 3 หลักการออกแบบวงจร	
3.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์	32
3.2 วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์	37
3.3 วงจร 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์	41
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์	44
4.2 วงจรเลื่อนเฟส	45
4.3 วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์	45
4.4 การคำนวณเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณพาหะ	47
4.5 โปรตคัสตีเทคเตอร์	48
4.6 วงจร 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์	49
บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์	
5.1 สรุปผลการทดลอง	51
5.2 วิจารณ์	51
ภาคผนวก	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปรภาพ

รูปที่		หน้า
รูปที่ 1.1	แผนผังแสดงภาคเครื่องส่งและเครื่องรับ	2
รูปที่ 1.2	แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับและเครื่องส่งของดิจิตอลเรดิโอ	2
รูปที่ 2.1	ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสลับ	3
รูปที่ 2.2	แอมพลิฟายเออร์กับการป้อนกลับ	4
รูปที่ 2.3	การป้อนกลับที่ทำให้ออสซิลเลเตอร์มีการออสซิลเลท	4
รูปที่ 2.4	แสดงการออสซิลเลททางกล	5
รูปที่ 2.5	แสดงการเกิดออสซิลเลททางด้านวงจรไฟฟ้า	5
รูปที่ 2.6	แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกท(gate)	6
รูปที่ 2.7	การออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง	6
รูปที่ 2.8	ขึ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่	7
รูปที่ 2.9	แสดงคุณสมบัติของควาร์ึกแควตแดนซ์	8
รูปที่ 2.10	วงจรออสซิลเลทแบบต่อกัน 3 จุด	9
รูปที่ 2.11	วงจรพื้นฐานของออสซิลเลเตอร์แบบใช้ขึ้นผลึก	9
รูปที่ 2.12	วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ตเลย์	10
รูปที่ 2.13	แสดงวงจรแบบไม่ใช้อุปกรณ์เลือกความถี่	11
รูปที่ 2.14	บล็อกไดอะแกรมของ QPSK มอดูเลเตอร์	12
รูปที่ 2.15	4 - PSK	12
รูปที่ 2.16	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตเฟสกับเวลาของ 4 - PSK มอดูเลเตอร์	13
รูปที่ 2.17	บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้เฟทคู่	13
รูปที่ 2.18	ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์	14
รูปที่ 2.19	หลักการทํางานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)	15
รูปที่ 2.20	การทํางานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออดิโอเข้าไปมอดูเลต	15
รูปที่ 2.21	บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล	16
รูปที่ 2.22	ไอซีที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์	17
รูปที่ 2.23	หลักการของโคฮีเรนทีเทคชัน	18
รูปที่ 2.24	โคฮีเรนทีเทคชันบนเวคเตอร์ไดอะแกรม	19
รูปที่ 2.25	อินโคฮีเรนทีเทคชันโดยการใช้ดีเลย์สัญญาณที่รับเข้ามา	19
รูปที่ 2.26	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ 4 - PSK ดิมอดูเลเตอร์	20
รูปที่ 2.27	วงจรรขยายคอลเลคเตอร์ร่วมหรือวงจรมิตเตอร์พอลโลเวอร์	22
รูปที่ 2.28	วงจรรออปแอมป์ในทางอุดมคติ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์	23

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่

หน้า

รูปที่ 2.29	วงจรรขยายสัญญาณผลต่าง	24
รูปที่ 2.30	วงจรเปรียบเทียบ	25
รูปที่ 2.31	วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำอันดับต่าง ๆ และกราฟแสดงอัตราขยายแรงดันเชิงความถี่	26
รูปที่ 2.32	การกำหนดค่าอัตราขยายที่ความถี่ขอบเขตในหน่วยต่าง ๆ	27
รูปที่ 2.33	วงจรการทำงานแบบวิธีการคูณ	29
รูปที่ 2.34	การทำงานแบบ Costas method	30
รูปที่ 2.35	การทำงานแบบยกกำลังสี่	31
รูปที่ 3.1	แสดงวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์	34
รูปที่ 3.2	แสดงเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์บนแกนเวลา	35
รูปที่ 3.3	แสดงเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์บนแกนความถี่	36
รูปที่ 3.4	วงจรเลื่อนเฟส	37
รูปที่ 3.5	แสดงวงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์	38
รูปที่ 3.6	วงจรเปรียบเทียบ	38
รูปที่ 3.7	แสดงวงจรบัฟเฟอร์	39
รูปที่ 3.8	แสดงวงจรรวมของภาคมอดูเลเตอร์	40
รูปที่ 3.9	แสดงวงจรรขยายสัญญาณผลต่าง	42
รูปที่ 3.10	บล็อกไดอะแกรมของวงจร 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์	42
รูปที่ 3.11	แสดงวงจรรวมของภาคดีมอดูเลเตอร์	43
รูปที่ 4.1	แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์จากออสซิลโลสโคป	44
รูปที่ 4.2	แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม	44
รูปที่ 4.3	แสดงเอาต์พุตของวงจรเลื่อนเฟส	45
รูปที่ 4.4	สัญญาณข้อมูลเป็น 00	45
รูปที่ 4.5	สัญญาณข้อมูลเป็น 01	46
รูปที่ 4.6	สัญญาณข้อมูลเป็น 11	46
รูปที่ 4.7	สัญญาณข้อมูลเป็น 10	47
รูปที่ 4.8	แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเอาต์พุต 4 - PSK มอดูเลเตอร์	48
รูปที่ 4.9	แสดงเอาต์พุตของโปรดัคต์เทคเตอร์	48
รูปที่ 4.10	แสดงอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์	49
รูปที่ 4.11	แสดงเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า
รูปที่ 4.12 แสดงเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ที่ช่อง Q และสัญญาณดิซี +5 V ที่ช่อง I	50
รูปที่ 4.13 แสดงเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ที่ช่อง Q และสัญญาณดิซี -5 V ที่ช่อง I	50



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่
ตาราง 2.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรรหัสซิลเลเตอร์แบบอาศัยขึ้นผลึก

หน้า

9



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

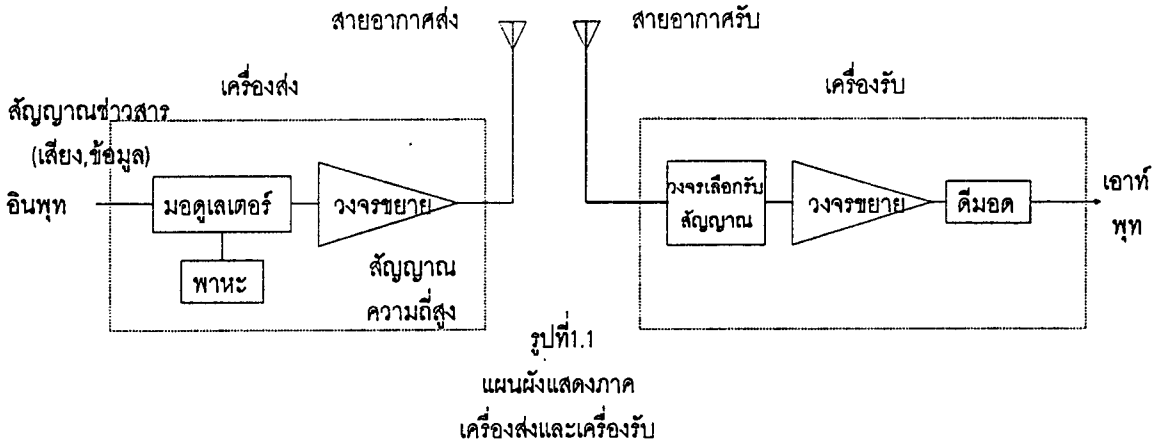
ปัจจุบันเทคโนโลยีทางการสื่อสารได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว ส่งผลให้มีการปรับปรุงเปลี่ยนแปลงเทคนิคต่าง ๆ ของระบบการสื่อสาร เพื่อให้ได้มาซึ่งความเร็วในการสื่อสารข้อมูล สามารถติดต่อสื่อสารข้อมูลกันได้ไกล ได้คุณภาพของสัญญาณที่ดี และมีอัตราความผิดพลาดต่ำ ดังนั้นเราจึงควรได้ทำ การศึกษาถึงองค์ประกอบพื้นฐานของการสื่อสารต่าง ๆ เพื่อให้สามารถเข้าใจ และนำไปสู่การพัฒนา ยิ่ง ๆ ขึ้นต่อไป ซึ่งสำหรับเนื้อหาของรายงานฉบับนี้จะมุ่งเน้นไปเกี่ยวกับทางด้านการศึกษาวิทยุ ส่วนประกอบและการออกแบบวงจรต่างๆ ภายในระบบการสื่อสารดิจิทัลแอนะล็อก อินทรีย์และแอนะล็อกคร่าว ๆ ดังนี้

จากความเจริญก้าวหน้าทางการสื่อสารด้านวิทยุช่วยให้เรา สามารถติดต่อกันได้ไกลมากขึ้น โดยเปลี่ยนเสียงพูดให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ขยายให้becomeคลื่นเสียง (หรือออดิโอ) แล้วผสมกับคลื่นพาหะแล้วส่งไปยังเครื่องรับ ที่อยู่ห่างออกไป อย่างไรก็ตามถ้าหากเราส่งเสียงพูดออกไปในรูปของคลื่นเสียง (ซึ่งมีความถี่ ในช่วงประมาณ 20 เฮิรตซ์ - 20 กิโลเฮิรตซ์) ก็จะทำให้เกิดปัญหาต่าง ๆ ตามมามากมายหลายประการ เช่น ปัญหาทางด้านสายอากาศ การรบกวนจากสัญญาณต่าง ๆ ฯลฯ ปัญหาต่างๆ เหล่านี้เราสามารถแก้ไขได้ โดยการนำสัญญาณความถี่สูงเป็นพาหะเพื่อให้สัญญาณเสียงพูดเกาะไปเมื่อส่งไปถึงเครื่องรับ พาหะที่มีสัญญาณเสียงพูดเกาะมาด้วยก็จะถูกแยกออกไปและกลับคืนตัวเป็นเสียงพูดตามเดิม วิธีการแรกเรียกว่า การมอดูเลต (modulation) หมายถึงสัญญาณเสียงเข้าไปมอดูเลตบนคลื่นพาหะ วิธีการหลังเรียกว่าการดีมอดูเลต (demodulation) นิยมเรียกสั้นๆ ว่าดีมอดหรือดีเทค (detect) หมายถึง การแยกสัญญาณเสียงที่มอดูเลตบนคลื่นพาหะกลับคืนมา

ในระบบวิทยุอย่างง่ายโดยทั่วไป มักจะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญคือเครื่องส่ง เครื่องรับ สายอากาศ และสัญญาณข่าวสาร (เช่น เสียงพูดจากไมโครโฟน) ถูกป้อนเข้าที่อินพุต ทำให้เกิดเอาต์พุตเป็นคลื่นที่ได้รับ การมอดูเลต แล้วแผ่กระจายออกจากสายอากาศ ส่งไปยังเครื่องรับ คลื่นที่ได้รับจากสายอากาศรับจะถูกแปลง โดยเครื่องรับ เพื่อให้ สัญญาณข่าวสารกลับคืนมา (เช่นเสียงพูด)

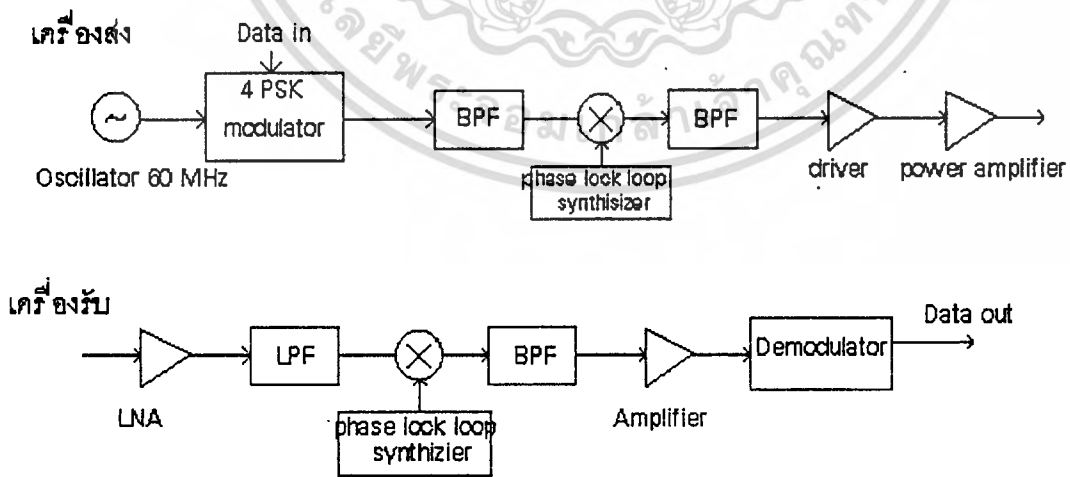
ที่เครื่องส่งสัญญาณข่าวสารและสัญญาณพาหะความถี่สูงจะถูกส่งไปยังวงจรมอดูเลตซึ่ง ทำหน้าที่ มอดูเลตสัญญาณข่าวสารลงบนสัญญาณพาหะความถี่สูงสัญญาณพาหะที่ถูกมอดูเลตแล้วจะต้องไปผ่านการ ขยายให้มีความถี่มากขึ้น แล้วจึงป้อนแก่สายอากาศส่ง เพื่อให้สามารถส่ง ไปไกลโดยที่เครื่องรับสามารถรับได้ ชัดเจน คลื่นจากเครื่องส่งนี้จะแผ่กระจายออกจากสายอากาศส่งโดยมีทิศทางมุ่งไปยังเครื่องรับ

ที่เครื่องรับ คลื่นที่ส่งมาจะรับได้โดยสายอากาศรับ เครื่องรับจะเลือกรับเฉพาะคลื่นที่ต้องการเท่านั้น แล้วขยายให้คลื่นนั้นมีความถี่มากขึ้นเพื่อป้อนให้วงจรดีมอดูเลตทำหน้าที่แปลงคลื่นพาหะที่ถูกมอดูเลตกลับ มามากขึ้นเพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารที่ต้องการตามเดิม



จากหลักการของการสื่อสารวิทยุดังกล่าว จึงนำมาซึ่งระบบดิจิทัล เติโอ ซึ่งประกอบด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 1.2 สำหรับในส่วนของรายงานฉบับนี้ จะได้กล่าวถึงในส่วนของวงจรรอซซิลเลเตอร์, วงจร 4 PSK มอดูเลเตอร์ และดีมอดูเลเตอร์เป็นหลัก ดังนี้

ในส่วนของวงจรมอดูเลเตอร์ จะใช้การมอดูเลตเป็นชนิดเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งการมอดูเลตลักษณะนี้เรียกว่า PSK (Phase Shift Keying) เป็นการแปลงสัญญาณข้อมูลดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อก กล่าวคือ เป็นการนำเอาสัญญาณดิจิทัลมาเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ โดยที่ค่าของขนาดและความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง ลักษณะดังกล่าวสามารถอธิบายได้คือ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสภาวะของบิตจาก “ 1 ” ไปเป็น “ 0 ” หรือเปลี่ยนจาก “ 0 ” ไปเป็น “ 1 ” เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ก็จะเปลี่ยน ไป 180 ° ด้วย เหตุผลสำหรับการเลือกใช้วิธีการแบบ 4 PSK ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากลักษณะของการมอดูเลต ซึ่งจะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นน้อยที่สุด และได้สัญญาณที่มีคุณภาพดี สำหรับในส่วนสุดท้ายจะเป็นการอธิบายเกี่ยวกับการดีมอดูเลเตอร์ เพื่อนำเอาสัญญาณข้อมูลเดิมที่ต้องการกลับคืนมา โดยในส่วนของภาคดีมอดนี้ จะใช้วิธีการของ โคฮีเรนท์ ดีเทคชั่น (coherent detection)



รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับเครื่องส่งของดิจิทัล เติโอ

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

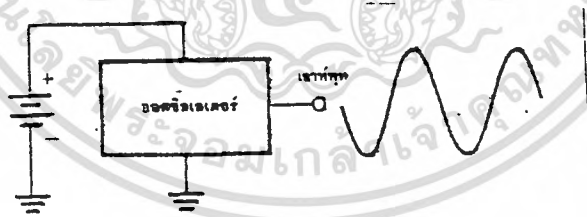
วงจรออสซิลเลเตอร์ แบ่งออกได้เป็น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ และวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยมพัลส์ เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะวงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ ซึ่งจะให้กำเนิดคลื่นรูปซายน์ออกมาที่จุดสัญญาณออก

วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ (sine-wave oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลา โดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของการออสซิลเลท แบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้น วงจรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์จะแบ่งได้เป็น

- 1) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC
- 2) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ CR
- 3) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก (Crystal)

2.1.1 คุณสมบัติของวงจรออสซิลเลเตอร์

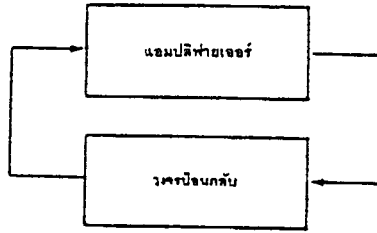
วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรที่เปลี่ยน DC เป็น AC ดังแสดงในรูปที่ 2.1 อินพุตที่ไปยังออสซิลเลเตอร์เป็น DC เพาเวอร์ซัพพลายและเอาต์พุตเป็นคลื่น AC รูปไซน์ ออสซิลเลเตอร์ส่วนมากเป็นแอมพลิฟายเออร์ที่มีการป้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 2.2 ถ้าการป้อนกลับเป็นบวก ดังนั้นแอมพลิฟายเออร์อาจจะออสซิลเลท (สร้างกระแสสลับ)



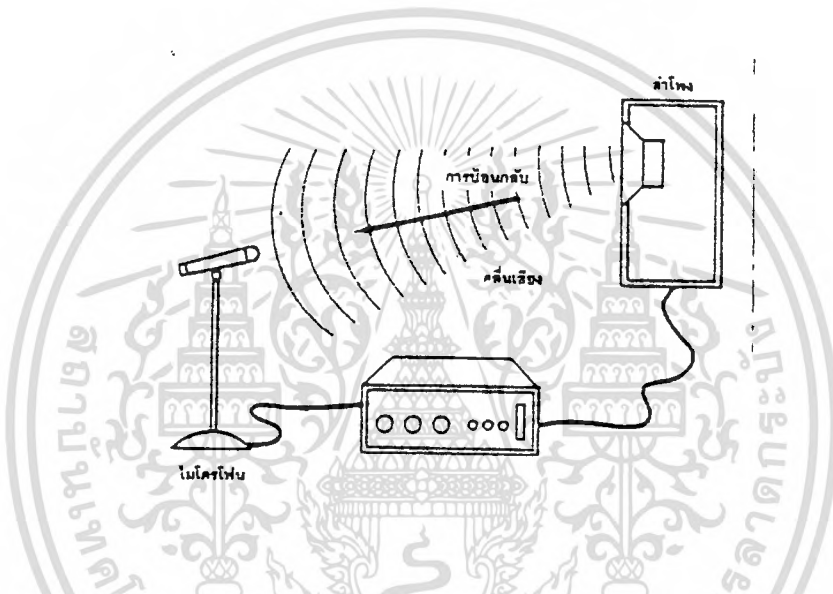
รูปที่ 2.1 ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสสลับ

แอมพลิฟายเออร์จะออสซิลเลทถ้าสภาพต่าง ๆ ถูกต้อง ตัวอย่างเมื่อปรับ ตัวควบคุมโวลุ่ม (volume control) ให้มีค่าสูงมาก ดังนั้นจะมีเสียงแหลมและเสียงหอนเกิดขึ้นซึ่งเป็นการออสซิลเลท การป้อนกลับในกรณีนี้เป็นคลื่นเสียงจากลำโพงเข้าไปยังไมโครโฟน (รูปที่ 2.3) แม้ว่า การป้อนกลับแบบนี้สามารถสร้างการออสซิลเลท แต่ในทางปฏิบัติเกือบจะทั้งหมดใช้การป้อนกลับทางไฟฟ้า วงจรป้อนกลับใช้ส่วนประกอบอย่างเช่น ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ คอยล์หรือหม้อแปลงต่อไปยังอินพุตของแอมพลิฟายเออร์ และต่อไปยังเอาต์พุตของแอมพลิฟายเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารฟรีไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แอมพลิฟายเออร์กับการป้อนกลับ

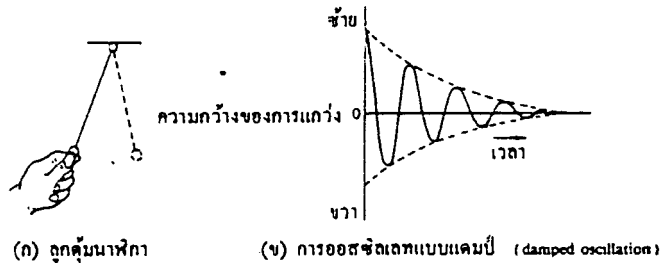


รูปที่ 2.3 การป้อนกลับที่ทำให้แอมพลิฟายเออร์มีการออสซิลเลท

การป้อนกลับอย่างเดียวจะไม่รับประกันการออสซิลเลท ดูรูปที่ 2.3 อีกครั้ง เราพบว่า บางทีถ้าปรับ ตัวควบคุมโวลุ่มให้ลดลง การออสซิลเลทอาจจะหยุด แต่การป้อนกลับยังคงมีอยู่ ในตอนนี้อัตราขยายมีไม่เพียงพอสำหรับการเอาชนะอัตราสูญเสียในทางเดินของการป้อนกลับ สำหรับการออสซิลเลท อัตราการขยายจำเป็นต้องมีค่ามากกว่าอัตราสูญเสียในทางเดินของการป้อนกลับ และสัญญาณป้อนกลับต้องมีเฟสเดียวกับอินพุตของแอมพลิฟายเออร์ ซึ่งเรียกว่าการป้อนกลับแบบบวก เมื่ออินพุตและเอาต์พุตของแอมพลิฟายเออร์มีเฟสต่างกัน (อย่างเช่น ในแอมพลิฟายเออร์แบบ คอมมอนอีมิเตอร์ (common-emitter) วงจรป้อนกลับจะมีการสร้างเฟสตรงข้าม

2.1.2 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลท

กระแสที่ช่วยใหเกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 2.4 แสดงการออสซิลเลททางกล

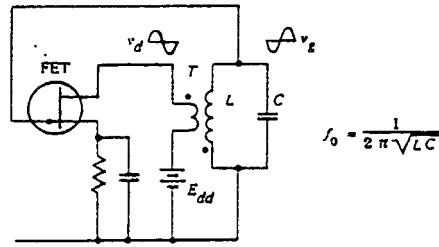
ตามรูปที่ 2.4 (ก) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือ ก็จะมีการแกว่งหรือออสซิลเลท ด้วยคาบคงที่ ดังรูปที่ 2.4 (ข) แต่ต่อมานาฬิกาหรือระยะเวลาของการแกว่งจะลดลงเรื่อย ๆ จนกระทั่งหยุดลงเนื่องจากผลของการต้านของอากาศและความฝืดของจุดที่ยึดลูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.5 ได้เหมือนกัน



รูปที่ 2.5 แสดงการเกิดออสซิลเลททางด้านวงจรไฟฟ้า

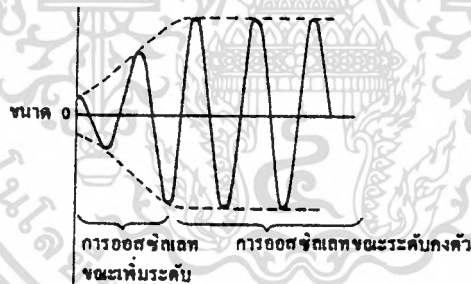
จากรูปที่ 2.5 (ก) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาด้านขวาหลังที่ทำการประจุตัวเก็บประจุ C เต็มแล้วกระแส i จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุ ผ่านไปยังขดลวด L จนหมด(คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้าที่การประจุตัวเก็บประจุกลับไปกลับมาเช่นนี้ สถานะการไหลของกระแส ออสซิลเลทจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น เนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น i^2R นั่นหมายความว่า การออสซิลเลทจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนมาเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.5(ข) ซึ่งเหมือนกับการออสซิลเลททางกล(โดยที่เฟสของศักดาจะตามกระแสอยู่ 90 องศา) การออสซิลเลท ในลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้วนี้เรียกว่า การออสซิลเลทแบบแอมป์ (damped oscillation) เพื่อช่วยให้การออสซิลเลทเป็นไปอย่างต่อเนื่องจะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับ กำลังที่สูญเสียไปหรือกล่าวได้ว่า ลูกตุ้มนาฬิกาจะต้องถูกผลักเล็กน้อยเมื่อเคลื่อนที่ไปจนถึงด้านซ้ายสุดของการแกว่ง ในกรณีของการออสซิลเลททางไฟฟ้า สวิตช์ต้องถูกผลักกลับมาทางด้านซ้ายมือทันทีที่ค่าศักดา V_c มีค่าสูงสุดเพื่อที่จะรับค่ากำลังทางด้านไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟแล้วทำการผลักกลับตำแหน่งเดิม

โดยอาศัยหลักการการออสซิลเลททางกล มาทำความเข้าใจกับการออสซิลเลททางไฟฟ้า ลองมาพิจารณาจากวงจรจริง ๆ ดูบ้างตามรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกต(gate)

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจร จะทำให้เกิดการกระชากของศักดาขึ้น ยังผลให้เกิดกระแสออสซิลเลทอ่อนๆ ขึ้นในวงจร LC และเกิดศักดา v_o ขึ้นด้วย ค่าศักดา v_o จะถูกขยายโดยเฟทผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดลวดปฐมภูมิของทรานส์ฟอร์มเมอร์มีค่าเป็น v_d (แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น v_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานป้อนไปให้วงจรเกิดออสซิลเลทได้ ขนาดของการออสซิลเลทจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.6 และการออสซิลเลทในลักษณะแรกนี้เรียกว่า การออสซิลเลทช่วงเริ่มแรก หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้เรียกว่า การออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง



รูปที่ 2.7 การออสซิลเลทในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลทแบบต่อเนื่อง

การออสซิลเลทตามที่ได้อธิบายมานี้ กระแสที่ช่วยทำให้เกิดการออสซิลเลทอย่างต่อเนื่องได้รับมาจากกำลังงานที่จ่ายออกมาโดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

2.1.3 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก (crystal oscillator circuit)

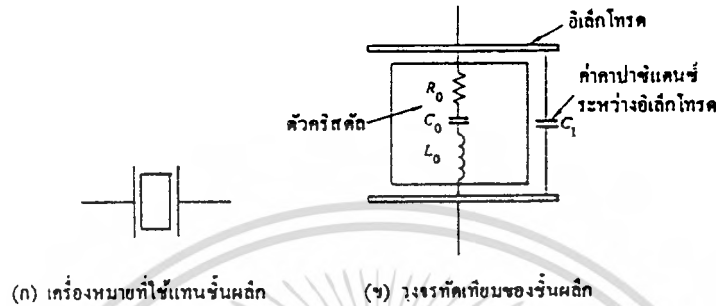
วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึก อาศัยการสั่นของชิ้นผลึกแทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงมาก

จากการศึกษาที่ผ่านมา ความถี่ของวงจรออสซิลเลเตอร์ LC จะเปลี่ยนแปลงไปเมื่อค่าศักดา อุณหภูมิไหลด และอื่น ๆ เปลี่ยนแปลงไป การทำให้วงจร LC มีเสถียรภาพดีทำได้ยาก โดยเหตุนี้ภาคต่าง ๆ ใน

เครื่องรับวิทยุที่ต้องการความแม่นยำ และเสถียรภาพของควมถี่มากๆ หรือทางด้านเครื่องส่งก็ตามมักจะเลือกใช้วงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึกเป็นแหล่งกำเนิด สัญญาณความถี่ทั้งสิ้น

1. ชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่เป็นแบบควอซเพียโซอิเล็กทริก (quartz piezoelectric) การสั่นไหวของมันจะทำให้เกิดความถี่ โดยอาศัยคุณสมบัติของสารเพียโซอิเล็กทริก สัญญลักษณ์ของชิ้นผลึก จะเป็นไปดังรูปที่ 2.8 (ก)



รูปที่ 2.8 ชิ้นผลึกที่ใช้กำเนิดความถี่

ปรากฏการณ์ของเพียโซอิเล็กทริกถูกค้นพบโดยสองพี่น้อง J.Curie และ P.Curie ในปี 1880 โดยทำการป้อนแรงจากภายนอกเข้าที่ด้านทั้งสองของวงจรรอสซิลเลเตอร์ แล้วจะได้ประจุไฟฟ้าทั้งประจุบวก และประจุลบออกมาเป็นสัดส่วนตรงกับแรงภายนอกที่ป้อนเข้าไป ในทางกลับกันเมื่อทำการป้อนศักดาเข้าทั้งสองของชิ้นผลึก ชิ้นผลึกจะเกิดการยืด หรือหดตัวโดยมีขนาดของแรงเครียด (strain) เป็นสัดส่วนตรงกับศักดาที่ป้อนเข้าไป

โดยอาศัยคุณสมบัติของชิ้นผลึก จะเริ่มเกิดการสั่น ตามคุณสมบัติความถี่ของตัวมัน ในลักษณะกลับไปมา(บวกและลบ) การสั่นนี้จะทำให้เกิดศักดาบวกและลบขึ้นเป็นสัดส่วนตรงกับความเร็วของการไหวตัวและเกิดขึ้นทั้งสองของชิ้นผลึก นั่นคือศักดาไฟสลับซึ่งมีความถี่เท่ากับคุณสมบัติด้านความถี่ของชิ้นผลึก ต่อไปเมื่อป้อนศักดาสัญญาณที่มีความถี่สอดคล้องกับคุณสมบัติด้านความถี่ของชิ้นผลึกเข้าไปให้ชิ้นผลึก จะทำให้ชิ้นผลึกเกิดการกำทอนด้านทางกลและการสั่นจะเกิดขึ้นสูงสุด ที่จุดนี้ ค่าศักดาที่ได้จากชิ้นผลึกจะมีค่ามากที่สุด และกระแสที่ไหลเข้าชิ้นผลึกจากแหล่งสัญญาณความถี่สูงก็จะมีค่ามากที่สุดด้วย เนื่องจากกระแสของวงจรมีขึ้นอย่างทันทีทันใดที่ความถี่ที่กำหนดซึ่งลักษณะของวงจรมีขึ้นกับวงจรมำทอนแบบอนุกรม ดังนั้นวงจรมีขึ้นทางไฟฟ้าของชิ้นผลึกจะเป็นดังรูปที่ 2.8 (ข)

