

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับส่งสกอบอร์ดแบบไร้สาย

WIRELESS SCOREBOARD MACHINE



โดย

นาย อาทร์ ชวนชื่น

นาย อำนาจ ทองทิพย์

267.
06190
2550

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 83294
วัน,เดือน,ปี..... 1.1. 2551

b. 119.65710
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งสกอบอร์ดแบบไร้สาย
WIRELESS SCOREBOARD MACHINE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับส่งสกอบอร์ดแบบไร้สาย

WIRELESS SCOREBOARD MACHINE

ผู้จัดทำ

1. นายอาทร ชวนชื่น 48015088

2. นายอำนาจ ทองทิพย์ 48015089

ผศ. ชลยา

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. นิภา สีลาธุจิ)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งสกอบอร์ดแบบไร้สาย

WIRELESS SCOREBOARD MACHINE

โดย นายอาทร ขวนชื่น 48015088

นายอำนาจ ทองทิพย์ 48015089

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. นิภา ลีลารุจิ

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอเครื่องรับส่งสกอบอร์ดแบบไร้สาย จะเป็นการรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับสกอบอร์ด โดยจะอาศัยคลื่นความถี่วิทยุเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อการรับส่งข้อมูลของอุปกรณ์ทั้งสองและจะประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนแรก ภาคส่งจะประกอบไปด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์วงจรเชื่อมต่อและชุดส่งข้อมูล โดยจะส่งข้อมูลที่เป็นตัวอักษร ไปยังภาครับ ส่วนที่สอง คือ ภาครับจะประกอบไปด้วยชุดรับข้อมูลที่ทำหน้าที่รับข้อมูลจากภาคส่งวงจรเชื่อมต่อโดยจะนำข้อมูลที่ได้รับจากภาคส่งไปแสดงผลที่สกอบอร์ด

ABSTRACT

This project presents the portable wireless scoreboard machine which must be connected to the computer in order to send - receive information via the Radio Wave Frequency. Radio Wave Frequency will act as the conductor of transmitting and receiving information between portable wireless scoreboard and computer that composed of 2 sections as the following. First section is the Radio Transmitter which composed of the connecting circuit computer and the transmitting information set and they will send the activation signal which may be alphabet to the Radio Wave Frequency Receiver. The other sections is the Radio Receiver which Receiver Information from Transmitter. Then, it will transform the information to show at the display panel configuration of the portable wireless scoreboard.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้ สามารถสำเร็จได้ด้วยคำแนะนำและความช่วยเหลืออุปกรณ์เครื่องมือต่างๆจาก ท่านอาจารย์ รศ. นิภา ลีลาธุจิ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโครงการงานชิ้นนี้ ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณท่านเป็นอย่างยิ่งในความกรุณาที่มีตลอดเวลาที่ผ่านมา