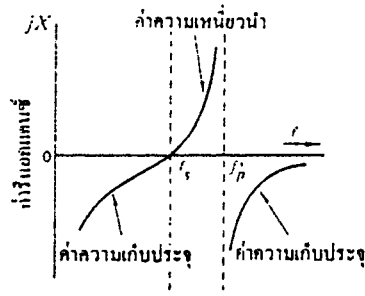
เมื่อค่าคงที่ทางไฟฟ้าของวงจรมำทอนที่เป็นตัวกำทอนคือ R_0 , C_0 และ L_0 สมมติให้มีค่าเป็น $R_0 = 160$, $C_0 = 2.76 \times 10^{-2}$ pF และ $L_0 = 0.102$ H ค่าของความถี่ที่กำทอน f_s และค่า Q จะหาได้เป็น (C_1 ในรูปที่ 2.8 เป็นค่าความจุที่เกิดจากแผ่นอิเล็กโทรดภายในยังไม่สนใจในขณะนี้)

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.102 \times 2.76 \times 10^{-14}}} = 3.0 \text{ MHz} \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{\omega_s L_0}{r} = \frac{2\pi \times 3 \times 10^6 \times 0.102}{160} = 12000 \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตัวอย่างนี้จะเห็นได้ว่าค่า Q มีค่าสูงถึง 12000 ซึ่งวงจร LC จะไม่มีทางทำได้สูงถึงขนาดนี้ โดยทั่ว ๆ ไป ส่วนกำหนดของชิ้นผลึกจะมีค่า Q ประมาณ 10^4 ถึง 10^6



รูปที่ 2.9 แสดงคุณสมบัติของค่ารีแอกแตนซ์(reactance)

เมื่อชิ้นผลึกเกิดการกำหนดที่ความถี่ที่ถูกต้อง f_s แล้ว วงจรกำหนดแบบอนุกรมของชิ้นผลึกจะมีผลเป็นอิมพีแดนซ์ของความถี่ที่ต่ำกว่า f_s และจะเป็นอิมพีแดนซ์ของความเหนี่ยวนำที่ความถี่สูงกว่า f_s เมื่อไม่สนใจต่อค่าความต้านทาน R_o ดังรูปที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 เมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงมาก ค่ารีแอกแตนซ์ของความเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ C_1 จะประกอบกันขึ้นเป็นวงจรกำหนดแบบขนาน โดยกำหนดที่ความถี่ f_p ที่จุดนี้อิมพีแดนซ์ของวงจรจะเป็นอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำคือ $\pm \alpha$ ค่า f_p สามารถแสดงเป็นสมการได้ ดังนี้

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_o \frac{C_o C_1}{C_o + C_1}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C_o}{C_1}} \quad (2.3)$$

ถ้าให้ $C_1 = 10$ pF ในตัวอย่างที่ผ่านมา f_p จะเป็น

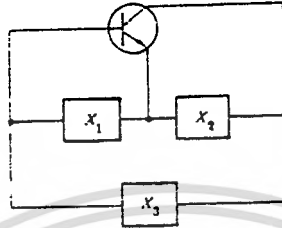
$$f_p = 3 \sqrt{1 + \frac{2.76}{10} \times 10^{-2}} \approx 3.004 \text{ MHz}$$

จากตัวอย่างที่ยกมานี้จะเห็นว่าระยะห่างระหว่าง f_s และ f_p จะแคบมากเป็นพิเศษ(3.000 MHz กับ 3.004 MHz หรือประมาณ 0.004 MHz) และส่วนกำหนดของชิ้นผลึกจะเป็นความเหนี่ยวนำเมื่อความถี่เหนือช่วงนี้ขึ้นไป เมื่ออุปกรณ์ประเภทความเหนี่ยวนำที่ต่อกันแบบสามจุดถูกแทนด้วยชิ้นผลึก วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ได้จะมีเสถียรภาพทางความถี่สูงมาก ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องจากชิ้นผลึกนี้มีการสั่นไหวแบบทางกล ดังนั้นมันจึงไม่มีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ค่าสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิโดยทั่วไปของชิ้นผลึกจะประมาณ $10^{-6}/^{\circ}C$ หรือน้อยกว่า

2. วงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก

ตามรูปที่ 2.10 ซึ่งเป็นวงจรแบบต่อกัน 3 จุด ค่ารีแอ็กแตนซ์ ทั้งสามตัวจะถูกแทนด้วยชิ้นผลึกได้ โดยอาศัยหลักการเบื้องต้นดังตารางที่ 2.1

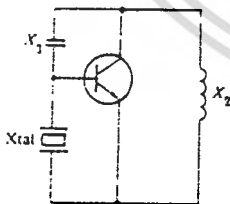
วงจรแบบพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก จะแสดงดังรูปที่ 2.11 ซึ่งได้ มาจาก หลักการในตารางที่ 2.1



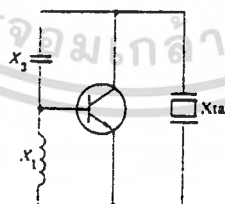
รูปที่ 2.10 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบต่อกัน 3 จุด

ตารางที่ 2.1 รูปแบบพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบอาศัยชิ้นผลึก

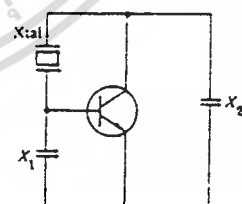
	X_1	X_2	X_3	
ชนิดฮาร์ตเลย์				วงจร Pierce BE
ชนิดฮาร์ตเลย์				
ชนิดคอลพิทท์				วงจร Pierce CB



(ก) แบบ Hartley หรือ Pierce BE oscillator circuit



(ข) Hartley



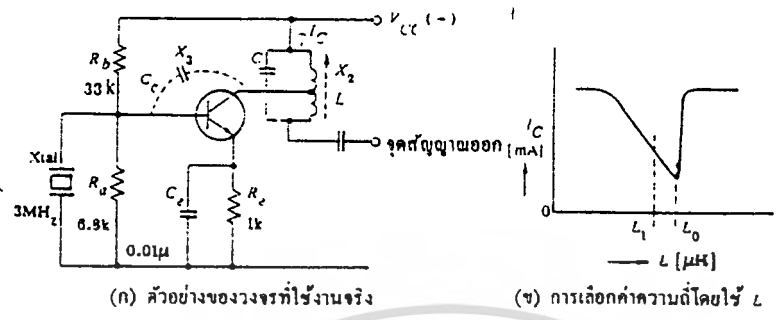
(ค) แบบ Colpitts หรือ Pierce CB oscillator circuit

รูปที่ 2.11 วงจรพื้นฐานของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบใช้ชิ้นผลึก

ตามวงจรของรูปที่ 2.11 สามารถใช้เฟททรานซิสเตอร์ได้เลย โดยไม่ต้องเปลี่ยนรูปแบบของวงจร แต่ควรจะศึกษาถึงวงจรทางด้านปฏิบัติเสียก่อน เพื่อความเข้าใจได้ดีขึ้น

รูปที่ 2.12 เป็นวงจรแบบฮาร์ตเลย์ที่ใช้งานจริง โดยมีค่าความจุภายในเป็น X_3 ของ วงจร LC แบบขนานเป็น X_2 ที่ ค่ารีแอ็กแตนซ์ของมันจะเป็นแบบความเหนี่ยวนำตามรูปที่ 2.12 (ก) ส่วนรูปที่ 2.12 (ข) ค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแส I_c เมื่อ L ถูกปรับค่าไป เมื่อค่ากระแส I_c มีค่าต่ำสุด การออกซิลเลทก็จะมีค่าสูงสุดที่จุดกำหนด L_0 แต่ที่จุดนี้การทำงานจะยังไม่เสถียรภาพดีพอ จุดที่ดีที่สุดควรจะเป็นที่ L_1 ซึ่งเป็นจุดที่ L จะเริ่มมีค่าความเหนี่ยวนำ

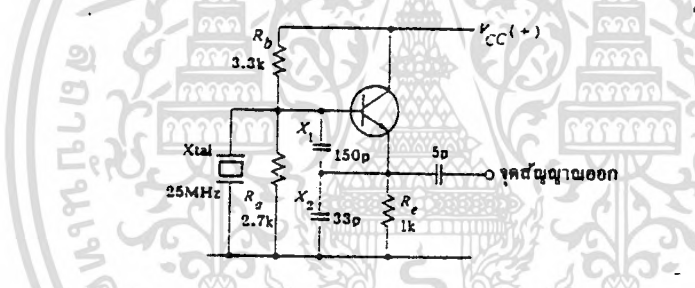


(ก) ตัวอย่างของวงจรที่ใช้งานจริง

(ข) การเลือกค่าความถี่โดยให้ L

รูปที่ 2.12 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบฮาร์ทเลย์

รูปที่ 2.13 เป็นวงจรคอลเลคเตอร์ร่วมแบบไม่เลือกความถี่ ซึ่งดัดแปลงมาจากวงจรแบบคอลพิทท์



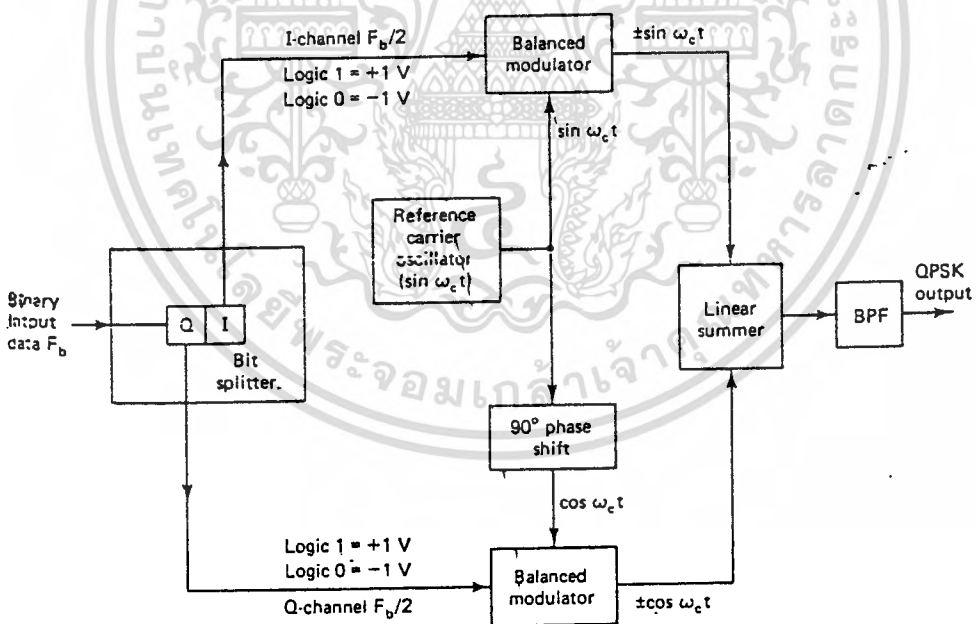
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรแบบไม่ใช้อุปกรณ์เลือกความถี่

ผลึกทำให้ราคาของออสซิลเลเตอร์เพิ่มขึ้น สิ่งนี้สามารถกลายเป็นปัญหาในอุปกรณ์บางอย่างเช่น เครื่องส่งที่มีหลายแชนแนล ผลึกจะเป็นที่ต้องการของทุกแชนแนลซึ่งทำให้เครื่องส่งแบบนี้มีราคาแพง วิธีแก้ปัญหาคือการสังเคราะห์ความถี่ สิ่งเหล่านี้เป็นการรวมวงจรดิจิทัล และวงจรมอดูเลชันที่สามารถสังเคราะห์ความถี่ต่าง ๆ จากผลึกตัวเดียวหรือหลายตัว

2.2 ระบบ 4 - PSK มอดูเลเตอร์

4 - PSK หรือ QPSK (Quadrature PSK หรือ Quaternary PSK) เป็นรูปแบบหนึ่งของการมอดูเลต เป็นเทคนิคของการเข้ารหัสแบบ M - ary ซึ่ง $M = 4$ (ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่า Quaternary ซึ่งหมายถึง 4) และเอาต์พุตที่เป็นไปได้ของ 4 - PSK จะมีอยู่ 4 เอาต์พุตซึ่งมีเฟสต่างกันอยู่ 4 เฟส โดยการใช้สัญญาณพาหะเพียงสัญญาณเดียว เนื่องจากมีเอาต์พุตที่แตกต่างกันถึง 4 เฟส ดังนั้นจะต้องมีการบิอนอินพุตเข้าไปต่าง ๆ กัน 4 เงื่อนไข เนื่องจากสัญญาณอินพุตดิจิทัลสำหรับ 4 - PSK มอดูเลเตอร์เป็นสัญญาณไบนารี เพื่อที่จะสร้างอินพุตให้ต่างกันถึง 4 สภาวะจึงต้องใช้สัญญาณอินพุตมากกว่า 1 บิต ด้วยการใช้ 2 บิตดังนั้นจึงมีสภาวะที่อินพุตจะเป็นไปได้คือ 00 , 01 , 10 , และ 11 ดังนั้น 4 - PSK จึงมีกลุ่มของอินพุต 4 กลุ่ม โดยแต่ละกลุ่มจะประกอบด้วย 2 บิต เรียกว่า ไดบิต (dibit) แต่ละคู่หรือแต่ละไดบิตจะสร้างเอาต์พุต เฟสใดเฟสหนึ่งใน 4 เฟสที่เป็นไปได้ ดังนั้นสำหรับสัญญาณแต่ละคู่หรือแต่ละไดบิตจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุตครั้งหนึ่ง ดังนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เอาต์พุต (baud rate) ก็จะเป็นครึ่งหนึ่งของอัตราบิต (bit rate) ที่อินพุต

บล็อกไดอะแกรมของ 4 - PSK แสดงในรูปที่ 2.14 บิตหนึ่งถูกบิอนไปยังช่อง I และอีกบิตหนึ่งบิอนไปที่ช่อง Q , I บิตมอดูเลตกับสัญญาณพาหะซึ่งอินเฟสกับสัญญาณพาหะจากออสซิลเลเตอร์ (ด้วยเหตุนี้ ' I ' จึงหมายถึงช่องสัญญาณอินเฟส) และ Q บิตมอดูเลตกับสัญญาณพาหะที่มีเฟสต่างไป 90 องศาของสัญญาณพาหะเดิม (ด้วยเหตุนี้ Q จึงหมายถึง ช่องสัญญาณควอดราเจอร์)



รูป 2.14 บล็อกไดอะแกรมของ QPSK มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าเมื่อได้บิตได้ถูกป้อนแยกให้กับช่อง I และ Q แล้ววิธีการมอดูเลตก็จะเหมือนกับในวงจร BPSK เพียงแต่ว่า 4 - PSK มอดูเลเตอร์ก็คือ BPSK มอดูเลเตอร์ 2 อันรวมกันแบบขนานนั่นเอง สำหรับ ลอจิก 1 = +1 และลอจิก 0 = -1 จะมีเฟสที่เอาต์พุตของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ I (+sin ω_ct และ -sin ω_ct) และ 2 เฟสที่จะเป็นไปได้ที่บาลานซ์มอดูเลเตอร์ Q (+cos ω_ct และ -cos ω_ct) เมื่อนำมารวมกันแล้วก็จะได้ผลลัพธ์เป็น +sin ω_ct + cos ω_ct, +sin ω_ct - cos ω_ct, -sin ω_ct + cos ω_ct และ -sin ω_ct - cos ω_ct ยกตัวอย่างเช่น

สำหรับไบนารีอินพุตของ Q = 0 และ I = 0 ดังนั้นอินพุตที่เข้าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ I คือ -1 และ sin ω_ct ที่บาลานซ์มอดูเลเตอร์ Q คือ -1 และ cos ω_ct จะได้เอาต์พุต

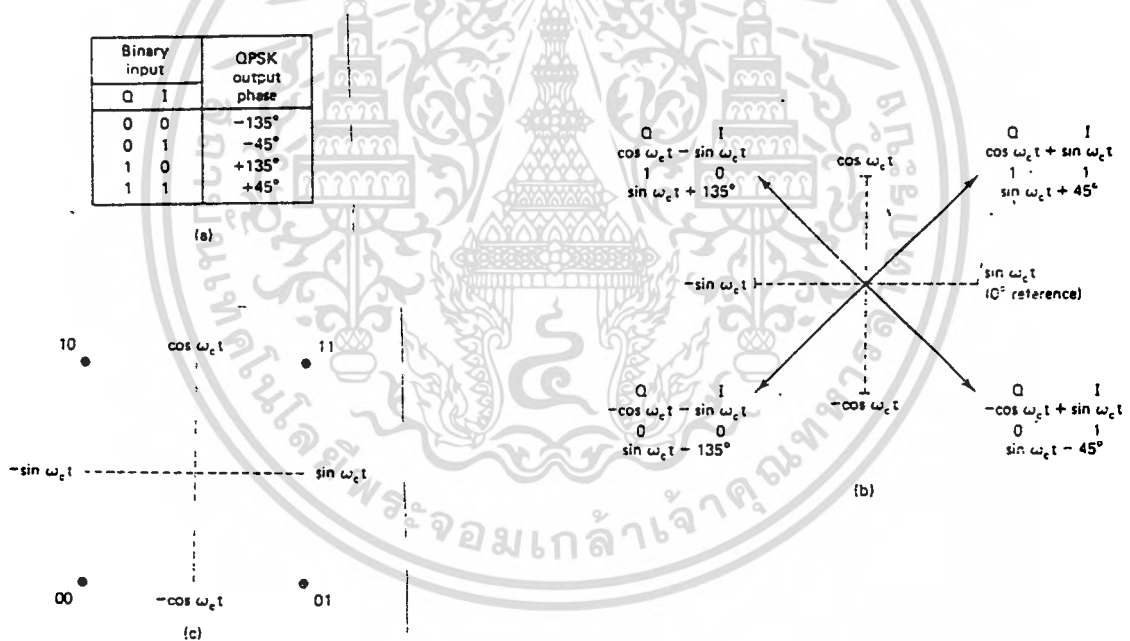
$$\text{บาลานซ์มอดูเลเตอร์ I} = (-1)(\sin \omega_c t) = -\sin \omega_c t$$

$$\text{บาลานซ์มอดูเลเตอร์ Q} = (-1)(\cos \omega_c t) = -\cos \omega_c t$$

และจากการรวมกันของ I และ Q จะได้ คือ

$$-1 \sin \omega_c t - 1 \cos \omega_c t = 1.414 \sin \omega_c t - 135^\circ$$

สำหรับไบนารีที่เหลือ (01, 10, และ 11) ก็จะมีอาศัยหลักการเดียวกันดังรูปที่ 2.15



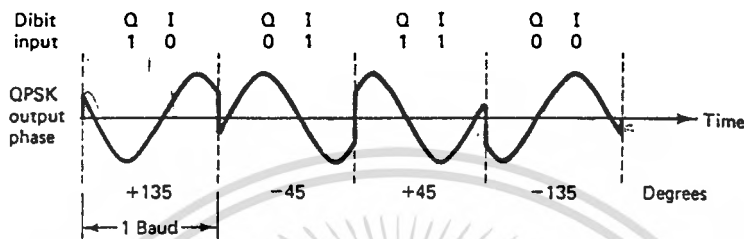
รูปที่ 2.15 4 - PSK

(a) ตารางความจริง (truth table)

(b) เฟสเซอร์ไดอะแกรม

(c) คอนสเทลเลชันไดอะแกรม (constellation diagram)

จากรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่า 4 - PSK จะมีเฟสของเอาต์พุตที่เป็นไปได้อยู่ 4 เฟส และเอาต์พุตแต่ละตัว มีแอมพลิจูดเท่ากัน ดังนั้นไมนารีอินฟอร์เมชัน จะต้องถูกเข้ารหัสเข้าไปในเฟสของเอาต์พุต และนี่ก็คือคุณสมบัติเฉพาะที่สำคัญที่สุดของระบบ PSK ซึ่งต่างจาก QAM จากรูปที่ 2.15 (b) จะเห็นได้ว่าส่วนต่างเฟสที่ใกล้เคียงกันของ เฟสเซอร์ใน 4 - PSK คือ 90 องศา ดังนั้นเราสามารถที่จะชิพเฟสของสัญญาณพาหะให้เป็น -45 องศา และ +45 องศา ในขณะที่ส่งสัญญาณก็จะสามารถให้ผลเช่นเดียวกัน

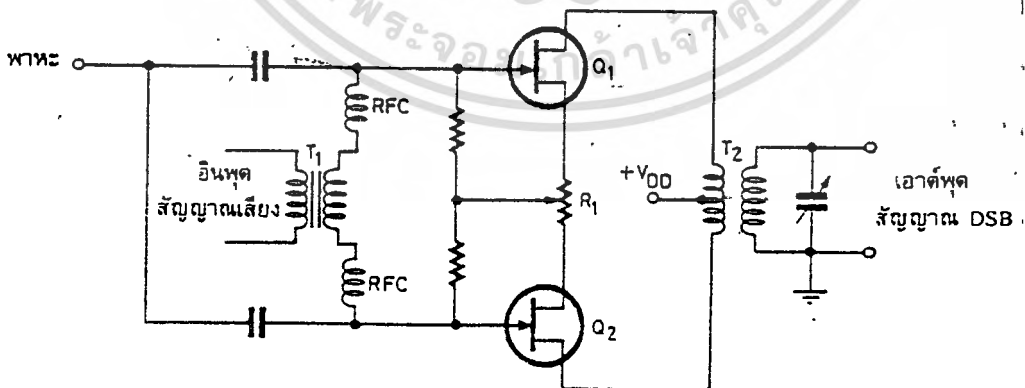


รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตเฟสกับเวลาของ 4 - PSK มอดูเลเตอร์

2.3 บาลานซ์มอดูเลเตอร์

วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ มีรูปแบบต่างๆ กันดังนี้คือ

1. บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้เฟทคู่ รูปที่ 2.17 แสดงวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์อย่างง่าย อินพุต RF ป้อนเข้าที่เกตของ Q_1 และ Q_2 พร้อมๆ กัน (เฟสตรงกัน) ทำให้กระแสเดรน (drain) ไหลผ่านขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลง T_2 ทำให้เอาต์พุตเนื่องจากสัญญาณ RF หักล้างกัน คลื่นพาหะ RF จึงเป็นศูนย์ โฟเทนิโอมิเตอร์ R_1 เป็นตัวปรับสมดุล (balance) เพื่อชดเชยผลแตกต่างระหว่างเฟททั้งสอง วิธีปรับ R_1 ให้วัดเอาต์พุต RF (ขณะไม่ป้อนสัญญาณเสียง) แล้วค่อยๆ ปรับ R_1 จนกระทั่งเอาต์พุตลดต่ำสุดหรือเป็นศูนย์

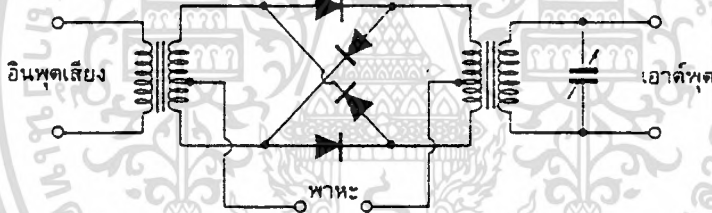


รูปที่ 2.17 บาลานซ์มอดูเลเตอร์ใช้เฟทคู่

ตรงข้ามกับสัญญาณที่เกิด Q_2 ฉะนั้นสัญญาณเสียงจะมองเห็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ทำงานแบบพหุคูณ การผสมระหว่างสัญญาณเสียงและสัญญาณพาหะ RF บังเกิดขึ้นที่เฟทแต่ละตัว ไซด์แบนด์ผลลัพธ์ซึ่งปรากฏ คร่อมขดไพรมารีของหม้อแปลง T_2 จะเสริมกันในสัญญาณพหุคูณแล้วส่งออกไปยังเอาต์พุต สำหรับสัญญาณ พาหะจะหักล้างกันที่ขดไพรมารี ทำให้ไม่มีเอาต์พุต สำหรับสัญญาณเสียงนั้นถูกกรองทิ้งไปเพราะ วงจรเทงค์ (หม้อแปลง RF กับ C ปรับค่าได้) จูนไว้ที่ความถี่พาหะ

อย่างไรก็ตามสัญญาณพาหะอาจเล็ดลอดไปสู่เอาต์พุตได้ เมื่อเฟททั้งคู่มีลักษณะสมบัติ (characteristic) แตกต่างกัน (เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าไม่แมตช์กัน เราสามารถปรับสมดุลได้ที่ R_1 นอกจากนี้เราอาจ จะปรับจุดกลาง (center tap) ของหม้อแปลง T_2 ด้วยก็ได้ ในทางปฏิบัติวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดนี้ กำจัดพาหะออกไปได้ถึง 60 เดซิเบล

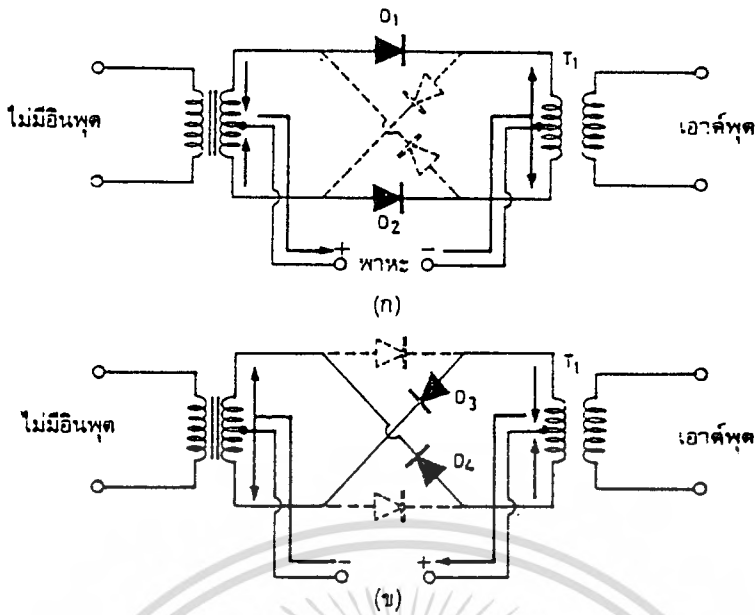
2. บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไดโอดต่อเป็นวง วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดไดโอดต่อกันเป็นวง (ring) นี้ บางทีเรียกว่า ริงมอดูเลเตอร์ รูปที่ 2.18 ไดโอดทั้ง 4 ตัว จะต้องเลือกให้แมตช์กันเพื่อให้กำจัด พาหะได้หมดสิ้นไป



รูปที่ 2.18 ริงบาลานซ์มอดูเลเตอร์

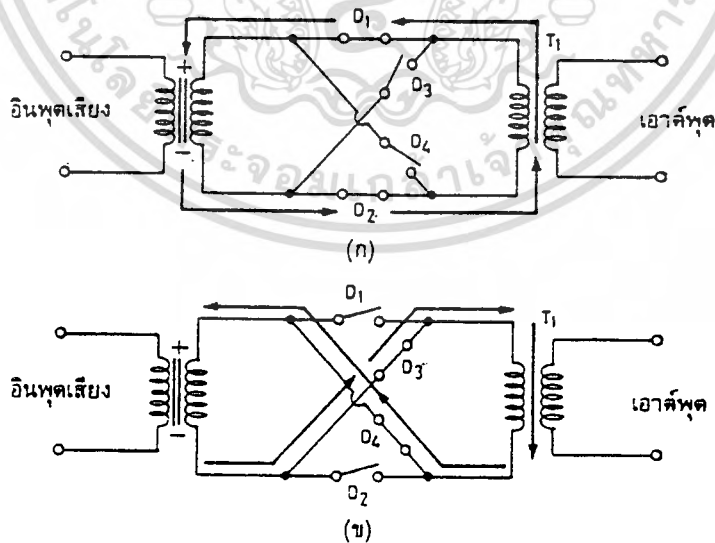
รูปที่ 2.19 (ก) แสดงการทำงานของวงจร เมื่อมีสัญญาณ (กระแส) RF ตามทิศทางที่แสดงไว้ D_1 กับ D_2 ก็จะนำกระแสไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 ทำให้ไม่มีเอาต์พุต เมื่อกระแส RF กลับหัว D_3 กับ D_4 นำกระแส กระแส RF ก็ยังไหลสวนทางกันในหม้อแปลง T_1 อีก ดังรูปที่ 2.19 (ข) เอาต์พุตก็ เป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 หลักการทำงานของริงมอดูเลเตอร์ (ในสภาวะที่ป้อน RF อย่างเดียว)

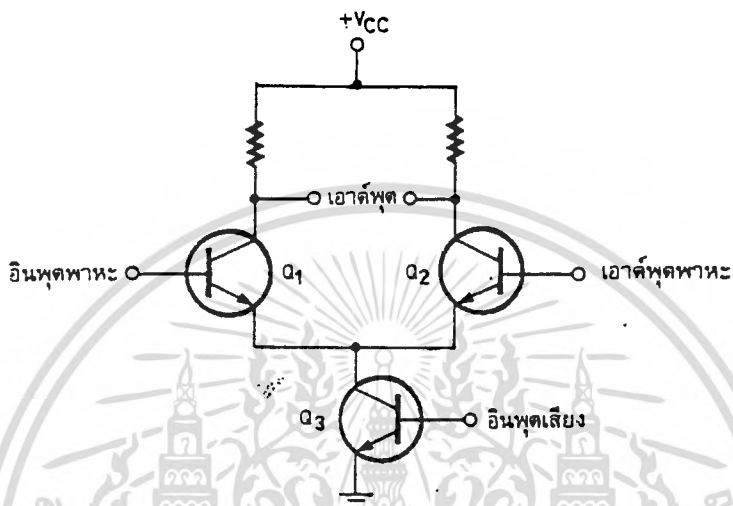
เมื่อป้อนสัญญาณเสียง (รูปที่ 2.20 ก) ไดโอด D_1 กับ D_2 จะนำกระแสตามสัญญาณ RF (ในที่นี้ เราได้ละเว้นสัญญาณ RF ออกไปเพื่อให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น และไดโอดเขียนแทนด้วยสวิตช์ธรรมดา) สัญญาณเสียงจะไหลผ่านหม้อแปลง T_1 ตามทิศทางที่แสดงไว้ เมื่อสัญญาณ RF กลับขั้ว D_3 กับ D_4 นำกระแส (รูปที่ 2.20 ข) สัญญาณคร่อม T_1 ก็กลับขั้วด้วย ฉะนั้นสัญญาณเสียงที่ปรากฏที่หม้อแปลง T_1 จะกลับขั้วไปมา อยู่ตลอดเวลาตามจังหวะของสัญญาณ RF



รูปที่ 2.20 การทำงานของริงมอดูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณออดิโอเข้าไปมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

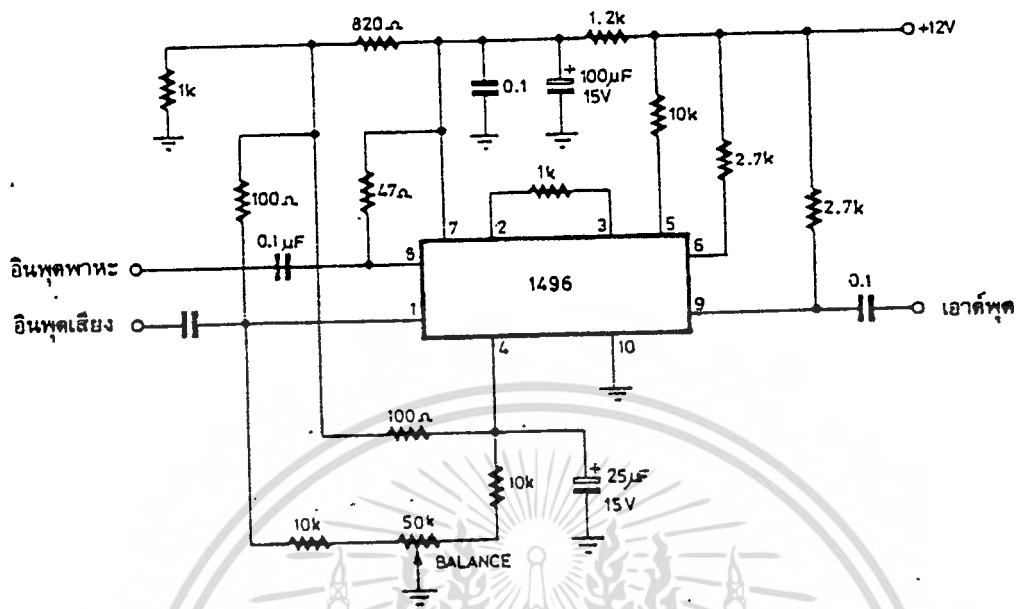
3. บาลานซ์มอดูเลเตอร์ชนิดใช้ไอซี วงจรอีกแบบหนึ่งที่เหมาะที่จะนำมาใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์ก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนเชียล (รูปที่ 2.21) Q_3 เป็นแหล่งจ่ายกระแสให้แก่ Q_1 กับ Q_2 ถ้าสัญญาณ RF ป้อนให้แก่ Q_1 และ Q_2 มีเฟสตรงกัน กระแสไหลในทรานซิสเตอร์ทั้งคู่ก็จะเท่ากัน และไม่มีแรงดันผลต่างเกิดขึ้นที่เอาต์พุต สถานะนี้เป็นการกำจัดโหมดร่วม (common mode rejection) ของวงจร พาหะจึงหักล้างกันเองหมดไป



รูปที่ 2.21 บาลานซ์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรดิฟเฟอเรนเชียล

เมื่อป้อนสัญญาณเสียงที่เบสของ Q_3 สมดุลของวงจรจะเสียไป ทำให้สัญญาณเสียงและ RF เกิดการผสมกันขึ้นที่ Q_1 กับ Q_2 การผสมแบบนอนรีเนียร์นี้ทำให้เกิดไซด์แบนด์ขึ้นที่เอาต์พุต อย่างไรก็ตามพาหะก็ยังเป็นศูนย์เช่นเดิม เนื่องจากสัญญาณโหมดร่วมถูกกำจัดออกไปตามที่อธิบายมาในตอนต้น

วงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่ดีต้องใช้ทรานซิสเตอร์ที่แมตช์กันอย่างสนิท จึงนิยมทำเป็นไอซี ในรูปที่ 2.22 เป็นไอซีที่ออกแบบเพื่อใช้งานเป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์โดยเฉพาะ รูปที่ 2.22 (ก) คือไอซีเบอร์ 1496 ซึ่งผลิตโดยโมโตโรล่า (Motorola) เนชั่นแนล (National) และซิกเนติกส์ (Signetics) วงจรนี้ก็ใช้หลักการวงจรดิฟเฟอเรนเชียลที่กล่าวมาแล้ว การกำจัดพาหะสูงถึง 65 เดซิเบล (ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตซ์)



รูปที่ 2.22 ไอซีที่ใช้เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

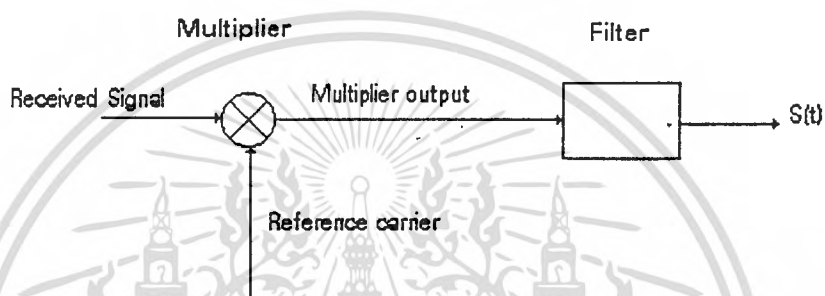
ระบบดีมอดูเลเตอร์

อินโคฮีเรนท์ ดีเทคชัน (Incoherent detection) : ไม่ต้องการสัญญาณอ้างอิง ดีเทคโดยตรงจากการเปลี่ยนแปลงที่ประกอบอยู่ในสัญญาณที่รับเข้ามา เช่น AM

โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน (Coherent detection) : ต้องการสัญญาณอ้างอิง เปรียบเทียบสัญญาณที่รับเข้ามา กับสัญญาณอ้างอิง แล้วดีเทคหาความแตกต่าง

(1) โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน

โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน ทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับเข้ามาด้วยคลื่นพาหะอ้างอิงดูหลักการดังรูป



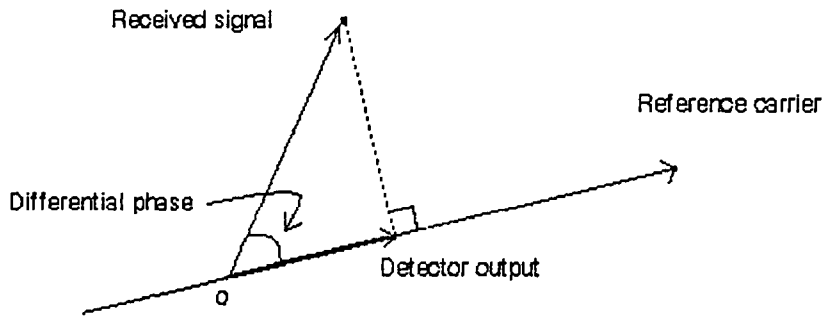
รูปที่ 2.23 แสดงหลักการของ โคฮีเรนท์ ดีเทคชัน

ถ้าสัญญาณที่รับเข้ามาเป็น $R(t) = \cos(\omega_c t + \phi)$ และถ้าคลื่นพาหะอ้างอิงเป็น $\cos(\omega_c t + \theta)$ โดยมีความถี่เชิงมุมคงที่เป็น ω_c และความแตกต่างทางเฟสถูกนำมาใช้ สัญญาณทางออกของมัลติพลีเออร์จะเป็น

$$\begin{aligned} M(t) &= R(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta) \\ &= \cos(\omega_c t + \phi) \cdot \cos(\omega_c t + \theta) \\ &= \frac{1}{2} \{ \cos(2\omega_c t + \phi + \theta) + \cos(\phi - \theta) \} \end{aligned} \quad (2.4)$$

ที่ทางออกของมัลติพลีเออร์จะได้เป็นส่วนประกอบที่เป็น 2 เท่าของความถี่คลื่นพาหะ และส่วนประกอบที่เป็น ความต่างเฟสระหว่างสัญญาณที่รับได้และคลื่นพาหะอ้างอิง ส่วนที่เป็นฮาร์โมนิกสูงๆ จะถูกตัดออกไปโดย ฟิลเตอร์ จะเหลือแต่ส่วนประกอบที่ขึ้นกับโคไซน์ ของความต่างเฟส และถ้าเฟส ϕ ของสัญญาณที่ได้รับถูก เปลี่ยนไปโดยการมอดูเลต เอาต์พุตก็จะเปลี่ยนตามการมอดูเลตนั้น ถ้าสัญญาณที่รับได้มีเฟสที่เหมือนกันกับ คลื่นพาหะอ้างอิง ($\phi - \theta = 0$) สัญญาณทางออกก็จะมีค่าสูงสุดและถ้าสัญญาณที่รับได้มีเฟสตั้งฉาก ($\phi - \theta = \pi/2$) สัญญาณทางออกก็จะเป็นศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

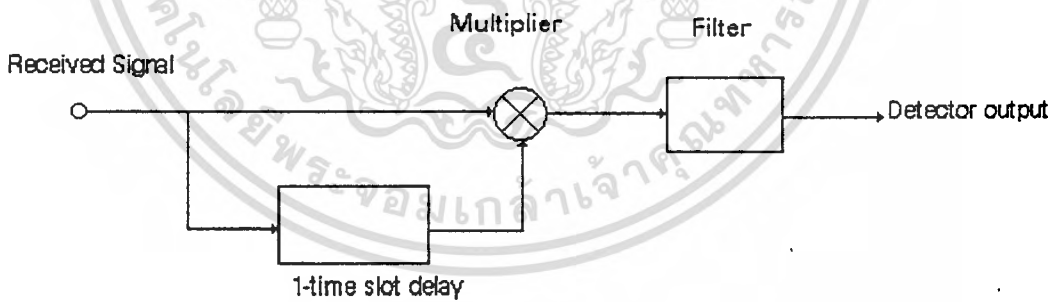


รูปที่ 2.24 โคฮีเรนซ์ ดีเทคชันบนเวกเตอร์ไดอแกรม

เนื่องจากเอาต์พุตของกราดิเทคชันคือ โปรเจกชัน (projection) ของสัญญาณที่รับได้ที่ทำอยู่บนแกนของคลื่นพาหะอ้างอิง และเนื่องด้วยคลื่นพาหะอ้างอิงถูกหมุนไปรอบ ๆ ศูนย์กลางด้วยความเร็วเชิงมุมที่เท่ากัน ดีเทคชันเอาต์พุตที่คงที่ค่าหนึ่งสามารถได้รับออกมาตราบนเท่าที่เฟสซึ่งเกี่ยวพันตามลำดับไม่ได้เปลี่ยนแปลงไป ถ้าเฟสของสัญญาณที่รับได้เปลี่ยนไป ดีเทคชันเอาต์พุตก็จะเปลี่ยนไปด้วย ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่จะรู้ตำแหน่งสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้

(2) อินโคฮีเรนซ์ ดีเทคชัน

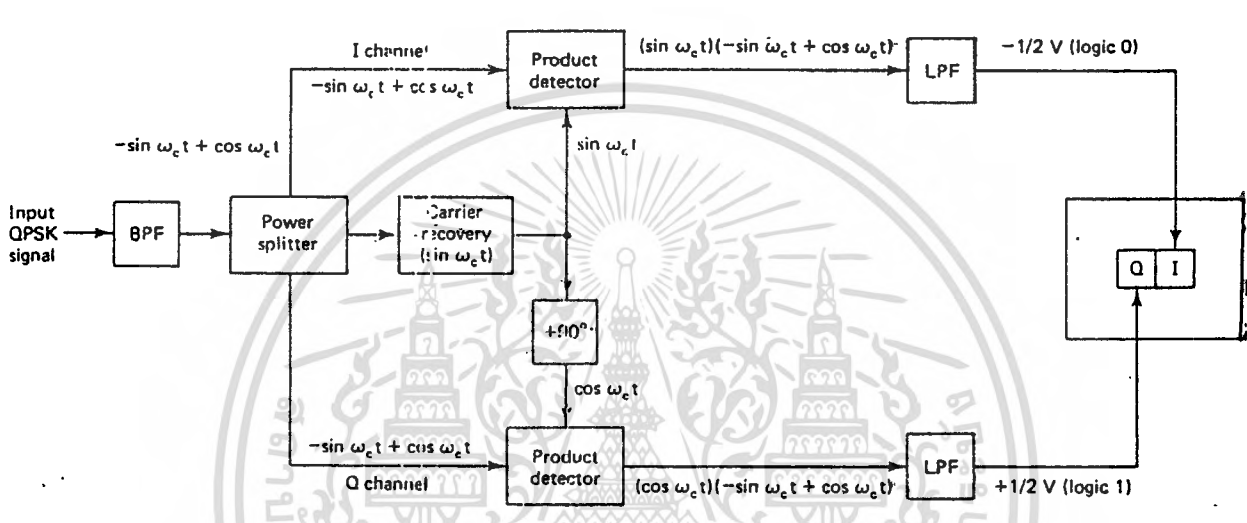
สัญญาณที่รับได้ใช้ประโยชน์ได้โดยตรงให้เป็นคลื่นพาหะอ้างอิง ตามรูปสัญญาณที่รับได้จะถูกแยกออกอีกทาง โดยมีกราดิเลเย์ 1 ไทม์สล็อต เพื่อป้องกันเข้ามัลติพลีเออร์



รูปที่ 2.25 อินโคฮีเรนซ์ ดีเทคชัน โดยการใช้ดีเลย์สัญญาณที่รับเข้ามา

2.4 ระบบ 4 - PSK ดิมอดูเลเตอร์

บล็อกไดอะแกรมของ 4 - PSK ดิมอดูเลเตอร์แสดงดังรูปที่ 2.26 เมื่อมีสัญญาณอินพุตจาก 4 - PSK มอดูเลเตอร์แยกเข้าไปทั้งในแกน I และแกน Q วงจรแคเรียรีรีคเวอริ (recovery circuit) จะสร้างสัญญาณพาหะขึ้นมาอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งสัญญาณพาหะที่สร้างขึ้นมาใหม่นี้จะต้องอ้างอิงกับความถี่และเฟสกับสัญญาณพาหะเดิม สัญญาณ 4 - PSK จะถูกดิมอดูเลตออกมาทั้งในแกน I และแกน Q จากโปรดัคทีเทคเตอร์ซึ่งจะได้สัญญาณข้อมูลออกมาเป็นบิต เอาต์พุตของโปรดัคทีเทคเตอร์จะถูกป้อนให้กับวงจรรวม ซึ่งจะเปลี่ยนข้อมูลจากที่เป็นแบบขนานให้เป็นแบบอนุกรมออกมาในรูปของกระแสของบิต (bit stream)



รูปที่ 2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ 4-PSK ดิมอดูเลเตอร์

สัญญาณ 4 - PSK ที่เข้ามาอาจเป็นเฟสใดก็ได้ใน 4 เฟสของเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 2.15 เพื่อที่จะแสดงให้เห็นถึงกระบวนการดิมอดูเลชัน เราจะสมมติให้สัญญาณ 4 - PSK ที่เข้ามาเป็น $(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)$ การดิมอดูเลชันโดยใช้วิธีการทางคณิตศาสตร์จะเป็นดังนี้คือ

สัญญาณ 4 - PSK $(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)$ ที่เข้ามาเป็นอินพุตของโปรดัคทีเทคเตอร์ I และอินพุตของโปรดัคทีเทคเตอร์อีกตัวหนึ่งก็คือสัญญาณพาหะ ที่ถูกสร้างขึ้นมาหรือสัญญาณรีคเวอริแคเรียรี $(\sin \omega_c t)$ นั่นเอง

ดังนั้นจะได้ว่า เอาต์พุตของโปรดัคทีเทคเตอร์ I คือ

$$\begin{aligned}
 I &= \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{QPSK input signal}} \underbrace{(\sin \omega_c t)}_{\text{carrier}} \\
 &= (-\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t) + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t)
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned}
&= -\sin^2 \omega_c t + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t) \\
&= -\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) + \frac{1}{2}\sin(\omega_c t + \omega_c t) + \frac{1}{2}\sin(\omega_c t - \omega_c t) \\
I &= -\frac{1}{2} + \underbrace{\frac{1}{2}\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t}_{\text{filtered out}} + \underbrace{\frac{1}{2}\sin 0}_{\text{equals 0}} \\
&= -\frac{1}{2}V_{dc} \text{ (logic 0)}
\end{aligned}$$

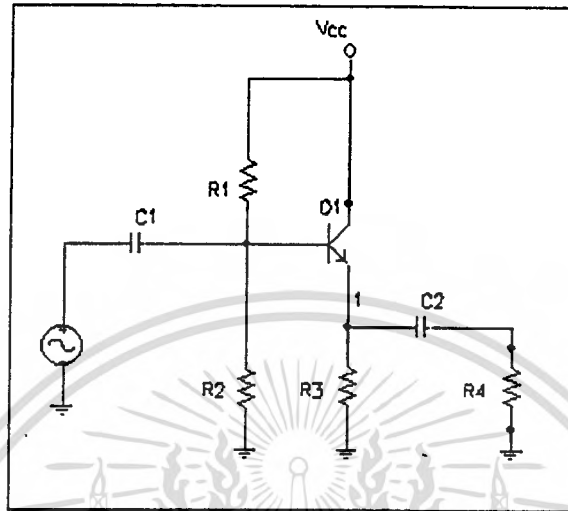
และเช่นเดียวกันในแกน Q ก็จะมีอินพุตเป็นสัญญาณ 4 - PSK เหมือนกับในแกน I คือ $(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)$ และสัญญาณรีคอเวอริแคเรียร์ ซึ่งถูกชิฟ (shift) ไป 90 องศา $(\cos \omega_c t)$ ก็จะได้เอาต์พุตของโปรดัคต์เทคเตอร์ Q คือ

$$\begin{aligned}
Q &= \underbrace{(-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t)}_{\text{QPSK input signal}} \underbrace{(\cos \omega_c t)}_{\text{carrier}} & (2.6) \\
&= (\cos^2 \omega_c t) - (\sin \omega_c t)(\cos \omega_c t) \\
&= -\sin^2 \omega_c t + (\cos \omega_c t)(\sin \omega_c t) \\
&= \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c t + \omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c t - \omega_c t) \\
Q &= \frac{1}{2} + \underbrace{\frac{1}{2}\cos 2\omega_c t - \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t}_{\text{filtered out}} - \underbrace{\frac{1}{2}\sin 0}_{\text{equals 0}} \\
&= \frac{1}{2}V_{dc} \text{ (logic 1)}
\end{aligned}$$

ดังนั้นบิตข้อมูลของแกน I และแกน Q ที่ถูกดีมอดูเลตออกมาเรียบร้อยแล้วคือ 0 และ 1 ตามลำดับซึ่งตรงกับที่ส่งมาจากด้าน 4 - PSK มอดูเลเตอร์

2.5 วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วม (common collector) หรือวงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter follower)

วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วม หรือวงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์

วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมนี้เป็นวงจรขยายที่ให้อัตราขยายแรงดันประมาณ 1.0 สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสเหมือนกับอินพุต ด้วยเหตุนี้วงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมจึงมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าวงจรอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (Emitter Follower) เนื่องจากสัญญาณที่เอาต์พุตมีขนาดและเฟสใกล้เคียงกับอินพุต

ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรคอลเลกเตอร์ร่วมมีค่ามากกว่า 1 เสมอ สำหรับค่าความต้านทานขาเข้าและความต้านทานขาออก ค่าความต้านทานขาเข้าของวงจรคอลเลกเตอร์ร่วมนี้มีค่าสูงมาก ขณะที่ค่าความต้านทานขาออกของวงจรมีค่าต่ำมาก

ดังนั้นเราอาจจะสรุปลักษณะสมบัติสำคัญของวงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมได้ดังนี้ คือ

1. อัตราขยายกระแสมีค่าสูงคล้าย ๆ วงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม มีค่า $A_i = \beta + 1$
2. อัตราขยายแรงดันมีค่าต่ำกว่า 1 แต่ใกล้เคียง 1 มาก
3. อัตราขยายกำลังมีค่าต่ำกว่ากำลังขยายกระแสเล็กน้อย
4. ค่าความต้านทานขาเข้าสูงมาก สูงกว่าวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม
5. ค่าความต้านทานขาออกต่ำมาก
6. ไม่มีความแตกต่างของเฟสระหว่างสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณขาออก

และจากลักษณะสมบัติของวงจรขยายคอลเลกเตอร์ร่วมดังกล่าว จึงเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานเป็นบัฟเฟอร์ (buffer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 ออปแอมป์ (Operational Amplifier)

ออปแอมป์เป็นวงจรรขยายที่มีคุณสมบัติดีเยี่ยม สามารถขยายสัญญาณได้ตั้งแต่สัญญาณไฟตรงซึ่งจะมีใช้เฉพาะในอนาล็อกคอมพิวเตอร์ และในเครื่องมือวัดเท่านั้น ไปจนถึงสัญญาณความถี่สูง (บางชนิดได้ถึงหลายๆ เมกะเฮิร์ตซ์) ในปัจจุบันเทคโนโลยีในการผลิตวงจรรวม (Integrated circuit) ได้เจริญก้าวหน้าเป็นอันมาก บริษัทผู้ผลิตต่าง ๆ ได้ผลิตออปแอมป์ที่เป็นวงจรรวมซึ่งมีขนาดเล็ก และราคาถูกลง จึงทำให้มีผู้นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในปัจจุบัน

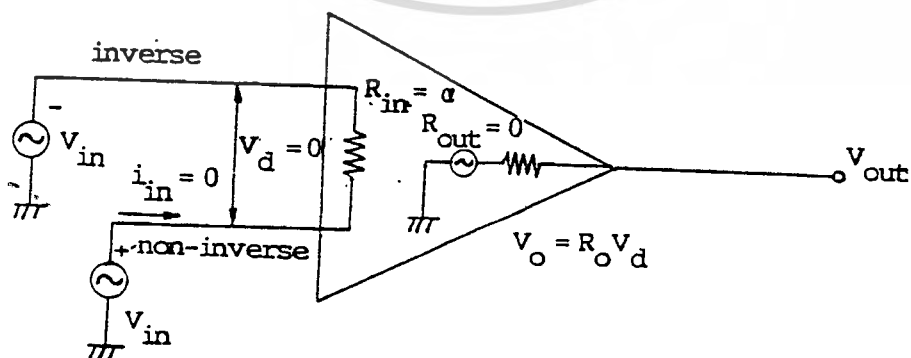
2.6.1 คุณสมบัติของออปแอมป์ในอุดมคติ

ออปแอมป์ในอุดมคติมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. มีความต้านทานขาเข้า (Input resistance) สูง ($R_{in} = \infty$) ซึ่งทำให้ไม่มีกระแสไหลเข้าสู่อินพุตของออปแอมป์เลย ($i_{in} = 0$)
2. มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำ เป็นศูนย์โอห์ม ($R_{out} = 0$)
3. มีอัตราขยายรูปเปิด (open loop gain) $A_o = \infty$
4. มีแบนด์วิธกว้างตั้งแต่สัญญาณดีซีจนถึงอนันต์ ($BW = \infty$) แบนด์วิธหมายถึงช่วงความถี่ของสัญญาณที่ออปแอมป์สามารถตอบสนองได้
5. มีคักดาออฟเซต (offset voltage) เป็นศูนย์ ($V_{os} = 0$) V_{os} คือคักดาที่เอาต์พุตในขณะที่คักดาอินพุตเป็นศูนย์

จากคุณสมบัติของออปแอมป์ในทางอุดมคติทั้ง 5 ประการนี้ทำให้เกิดผลสำคัญขึ้น 2 ประการซึ่งเรานำไปใช้เป็นหลักการในการวิเคราะห์การทำงานของออปแอมป์ คือ

1. จากการที่ความต้านทานขาเข้าหรือ อินพุตริซิสแตนซ์เป็นอนันต์ ทำให้กระแสอินพุตของออปแอมป์มีค่าเป็นศูนย์ ($i_{in} = 0$)
2. จากการที่กระแสอินพุตเป็นศูนย์ ทำให้ได้ว่าคักดาคร่อมอินพุตทั้งสองของออปแอมป์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ($V_d = 0$)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับที่ 2.28 วงจรรออปแอมป์ในทางอุดมคติ ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 ออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

1. กระแสอินพุตไหลเข้าออปแอมป์มีค่าไม่เป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้ค่าความต้านทานขาเข้าหรืออินพุตรีซิสแตนซ์มีค่าไม่เท่ากับอนันต์ กระแสอินพุตของออปแอมป์โดยทั่วไปมีค่าไม่เกิน $1 \mu\text{A}$ ในออปแอมป์ที่โครงสร้างของวงจรมีอินพุตเป็นไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และไม่เกิน 250 pA ในกรณีออปแอมป์ที่ใช้ภาคอินพุตเป็นเฟต

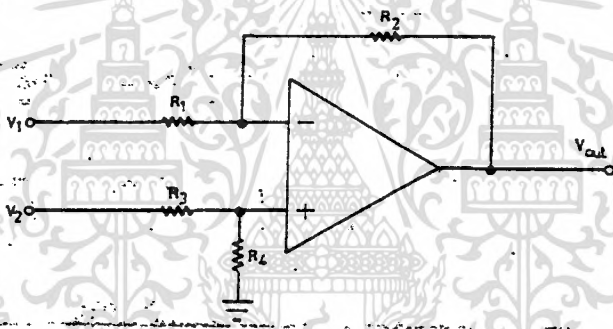
- มีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ของวงจรรูปเปิด (open loop output impedance) ไม่เกิน 200Ω
- มีค่าเกนของวงจรรูปเปิดมากกว่า $50,000 \text{ V/V}$ และจะมีค่าลดลงเมื่อความถี่สูงขึ้น
- มีค่าของเกนแบนด์วิดท์โปรดัก (gain bandwidth product) มากกว่า 500 KHz
- มีค่าศักดาอินพุตออฟเซตไม่เกิน 10 mV

2.6.3 การใช้งานออปแอมป์

สำหรับในส่วนของเนื้อหาฉบับนี้จะกล่าวถึง

1. วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

วงจรมีลักษณะดังรูปที่ 2.29 หรือวงจรที่ใช้ในการลบ แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 วงจรขยายสัญญาณผลต่าง

จากรูป ถ้าเรากำหนดให้ $R_1 = R_3$ และ $R_2 = R_4$ แล้วค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าดังนี้

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (2.7)$$

วงจรมีสามารถประยุกต์ใช้งานได้มีลักษณะเป็นวงจรเปรียบเทียบความแตกต่าง เป็นวงจรที่สามารถสร้างความแตกต่างระหว่างสองอินพุต จากรูป ถ้าตัวต้านทานทั้งหมดเท่ากัน จะได้เอาต์พุตคือความแตกต่างของสองอินพุต กล่าวคือ ถ้า $V_1 = 2 \text{ V}$ และ $V_2 = 5 \text{ V}$ ดังนี้

$$V_o = V_2 - V_1 = 5 \text{ V} - 2 \text{ V} = 3 \text{ V}$$

เอาต์พุตจะมีค่าเป็นลบ ถ้าอัตราขยายแรงดันที่ไปยังอินเวอร์สดีงอินพุตมีค่ามากกว่า อัตราขยายแรงดันที่ไปยังนอนอินเวอร์สดีงอินพุต ถ้า $V_1 = 6 \text{ V}$ และ $V_2 = 5 \text{ V}$

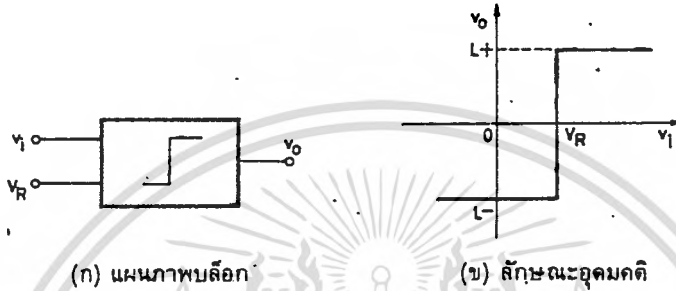
$$V_o = 5 \text{ V} - 6 \text{ V} = -1 \text{ V}$$

จากรูปที่ 2.29 สามารถเปลี่ยนสเกลของอินพุตได้โดยการเปลี่ยน R_1 หรือ R_3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator)

วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับศักดาสัญญาณเข้าขาหนึ่งกับศักดาเปรียบเทียบที่ขาสัญญาณเข้าอีกขาหนึ่ง ระดับศักดาเปรียบเทียบอาจจะมีค่าเป็นบวก, ลบ หรือศูนย์ ก็ได้ กล่าวคือวงจรเปรียบเทียบสัญญาณ จะมีสัญญาณเข้าสองสัญญาณ สัญญาณหนึ่งเรียกว่า V_i อีกสัญญาณหนึ่งมักเป็นแรงดันอ้างอิงคงตัว V_R (ดูรูปที่ 2.30 (ก)) ส่วนแรงดันออกจะขึ้นกับแรงดันขาเข้า V_i เมื่อเทียบกับ V_R ดังแสดงในรูปที่ 2.30 (ข)



รูปที่ 2.30 วงจรเปรียบเทียบ

เราจะสรุปความสัมพันธ์ระหว่าง V_o และ V_i ได้ดังนี้

$$V_i > V_R \quad V_o = L^+ \quad (2.8)$$

$$V_i = V_R \quad V_o = 0 \quad (2.9)$$

$$V_i < V_R \quad V_o = L^- \quad (2.10)$$

โดยที่ L^+ และ L^- คือระดับของแรงดันออกที่ใช้ออกผลของการเปรียบเทียบ

วงจรเปรียบเทียบทำหน้าที่จัดสัญญาณรูปคลื่น จนแทบไม่เหลือเค้าเดิม เช่น แรงดัน V_i ที่แปรผันกับเวลาอย่างช้า ๆ จะเปลี่ยนมาเป็นแรงดัน V_o ที่เปลี่ยนระดับอย่างฉับพลันทุกครั้งที่ V_i แปรมาถึงค่า V_R วงจรเปรียบเทียบสัญญาณจะมีประโยชน์หลักในงานประเภทต่าง ๆ ต่อไปนี้

1. วงจรชmittริกเกอร์ (Schmitt trigger) หรือวงจรจัดสัญญาณสี่เหลี่ยม (Squaring circuit) ซึ่งจะทำหน้าที่จัดรูปลักษณะของสัญญาณต่าง ๆ ให้อยู่ในลักษณะของสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square wave signal)
2. วงจรตรวจจับสัญญาณข้ามระดับศูนย์ (Zero level detector) ซึ่งจะทำหน้าที่แจ้งว่าสัญญาณได้ข้ามระดับศูนย์เมื่อใด และกำลังเพิ่มระดับไปในทิศใด
3. วงจรตรวจจับระดับศักดาสัญญาณ (Voltage level detector) ซึ่งจะทำหน้าที่แจ้งว่าสัญญาณเข้ามีระดับสูงถึงระดับศักดาเปรียบเทียบเมื่อใด
4. ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งจะทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยมหรือ รูปสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 วงจรกรองสัญญาณความถี่