อาทร ชวนชื่น
อำนาจ ทองทิพย์
ผู้จัดทำปริญญานิพนธ์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	2
2.1 การสื่อสารข้อมูล(Data Communication)	2
2.1.1 การสื่อสารข้อมูลแบบขนาน	2
2.2.2 การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม	2
2.2 พอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส – 232 (Serial Port RS - 232-C)	5
2.2.1 มาตรฐานพอร์ตอนุกรมอาร์เอส - 232	6
2.2.2 การเชื่อมต่อใช้งานพอร์ตอนุกรมอาร์เอส – 232	8
2.2.3 สัญญาณทางไฟฟ้า	10
2.2.4 รีจิสเตอร์ของพอร์ตอนุกรม	11
2.3 การมอดูเลตและการดีมอดูเลตทางความถี่	11
2.3.1 สัญญาณการมอดูเลตทางความถี่(Frequency Modulation Signal)	11
2.3.2 ไซค์เบนค์ และแบนด์วิดค์ของการมอดูเลตทางความถี่	12
2.3.3 เอฟเอ็มแบนด์แคบ	14
2.3.4 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง	16
2.3.5 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม	20
2.3.6 ควอดราเจอร์ดีเทกชัน(Qardrature Detection)	23
2.3.7 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่	25
2.4 ระบบการรับส่ง-ของการมอดูเลตทางความถี่	25
2.4.1 ภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่	25
2.4.2 ภาครับของการมอดูเลตทางความถี่	26
2.5 หลักการทำงานของฟรีควนซ์ชิฟต์คีย์อิง(Frequency Shift Keying)	27
2.5.1 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควนซ์ชิฟต์คีย์อิง (FSK Generator)	28
2.5.2 แบนด์วิดค์ของสัญญาณฟรีควนซ์ชิฟต์คีย์อิง (FSK Bandwith)	29
2.5.3 ฟรีควนซ์ชิฟต์คีย์อิงดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)	32
2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์	33
2.6.1 ความถี่ออสซิลเลเตอร์	33
2.6.1 คริสตอลออสซิลเลเตอร์	34
2.6.3 วงจรผลิตความถี่(Oscillator Circuit)	34
2.7 วงจรขยายสัญญาณ	38
2.7.1 แอมพลิฟายเออร์แบบคอมมอนเอมิเตอร์(Common Emitter)	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 การคำนวณวงจร	38
2.8 วงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้วงจรพีริแควนซ์มอดูเลชัน(Varactor diode modulator)	39
2.9 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (PassiveFilter)	42
2.9.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทซ์(Buttettworth Band Pass Filter)	42
2.9.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ (Chabyshev Low Pass Filter)	45
บทที่ 3 การสร้างและการคำนวณ	47
3.1 ลักษณะของโครงการ	47
3.2 แผนผังการปฏิบัติงาน	47
3.3 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่ง	48
3.4 ชุดกำเนิดสัญญาณ เอฟเอสเค (FSK Generator)	48
3.4.1 ตัวกำเนิดสัญญาณ เอฟเอสเค (FSK Generator)	48
3.4.2 เอฟเอสเค แบนด์วิดท์ (FSK Bandwidth)	48
3.4.3 วงจรแปลงระดับแรงดัน	49
3.4.4 วงจรเอฟเอสเคมอดูเลเตอร์ (FSK Modulation)	50
3.5 วงจรมอดูเลตทางความถี่(Frequency Modulation : FM)	51
3.6 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ	52
3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่139.3 MHz	53
3.8 เครื่องรับ	54
3.9 เอฟเอสเคดีมอดูเลชัน (FSK Demodulation)	56
3.9.1 การออกแบบวงจรเอฟเอสเค ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulation)	57
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	60
4.1 การทดลองวงจรแปลงระดับแรงดัน	60
4.2 การทดลองการเข้ารหัสสัญญาณพีริแควนซ์ซีฟตี้อิง	61
4.3 การทดลอง การถอดรหัสสัญญาณพีริแควนซ์ซีฟตี้อิง	62
4.4 การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 150 MHz	64
4.5 การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 150 MHz ที่ผ่านวงจรขยายแล้ว	65
4.6 การทดลองวงจรมอดูเลตทางความถี่(FM Modulation)	66
4.7 การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 139.3 MHz	67
4.8 การทดลองวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 รูปแบบข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส	3
รูปที่ 2.2 การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม	4
รูปที่ 2.3 แสดงพอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส – 232	5
รูปที่ 2.4 การต่อแบบ Handshaking	8
รูปที่ 2.5 การต่อแบบ Null Modem	9
รูปที่ 2.6 การต่อแบบ Loopback Plug	9
รูปที่ 2.7 RS-232C wave form	10
รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่	12
รูปที่ 2.9 แสดงเฟสเซอร์ของสัญญาณเอฟเอ็มเทียบกับสัญญาณเอเอ็ม	15
รูปที่ 2.10 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มและพีเอ็มชนิดแบนด์แคบ	16
รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดที่หนึ่ง $J_n(\beta)$	17
รูปที่ 2.12 รูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า β และค่า n/β ที่ทำให้ค่า $ J_n(\beta) \leq 0.01$	18
รูปที่ 2.13 ภาพสเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็มซึ่งทดสอบด้วยสัญญาณทดสอบรูปไซน์	19
รูปที่ 2.14 การคิมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มโดยใช้วงจรในลักษณะต่างๆ	21
รูปที่ 2.15 ลักษณะของสัญญาณเมื่อผ่านลิมิเตอร์	22
รูปที่ 2.16 ลักษณะคุณสมบัติของคิสครีเมนเตอร์	23
รูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ทีเทคชัน	24
รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่	25
รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งของการมอดูเลตทางความถี่แบบคิมอดูเลต	26
รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของภาครับแบบมอดูเลตทางความถี่	27
รูปที่ 2.21 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีแควนซีซีฟิเคียอิง	28
รูปที่ 2.22 อินพุตและเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีแควนซีซีฟิเคียอิง	28
รูปที่ 2.23 ฟรีแควนซีซีฟิเคียอิงมอดูเลเตอร์	29
รูปที่ 2.24 การเบี่ยงเบนความถี่	30
รูปที่ 2.25 สเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง	32
รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมวงจรเฟสล็อกกลูปฟรีแควนซีซีฟิเคียอิงคิมอดูเลเตอร์	33
รูปที่ 2.27 แสดงรูปแบบทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อด้านสามจุด	34
รูปที่ 2.28 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคต์ทรานซิสเตอร์	35
รูปที่ 2.29 แสดงวงจรสมมูลของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อด้านสามจุด	35
รูปที่ 2.30 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคต์	36
รูปที่ 2.31 วงจรเบื้องต้นของโคลพิคต์ทรานซิสเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทริเมอร์	37
รูปที่ 2.32 แสดงแรงดันคคร่อมต่างๆในแอมพลิฟายเออร์	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.33	แสดงวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้วาแรกเตอร์โคโอด	39
รูปที่ 2.34	แสดงกราฟคุณสมบัติของวาแรกเตอร์โคโอด	40
รูปที่ 2.35	ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ท	42
รูปที่ 2.36	การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นแถบความถี่ผ่าน	44
รูปที่ 2.37	การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแถบความถี่ต่ำผ่าน	45
รูปที่ 3.1	แผนผังการปฏิบัติงาน	47
รูปที่ 3.2	Block Diagram ของภาคส่ง	48
รูปที่ 3.3	วงจรแปลงระดับแรงดัน	49
รูปที่ 3.4	วงจร FSK Modulation	51
รูปที่ 3.5	แสดงวงจรฟรีแควนซีมอดูเลชัน	52
รูปที่ 3.6	บล็อกไดอะแกรมของภาครับ	52
รูปที่ 3.7	วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 139.3 MHz	53
รูปที่ 3.8	วงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม	56
รูปที่ 3.9	PLL FSK Demodulator	57
รูปที่ 3.10	วงจร FSK Demodulation	59
รูปที่ 4.1	แสดงการทดลองวงจรแปลงระดับแรงดัน	60
รูปที่ 4.2	ผลการทดลองแปลงระดับแรงดัน RS 232	61
รูปที่ 4.3	แสดงการทดลองวงจรการเข้ารหัสสัญญาณแบบฟรีแควนซีซีพีซีอีอิง	62
รูปที่ 4.4	ผลการทดลองการเข้ารหัสสัญญาณฟรีแควนซีซีพีซีอีอิงที่ความถี่อินพุต 200 Hz	62
รูปที่ 4.5	แสดงการทดลองวงจรอครหัสสัญญาณแบบฟรีแควนซีซีพีซีอีอิง	63
รูปที่ 4.6	ผลการทดลองการอครหัสสัญญาณแบบฟรีแควนซีซีพีซีอีอิงที่ความถี่อินพุต 200 Hz	64
รูปที่ 4.7	แสดงการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ 150 MHz	65
รูปที่ 4.8	ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	65
รูปที่ 4.9	แสดงการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 150 MHz ที่ผ่านวงจรขยายแล้ว	66
รูปที่ 4.10	ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต่อผ่านวงจรขยายด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	66
รูปที่ 4.11	แสดงการทดลองวงจรมอดูเลตทางความถี่	67
รูปที่ 4.12	ผลการทดลองวงจรมอดูเลตทางความถี่ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	67
รูปที่ 4.13	แสดงการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์	68
รูปที่ 4.14	ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ผ่านวงจรขยายด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม	68
รูปที่ 4.15	แสดงการทดลองเครื่องรับเอฟเอ็ม	69
รูปที่ 4.16	ผลการทดลองวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม	69