วงจรกรองสัญญาณความถี่หรือฟิลเตอร์ (filter) คือวงจรไฟฟ้าที่ยอมให้สัญญาณไฟฟ้าที่ความถี่ใด ๆ ความถี่หนึ่ง ๆ หรือช่วงความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้นผ่านไปได้ ส่วนความถี่อื่นหรือช่วงความถี่อื่น ๆ นอกเหนือจากที่กำหนดจะถูกลดทอนไปซึ่งจะเป็นช่วงความถี่ใดนั้นก็ขึ้นอยู่กับการออกแบบวงจร

วงจรกรองสัญญาณความถี่ประเภทพาสซีฟ หรือพาสซีฟฟิลเตอร์ (Passive Filter) คือวงจรที่ประกอบขึ้นด้วยอุปกรณ์แบบพาสซีฟ ซึ่งหมายถึงอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องมีการกระตุ้นด้วยศักดาไฟฟ้า เพื่อให้ทำงานเสียก่อน หรือที่เรียกกันว่าการไบอัส (bias) ซึ่งได้แก่อุปกรณ์ประเภทตัวต้านทาน, ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟ ก็เช่น ทรานซิสเตอร์, ไอซี หรืออินทิเกรต เซอร์กิต (Integrated Circuit) เป็นต้น

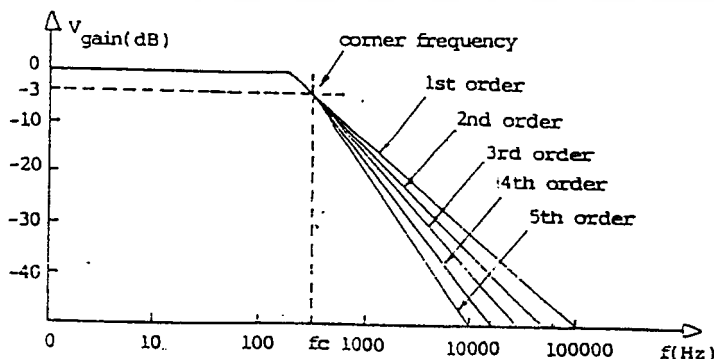
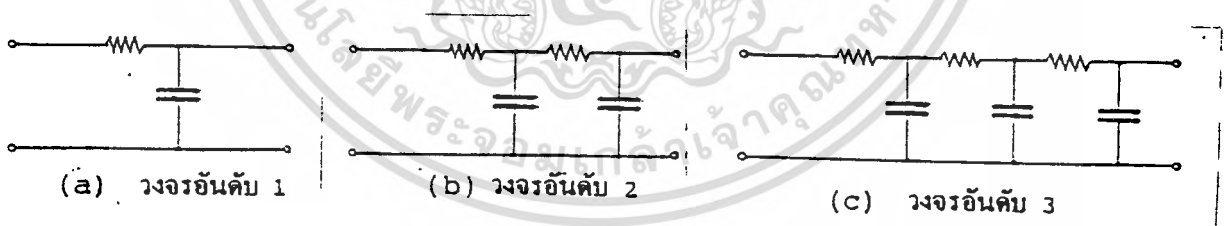
วงจรกรองสัญญาณความถี่แบ่งได้เป็นหลายประเภทดังนี้คือ

1. วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ หรือโลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF : Low Pass Filter)
2. วงจรกรองสัญญาณความถี่สูง หรือไฮพาสฟิลเตอร์ (HPF : High Pass Filter)
3. วงจรกรองสัญญาณช่วงความถี่ หรือแบนด์พาสฟิลเตอร์ (BPF : Band Pass Filter)
4. วงจรลดทอนสัญญาณช่วงความถี่ หรือแบนด์รีเจ็คฟิลเตอร์ (BRF : Band Reject Filter)
5. วงจรกรองสัญญาณความถี่แบบเลื่อนเฟส (Phase shift หรือ Delay Filter)

สำหรับในส่วนของเนื้อหาฉบับนี้จะได้กล่าวถึงเฉพาะวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำดังนี้

2.7.1 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ หมายถึง วงจรที่จะยอมให้สัญญาณความถี่ตั้งแต่ 0 Hz ถึงความถี่ที่กำหนดผ่านไปได้ ส่วนความถี่ตั้งแต่ที่กำหนดสูงขึ้นไปเรื่อยๆ จะลดทอนไปตามลำดับ ลักษณะของวงจรมีตั้งแต่อันดับหนึ่งขึ้นไป ดังแสดงในรูป

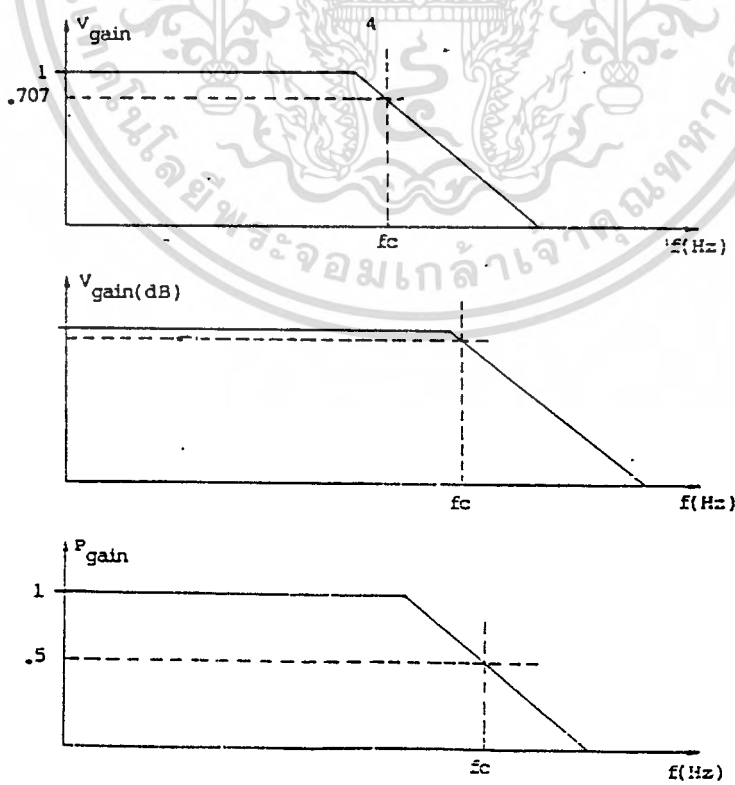


รูปที่ 2.31 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำอันดับต่างๆ และกราฟแสดงอัตราขยายแรงดันเชิงความถี่ (dB) เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกจำหน่าย หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยได้ หากฝ่าฝืนอาจมีโทษทางกฎหมาย

การแสดงคุณสมบัติหรือขอบเขตการทำงานของวงจรกรองสัญญาณความถี่ชนิดต่างๆ แสดงได้โดยการเขียนเป็นกราฟระหว่างอัตราขยายศักดา (Voltage) เป็นหน่วยเดซิเบล (dB) กับความถี่ของสัญญาณซึ่งเรียกกันว่า “ ผลตอบสนองอัตราขยายเชิงความถี่ ” (Frequency Response) ดูตัวอย่างแสดงผลตอบสนองอัตราขยายแรงดันเชิงความถี่ได้ดังรูปที่ 2.31

ในทางทฤษฎีวงจรกรองความถี่ต่ำจะยอมให้สัญญาณใด ๆ ที่มีความถี่ตั้งแต่ 0 Hz จนถึงความถี่ที่กำหนดซึ่งเรียกว่าความถี่คutoffหรือความถี่ขอบเขต (cutoff frequency) หรือความถี่หักมุม (corner frequency) ผ่านไปได้โดยไม่มี การลดทอน (หมายถึงแรงดันของสัญญาณออกมีค่ามากที่สุดจนเกือบเท่ากับสัญญาณเข้า) และถ้าความถี่ของสัญญาณเข้ามีค่าเกินความถี่ขอบเขต สัญญาณออกควรจะมีค่าเป็นศูนย์ตลอด แต่ในทางปฏิบัติแล้วไม่สามารถจะทำเช่นนั้นได้ เนื่องจากการตอบสนองสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ ของอุปกรณ์ประเภทพาสซีฟจะเป็นแบบค่อยเป็นค่อยไปไม่เปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ดังนั้นผลที่ได้จึงเป็นดังรูปที่ 2.31 คือเมื่อสัญญาณมีความถี่สูงขึ้นวงจรจะลดสัญญาณลงเรื่อย ๆ จนกระทั่งจะลดลงในอัตราคงที่ค่าหนึ่ง

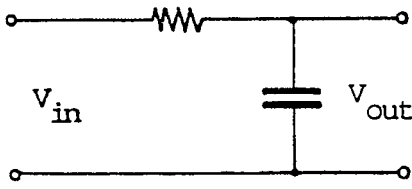
เนื่องจากการลดทอนของสัญญาณจะเป็นไปเรื่อย ๆ ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงมีการกำหนดขนาดของสัญญาณที่สามารถนำไปใช้งานได้เป็นมาตรฐานคือสัญญาณที่ผ่านการกรองมาแล้วมีค่าแรงดันเป็น $\frac{1}{\sqrt{2}}$ เท่าของแรงดันสูงสุดหรืออาจกล่าวได้ว่าที่ความถี่นั้นอัตราขยายจะเป็น $\frac{1}{\sqrt{2}}$ เท่าของอัตราขยายสูงสุด ซึ่งเป็นการคำนวณจากกำลังขยายเป็นเดซิเบลได้ว่า กำลังขยายของสัญญาณที่ความถี่ขณะนั้นเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังขยายสูงสุด แต่ถ้าเป็นอัตราขยายแรงดันหน่วยเดซิเบลจะได้ว่า อัตราขยายที่ความถี่ขณะนั้นมีค่าต่ำกว่าอัตราขยายที่ความถี่ขอบเขตในหน่วยต่าง ๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.32 การกำหนดค่าอัตราขยายที่ความถี่ขอบเขตในหน่วยต่าง ๆ ซึ่งประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 ขั้นตอนการคำนวณวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำ

วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำอันดับหนึ่ง (First - Order Low Pass Filter)



$$\text{ถ้า } X_c = \frac{1}{SC} ; S = j\omega$$

$$= 2\pi F \quad (2.11)$$

$$V_{in} = I(R + X_c) \quad (2.12)$$

$$V_o = IX_c \quad (2.13)$$

$$\text{อัตราขยายแรงดัน} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{IX_c}{I(R + X_c)} \quad (2.14)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}}(S) = \frac{\frac{1}{SC}}{R + \frac{1}{SC}}$$

$$= \frac{1}{RSC + 1} \quad (2.15)$$

สถานะที่มีอัตราขยายสูงสุดสำหรับวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำคือ
ที่ $\omega = 0$

$$\therefore \left| \frac{V_o}{V_{in}}(j\omega) \right|_{\max} = 1 \quad (2.16)$$

ที่ความถี่ขอบเขตอัตราขยายจะเท่ากับ $\frac{1}{\sqrt{2}}$ ของอัตราขยายสูงสุด

$$\therefore \left| \frac{V_o}{V_{in}}(j\omega) \right|_{\text{cutoff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| \frac{V_o}{V_{in}}(j\omega) \right|_{\max} \quad (2.17)$$

$$\therefore \frac{1}{\sqrt{(j\omega RC)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$\sqrt{(j\omega RC)^2 + 1} = \sqrt{2}$$

$$(\omega CR)^2 + 1 = 2$$

$$(\omega CR)^2 = 1$$

$$\omega = \pm \frac{1}{RC}$$

$$2\pi F = \pm \frac{1}{RC}$$

$$\therefore RC = \pm \frac{1}{2\pi F}$$

ในทางปฏิบัติเราใช้ความถี่ที่เป็นค่าบวกเพียงค่าเดียว ดังนั้น $RC = \frac{1}{2\pi F}$ หมายเหตุให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

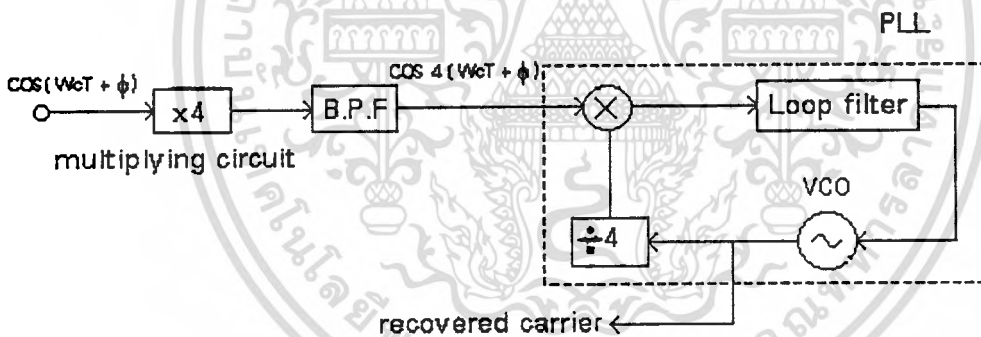
2.8 วงจรแคเรียรีคอปเวอริ (Carrier Recovery Circuit)

คลื่นพาหะอ้างอิงที่ใช้ในโคฮีเรนท์ ดีเทกชัน จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้เหมือนกับความถี่คลื่นพาหะของสัญญาณที่รับเข้ามาอย่างถูกต้องสมบูรณ์ เนื่องจากการไม่ประหยัดที่จะแยกส่งสัญญาณอ้างอิงมาต่างหาก ควรที่จะสร้างสัญญาณอ้างอิงขึ้นมาใหม่จากสัญญาณที่รับได้ แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากเฟสของคลื่น PSK เปลี่ยนแปลงทุก ๆ ช่วงระยะเวลา ส่วนที่มีการผันแปรเหล่านี้ต้องถูกตัดออกไปหรือลบข้างออกไป เพื่อที่จะรักษาเฟสให้คงที่ ดังนั้นวงจรแคเรียรีคอปเวอริ จึงถูกใช้สำหรับจุดประสงค์อันนี้

เทคนิคที่จะสร้างคลื่นพาหะขึ้นมาใหม่แบ่งออกเป็น

2.8.1. วิธีการคูณ (Multiplying method)

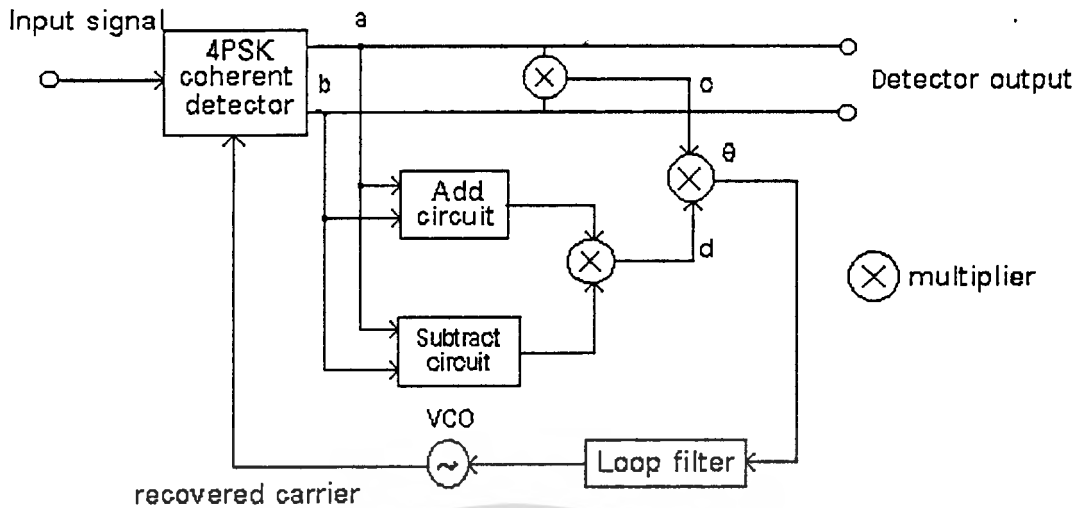
แสดงตามรูปที่ 2.33 สัญญาณที่เข้ามาเป็น $\cos(\omega_c t + \phi)$ ถูกคูณเป็น 4 เท่า และสัญญาณที่ผ่านวงจรมัลติพลายเออร์ จะถูกทำให้ผ่านวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ โดยความถี่ศูนย์กลางอยู่ที่ 4 เท่าของความถี่พาหะ $\cos 4(\omega_c t + \phi)$ ที่ได้ออกมาพร้อมกับการเปลี่ยนแปลงทางเฟสที่เกิดจากการมอดูเลต ผลที่ได้ก็คือการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นทุก ๆ $\pi/2$ จะถูกตัดออกไป เนื่องจากคลื่นพาหะที่มีความถี่เป็น 4 เท่านี้มีเสียงรบกวนเข้ามาปน และมีแอมพลิจูดเปลี่ยน เนื่องจากเสียงรบกวน เราจะสามารถได้คลื่นพาหะอ้างอิงที่เสถียรโดยมีเสียงรบกวนต่ำสุดโดยการควบคุมความถี่ของวีซีโอ (VCO: Voltage Controlled Oscillator) โดยใช้เฟสล็อกลูป



รูปที่ 2.33 วงจรการทำงานแบบวิธีการคูณ

2.8.2. วิธีการแบบคอสตัส (Costas method)

ขณะที่แบบ (1) มีการมัลติพลายเออร์ที่ย่านความถี่แคเรียรี แต่กรณี วิธีการแบบคอสตัส จะทำการมัลติพลายเออร์ที่ความถี่เบสแบนด์ในการรีมอดูเลต (remodulated)



รูปที่ 2.34 การทำงานแบบ Costas method

จากรูป ถ้าให้สัญญาณอินพุตเป็น $\sin(\omega_c t + \theta)$ และให้คลื่นพาหะอ้างอิง 2 คลื่นที่ตั้งฉากกันในวงจรโคฮีเรนต์ ดีเทคชัน ชนิด 4 PSK เป็น $\cos \omega_c t$ และ $\sin \omega_c t$ ตามลำดับ เหาต์พุต a และ b จะได้เป็นสัญญาณที่เข้ามาคือ $\sin(\omega_c t + \theta)$

สัญญาณคลื่นพาหะอ้างอิงทางแกน I และ Q คือ $\cos \omega_c t$ และ $\sin \omega_c t$

สัญญาณที่ออกทาง a คือ

$$\sin(\omega_c t + \theta) \cdot \cos \omega_c t = \frac{1}{2} \{ \cos \theta \sin 2\omega_c t + \sin \theta \cos 2\omega_c t + \sin \theta \} \quad (2.18)$$

เมื่อเอาส่วนที่เป็นฮาร์โมนิคความถี่สูงออกโดยฟิลเตอร์จะได้ $\sin \theta$ เป็นเอาต์พุตออกทาง a และสัญญาณที่ออกทาง b คือ

$$\sin(\omega_c t + \theta) \cdot \sin \omega_c t = \frac{1}{2} \{ \sin \theta \sin 2\omega_c t + \cos \theta \cos 2\omega_c t + \cos \theta \} \quad (2.19)$$

เมื่อเอาส่วนที่เป็นฮาร์โมนิคความถี่สูงออกโดยใช้ฟิลเตอร์จะได้ $\cos \theta$ เป็นเอาต์พุตออกทาง b

ส่วนสัญญาณที่ออกทาง c คือ $\frac{1}{2} \sin 2\theta$ เนื่องจาก

$$\sin \theta \cdot \cos \theta = \frac{1}{2} \sin 2\theta \quad (2.20)$$

และสัญญาณที่ออกทาง d คือ $-\cos 2\theta$ เนื่องจาก

$$(\sin \theta + \cos \theta) \cdot (\sin \theta - \cos \theta) = -\cos 2\theta \quad (2.21)$$

สัญญาณที่ออกทาง θ เป็นเอาต์พุตมัลติพลีเออร์ของ c และ d เมื่อไม่คิดสัมประสิทธิ์ที่อยู่ข้างหน้า

$$\left(\frac{1}{2} \sin 2\theta\right) \cdot (-\cos 2\theta) \Rightarrow \sin 2\theta \cdot \cos 2\theta = \left(\frac{1}{2} \sin 4\theta\right) \quad (2.22)$$

มุม θ คือมุมที่เป็นความต่างเฟสระหว่างคลื่นพาหะอ้างอิง และสัญญาณที่รับเข้ามา $\sin 4\theta$ เป็นแรงดันควบคุม (control voltage) ซึ่งจะไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงทางเฟสที่เกิดจากการมอดูเลตอีกต่อไป

เนื่องจากเฟสที่เกิดจากการมอดูเลตจะเลื่อนไปในลักษณะ $\theta = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ ดังนั้น $\sin 4\theta$ จะอยู่ในรูปของ $\sin \pi, \sin 3\pi, \sin 5\pi, \sin 7\pi$ ซึ่งมีค่าคงที่

เนื่องจากโวลต์เตจขึ้นอยู่กับแค่เพียงการเบี่ยงเบนทางเฟสของสัญญาณคลื่นพาหะอ้างอิงเท่านั้นที่เป็นสัญญาณทางออก และการใช้โวลต์เตจนี้ วิธีโอก็จะถูกควบคุมได้ ดังนั้นเราจะได้รับคลื่นพาหะอ้างอิงซึ่งจะมีเฟสที่คงที่แน่นอน

วิธีโอ ทำหน้าที่เป็นออสซิลเลเตอร์ที่เปลี่ยนความถี่ได้โดยวิธีควบคุมโวลต์เตจ โดยจะออสซิลเลทที่ความถี่คงที่แน่นอนค่าหนึ่งเมื่อโวลต์เตจที่ควบคุมเป็นศูนย์ เฟสสามารถควบคุมได้โดยการเปลี่ยนความถี่ไปทางด้านบวกหรือลบ ทางใดทางหนึ่งตามโวลต์เตจที่ควบคุมเป็นบวกหรือลบ

2.8.3. วิธียกกำลังสี่ (fourth - power - loop)

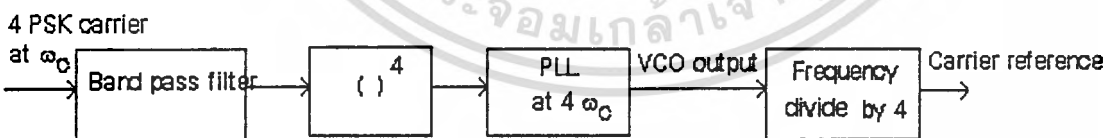
เมื่อมีสัญญาณ 4 - PSK ถูกส่งผ่านเข้ามายังวงจรรยกกำลังสี่ และระบบเฟสล็อคสามารถล็อคเฟสที่ฮาร์โมนิกที่ 4 สมมติว่าสัญญาณ 4 - PSK เป็น

$$X(t) = A \cos[\omega_c t + \theta(t) + \psi(t)] \quad (2.23)$$

ซึ่ง $\theta(t)$ คือ มุมของเฟสหนึ่งมีค่าเป็น $n\pi/2$ เมื่อ $n = 1, 2, 3, 4$, ในแต่ละช่วงเวลาของบิต เมื่อนำมายกกำลังสี่ เราจะได้เทอมของความถี่เป็นสี่เท่าคือ $4\omega_c$:

$$\begin{aligned} Y(t) &= \left(\frac{A^4}{4}\right) \cos[4\omega_c t + 4\theta(t) + 4\psi(t)] + n_4(t) \\ &= \left(\frac{A^4}{4}\right) \cos[4\omega_c t + 4\psi(t)] + n_4(t) \end{aligned} \quad (2.24)$$

เทอมแรกเป็นฮาร์โมนิกที่เราต้องการแทรก ส่วนเทอม $n_4(t)$ จะแทนนอยส์ของสัญญาณพาหะที่มีความถี่ใกล้เคียงกับ $4\omega_c$ ดังรูปที่ 2.35 จะทำการแทรกการเปลี่ยนแปลงของเฟส $4\psi(t)$ การหารความถี่ที่ลูปเอาต์พุตของ วิธีโอ จะหารด้วย 4 ซึ่งจะทำให้เกิดการล็อคเฟสกับสัญญาณพาหะอ้างอิงซึ่งก็คือ เฟสโคฮีเรนท์กับสัญญาณพาหะของ 4 - PSK ที่ ω_c ความคลุมเคลือของเฟสจะเกิดขึ้นที่การหารความถี่นี้ ในกรณีเช่นนี้เรามีออร์เดอร์ที่ 4 ของความคลุมเคลือหรือความถี่ที่ยังหาค่าไม่ได้เนื่องจากหารความถี่ด้วยแฟคเตอร์ 4 จะสามารถสร้าง 4 เฟสของมุมใด ๆ ได้ $i\pi/4$, $i = 1, 2, 3, 4$ โดยความถี่อ้างอิงที่ถูกหาร



รูปที่ 2.35 การทำงานแบบยกกำลังสี่

บทที่ 3

หลักการออกแบบวงจร

3.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

หลักการพื้นฐาน

สำหรับวงจรที่จะใช้ออสซิลเลตต้องการการป้อนกลับแบบบวก (positive feedback) และค่าลูฟเฟนที่มีค่าเกินหนึ่ง ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรจะต้องแมทช์กับค่าความต้านทานภายในของคริสตอลและค่าอิมพีแดนซ์นี้จะต้องไม่ทำให้ค่า Q ภายในของคริสตอลน้อยลงมากเกินไป ทั้งยังต้องการเวฟฟอร์มที่ดีทั้งแบบที่เป็นเชิงเส้นและแบบโอเวอร์โหลดโหมด (overload mode) และจะต้องไม่มีการออสซิลเลชันที่ไม่ต้องการหรือ การออสซิลเลชันแฝง แล้วจึงต้องมีค่าลูฟเฟนเพียงพอที่จะมีการออสซิลเลตวงจรที่มีคุณสมบัติดังกล่าวจะเป็นวงจรที่มีความเสถียรดี

คริสตอลจะเหมือนกับตัวกรองสัญญาณช่วงผ่านแคบ (narrow bandpass filter) ความถี่ออสซิลเลชันจะเปลี่ยนแปลงค่าหนึ่งจากจุดกึ่งกลางของช่วงผ่านด้วยขนาดที่เปลี่ยนไปของความถี่ซึ่งขึ้นอยู่กับว่าเฟสจะเปลี่ยนจากความถี่กึ่งกลางไปได้รวดเร็วเพียงใด เนื่องจากความกว้างของช่วงผ่านจะเป็นส่วนกลับกับค่า Q ยิ่งถ้าค่า Q มีค่าสูงมากเท่าใดการเสถียรของความถี่ก็จะมีค่ามากขึ้นเท่านั้นค่าความต้านทานของโหลดที่คริสตอลมองเห็น โดยมองไปที่วงจรจะเป็นตัวทำให้เกิดการสูญเสียของการออสซิลเลชันซึ่งจะไปรวมกับการสูญเสียภายในตัวคริสตอล และด้วยเหตุนี้ค่า Q ของคริสตอลในวงจรมักจะมีค่าน้อยกว่าค่า Q ภายในตัวคริสตอลเทคนิคคือ ต้องลดค่าการสูญเสียอันเนื่องมาจากความต้านทานของวงจรและด้วยวิธีนี้จะทำให้ค่า Q ของคริสตอลในวงจรและค่าความเสถียรของความถี่ก็จะมากขึ้นด้วย

บางวงจรมีค่า Q ภายในวงจรสูงกว่าวงจรอื่น ๆ และค่า Q ภายในวงจรที่มีค่าสูงนี้ จะทำได้ด้วยการใช้คริสตอลที่มีค่าความต้านทานสูงได้ง่ายกว่าการใช้คริสตอลที่มีค่าความต้านทานต่ำ ที่ความถี่ 10 ถึง 20 MHz ความต้านทานภายในของคริสตอลแบบอนุกรม R_s มักจะมีค่า 10 โอห์ม ความต้านทานของวงจรซึ่งมองเห็นโดยคริสตอลมักจะเป็นผลรวมของความต้านทานของแหล่งกำเนิดภายในวงจรที่ขับเคลื่อนคริสตอล รวมกับความต้านทานโหลดของวงจรในเอาต์พุตของคริสตอล ทางเลือกอีกทางหนึ่งของความต้านทานต่ำนี้คือให้คริสตอลทำงานที่ความถี่ฮาร์โมนิกใดฮาร์โมนิกหนึ่ง (3, 5 ฯลฯ) และใช้ข้อดีที่ว่า ความต้านทานภายในของคริสตอลจะเพิ่มขึ้นตามลำดับของฮาร์โมนิกจากนั้นวงจรจะขับเคลื่อนความต้านทานภายในของคริสตอลให้มีค่า 40 (ฮาร์โมนิกที่ 3) จนถึงค่า 60 (ฮาร์โมนิกที่ 5) ซึ่งง่ายกว่าการที่จะขับให้มีค่า 10 โอห์ม ระดับอิมพีแดนซ์โอเปอร์เรชันยิ่งสูงก็หมายถึงว่ากระแสที่จ่ายเป็นซัพพลายก็จะต้องต่ำลงด้วย ซึ่งจะเป็นประโยชน์อย่างมากในการพิจารณาในเรื่องของการประหยัดพลังงาน

การแมทช์ของระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรให้ขึ้นหรือลงตามความต้านทานของคริสตอล ก็ใช้ตามหลักการที่ว่า ระดับอิมพีแดนซ์ของแอมพลิฟายเออร์โดยทั่วไปมักจะลดลงตามความถี่

วงจรออสซิลเลเตอร์ส่วนใหญ่จะทำงานได้ดีกับทรานซิสเตอร์ที่มีเกนสูง เกนที่สูงกว่าสามารถที่จะถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาดเซย์ด้วยความต้านทานของโหลดเอาต์พุตที่ต่ำกว่าในคริสตอลเป็นผลให้ค่า Q ในวงจรมีค่าสูงขึ้น ที่ความถี่สูงกว่า 1 MHz มิลเลอร์ เอฟเฟกต์ (miller effect) จะเป็นส่วนที่สำคัญดังนั้นการลดค่าความจุไฟฟ้าที่พีดแบคของทรานซิสเตอร์ระหว่างคอลเล็กเตอร์และเบสจะมีความสำคัญต่อความถี่เหล่านั้น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะใช้ได้ดีและมีประโยชน์มากกว่าเฟตในวงจรรอสซิลเลเตอร์เนื่องจากไบโพลาร์จะให้ค่าเกินมากกว่าเฟต 5 ถึง 10 เท่า ตัวอย่างของทรานซิสเตอร์ที่มีเกนสูงคือ MCM3960 ,MPSA18 และ MM6515 (เป็นโมโตโรลาทั้งหมด) ส่วนไฮคอนดัคแตนซ์เฟตคือ J309 (Siliconix)

ในการประกอบวงจรรอสซิลเลเตอร์นั้นกราวด์เพลนที่แนะนำให้ใช้ไม่ได้ช่วยในเรื่องของวงจรรอสซิลเลเตอร์มากมายนัก แต่จุดประสงค์ของการใช้กราวด์เพลนคือเพื่อลดการเหนี่ยวนำของกราวด์ระหว่างจุดสองจุดที่ห่างกันและยังเป็นการชิลด์วงจรมีในตัวด้วย ยิ่งถ้าความถี่สูงมากก็จำเป็นต้องใช้กราวด์เพลน