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนดของมาตรฐาน RS-232C	6
ตารางที่ 2.2 แสดงขา DB-9 ตัวผู้ ทางด้านคอมพิวเตอร์	7
ตารางที่ 2.3 แสดงหน้าที่ของสัญญาณต่างๆ	7
ตารางที่ 2.4 แสดงค่า Serial Port Register	11
ตารางที่ 2.5 การกระจายคลื่นพาหะ และไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ	13
ตารางที่ 2.6 Bassel Function Table	32
ตารางที่ 2.7 ตารางคุณสมบัติสมบัติของวาแรกเตอร์โคโอด	40
ตารางที่ 2.8 ค่าองค์ประกอบต่างๆของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท	43



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในโลกปัจจุบันข้อมูลข่าวสารเป็นสิ่งที่มีค่าและสำคัญมากในการใช้ชีวิตประจำวันของคนเรา เพื่อให้ทันต่อสถานการณ์ ความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นในแต่ละวันและไม่พลาดข่าวสารที่มีค่า จึงได้มีการพัฒนาการนำเสนอข้อมูลที่สามารถไปถึงผู้รับได้อย่างรวดเร็วอย่างถูกต้องและทันเวลา ด้วยวิธีการต่างๆ เช่น โทรศัพท์ วิทยุ อินเทอร์เน็ต SMS บอร์ดปิดประกาศ เป็นต้น และการนำเสนอข้อมูลข่าวสารด้วยชุดแสดงผล LED DOT MATRIX ที่สามารถแสดงผล ตัวอักษรตัวเลข รวมทั้งภาพกราฟฟิกต่าง ๆ ก็เป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบันเช่นกัน เพราะสามารถนำเสนอข้อมูลข่าวสารไปถึงผู้รับได้อย่างรวดเร็วในปริมาณมาก สามารถที่จะเปลี่ยนแปลง และอัปเดตข้อมูลข่าวสารได้ง่าย โดยป้อนข้อมูลข่าวสารผ่านทางคอมพิวเตอร์ส่งผ่านสายนำสัญญาณไปยังบอร์ดแสดงผล LED DOT MATRIX แต่การสื่อสารข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปยังบอร์ดแสดงผลผ่านทางสายนำสัญญาณนั้นมีข้อจำกัดทางด้านความยาวของสายนำสัญญาณที่จะเกิดการสูญเสียของข้อมูลหากสายมีความยาวมากเกินไป จึงมีการนำเสนอการส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับชุดแสดงผล โดยปราศจากสายนำสัญญาณ

การส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์กับชุดแสดงผล โดยปราศจากสายนำสัญญาณที่เชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับชุดแสดงผล โดยจะใช้หลักการส่งสัญญาณข้อมูลผ่านทางช่องสัญญาณความถี่วิทยุ โดยที่จะติดตั้งเครื่องส่งสัญญาณวิทยุไว้ที่คอมพิวเตอร์และติดตั้งเครื่องรับสัญญาณวิทยุไว้ที่บอร์ดแสดงผล LED DOT MATRIX ที่อยู่ห่างออกไปจึงสามารถตัดปัญหาการสูญเสียของข้อมูลในสายนำสัญญาณที่มีความยาวมากออกไปและสามารถที่จะเคลื่อนย้ายบอร์ดแสดงผลไปใช้ในที่ต่างๆได้ง่าย ด้วยเหตุผลดังกล่าวนี้ผู้ศึกษาจึงมีความสนใจที่จะออกแบบและสร้างเครื่องรับส่งบอร์ดแบบไร้สายขึ้นมาเพื่อตอบสนองกับการใช้งานและเทคโนโลยีการสื่อสารข้อมูลในปัจจุบัน

บทที่ 2

ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 การสื่อสารข้อมูล (Data communication)

การสื่อสารข้อมูล คือ ขบวนการในการแลกเปลี่ยนข้อมูลหรือข่าวสารซึ่งประกอบด้วย ผู้ส่ง (Sender) ผู้รับ (Receiver) และตัวกลางในการส่งข้อมูล (Medium) โดยข้อมูลที่ทำการสื่อสารกันจะอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล คือ อยู่ในรูปของเลขฐานสอง ซึ่งอาจอยู่ในรูปรหัสตัวอักษร ตัวเลข หรือเครื่องหมาย เช่น รหัส ASCII (American Standard Code for Information Interchange) หรือรหัส EBCDIC (Extended Binary Decimal Interchange) เป็นต้น