วงจรมีจะใช้

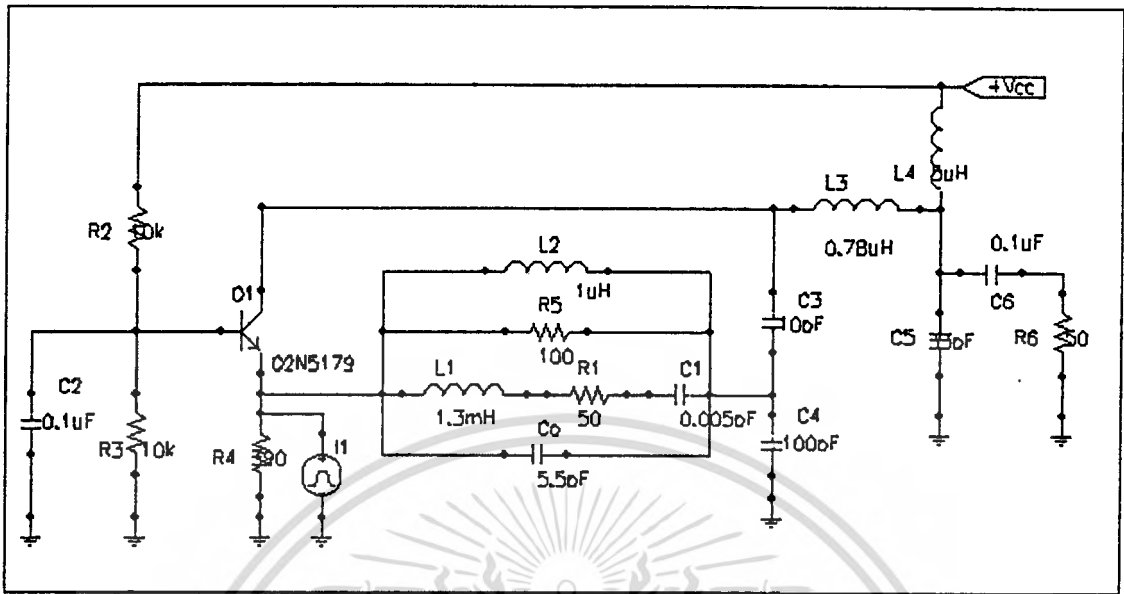
วงจรมีที่เราควรใช้ขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานภายในแบบอนุกรมของคริสตอลว่ามีค่าเป็นเท่าใด และค่าความถี่ของคริสตอลด้วย รวมถึงค่าใช้จ่าย ราคาของวงจรมี ความยากง่ายของวงจรมี ความเสถียรของความถี่ เราจะเลือกวงจรมีที่มีโหลดของเอาต์พุตและของแหล่งกำเนิดต่าง ๆ ในวงจรมีที่มีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่าค่าความต้านทานภายในแบบอนุกรมของคริสตอล R_s

การออกแบบ

วงจรมีคริสตอลออสซิลเลเตอร์ เป็นวงจรรอสซิลเลเตอร์แบบใช้ก้อนผลึก ที่อาศัยการสั่นของชิ้นผลึก แทนการใช้อุปกรณ์ที่นำมากำเนิดความถี่ และเป็นวงจรมีที่มีเสถียรภาพทางด้านความถี่สูงมาก จึงนิยมนำมาใช้เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณความถี่ให้กับภาคต่าง ๆ ของเครื่องส่ง - รั่ววิทยุ ที่ต้องการความแม่นยำและเสถียรภาพของความถี่มาก ๆ

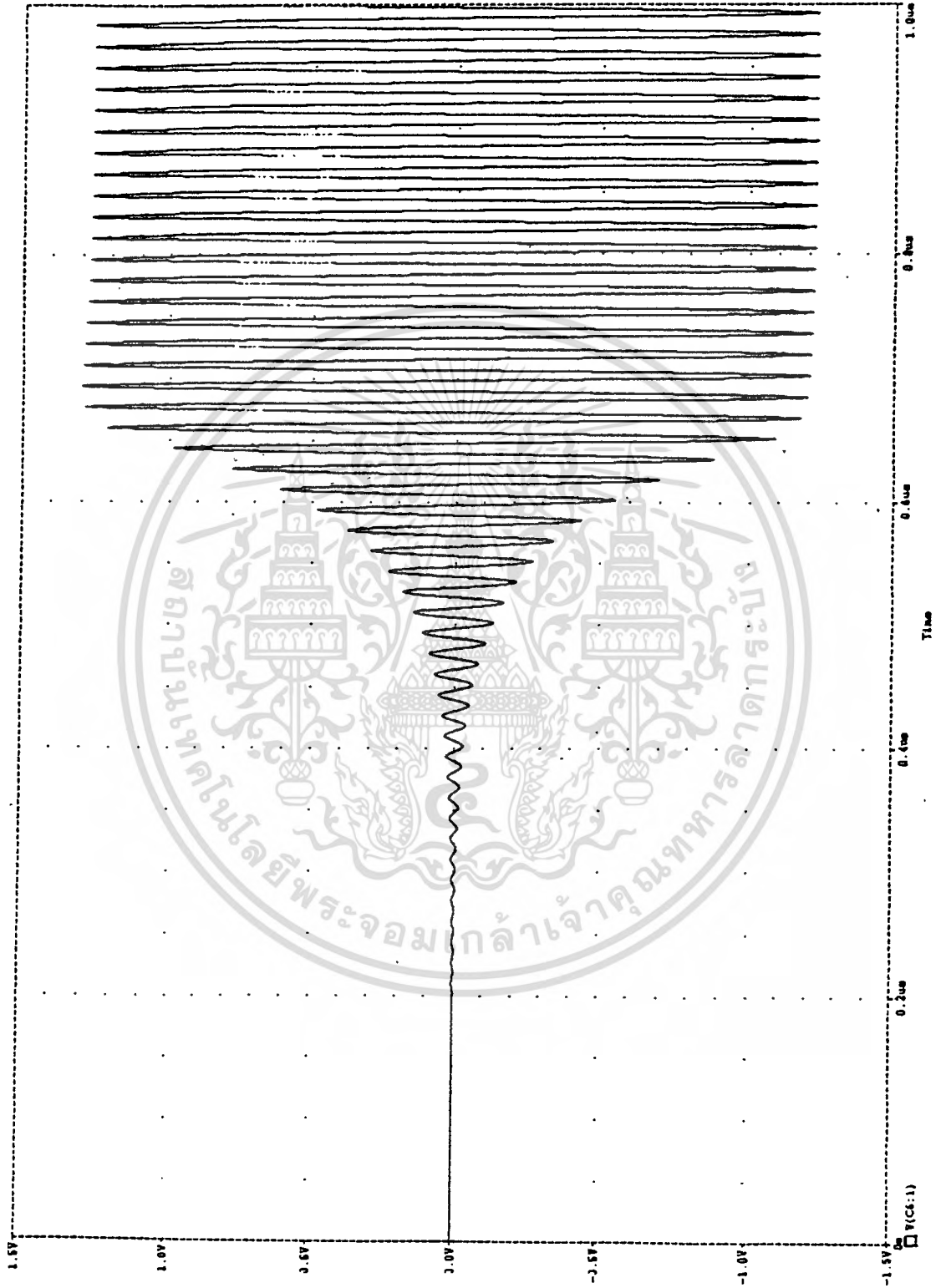
การออกแบบวงจรมีคริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 60 MHz จะใช้โอเวอร์โทนคริสตอล ซึ่งมีการใช้ฮาร์โมนิกส์ (harmonics) ของความถี่พื้นฐาน (ฮาร์โมนิกส์เป็นการคูณของความถี่) ตัวอย่างเช่น ฮาร์โมนิกส์ที่สองของ 10 MHz คือ 20 MHz ฮาร์โมนิกส์ที่สามคือ 30 MHz และต่อไปเรื่อย ๆ การใช้ฮาร์โมนิกส์สามารถขยายช่วงของคริสตอลออสซิลเลเตอร์ได้ประมาณ 150 MHz วงจรรอสซิลเลเตอร์จะถูกออกแบบให้มีการใช้โอเวอร์โทนคริสตอลร่วมกับวงจรจูนของ LC เพื่อทำหน้าที่ในการจูนเลือกฮาร์โมนิกที่ถูกต้องตามที่เรากำลังต้องการ ดังรูปที่ 3.1 ตามรูป เป็นวงจรมีโอเวอร์โทนออสซิลเลเตอร์ ตัวเก็บประจุ C_2 ทำให้เบสเป็นกราวด์สำหรับสัญญาณ AC และทรานซิสเตอร์เป็นแบบวงจรมีเบสร่วมที่มีอินพุตอิมพีแดนซ์ต่ำ ดังนั้นจึงไม่มีการกลับเฟสในการป้อนกลับ ตัวเก็บประจุ C_3 และ C_4 อยู่ในรูปของตัวแบ่งเพื่อตั้งจำนวนของการป้อนกลับจากคอลเล็กเตอร์ไปยังอิมิตเตอร์ ตัวผลึกคริสตอลจะถูกวางอยู่ในทางเดินของวงจรมีป้อนกลับ ตัวเหนี่ยวนำ L_3 เรโซแนนซ์กับ C_3, C_4 และ C_5 ซึ่งอยู่ในรูปของวงจรมีเทงค์ เพื่อทำหน้าที่ในการจูนเลือกความถี่โอเวอร์โทนที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



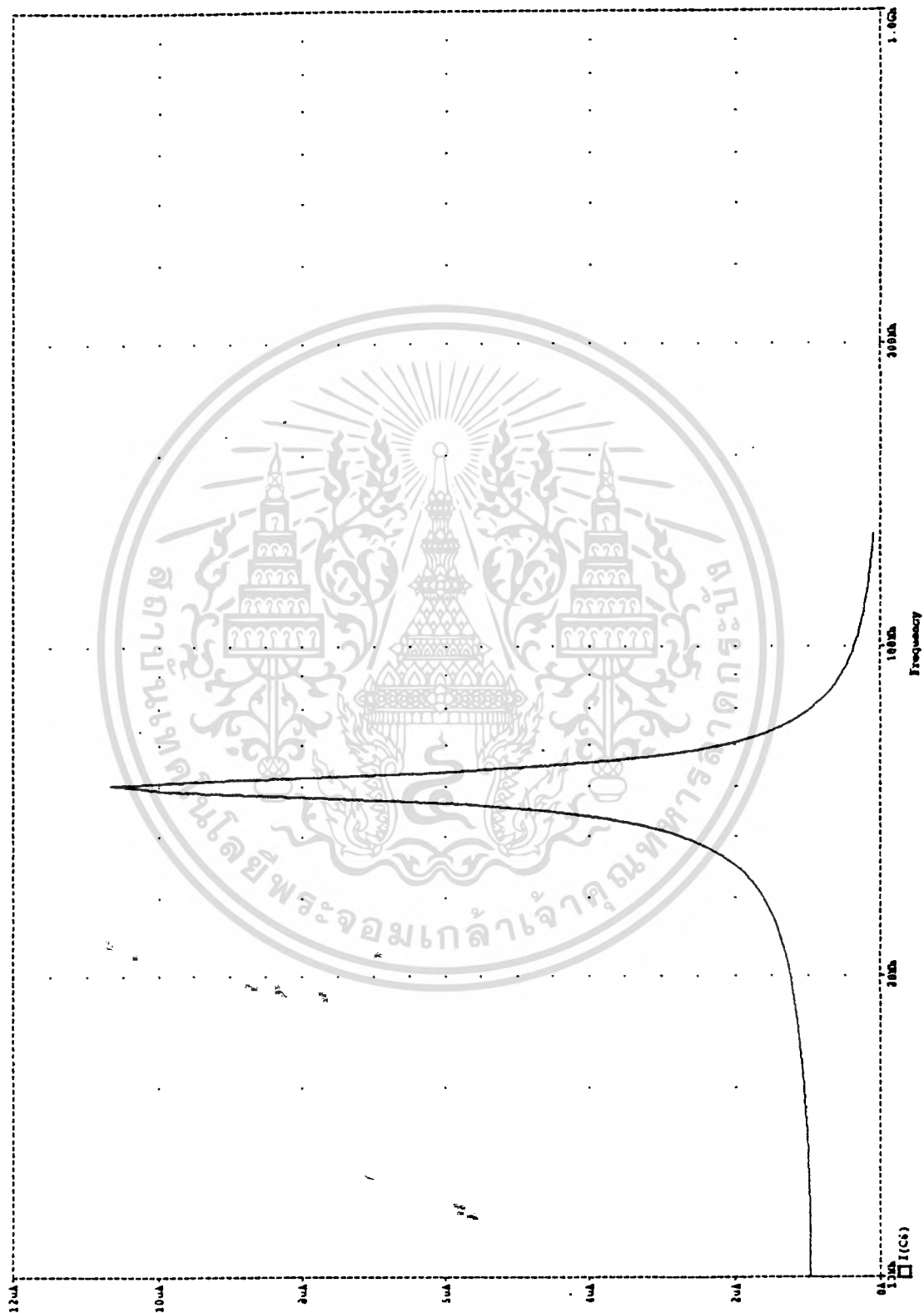
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

จากการออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ โดยใช้โปรแกรม PSPICE และทำการซิมูเลต จะได้ผลของการเกิดการออสซิลเลตดังรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงว่าวงรดังกล่าวสามารถเกิดการออสซิลเลตได้ จากนั้นจึงนำไปต่อเป็นวงจรจริงต่อไป



รูปที่ 3.2 แสดงเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์บนแกนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงเอาต์พุตของออสซิลเลเตอร์บนแกนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

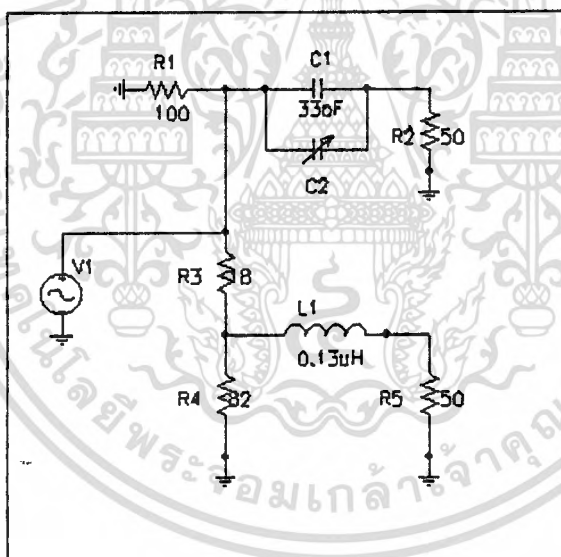
3.2 วงจร 4-PSK มอดูเลเตอร์

การออกแบบ

การออกแบบวงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์ จะใช้รูปแบบของมอดูเลเตอร์แบบขนานที่มีการส่งข้อมูลทีละ 2 บิต หรืออาจกล่าวได้ว่าในหนึ่งซิมบออลของเฟสที่เลื่อนไป จะหมายถึงรหัสข้อมูล 2 บิต ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลอินพุตที่ป้อนเข้ามาให้กับบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ทั้งทางด้านบนและด้านล่างคู่ขนานพร้อม ๆ กัน จากบล็อกไดอะแกรมของ 4 - PSK มอดูเลเตอร์แบบขนาน ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น เราสามารถทำการออกแบบวงจรมอดูเลเตอร์โดยแบ่งส่วนประกอบต่าง ๆ ของวงจรได้ดังนี้คือ

3.2.1 วงจรเลื่อนเฟส ใช้การต่อตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C ในการเลื่อนเฟส โดยที่ L จะเป็นตัวทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ 60 MHz ที่ได้จากวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ เลื่อนเฟสตาม (lag) และ C จะเป็นตัวทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ นำ (lead) โดยเราจะกำหนดให้สัญญาณที่ผ่าน L และ C มีความต่างเฟสกันอยู่ 90° เพราะฉะนั้นสัญญาณคลื่นพาห์ที่ป้อนให้กับวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ ทางด้านบนและด้านล่างจะมีเฟสต่างกันอยู่ 90°

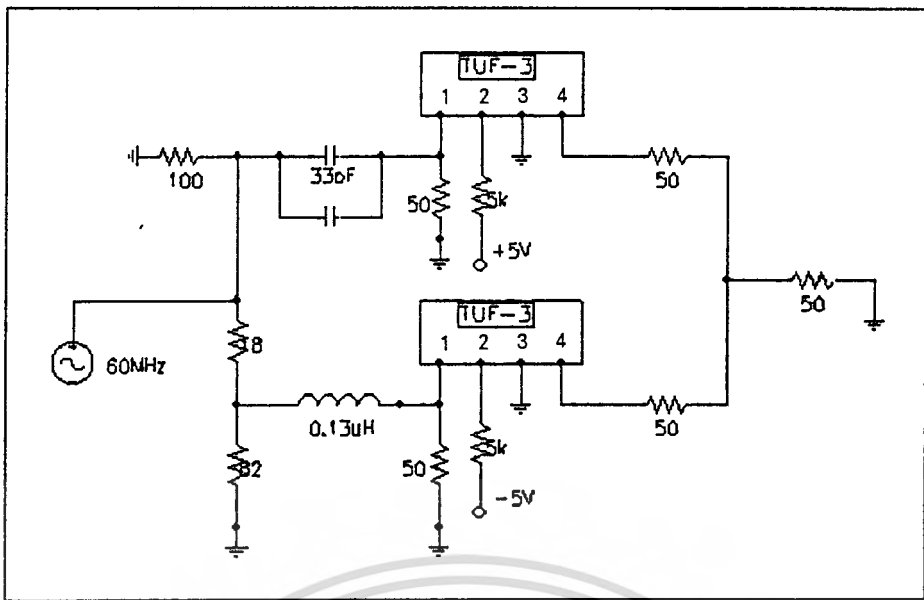
วงจรเลื่อนเฟส LC (LC - Phase shifter) มีวงจรดังนี้คือ



รูปที่ 3.4 วงจรเลื่อนเฟส

3.2.2 วงจรมอดูเลเตอร์ ใช้เป็นวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ หรือริงมอดูเลเตอร์ TUF-3 2 วงจรมาประกอบกัน เพื่อทำหน้าที่ในการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ตามสัญญาณดิจิทัลอินพุตที่ป้อนเข้ามาในแต่ละวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์

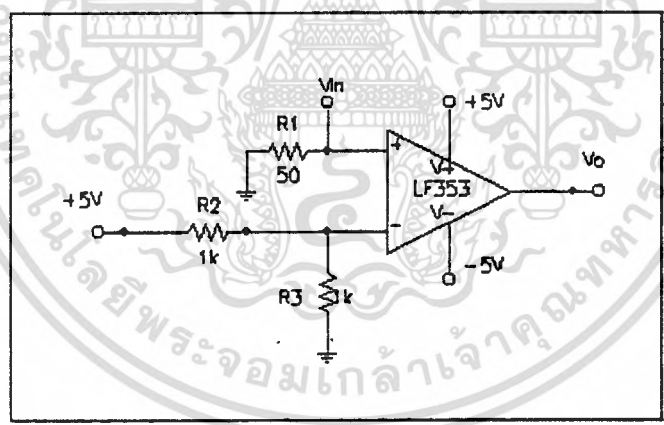
จากส่วนประกอบทั้ง 2 ส่วนดังกล่าว สามารถเขียนแสดงในรูปของวงจรได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงวงจร 4-PSK มอดูเลเตอร์

หมายเหตุ ขาของ TUF-3 : ขา 1 เป็น RF , ขา 2 เป็น IF , ขา 3 เป็นกราวด์ , ขา 4 เป็น LO (ดูภาคผนวกประกอบ)

3.2.3 วงจรเปรียบเทียบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



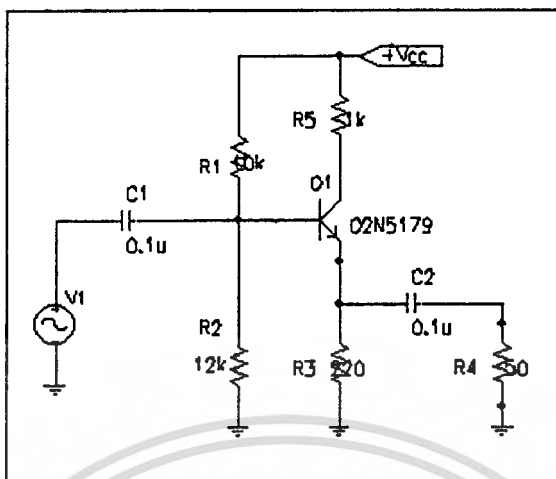
รูปที่ 3.6 วงจรเปรียบเทียบ

จากคุณสมบัติของวงจรเปรียบเทียบดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น สามารถอธิบายลักษณะการทำงาน ของวงจรได้คือ เมื่อเราป้อนสัญญาณซึ่งมีระดับของสัญญาณเกิน 2.5 V จะทำให้ได้ V_o เป็น +5 V แต่ถ้า ระดับสัญญาณที่ป้อนมีค่าน้อยกว่า 2.5 V จะได้ V_o เป็น -5 V เนื่องจากเราตั้งระดับสัญญาณแรงดันอ้างอิงไว้ ที่ 2.5 V

ส่วนของวงจรเปรียบเทียบ จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงระดับสัญญาณดิจิตอล ให้เป็นระดับสัญญาณ ± 5 V เพื่อป้อนเป็นอินพุตของบาลานซ์มอดูเลเตอร์ TUF-3

3.2.4 วงจรบัฟเฟอร์ ใช้การต่อวงจรเป็นวงจรรยายคอลลอกเลเตอร์ร่วม ดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งการแจ้งให้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

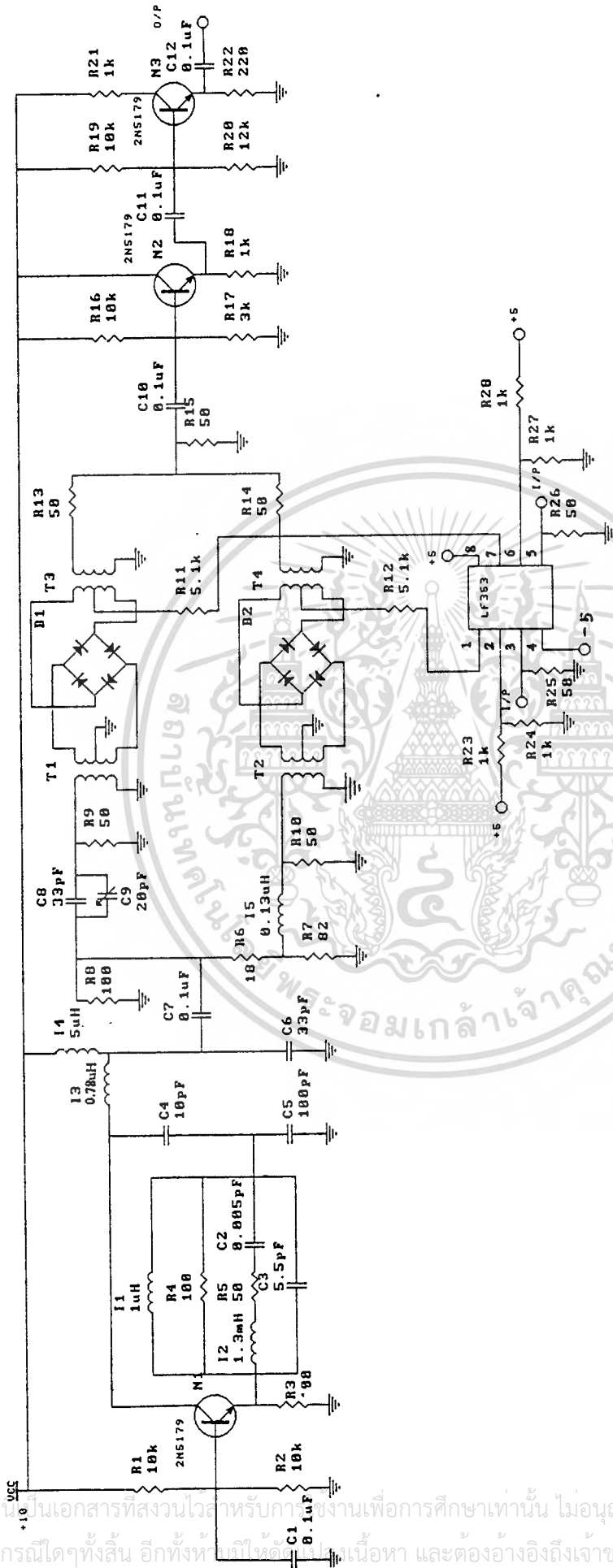


รูปที่ 3.7 แสดงวงจรบัฟเฟอร์

วงจรบัฟเฟอร์ เป็นส่วนของวงจรซึ่งต่ออยู่ระหว่างเอาต์พุตของมอดูเลเตอร์และอินพุตของดีมอดูเล

เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรรวมของภาคมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามนำไปตีพิมพ์เผยแพร่ในสื่อใดๆ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 วงจร 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์

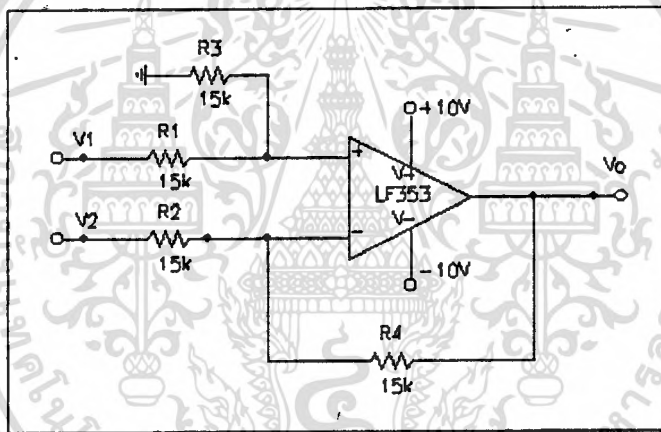
การออกแบบ

การออกแบบวงจร 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์ เพื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณข้อมูลดิจิทัลกลับคืนมา จะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรภายในที่สำคัญคือ

3.3.1. วงจรเลื่อนเฟส ซึ่งมีลักษณะเช่นเดียวกับทางด้าน วงจรมอดูเลเตอร์

3.3.2. วงจรโปรดัคต์เทคเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรมัลติพลายเออร์ ที่ทำหน้าที่ในการคูณสัญญาณพาหะ กับสัญญาณ 4 - PSK ที่มาจากวงจรมอดูเลเตอร์ โดยใช้ไอซีเบอร์ LM1496(คุณสมบัติการต่อวงจรจากภาค ผนวก)

3.3.3. วงจรขยายสัญญาณผลต่าง เนื่องจากเอาต์พุตของวงจรมัลติพลายเออร์ จะประกอบด้วย เอาต์พุต 2 เอาต์พุต ซึ่งมีขนาดเท่ากันแต่จะกลับเฟสกัน ดังนั้นเพื่อการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมัลติพลายเออร์ไปใช้งาน เราจึงนำมาผ่านวงจรขยายสัญญาณผลต่าง ดังแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 เพื่อจะทำให้ ได้ระดับสัญญาณเพิ่มเป็น 2 เท่า



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรขยายสัญญาณผลต่าง

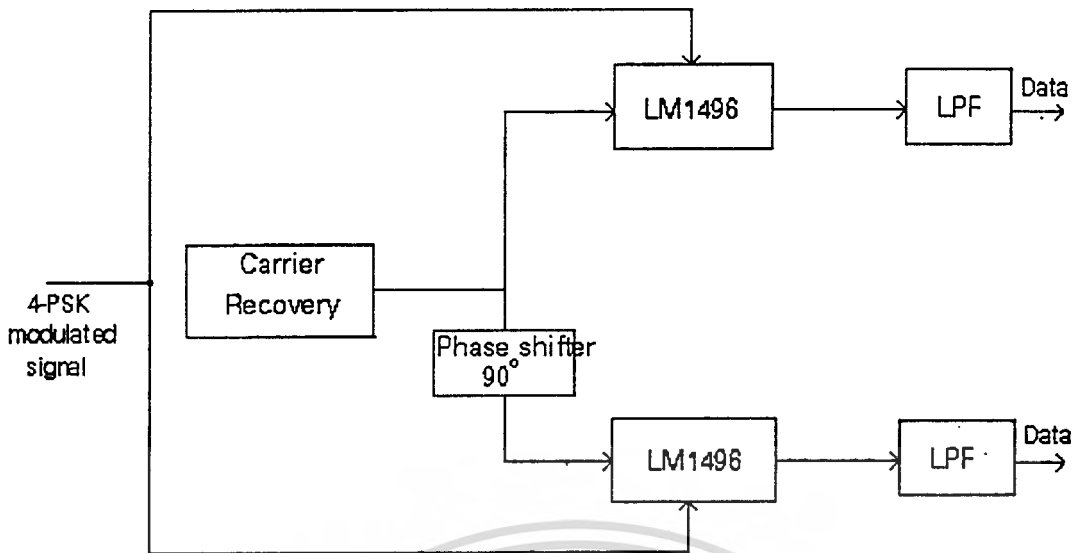
จากรูป จะได้ว่า เอาต์พุตของวงจร คือ $V_o = V_1 - V_2$

3.3.4. วงจรแคเรียร์ รีคอสแควร์รี เนื่องจากเป็นการดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนท์ จึงมีความต้องการ สัญญาณอ้างอิง ซึ่งอ้างอิงจากสัญญาณของคลื่นพาหะทางด้านมอดูเลเตอร์

3.3.5. วงจรกรองความถี่ต่ำ RC (RC-Low Pass Filter) เพื่อขจัดสัญญาณความถี่สูงที่เกิดขึ้นจากการดีมอดูเลต (สัญญาณเอาต์พุตของวงจรมัลติพลายเออร์) ให้เหลือแต่สัญญาณความถี่ต่ำซึ่งเป็นไฟดิซี หรือ พิจารณาเป็นสัญญาณข้อมูลดิจิทัลตามที่เราต้องการ