2.1.1 การสื่อสารข้อมูลแบบขนาน

ลักษณะของการสื่อสารข้อมูลแบบขนานจะเป็นการรับส่งข้อมูลแบบทีละไบต์ (Byte) เมื่อกำหนดให้ 1 ไบต์ เท่ากับ 8 บิต ข้อมูลทั้ง 8 บิต (Bit) จะถูกส่งออกจากอุปกรณ์ส่งไปยังอุปกรณ์รับพร้อม ๆ กัน และช่องสัญญาณที่ใช้ในการรับส่งจะต้องมีอย่างน้อย 8 ช่องสัญญาณ สำหรับสัญญาณแต่ละบิตพร้อมกับมีสัญญาณควบคุมอีกหลายเส้น ในการส่งจะใช้สายเคเบิลแบบที่มีตัวนำหลายสาย โดยที่ระยะทางระหว่างเครื่องทั้งสองไม่ควรมากเกินไปเนื่องจากสาเหตุต่าง ๆ หลายสาเหตุ เช่น การลดทอนของสัญญาณภายในสาย ความผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากสภาพความเป็นตัวเก็บประจุภายในสาย สภาพความไม่สมบูรณ์ของตัวนำภายในสาย และการที่ระดับของกราวด์ (ground) ทางไฟฟ้าที่อุปกรณ์รับผิดไปจากอุปกรณ์ส่งสาเหตุเหล่านี้ทำให้เกิดการผิดพลาดของข้อมูลได้ ข้อดีของการสื่อสารข้อมูลแบบขนาน คือ สามารถรับส่งข้อมูลได้รวดเร็วและเป็นจำนวนมาก ข้อเสีย คือ ไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการสื่อสารข้อมูลระยะไกลเนื่องจากค่าใช้จ่ายของสายนำสัญญาณมีราคาแพง

2.1.2 การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

ลักษณะของการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม ด้านส่งจะส่งข้อมูลออกจากพอร์ต (Port) เรียงกันออกไปทีละบิต และด้านรับจะรับข้อมูลเข้ามาทีละบิตและตรวจสอบบิตที่รับเข้ามาว่าบิตใดเป็นบิตเริ่มต้น และบิตใดเป็นบิตสิ้นสุด การตรวจสอบนั้นจะขึ้นอยู่กับรูปแบบของรหัสของบิตที่ใช้การสื่อสารแบบอนุกรมมี 2 แบบ ดังนี้

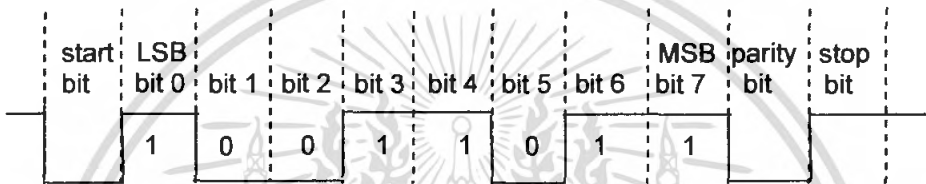
2.1.2.1. การสื่อสารข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous Transmission)

ในการสื่อสารแบบอะซิงโครนัส การส่งข้อมูลแต่ละตัวอักษรไม่มีข้อกำหนดเวลาที่แน่นอน คือ แต่ละตัวอักษรห่างกันเท่าไรก็ได้หรือจะต้องติดต่อกันไปตลอดก็ได้ ดังนั้นเพื่อให้ผู้รับแยกออกได้ว่าข้อมูลแต่ละตัวเริ่มต้นเมื่อใด ในการส่งข้อมูลแต่ละตัวหรือแต่ละ ไบต์นั้นจะมีสัญญาณสำหรับตรวจสอบบิตแรกภายในตัวมันเอง โดยแต่ละไบต์จะถูกเพิ่มด้วยบิตเริ่มต้น (Start Bit) นำหน้าไบต์นั้น และบิตสิ้นสุด (Stop Bit) ตามหลังไบต์นั้นซึ่งอาจจะมีการเพิ่มบิตพาริตี (Parity) ก่อนสิ้นสุดบิตก็ได้ ดังนั้นระยะเวลาห่างข้อมูลแต่ละไบต์ก็ไม่จำเป็นต้องแน่นอนเพราะอุปกรณ์รับจะตรวจสอบทีละไบต์เท่านั้น โดยขณะไม่มีการส่งข้อมูลสทาลอจิก (logic) จะเป็น “ 1 ” อุปกรณ์รับจะคอยตรวจสอบการเปลี่ยนลอจิกจาก “ 1 ” เป็น “ 0 ” เมื่อกำหนดให้บิตเริ่มต้นมีลอจิกเป็น “ 0 ” ซึ่งหมายถึงบิตที่ตามมาเป็นบิตแรกของไบต์นั้น รูปแบบของการจัดเรียงบิตในการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสแสดงในรูปที่ 1