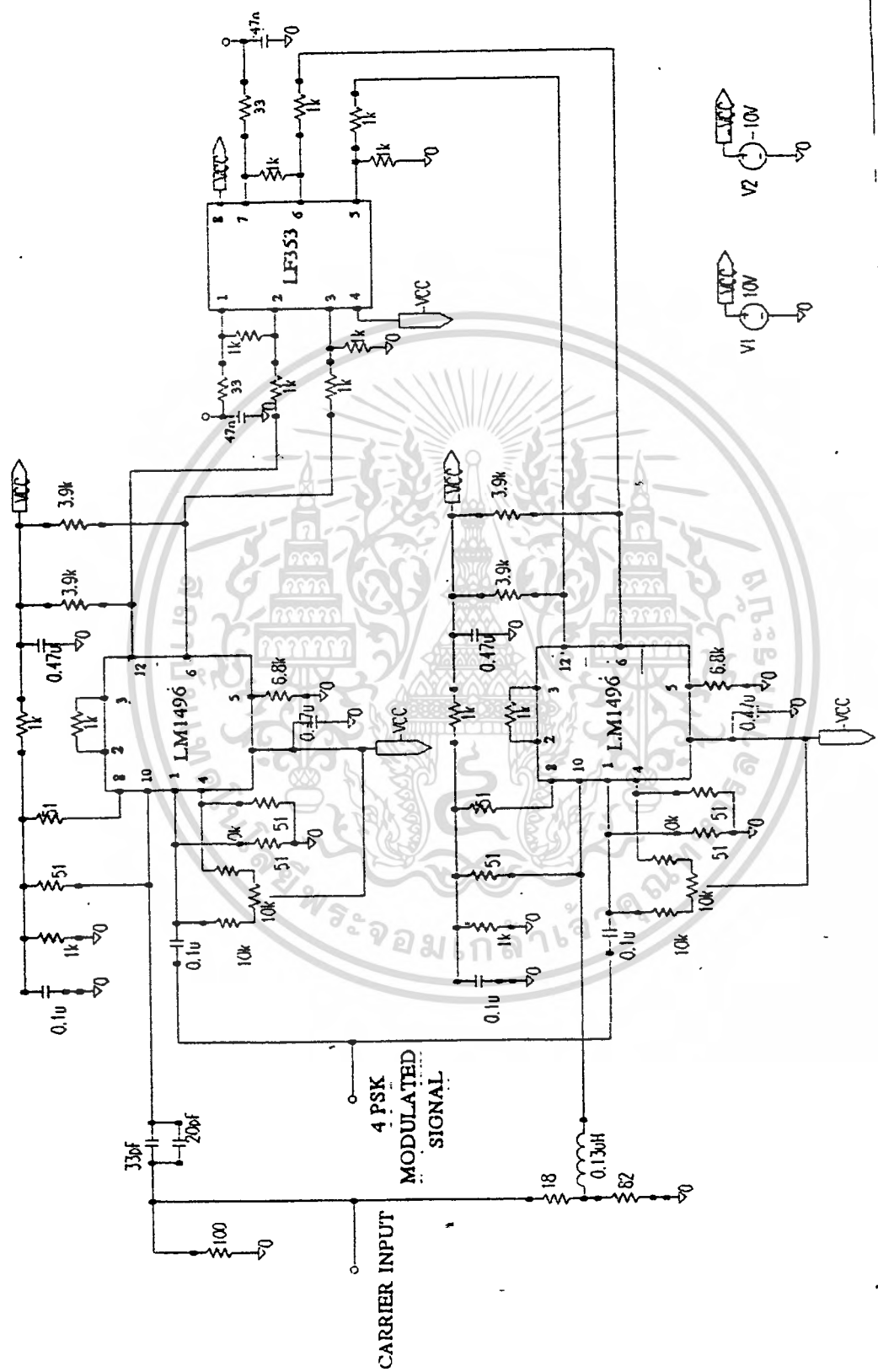
ส่วนประกอบของวงจรทางด้านดีมอดูเลเตอร์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมของวงจร 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์

รูปที่ 3.8 แสดงวงจรรวมของภาคมอดูเลเตอร์



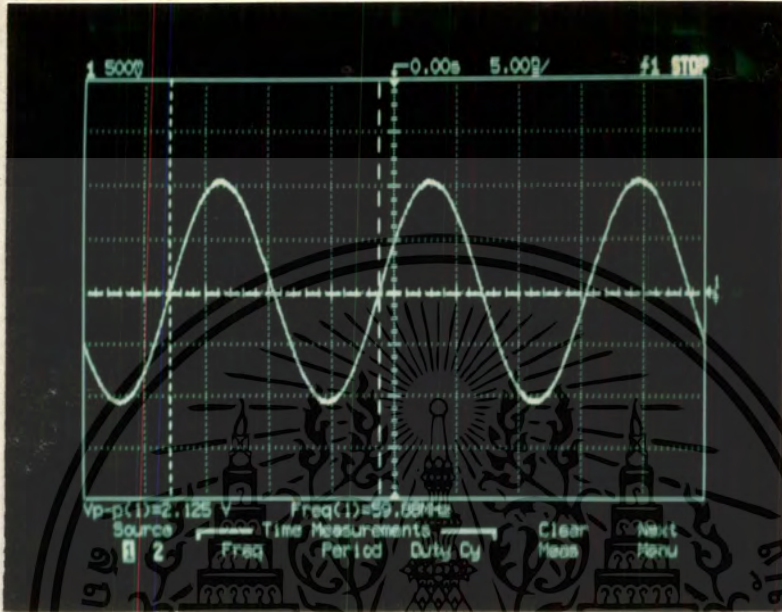
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

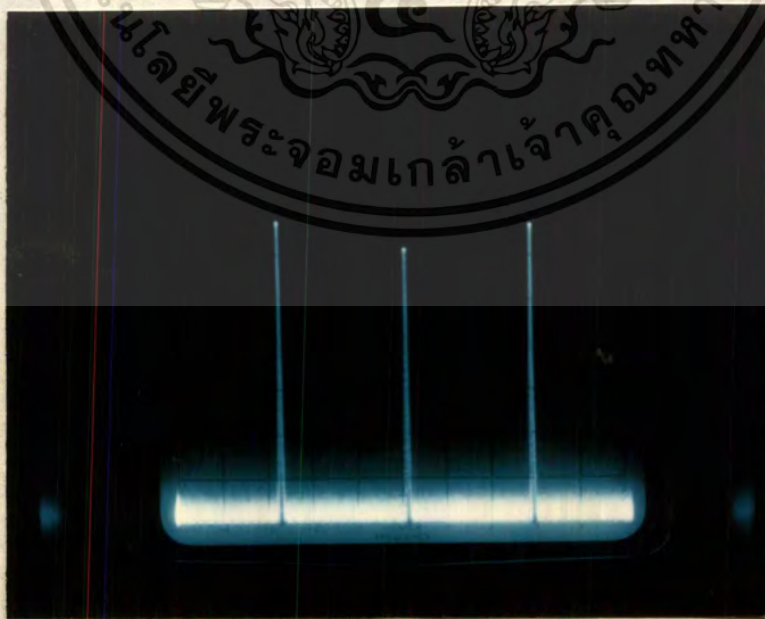
4.1 วงจรออสซิลเลเตอร์

จากการต่อวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ จะได้ผลของการทดสอบ ดังแสดงในรูป



รูปที่ 4.1 แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์จากออสซิลโลสโคป

จากรูป แสดงให้เห็นว่า วงจรออสซิลเลเตอร์นี้สามารถจะออสซิลเลตได้ที่ความถี่ 60 MHz ได้เป็นสัญญาณคลื่นรูปไซน์ ที่มีขนาดและความถี่คงที่



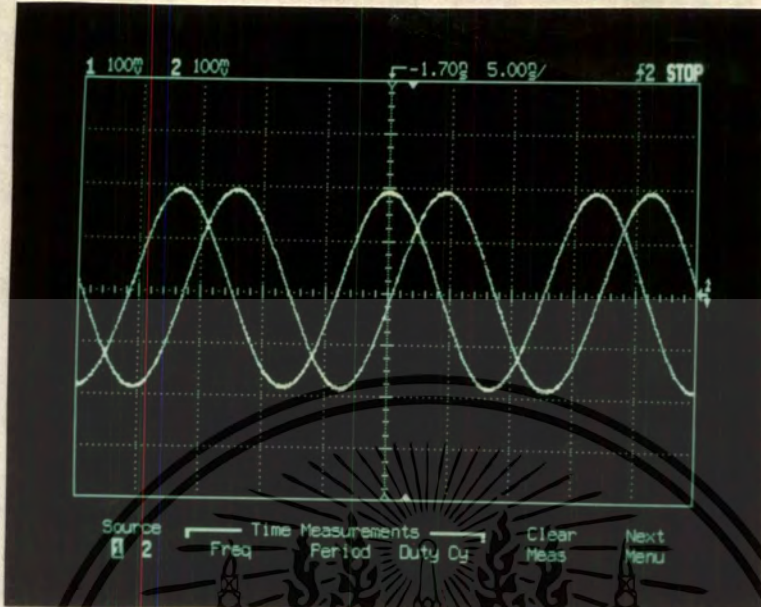
รูปที่ 4.2 แสดงเอาต์พุตของวงจรออสซิลเลเตอร์จากเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

(Spectrum Analyzer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรเลื่อนเฟส (Phase shifter)

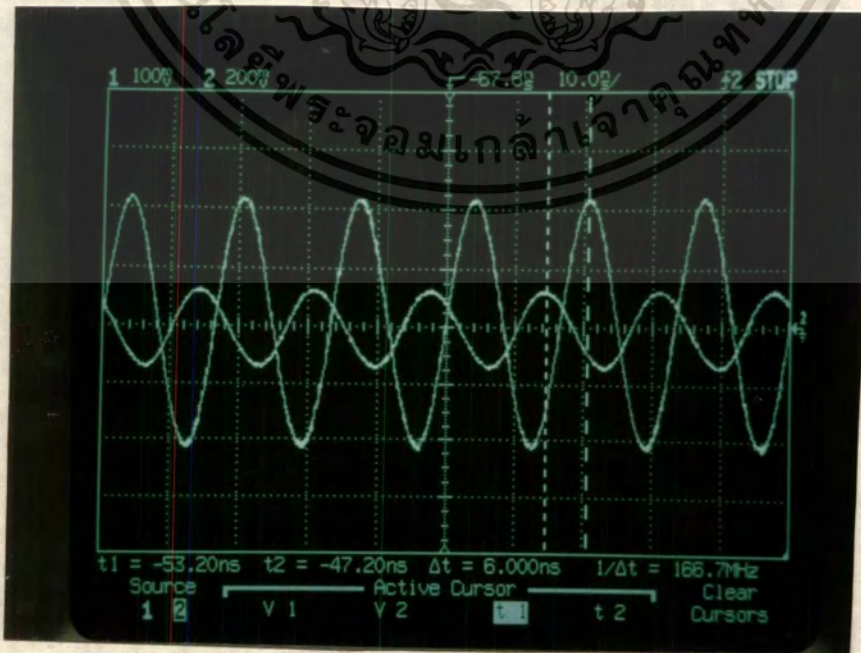
เมื่อป้อนสัญญาณรูปไซน์เข้าไปวงจรเลื่อนเฟสจะทำการเลื่อนเฟสให้ต่างกัน 90 องศา ดังรูป



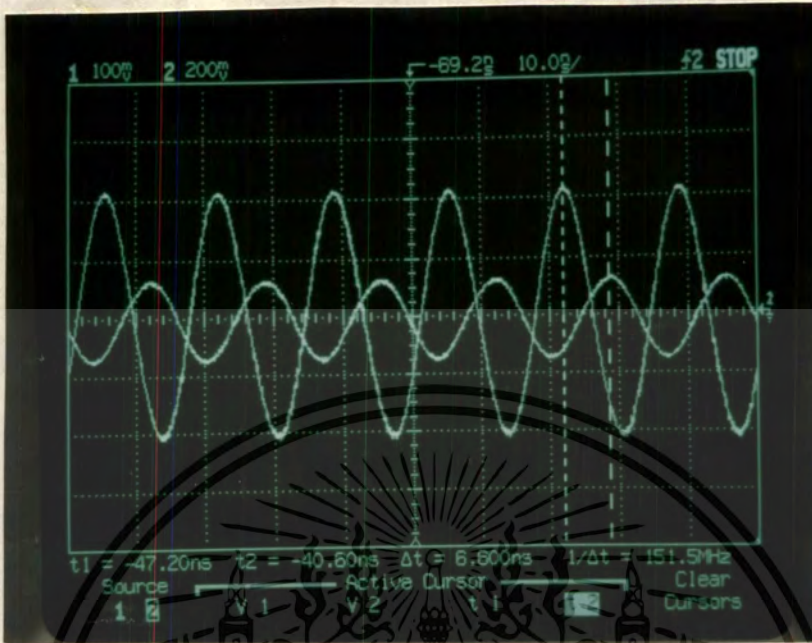
รูปที่ 4.3 แสดงเอาต์พุตของวงจรเลื่อนเฟส

4.3 วงจร 4 - PSK มอดูเลเตอร์

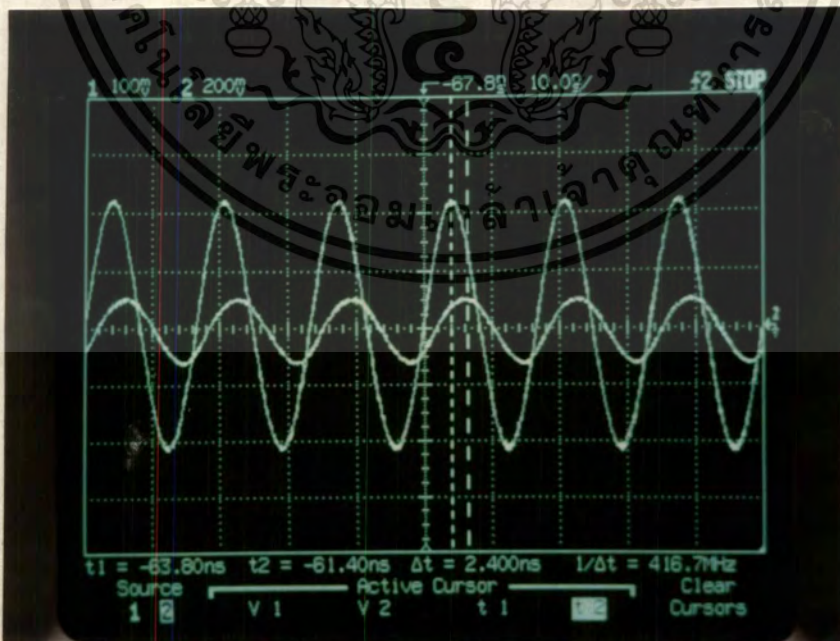
เมื่อทำการป้อนสัญญาณข้อมูลเข้าไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะ โดยสัญญาณข้อมูลคือ 00 , 01 , 11 และ 10 จะได้สัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณพาหะดังรูป



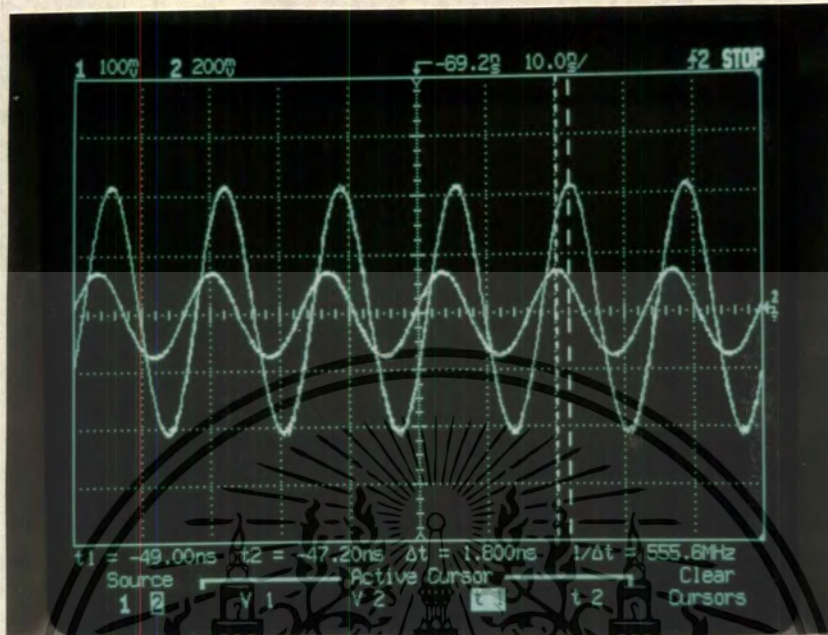
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณที่นักเรียนมีการดึงข้อมูลเป็น 00 มอดูเลตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 สัญญาณข้อมูลเป็น 01



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 4.6 สัญญาณข้อมูลเป็น 11 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 สัญญาณข้อมูลเป็น 10

4.4 การคำนวณเฟสของสัญญาณเอาต์พุตเทียบกับสัญญาณพาหะ

จากรูปที่ 4.4 สัญญาณข้อมูลที่ป้อนเข้าไปเป็น 00 จะเห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตนำสัญญาณพาหะอยู่
 หนผลต่างของเวลาได้ เป็น 6.0 นาโนวินาที เราทราบแล้วว่าคาบเวลาของสัญญาณพาหะ 60 MHz มีค่าเท่ากับ
 16.67 นาโนวินาที ดังนั้นจึงสามารถคำนวณหาค่าของเฟสของเอาต์พุตที่นำสัญญาณพาหะได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ความต่างเฟส} &= \frac{6.0(ns) \times 360}{16.67(ns)} \\ &= +129.57 \quad \text{องศา} \end{aligned}$$

ในกรณีสัญญาณข้อมูลอื่น ๆ ก็จะได้ความต่างเฟสดังนี้

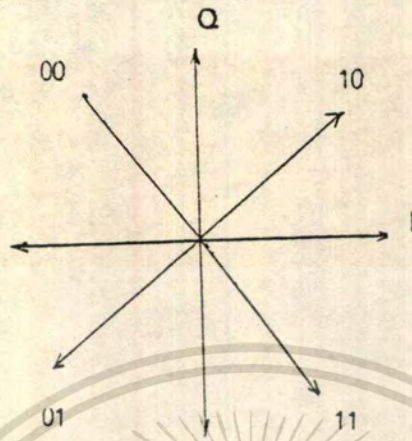
$$\begin{aligned} 01, (\text{ตาม}) \quad \text{ความต่างเฟส} &= \frac{6.6(ns) \times 360}{16.67(ns)} \\ &= -142.53 \quad \text{องศา} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 11, (\text{ตาม}) \quad \text{ความต่างเฟส} &= \frac{2.4(ns) \times 360}{16.67(ns)} \\ &= -51.82 \quad \text{องศา} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 10, (\text{นำ}) \quad \text{ความต่างเฟส} &= \frac{1.8(ns) \times 360}{16.67(ns)} \\ &= +38.87 \quad \text{องศา} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

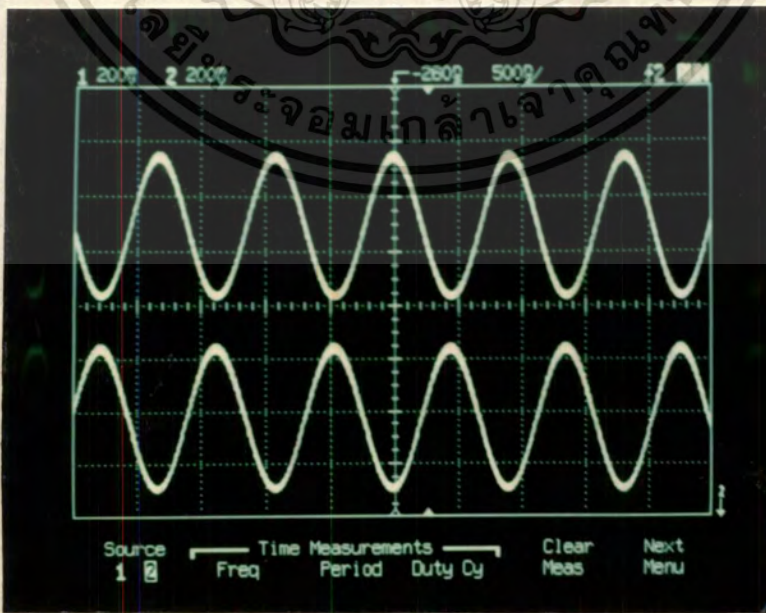
ดังนั้นเราสามารถนำเอาผลต่าง ๆ มาเขียนเป็นเฟสเซอร์ไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 4.8 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรมของเอาต์พุต 4 PSK มอดูเลเตอร์

4.5 โปรตอค็ิตเทคเตอร์

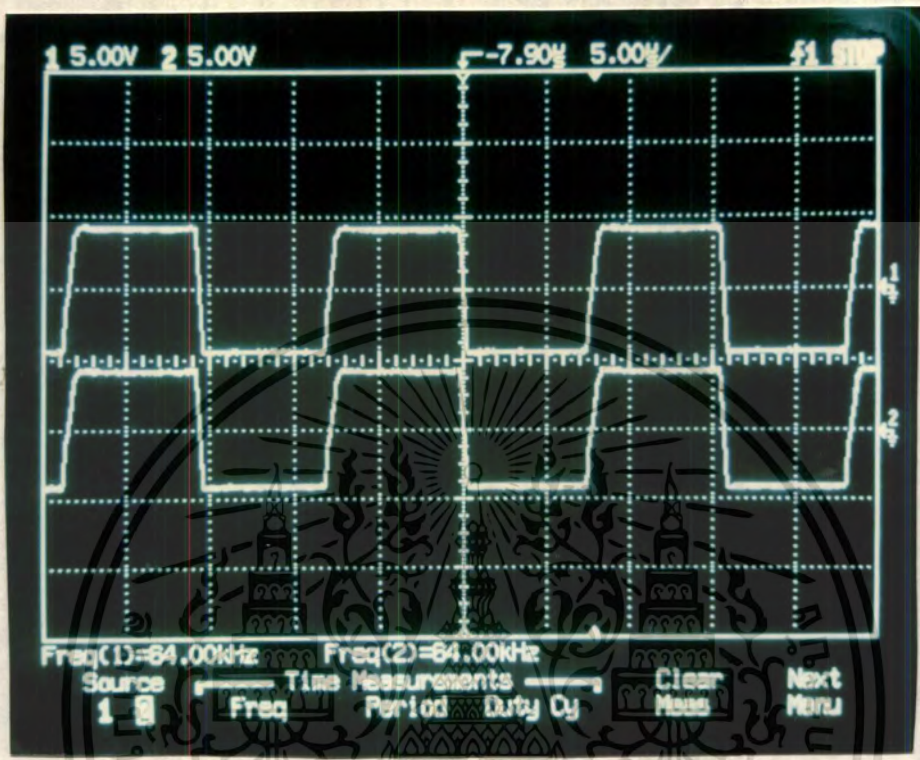
วงจรโปรตอค็ิตเทคเตอร์ เป็นส่วนหนึ่งของวงจรมอดูเลเตอร์ จะทำการคูณสัญญาณมอดูเลต 4 PSK กับสัญญาณพาหะ ซึ่งในที่นี้เราได้ทำการแยกทดสอบโดยการป้อนสัญญาณขาเข้า 2 ความถี่ ก็จะได้เอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณ 2 สัญญาณ ซึ่งมีลักษณะกลับเฟสกัน ดังรูป



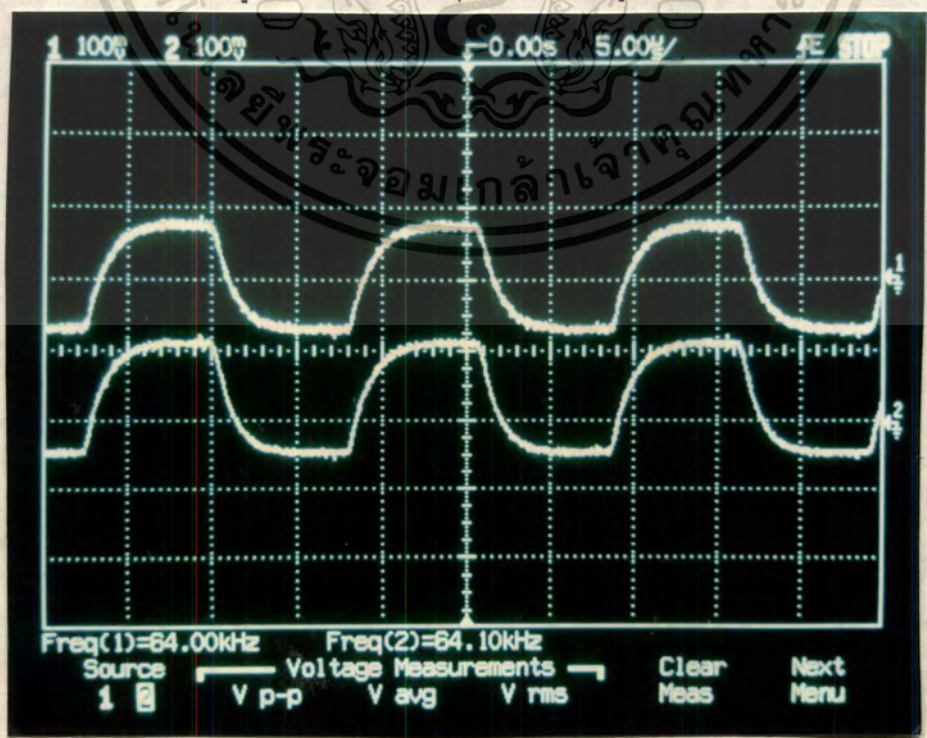
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.9 แสดงเอาต์พุตของโปรตอค็ิตเทคเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 วงจร 4 - PSK ดิมอดูเลเตอร์

เมื่อป้อนพัลส์สัญญาณข้อมูลเข้าทางด้านวงจรมอดูเลเตอร์ ทั้ง 2 ช่อง Q และ I จะได้สัญญาณมอดูเลต 4 - PSK เป็นอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์ ซึ่งจะได้เอาต์พุตตามรูป

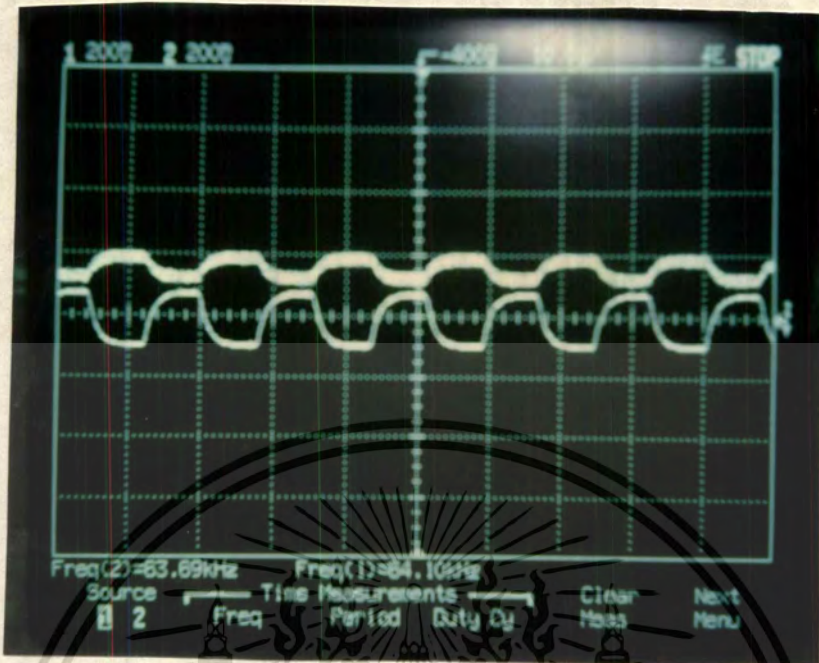


รูปที่ 4.10 แสดงอินพุตของวงจรมอดูเลเตอร์

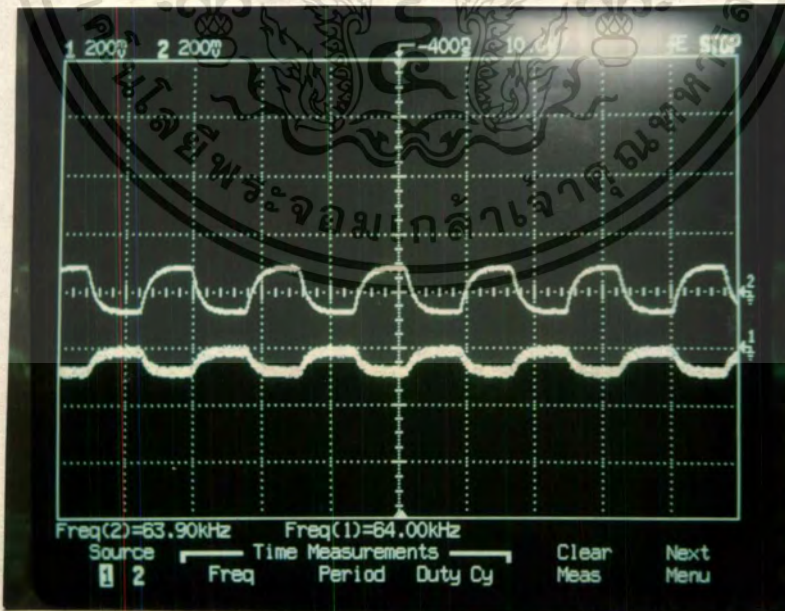


รูปที่ 4.11 แสดงเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 แสดงเอาต์พุตของวงจรติมอดูเลเตอร์
เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ที่ช่อง Q และสัญญาณดิซี +5V ที่ช่อง I



รูปที่ 4.13 แสดงเอาต์พุตของวงจรติมอดูเลเตอร์

เมื่อป้อนสัญญาณพัลส์ที่ช่อง Q และสัญญาณดิซี -5V ที่ช่อง I

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองสามารถสรุปได้ว่า

ระบบ 4 - PSK มอดูเลเตอร์

1. คริสตอลออสซิลเลเตอร์ซึ่งเป็นตัวกำเนิดสัญญาณพาหะ 60 MHz ของระบบมอดูเลเตอร์จะต้องมีความถี่และแอมพลิจูดที่คงที่
2. จากผลการทดลองเมื่อป้อนข้อมูลเข้าไปในลักษณะที่แตกต่างกัน 4 สภาวะคือ 00 , 01 , 11 , 10 , ในแต่ละครั้งจะทำให้เฟสของสัญญาณพาหะเปลี่ยนไปใกล้เคียงกับ 90 องศา
3. เราไม่สามารถที่นำเอาสัญญาณ 4 - PSK จากภาคมอดูเลเตอร์เข้าสู่ภาคดีมอดูเลเตอร์โดยตรงได้ เนื่องจากอาจทำให้สัญญาณเกิดการออสซิลเลทและเกิดปัญหาในเรื่องของอิมพีแดนซ์ระหว่างภาคทั้งสองได้ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรบัฟเฟอร์มาเป็นเสมือนภาคกันชนระหว่างภาคทั้งสองเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว

ระบบ 4 - PSK ดีมอดูเลเตอร์

1. สัญญาณพาหะทางด้านภาคดีมอดูเลเตอร์จะต้องอ้างอิง (reference) กับสัญญาณพาหะทางด้านภาคมอดูเลเตอร์เพื่อที่จะได้ทำการดีมอดูเลตข้อมูลออกมาได้อย่างถูกต้อง
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน RC จะต้องทำหน้าที่ได้ดีพอสมควร จึงจะสามารถกรองเอาสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมาได้
3. การใช้ไอซีเบอร์ LM1496 ทำเป็นวงจรโปรดัคต์เทคเตอร์ เนื่องจากให้ค่าเอาต์พุตออกมาไม่น้อยเกินไป ทั้งยังทำหน้าที่ในการกด (suppress) สัญญาณพาหะ ทำให้ดีเทคสัญญาณข้อมูลออกมาได้ง่าย

5.2 วิจารณ์

เนื่องจากหัวใจของการทำงานของระบบ 4 - PSK ไม่ว่าจะป็นทั้งการมอดูเลตและการดีมอดูเลตต้องอาศัยการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณพาหะเป็นสำคัญ ดังนั้นการเชื่อมต่อสัญญาณระหว่างภาคต่าง ๆ ในวงจรหรือภายในระบบจะต้องระมัดระวัง โดยพยายามทำให้เฟสของสัญญาณต่าง ๆ คงที่เหมือนเดิมหรือเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด ทั้งนี้เพื่อให้ง่ายและสะดวกในการดีเทคสัญญาณข้อมูลที่เราต้องการออกมา อุปกรณ์ที่มีผลทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนไป ที่เห็นได้ชัดที่สุดก็คือสายเชื่อมต่อระหว่างภาคต่าง ๆ ภายในวงจร ดังนั้นในการเชื่อมต่อสัญญาณในแต่ละครั้งจึงต้องทำการตรวจสอบอย่างละเอียดทุกครั้ง

หนังสืออ้างอิง

- [1] โคทม อาริยา , “ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 3 : วงจรเชิงเส้นและวงจรกำลัง” , หจก.เอช - เอน การพิมพ์, กรุงเทพฯ ,2535
- [2] ชูชัย ธารสารตั้งเจริญ และ แอดวานซ์ เอนจิเนียร์ กรุ๊ป , “ ทฤษฎีวงจรอิเล็กทรอนิกส์” , หจก.สำนักพิมพ์ ฟิสิกส์เซ็นเตอร์ , กรุงเทพฯ , 2535
- [3] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์, “หลักการไฟฟ้าสื่อสาร”, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , กรุงเทพฯ,2536.
- [4] สิทธิชัย โกโดยอุดม ,”การวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรรวม เล่มที่ 1” , กรุงเทพฯ , 2520
- [5] สิทธิชัย โกโดยอุดม, “ทฤษฎีและการคำนวณวงจรอิเล็กทรอนิกส์” ,ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, กรุงเทพฯ,2521.
- [6] แอดวานซ์ เอนจิเนียร์ กรุ๊ป, “อิเล็กทรอนิกส์เบื้องต้น”, หจก.สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์,กรุงเทพฯ,2538.
- [7] B. Parzen, “Design of Crystal and Other Harmonic Oscillator”, Weley & Sons Interscience,1983.
- [8] B.E. Keiser and E.Strange,“Digital Telephony and Network Integration Van Nostrand Reinhold Company, Newyork, 1989.
- [9] F.G. Stremier, “Introduction to communication System”, Addison - Wessey Publishing Company,USA,1988.
- [10] P.Z. Peebles, JR., “Digital Communication System”, Prentice - Hall, Inc., New Jercy, 1987
- [11] R. J. Matthys, “Crystal Oscillator Curcuit”, Wiley & Sons Interscience, 1983. Revised 2nd Ed. Krieger. Publishing Co.,1991.
- [12] W. Tomasi, “Advanced Electronic Communication Systems” , A&W Prentice - Hall International ,Inc, New Jercy, 1987.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้ที่มีส่วนช่วยเหลือเป็นอย่างมากที่ทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เป็นผู้ให้คำแนะนำ ทั้งในด้านการทำในส่วนของวงจร และการเขียนปริญญานิพนธ์ซึ่งก็คือ ดร. ทองทอด วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษา คุณศรารุช ไยไพโรจน์ คุณสโรช จุฑะพุทธิ คุณวิกรณ์ คุณศรีวัชรสกุล และคุณกรกฎ มีพรหม ซึ่งเป็นผู้ที่คอยให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ เป็นอย่างดีตลอดมา ผู้จัดทำขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency Mixers

40 KHz to 4.3 GHz

LEVEL 7 (+7 dBm LO, up to +1 dBm RF)
surface-mount

case style selection

outline drawings Table of Contents



RMS

LRMS

ASK-KK81

TUF-SM

SCM-NL

SYM

MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB			LO-RF ISOLATION, dB			LO-F ISOLATION, dB			PRICE \$	DISTRIBUTOR FACTORY LOCAL									
	LO/RF f_L-f_U	F	Mid-Band m		Total Range Max.	L Typ. Min.	M Typ. Min.	U Typ. Min.	L Typ. Min.	M Typ. Min.	U Typ. Min.			Qty: (1-9)								
			\bar{x}	σ											Max.							
RMS case TT-100	RMS-1	0.5-500	DC-500	5.94	0.5	7.0	8.5	55	50	33	25	27	20	55	45	30	23	24	19	6.25	•	•
	RMS-1W	2-750	DC-750	5.83	2.1	7.5	8.5	70	45	45	28	38	22	60	45	40	25	30	20	6.75	•	•
	RMS-2	5-1000	DC-1000	5.67	2.6	8.0	9.5	60	40	40	20	25	18	55	30	30	20	20	12	6.95	•	•
	RMS-2D	5-1000	DC-1000	6.81	0.6	8.0	10.0	59	40	40	30	33	22	55	30	40	22	30	20	7.25	•	•
	RMS-2U	10-1000	10-750	6.79	1.6	8.0	9.5	55	40	40	30	30	25	55	30	35	25	30	22	11.45	•	•
	RMS-5	5-1500	DC-1000	5.92	3.4	7.5	9.5	60	40	40	20	30	18	55	30	30	18	15	8	13.95	•	•
	RMS-11A	1500-1900	40-400	—	19	—	9.0	25 (typ.)	17 (min.)	—	—	—	—	23 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	16.95	•	•
	RMS-860	800-1050	DC-250	5.5	2.3	7.5	7.5	36 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	24 (typ.)	18 (min.)	—	—	—	—	11.45	•	•
LRMS case QQQ-130	LRMS-1	0.5-500	DC-500	5.94	0.5	7.0	8.5	55	50	33	25	27	20	55	45	30	23	24	19	6.25	•	•
	LRMS-1W	2-750	DC-750	5.83	2.1	7.5	8.5	70	45	45	28	38	22	60	45	40	25	30	20	6.75	•	•
	LRMS-2	5-1000	DC-1000	5.67	2.6	8.0	9.5	60	40	40	20	25	18	55	30	30	20	20	12	6.95	•	•
	LRMS-2D	5-1000	DC-1000	6.81	0.6	8.0	10.0	59	40	40	30	33	22	55	30	40	22	30	20	7.25	•	•
	LRMS-2U	10-1000	10-750	6.79	1.6	8.0	9.5	55	40	40	30	30	25	55	30	35	25	30	22	11.45	•	•
	LRMS-1R	0.5-500	DC-500	5.80	1.6	7.0	8.5	55	50	33	25	27	20	55	45	30	23	24	19	14.45	•	•
	LRMS-2R	5-1000	DC-1000	6.60	1.4	8.0	10.0	55	40	39	20	22	17	46	35	30	20	18	11	14.95	•	•
	LRMS-5	5-1500	DC-1000	5.92	3.4	7.5	9.5	60	40	40	20	30	18	55	30	30	18	15	8	13.95	•	•
	LRMS-5R	10-1500	DC-1000	5.62	1.2	8.0	9.9	50	40	34	20	22	18	50	27	30	15	14	7	16.95	•	•
	LRMS-11A	1500-1900	40-400	—	19	—	9.0	25 (typ.)	17 (min.)	—	—	—	—	23 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	16.95	•	•
	LRMS-860	800-1050	DC-250	5.5	2.3	7.5	7.5	36 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	24 (typ.)	18 (min.)	—	—	—	—	11.45	•	•
ASK case KK-31	ASK-1	1-600	DC-600	5.58	0.6	7.0	8.5	50	30	35	25	30	20	45	35	30	20	25	15	6.95	•	•
	ASK-2	1-1000	DC-1000	6.79	1.0	8.0	9.8	60	40	35	18	26	16	50	30	25	17	15	10	8.25	•	•
TUF-SM case NN-150	TUF-1SM	2-600	DC-600	5.85	0.4	7.0	8.0	60	50	42	30	37	25	60	45	47	30	36	22	4.25	•	•
	TUF-2SM	50-1000	DC-1000	5.85	0.7	7.5	9.0	58	40	47	30	42	25	50	35	44	20	29	18	5.20	•	•
	TUF-3SM	0.15-400	DC-400	4.7	0.2	7.0	6.0	60	50	46	30	35	25	60	40	47	25	35	20	6.10	•	•
	TUF-5SM	20-1500	DC-1000	5.7	0.4	9.0	9.0	54	40	42	30	39	25	40	25	32	18	23	8	9.45	•	•
	TUF-11ASM	1400-1900	40-500	6.6	3.0	8.6	8.6	33 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	29 (typ.)	15 (min.)	—	—	—	—	16.95	•	•
	TUF-860SM	900-1050	DC-250	5.6	2.4	7.75	7.75	35 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	27 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	9.45	•	•
SCM case YY-101	SCM-1	1-500	DC-500	5.72	1.2	7.0	8.0	50	40	45	35	40	30	50	40	45	35	40	25	4.25	•	•
	SCM-2	5-1000	DC-500	5.76	0.3	7.5	9.8	50	40	40	25	35	20	55	30	40	25	30	18	5.45	•	•
	SCM-5	1250-1800	DC-500	5.82	1.9	—	8.0	28 (typ.)	17 (min.)	—	—	—	—	18 (typ.)	8 (min.)	—	—	—	—	11.95	•	•
	SCM-2500	500-2500	DC-500	5.68	0.8	6.9	10.0	35	22	35	22	35	22	18	12	18	12	18	12	11.95	•	•
SYM case ZZ-100 case ZZ-150 case ZZ-157	SYM-2	2-1000	DC-1000	5.4	1.0	7.2	9.5	70	45	50	20	40	25	63	40	48	24	37	20	11.95	•	•
	SYM-660	800-1050	DC-250	5.6	1.0	7.0	7.0	39 (typ.)	25 (min.)	—	—	—	—	37 (typ.)	20 (min.)	—	—	—	—	8.95	•	•
	SYM-11	1-2500	10-600	7.0	3.0	9.0	10.5	63	40	40	24	34	20	61	40	35	20	28	15	9.95	•	•

L=low range (f_L to $10 f_L$)

M=mid range ($10 f_L$ to $f_U/2$)

m=mid band ($2f_L$ to $f_U/2$)

U=upper range ($f_U/2$ to f_U)

NOTES:

- Available in tape and reel. Please consult factory.
- hermetically sealed diodes
- AM-42 protected under patent 4,430,758.
- Phase Detection, Polarity Positive
- NON-HERMETIC
- \bar{x} = Average of conversion loss at center of mid-band frequency ($f_L + f_U/4$).
- σ = Standard deviation
- For quality control procedures, environmental specifications, and Hi-Rel, MIL and TX description see Table of Contents
- Absolute Maximum Ratings:
RF power 50 mW, peak IF current 40 mA, see Table of Contents.
- Prices and specifications subject to change without notice.

pin connections

see case style outline drawing

Series	RMS	SCM			SYM
	LRMS	-1	-2	-2500	all models
models	all models	-5	-5	-5	all models
LO	1	6	6	1	2
RF	4	1	1	6	1
IF	5	3,4	3	3	3
GND	2,3,6	2,5,6,7	2,5,6,7	2,4,5,6,7	4,5,6
CASE GND	—	4	NOT USED	—	—

▲ Ground externally. All measurements made with GND pin(s) grounded externally.

Mini-Circuits

Mini-Circuits

ULTRA-REL™ MIXERS

5-YR. GUARANTEE*

Plug-In/Flat-Pack



ASK-X65



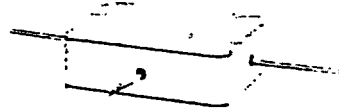
ASK



TUF
TFM



LMX



PAM

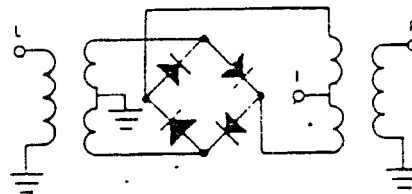
MODEL NO.	FREQUENCY MHz		CONVERSION LOSS dB			LO-RF ISOLATION, dB			LO-IF ISOLATION, dB			PRICE \$	DISTRIBUTOR								
	LO/RF f_L-f_U	IF	Mid-Band m \bar{x}	σ	Total Range Max.	L Typ. Min.	M Typ. Min.	U Typ. Min.	L Typ. Min.	M Typ. Min.	U Typ. Min.		Qty. (1-9)	F A C T O R Y	L O C A L						
ASK-1	1-600	DC-600	5.53	06	7.0	5.5	50	30	35	25	30	20	45	35	30	20	25	15	6.95	•	•
ASK-2	1-1000	DC-1000	6.79	10	8.0	9.8	60	40	35	18	26	16	50	30	25	17	15	10	8.25	•	•
TFM-2	1-1000	DC-1000	5.74	07	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	20	13.95	•	•
TFM-2P	1-1000	DC-1000	5.74	07	7.5	8.5	50	45	40	25	30	25	45	40	35	25	25	20	13.95	•	•
TFM-3	0.04-400	DC-400	4.70	06	7.0	8.0	60	50	50	35	35	25	55	40	30	30	25	25	21.45	•	•
TFM-4	5-1250	DC-1250	6.47	05	7.5	8.5	50	45	40	30	30	25	45	40	35	25	25	20	23.45	•	•
TFM-5	5-1500	DC-1000	6.33	06	8.5	9.5	60	45	35	25	30	25	60	40	35	15	25	14	25.45	•	•
TFM-11	1-2000	5-600	7.16	07	8.5	9.0	50	45	35	25	25	10	45	40	27	20	25	20	47.45	•	•
TFM-12	800-1250	50-90	5.71	14	—	7.5	35	25	35	25	35	25	30	20	30	20	30	20	47.45	•	•
TFM-2400	750-2400	DC-400	6.65	20	—	9.0	30	20	30	20	30	20	30	10	30	10	30	10	28.95	•	•
TFM-4300	300-4300	DC-600	5.87	13	—	10.5	30	20	—	—	30	17	15	7	—	—	10	7	38.95	•	•
LMX-3	0.04-400	DC-400	4.64	05	7.0	6.0	60	50	50	35	35	25	45	40	35	25	25	20	25.95	•	•
LMX-113	5-1000	DC-1000	5.72	05	7.0	8.0	50	40	40	25	35	25	45	35	35	30	30	20	16.95	•	•
LMX-124	5-500	DC-500	5.13	06	6.5	7.0	50	40	45	25	35	22	45	40	30	30	20	20	27.95	•	•
LMX-149	10-1500	DC-1500	6.58	09	7.5	9.0	55	40	45	35	30	20	50	40	40	25	20	12	29.95	•	•
LMX-156	800-2500	DC-1500	7.09	37	9.0	9.0	35	25	35	25	35	25	22	17	22	17	22	17	44.95	•	•
PAM-42	2000-4200	DC-1300	8.13	14	—	6.5	25 (typ.) 17 (min.)			12 (typ.) 8 (min.)			27.95	•	•						
TUF-1	2-600	DC-600	5.85	04	7.0	8.0	60	50	42	30	37	25	60	45	47	30	35	22	4.25	•	•
TUF-2	50-1000	DC-1000	5.85	07	7.5	9.0	58	40	47	30	42	25	50	35	44	20	29	18	5.20	•	•
TUF-3	0.15-400	DC-400	4.7	02	7.0	8.0	60	50	46	30	35	25	60	40	47	25	35	20	6.10	•	•
TUF-5	20-1500	DC-1000	5.7	04	9.0	9.0	54	40	42	30	39	25	40	25	32	18	23	8	9.45	•	•
TUF-11A	1400-1900	40-500	6.8	30	8.6	8.6	33 (typ.) 20 (min.)			29 (typ.) 15 (min.)			16.95	•	•						
TUF-860	800-1050	DC-250	5.6	24	7.75	7.75	35 (typ.) 25 (min.)			27 (typ.) 20 (min.)			9.45	•	•						

L=low range (f_L to $40 f_L$) M=mid range ($10 f_L$ to $f_U/2$) U=upper range ($f_U/2$ to f_U)
 m =mid band ($2 f_L$ to $f_U/2$)

*ASK-Plug-in mounting case X65.

ASK	TUF TFM	LMX	PAM	CBL
4 models	4 models	8 models	3 models	6 models
1	1	5	1	3.4
5	2	4	4	1
2,3,6	3	2,3,6,7	2	2,5,6,7
—	3	2,3,6,7	2	—

schematic



NSN GUIDE

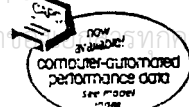
MCL NO.	NSN
ASK-1	5895-01-320-0366
TFM-2	5895-01-135-1852
TFM-3	5895-01-112-0031
TFM-12	5895-01-179-5686
TFM-4	5895-01-317-9388

*TFM-2400 TFM-5 and TFM-4300 LO = 1/2 f_L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกช่องทางให้ดูแปลงน้อยๆ และดูวงจรอื่นๆที่เรานำไปใช้

In Stock...Immediate Delivery



Frequency Mixers

Models

LEVEL 7 (-7 dBm LO, up to +1 dBm RF)

TUF-3
TUF-3SM



computer-automated performance data
typical production unit / for data of other models consult factory

mixer conversion loss and isolation

RF MHz	LO MHz	Conversion Loss (dB)			Isolation L-R (dB)			Isolation L-I (dB)		
		LO +4 dBm	LO +7 dBm	LO +10 dBm	LO +4 dBm	LO +7 dBm	LO +10 dBm	LO +4 dBm	LO +7 dBm	LO +10 dBm
0.150	30.150	5.84	5.60	5.46	82.59	77.37	74.58	60.69	63.67	66.98
0.200	30.200	5.75	5.52	5.39	83.04	77.64	74.35	60.44	63.54	66.75
0.300	30.300	5.69	5.47	5.33	82.49	77.00	74.12	60.19	63.40	66.52
0.500	30.500	5.64	5.41	5.28	81.86	76.78	74.01	60.36	63.48	66.51
1.000	31.000	5.54	5.31	5.20	80.26	76.45	73.66	60.46	63.55	66.86
1.500	31.500	5.47	5.25	5.14	80.37	75.88	73.40	60.37	63.58	66.40
2.000	32.000	5.44	5.22	5.10	79.14	75.76	73.07	60.34	63.46	66.57
5.000	35.000	5.44	5.19	5.06	77.84	74.18	72.40	60.54	63.18	65.20
10.000	40.000	5.46	5.21	5.07	74.42	72.35	70.36	59.32	61.65	63.66
20.000	50.000	5.44	5.19	5.07	69.83	68.26	67.08	59.13	60.76	61.68
50.000	80.000	5.39	5.19	5.08	62.13	60.65	59.84	54.30	54.03	53.94
77.044	107.044	5.40	5.20	5.10	58.01	56.86	55.86	49.93	50.29	50.76
100.000	70.000	5.52	5.26	5.13	56.31	54.74	53.67	47.96	48.45	48.86
153.939	123.939	5.44	5.27	5.18	53.29	50.70	49.21	44.86	45.02	44.64
200.000	170.000	5.50	5.33	5.24	46.94	45.62	45.07	44.33	43.77	42.57
230.833	200.833	5.58	5.38	5.26	47.41	46.53	47.19	42.19	41.53	40.76
300.000	270.000	5.79	5.57	5.45	50.32	49.67	45.63	41.24	37.33	34.73
369.242	339.242	6.25	5.94	5.74	50.19	48.35	38.52	45.32	36.42	32.36
384.621	354.621	6.31	5.93	5.68	44.96	48.35	42.68	39.40	33.54	29.97
400.000	370.000	6.44	5.93	5.62	45.50	56.18	47.40	36.15	32.89	29.89

mixer VSWR

FREQ (MHz)	VSWR RF port			VSWR LO port			VSWR IF port			FREQ (MHz)	max DC output mV	DC offset mV
	LO +4 dBm	LO +7 dBm	LO +10 dBm	LO +4 dBm	LO +7 dBm	LO +10 dBm	LO +4 dBm	LO +7 dBm	LO +10 dBm			
5.000	1.27	1.21	1.22	1.81	2.60	3.64	1.67	1.41	1.23	0.150	243.74	-0.02
10.000	1.19	1.09	1.07	1.71	2.50	3.52	1.68	1.41	1.23	0.200	244.51	-0.02
20.000	1.20	1.07	1.03	1.57	2.32	3.27	1.69	1.43	1.24	0.300	245.19	-0.03
50.000	1.21	1.08	1.02	1.52	2.26	3.18	1.71	1.45	1.27	0.500	245.83	-0.03
65.557	1.21	1.08	1.02	1.51	2.24	3.17	1.73	1.46	1.29	1.000	247.57	-0.01
90.029	1.21	1.09	1.02	1.51	2.22	3.13	1.76	1.49	1.32	1.500	247.54	-0.02
100.000	1.21	1.09	1.02	1.50	2.21	3.10	1.77	1.51	1.34	2.000	247.08	-0.04
130.814	1.20	1.08	1.03	1.51	2.19	3.05	1.82	1.56	1.40	5.000	246.13	-0.03
163.443	1.20	1.08	1.02	1.52	2.17	2.98	1.88	1.63	1.48	10.000	243.89	-0.03
200.000	1.19	1.07	1.04	1.56	2.18	2.97	1.96	1.72	1.57	20.000	242.18	-0.01
204.229	1.19	1.07	1.04	1.57	2.18	2.97	1.98	1.73	1.57	50.000	256.04	-0.01
212.386	1.19	1.07	1.03	1.57	2.19	2.97	2.00	1.74	1.59	77.044	258.28	0.01
236.857	1.17	1.06	1.03	1.60	2.20	2.96	2.06	1.80	1.65	100.000	262.95	0.06
269.486	1.19	1.09	1.03	1.67	2.26	3.00	2.11	1.87	1.72	153.939	244.26	0.13
300.000	1.18	1.09	1.03	1.71	2.33	3.12	2.18	1.93	1.76	200.000	245.72	0.27
326.586	1.22	1.14	1.08	1.76	2.35	3.13	2.20	1.96	1.80	230.833	258.58	0.10
359.214	1.27	1.19	1.14	1.84	2.39	3.14	2.24	2.02	1.85	300.000	237.32	0.09
375.529	1.32	1.25	1.21	1.89	2.41	3.14	2.15	1.94	1.78	369.242	224.13	-0.05
391.843	1.39	1.31	1.28	1.95	2.45	3.15	2.20	1.99	1.82	384.621	226.89	0.29
400.000	1.40	1.32	1.29	1.98	2.49	3.18	2.21	2.01	1.83	400.000	227.14	0.78

ϕ detection

0.15 to 400 MHz

Mini-Circuits

ULTRA-REL™ MIXERS

5-YR. GUARANTEE*

mixer harmonic intermodulation

(relative to desired IF output)

RF ORDER HARMONIC	RF CAL	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	-	-	15	25	32	37	42	48	52	57	61	66
1	-	14	-0	27	11	31	18	41	29	42	39	41
2	96	65	53	71	54	66	55	73	61	68	52	74
3	>96	65	63	65	64	66	58	75	58	67	61	75
4	96	75	>75	>77	75	75	>76	>76	>76	74	>77	75
5	>96	>76	75	>76	>77	>76	>76	>77	75	>77	>76	>76
6	94	>76	>56	>76	>76	>76	>76	>76	>77	75	75	>76
7	95	>76	>77	>76	>76	75	>77	>77	>76	>77	75	>76
8	>96	>76	>76	75	>76	>76	75	76	>76	>76	>76	75
9	>96	75	72	>76	>77	>76	>76	75	>74	>76	>77	>76
10	95	>76	>76	>76	72	>75	>76	>76	>76	>77	75	>76

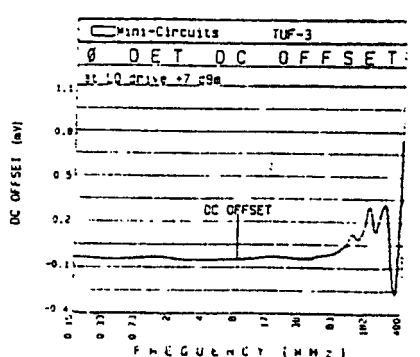
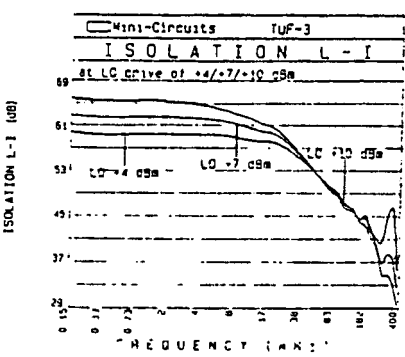
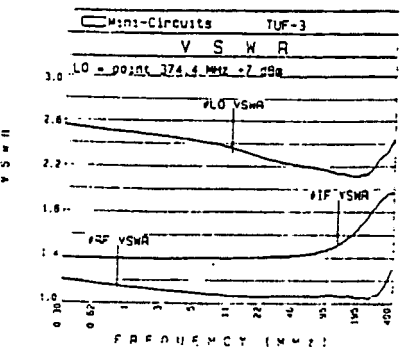
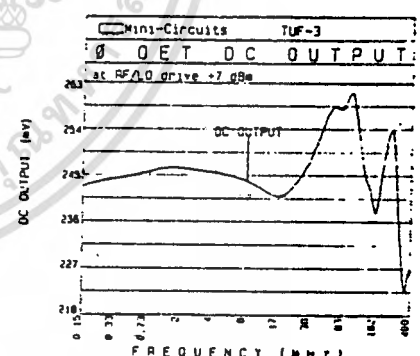
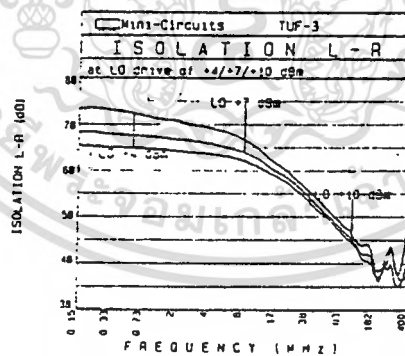
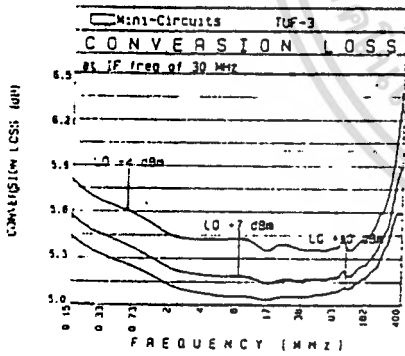
RF ORDER HARMONIC	RF CAL	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	-	-	26	33	25	43	27	48	36	60	45	59
1	-	14	-0	27	11	33	18	39	29	46	41	47
2	81	64	54	77	54	68	57	80	69	58	46	71
3	95	51	46	49	49	54	50	54	50	54	56	57
4	>96	70	60	69	61	74	64	71	66	73	70	79
5	>96	75	64	66	68	69	59	64	55	66	53	68
6	>96	>86	>76	85	78	81	74	81	75	82	74	78
7	96	83	85	81	75	83	69	79	73	80	72	80
8	93	>86	>86	>86	>86	85	>86	85	>85	86	85	>86
9	>95	83	>85	>86	>86	>86	82	82	80	83	80	81
10	>95	>87	>85	85	>85	>86	>86	>86	85	>86	>86	85

test condition: RF IN: 185.10 MHz -15.08 DBM
 LO IN: 155.01 MHz -7.07 DBM
 IF OUT: 30.09 MHz -22.13 DBM

test condition: RF IN: 185.10 MHz -4.99 DBM
 LO IN: 155.01 MHz -7.07 DBM
 IF OUT: 30.09 MHz -10.07 DBM

typical performance curves

(production unit)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM1596/LM1496 Balanced Modulator-Demodulator

General Description

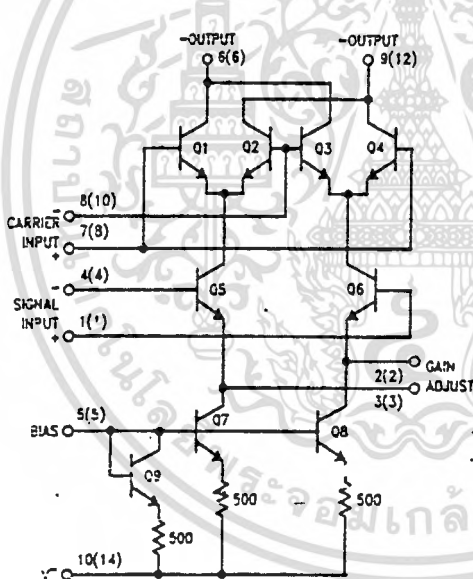
The LM1596/LM1496 are doubled balanced modulator-demodulators which produce an output voltage proportional to the product of an input (signal) voltage and a switching (carrier) signal. Typical applications include suppressed carrier modulation, amplitude modulation, synchronous detection, FM or PM detection, broadband frequency doubling and chopping.

The LM1596 is specified for operation over the -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ military temperature range. The LM1496 is specified for operation over the 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$ temperature range.

Features

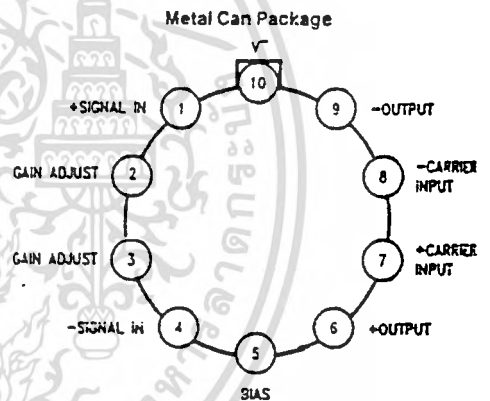
- Excellent carrier suppression
65 dB typical at 0.5 MHz
50 dB typical at 10 MHz
- Adjustable gain and signal handling
- Fully balanced inputs and outputs
- Low offset and drift
- Wide frequency response up to 100 MHz

Schematic and Connection Diagrams



Numbers in parentheses show DIP connections.

TL/H/7887-1



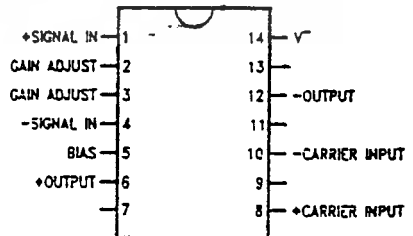
Top View

Pin 10 is connected electrically to the case through the device substrate.

Order Number LM1496H or LM1596H
See NS Package Number H08C

TL/H/7887-2

Dual-In-Line and Small Outline Packages



Order Number LM1496M or LM1496N
See NS Package Number M14A or N14A

TL/H/7887-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

For Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Normal Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Applied Voltage (Note 2)	30V
Differential Input Signal ($V_7 - V_8$)	$\pm 5.0V$
Differential Input Signal ($V_4 - V_1$)	$\pm (5 + I_5 R_0)V$
Output Signal ($V_2 - V_1, V_3 - V_4$)	5.0V
Quiescent Current (I_5)	12 mA
Operating Temperature Range LM1596	-55°C to +125°C
LM1496	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

• Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
• Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and their effects on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified, see test circuit)

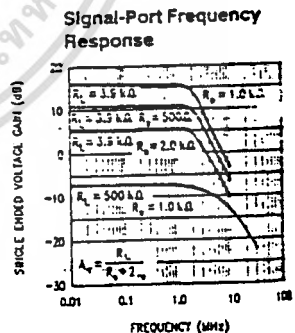
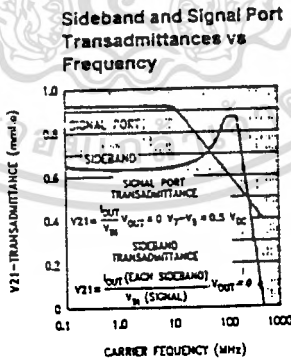
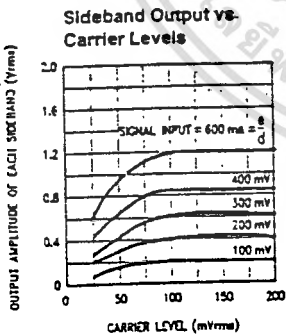
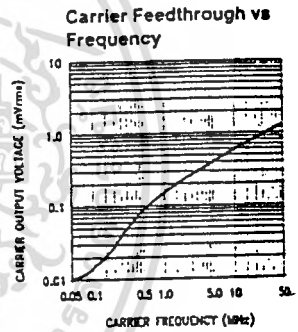
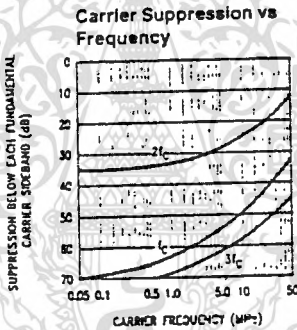
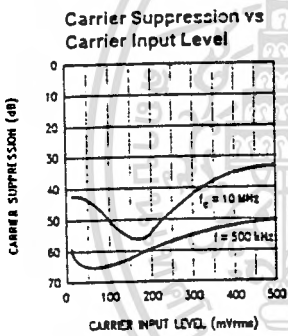
Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Min	
Common-Mode Feedthrough	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		40		40			μVrms
	$V_C = 60$ mVrms sine wave $f_C = 10$ kHz, offset adjusted		140		140			μVrms
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		0.04	0.2	0.04	0.2		mV _{rms}
	$V_C = 300$ mV _{pp} square wave $f_C = 1.0$ kHz, offset adjusted		20	100	20	150		mVrms
Common-Mode Rejection	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms	50	65		50	65		dB
	$f_C = 500$ kHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted		50		50			dB
	$f_S = 10$ kHz, 300 mVrms $f_C = 10$ MHz, 60 mVrms sine wave offset adjusted							
Common-Mode Input Impedance Bandwidth	$R_L = 50\Omega$ Carrier Input Port, $V_C = 60$ mVrms sine wave $f_S = 1.0$ kHz, 300 mVrms sine wave		300		300			MHz
	Signal Input Port, $V_S = 300$ mVrms sine wave $V_7 - V_8 = 0.5V_{dc}$		80		80			MHz
Common-Mode Voltage Gain, Signal Channel	$V_S = 100$ mVrms, $f = 1.0$ kHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$	2.5	3.5		2.5	3.5		V/V
Common-Mode Input Resistance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		200		200			k Ω
Common-Mode Input Capacitance, Signal Port	$f = 5.0$ MHz $V_7 - V_8 = 0.5 V_{dc}$		2.0		2.0			pF
Common-Mode Open-Ended Output Resistance	$f = 10$ MHz		40		40			k Ω
Common-Mode Open-Ended Output Capacitance	$f = 10$ MHz		5.0		5.0			pF
Common-Mode Bias Current	$(I_1 + I_4)/2$		12	25	12	30		μA
Common-Mode Bias Current	$(I_7 + I_8)/2$		12	25	12	30		μA
Common-Mode Offset Current	$(I_1 - I_4)$		0.7	5.0	0.7	5.0		μA
Common-Mode Offset Current	$(I_7 - I_8)$		0.7	5.0	5.0	5.0		μA
Common-Mode Temperature Coefficient of Input Bias Current	$(-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C})$ $(0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C})$		2.0		2.0			nA/°C nA/°C
Common-Mode Offset Current	$(I_6 - I_9)$		14	50	14	60		μA
Common-Mode Temperature Coefficient of Output Bias Current	$(-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C})$ $(0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C})$		90		90			nA/°C nA/°C

Electrical Characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified, see test circuit) (Continued)

Parameter	Conditions	LM1596			LM1496			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Min	
Signal Port Common Mode Input Voltage Range	$f_s = 1.0 \text{ kHz}$		5.0			5.0		$V_{V_{CS}}$
Signal Port Common Mode Rejection Ratio	$V_7 - V_8 = 0.5 \text{ Vdc}$		-85			-85		dB
Common Mode Quiescent Output Voltage			9.0			8.0		V_{O_C}
Differential Output Swing Capability			8.0			8.0		V_{D_C}
Positive Supply Current	$(I_6 + I_9)$		2.0	3.0		2.0	3.0	mA
Negative Supply Current	(I_{10})		3.0	4.0		3.0	4.0	mA
Power Dissipation			33					mW

Note 1: LM1596 rating applies to case temperatures to -125°C ; derate linearly at $6.5 \text{ mW}/^\circ\text{C}$ for ambient temperature above 75°C . LM1496 rating applies to case temperatures to $+70^\circ\text{C}$.
 Note 2: Voltage applied between pins 6-7, 8-1, 9-7, 9-8, 7-4, 7-1, 8-4, 6-8, 2-5, 3-5.
 Note 3: Refer to rets1596x drawing for specifications of military LM1596H versions.

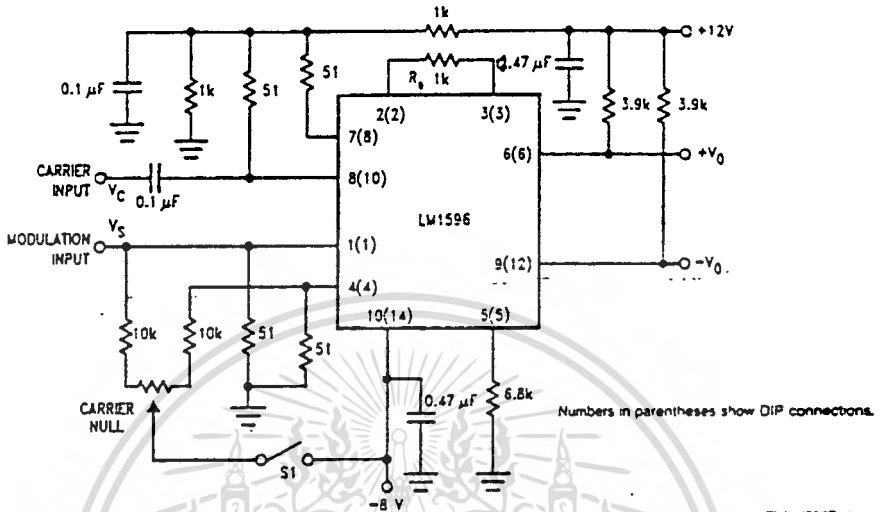
Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะฉีกใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Application and Test Circuit

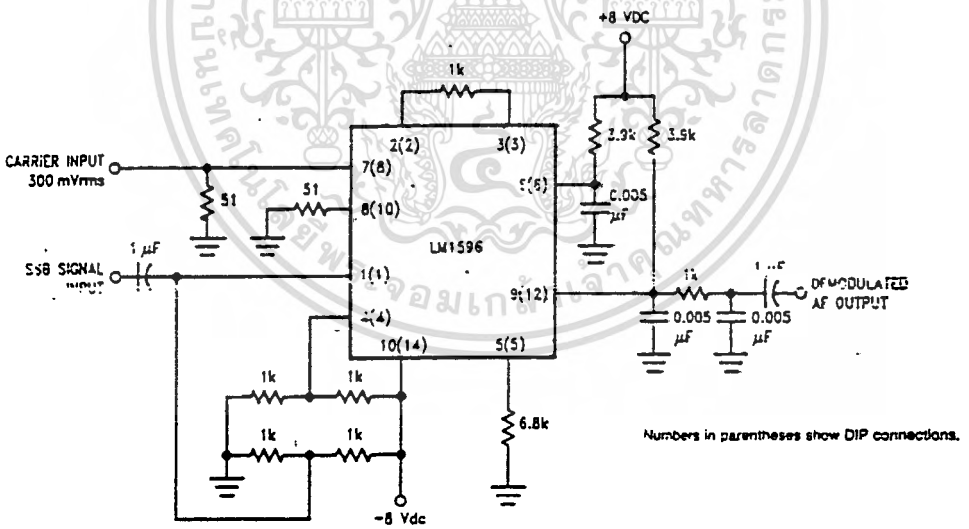
Suppressed Carrier Modulator



Note: S₁ is closed for "adjusted" measurements.

TL/M/7887-4

SSB Product Detector

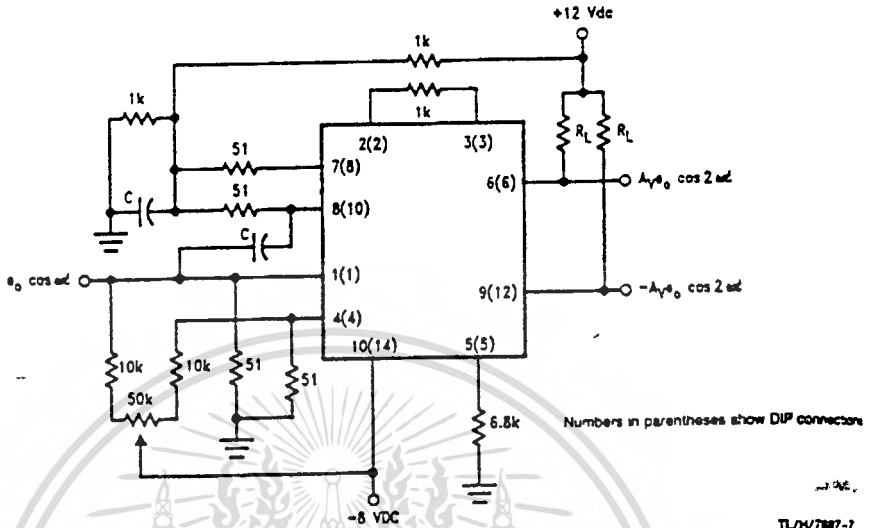


TL/M/7887-6

This figure shows the LM1596 used as a single sideband (SSB) suppressed carrier demodulator (product detector). The carrier signal is applied to the carrier input port with sufficient amplitude for switching operation. A carrier input level of 300 mVrms is optimum. The composite SSB signal is applied to the signal input port with an amplitude of 5.0 to 500 mVrms. All output signal components except the desired demodulated audio are filtered out, so that an offset adjustment is not required. This circuit may also be used as an AM detector by applying composite and carrier signals in the same manner as described for product detector operation.

Typical Applications (Continued)

Broadband Frequency Doubler



The frequency doubler circuit shown will double low-level signals with low distortion. The value of C should be chosen for low reactance at the operating frequency. Signal level at the carrier input must be less than 25 mV peak to maintain operation in the linear region of the switching differential amplifier. Levels to 50 mV_{pk} may be used with some distortion of the output waveform. If a larger input signal is available a resistive divider may be used at the carrier input, with full f_0 applied to the signal input.

**MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA**

**LF347
LF351
LF353**

**FAMILY OF JFET
OPERATIONAL AMPLIFIERS**

JFET Input Operational Amplifiers

These low cost JFET input operational amplifiers combine two state-of-the-art linear technologies on a single monolithic integrated circuit. Each internally compensated operational amplifier has well matched high voltage JFET input devices for low input offset voltage. The JFET technology provides wide bandwidths and fast slew rates with low input bias currents, input offset currents, and supply currents.

These devices are available in single, dual and quad operational amplifiers which are pin-compatible with the industry standard MC1741, MC1458, and the MC3403/LM324 bipolar devices.

- Input Offset Voltage of 5.0 mV Max (LF347B)
- Low Input Bias Current: 50 pA
- Low Input Noise Voltage: 16 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide Gain Bandwidth: 4.0 MHz
- High Slew Rate: 13V/ μs
- Low Supply Current: 1.8 mA per Amplifier
- High Input Impedance: $10^{12} \Omega$
- High Common Mode and Supply Voltage Rejection Ratios: 100 dB

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC} V _{EE}	+18 -18	V
Differential Input Voltage	V _{ID}	±30	V
Input Voltage Range (Note 1)	V _{IDR}	±15	V
Output Short Circuit Duration (Note 2)	t _{SC}	Continuous	
Power Dissipation at T _A = +25°C Derate above T _A = +25°C	P _D	900	mW
	1/θ _{JA}	10	mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature Range	T _J	115	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

NOTES: 1. Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is limited to the negative power supply.
2. Any amplifier output can be shorted to ground indefinitely. However, if more than one amplifier output is shorted simultaneously, maximum junction temperature rating may be exceeded.

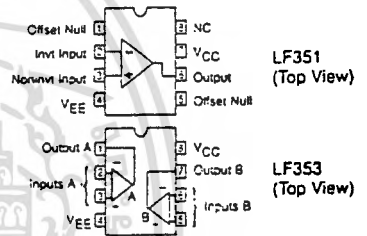


**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626**



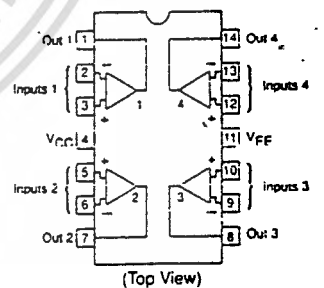
**D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)**

PIN CONNECTIONS



**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646**

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Function	Package
LF351D	Single	SO-8
LF351N	Single	Plastic DIP
LF353D	Dual	SO-8
LF353N	Dual	Plastic DIP
LF347BN	Quad	Plastic DIP
LF347N	Quad	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF347, LF351, LF353

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ V}$, $V_{EE} = -15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

2

Characteristics	Symbol	LF347B			LF347, LF351, LF353			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10\text{ k}$, $V_{CM} = 0$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	V_{IO}	—	1.0	5.0	—	5.0	10	mV
		—	—	8.0	—	—	13	
Avg. Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $R_S \leq 10\text{ k}$, $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	—	10	—	—	10	—	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	I_{IO}	—	25	100	—	25	100	pA
		—	—	4.0	—	—	4.0	nA
Input Bias Current ($V_{CM} = 0$, Note 3) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	I_{IB}	—	50	200	—	50	200	pA
		—	—	8.0	—	—	8.0	nA
Input Resistance	r_i	—	10^{12}	—	—	10^{12}	—	Ω
Common Mode Input Voltage Range	V_{ICR}	± 11	+15 -12	—	± 11	+15 -12	—	V
Large-Signal Voltage Gain ($V_O = \pm 10\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}$) $T_A = +25^\circ\text{C}$ $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$	A_{VOL}	50 25	100 —	— —	25 15	100 —	— —	V/mV
Output Voltage Swing ($R_L = 10\text{ k}$)	V_O	± 12	± 14	—	± 12	± 14	—	V
Common Mode Rejection ($R_S \leq 10\text{ k}$)	CMR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Voltage Rejection ($R_S \leq 10\text{ k}$)	PSRR	80	100	—	70	100	—	dB
Supply Current	I_D	—	7.2	11	—	7.2	11	mA
	LF347	—	—	—	—	1.8	3.4	
	LF351	—	—	—	—	3.6	6.5	
	LF353	—	—	—	—	—	—	
Slew Rate ($A_V = +1$)	SR	—	13	—	—	13	—	V/ μs
Gain-Bandwidth Product	BWp	—	4.0	—	—	4.0	—	MHz
Equivalent Input Noise Voltage ($R_S = 100\ \Omega$, $f = 1000\text{ Hz}$)	e_n	—	24	—	—	24	—	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Equivalent Input Noise Current ($f = 1000\text{ Hz}$)	i_n	—	0.01	—	—	0.01	—	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Channel Separation (LF347, LF353) $1.0\text{ Hz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$ (Input Referred)	—	—	-120	—	—	-120	—	dB

For Typical Characteristic Performance Curves, refer to MC34001, 34002, 34004 data sheet.

NOTES: 3. Input bias currents of JFET input op amps approximately double for every 10°C rise in junction temperature. To maintain junction temperatures as close to ambient as is possible, pulse techniques are utilized during test.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179



2

The RF Line

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

- High Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mA dc}$
- Low Collector-Base Time Constant –
 $\tau_{pC} = 14 \text{ ps (Max) @ } I_E = 2.0 \text{ mA dc}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure –
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$

4.5 dB @ 200 MHz

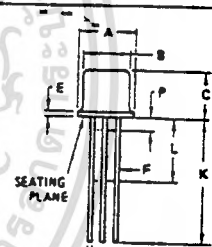
HIGH FREQUENCY TRANSISTOR
NPN SILICON



*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Units
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mA dc	V_{CE0}	12	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	20	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	2.5	Vdc
Collector Current	I_C	50	mA dc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200 1.14	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	300 1.71	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

*Indicates JEDEC Registered Data.



STYLE 16
PIN 1. EMITTER
2. BASE
3. COLLECTOR
4. CASE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.84	0.209	0.230
B	4.52	4.95	0.178	0.195
C	4.32	5.33	0.170	0.210
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	-	0.76	-	0.030
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	2.54 BSC	0.100 BSC		
H	0.91	1.17	0.036	0.046
J	0.71	1.27	0.028	0.048
K	12.70	-	0.500	-
L	6.35	-	0.250	-
M	45° BSC	45° BSC		
N	1.27 BSC	0.050 BSC		
P	-	1.27	-	0.050

A.L. JEDEC dimensions and notes apply

CASE 20-03
TO-72

MOTOROLA RF DEVICE DATA

6-50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $I_B = 0$)	$V_{CE(sus)}$	12	-	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0.001 \text{ mA dc}$, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	20	-	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.01 \text{ mA dc}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	2.5	-	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^\circ\text{C}$)	I_{CBO}	-	0.02 1.0	$\mu\text{A dc}$

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 1.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	25	250	-
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA dc}$, $I_B = 1.0 \text{ mA dc}$)	$V_{CE(sat)}$	-	0.4	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mA dc}$, $I_B = 1.0 \text{ mA dc}$)	$V_{BE(sat)}$	-	1.0	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain - Bandwidth Product ^① ($I_C = 5.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	900	2000	MHz
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1$ to 1.0 MHz)	C_{cb}	-	1.0	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	25	300	-
Collector-Base Time Constant ($I_E = 2.0 \text{ mA dc}$, $V_{CB} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 31.9 \text{ MHz}$)	$f_b C_c$	3.0	14	ps
Noise Figure (See Figure 1) ($I_C = 1.5 \text{ mA dc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $R_G = 50 \text{ ohms}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	NF	-	4.5	dB

FUNCTIONAL TEST

Common-Emitter Amplifier Power Gain (See Figure 1) ($V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 5.0 \text{ mA dc}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	G_{pe}	15	-	dB*
Power Output (See Figure 2) ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 12 \text{ mA dc}$; $f \geq 500 \text{ MHz}$)	P_{out}	20	-	mW*

*Indicates JEDEC Registered Values.

① f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

6.2

FIGURE 1 - 200 MHz AMPLIFIER POWER GAIN AND NOISE FIGURE CIRCUIT

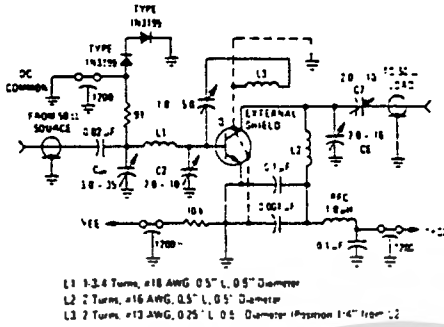


FIGURE 2 - 500 MHz OSCILLATOR CIRCUIT

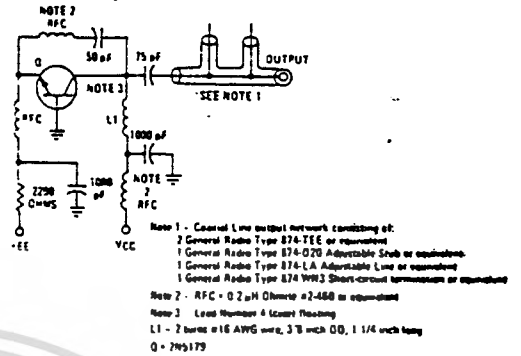


FIGURE 3 - NOISE FIGURE versus FREQUENCY

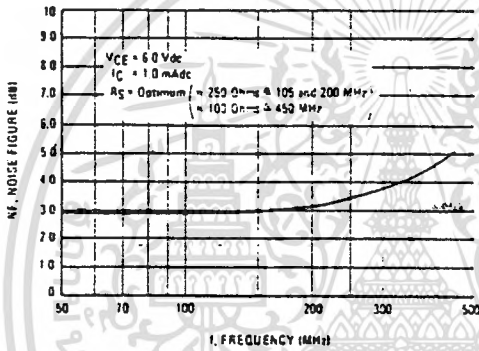


FIGURE 4 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT

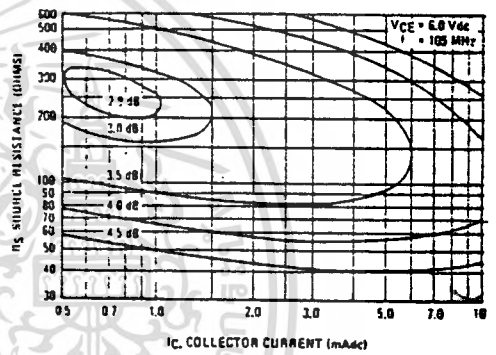
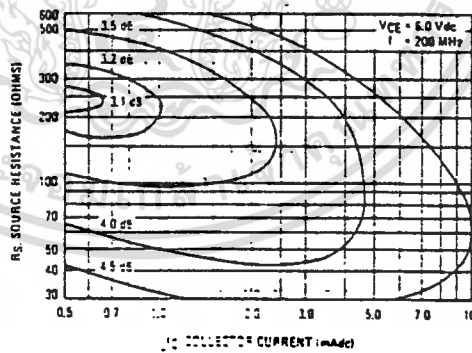


FIGURE 5 - NOISE FIGURE versus SOURCE RESISTANCE and COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FIGURE 6 - CURRENT-GAIN-BANDWIDTH PRODUCT

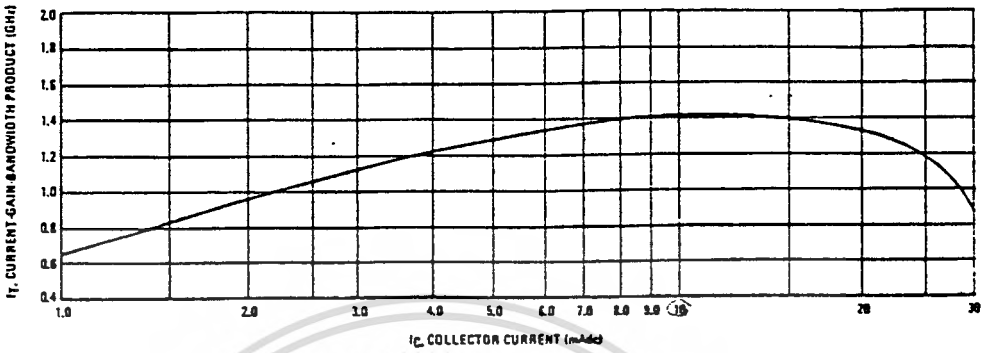


FIGURE 7 - INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

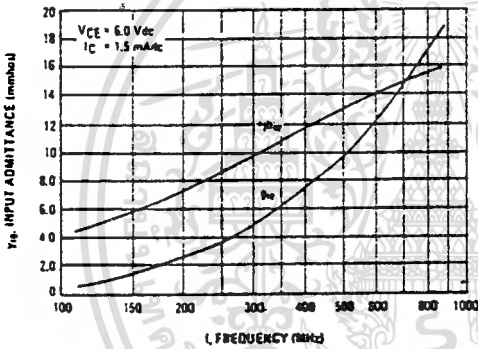


FIGURE 8 - OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

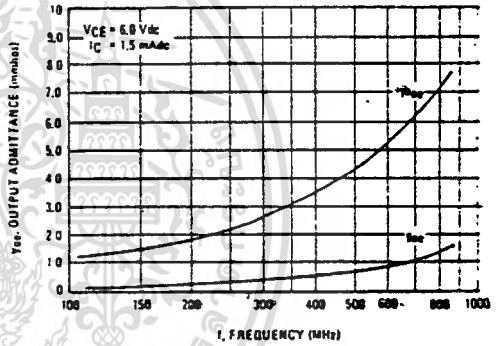


FIGURE 9 - FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

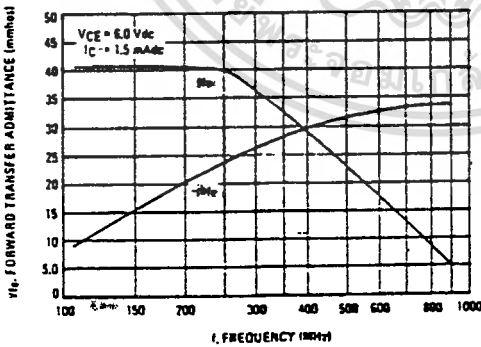


FIGURE 10 - REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

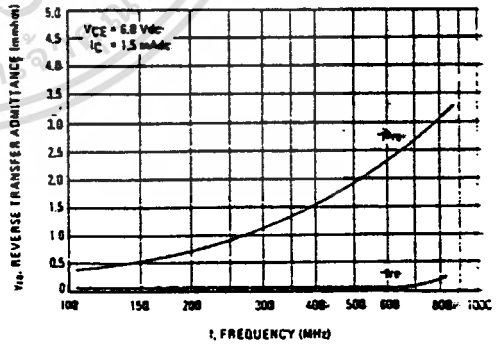


FIGURE 11 - S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT

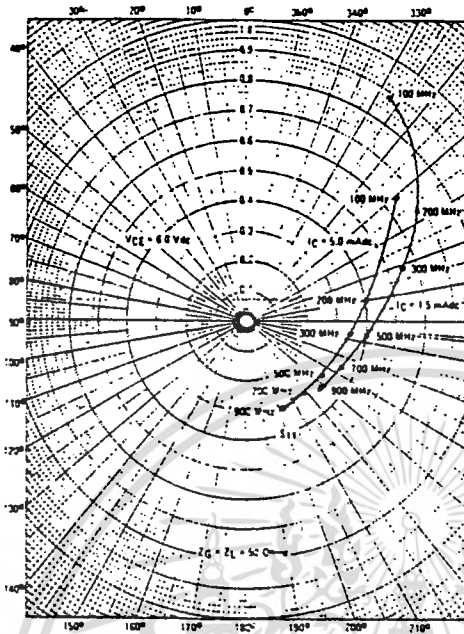


FIGURE 12 - S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

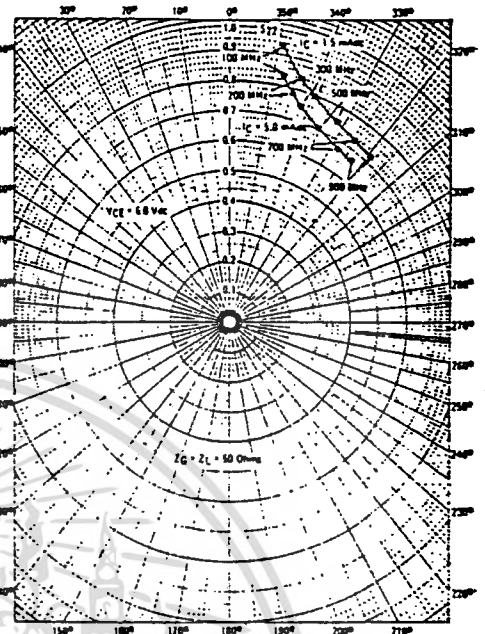


FIGURE 13 - S_{12} , REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENT

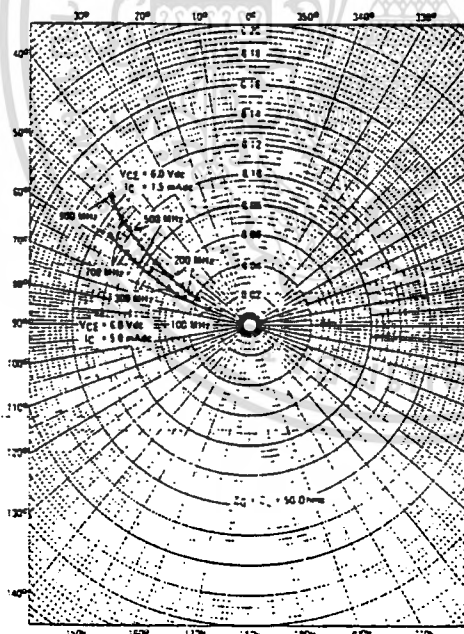
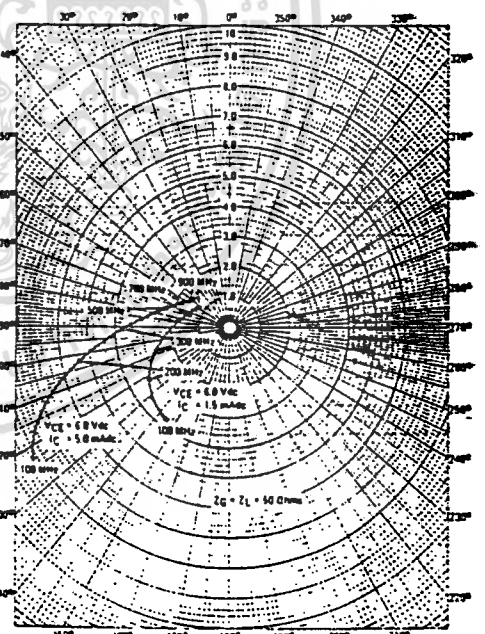


FIGURE 14 - S_{21} , FORWARD TRANSMISSION COEFFICIENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2N5179

FIGURE 15— S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT AND S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