การสื่อสารแบบอะซิงโครนัส คือ การรับส่งข้อมูลโดยที่ไม่มีสัญญาณนาฬิกาพร้อมอยู่ด้วย แต่จะใช้การกำหนดค่าสัญญาณนาฬิกาทั้งภาครับและภาคส่งให้มีค่าเท่ากัน ซึ่งเรียกสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ว่า “อัตราการถ่ายทอข้อมูล หรือ บอดเรต (Baudrate)” โดยมีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bit per second : bps)

รูปแบบของข้อมูลที่ใช้ในการรับส่งแบบอะซิงโครนัสประกอบด้วย 4 ส่วนด้วยกัน คือ

1. บิตเริ่มต้น (Start Bit) ซึ่งจะมีขนาด 1 บิต
2. บิตข้อมูลอนุกรมจะมีขนาด 5 , 6 , 7 หรือ 8 บิต
3. บิตตรวจสอบพาริตี (Parity Bit) จะมีขนาด 1 บิตหรือไม่มี
4. บิตปิดท้าย (Stop Bit) จะมีขนาด 1 , 1.5 หรือ 2 บิต



รูปที่ 2.1 รูปแบบข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส

รูปที่ 2.1 รูปแบบของข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัสซึ่งไม่มีข้อมูลที่จะส่ง ข้อมูลจะมีสถานะลอจิก “ 1 ” ซึ่งจะเรียกสถานะนี้ว่า “ สถานะหยุดรอ (Waiting stop) ” การเริ่มต้นส่งข้อมูลจะเริ่มจากการให้หาข้อมูลมีลอจิก “ 0 ” ด้วยช่วงระยะเวลา 1 บิต ซึ่งจะเรียกว่า “ บิตเริ่มต้น (Starting Bit) ” จากนั้นบิตข้อมูลจะถูกส่งออกไป โดยเริ่มจากบิตที่มีนัยสำคัญต่ำสุด (LSB) ก่อน ซึ่งข้อมูลในไบต์ที่จะส่งอาจจะมีจำนวนบิต 5 , 6 , 7 หรือ 8 บิตก็ได้ จากนั้นตามด้วยบิตพาริตีเพื่อเริ่มตรวจสอบความผิดพลาดที่เกิดขึ้น จากนั้นข้อมูล บิตสุดท้ายที่จะส่งคือ “ บิตปิดท้าย (Stop Bit) ” ซึ่งจะให้หาข้อมูลทีสถานะลอจิกเป็น “ 1 ” อีกครั้งด้วยระยะเวลาอย่างน้อย 1 , 1.5 หรือ 2 บิต เพื่อเป็นการแสดงว่าสิ้นสุดข้อมูลแล้ว

อุปกรณ์พิเศษที่ได้รับการออกแบบมาสำหรับการรับและการส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter : UART) อัตราความเร็วในการรับและส่งข้อมูลของการรับส่งข้อมูลแบบอะซิงโครนัส คือ อัตราการถ่ายทอข้อมูล หรือบอดเรต ซึ่งก็คือค่าจำนวนบิตต่อวินาทีที่ใช้ในการรับส่งข้อมูล อัตราการถ่ายทอข้อมูลมาตรฐานที่ใช้สำหรับพอร์ตอนุกรมอาร์เอส – 232 ได้แก่ 110 , 150 300 , 600 , 1200 , 2400 , 4800 , 9600 และ 19200 บิตต่อวินาที และมีค่ามากขึ้นตามเทคโนโลยีของคอมพิวเตอร์

การตรวจสอบพาริตีสามารถกำหนดให้เป็นแบบคี่ (Odd) , แบบคู่ (Even) หรือไม่มีการตรวจสอบพาริตีก็ได้ การตรวจสอบเป็นการตรวจสอบจำนวนรวมของบิตที่เป็นลอจิก “ 1 ” ภายในข้อมูลที่จะส่ง 1 ไบต์ว่ามีจำนวนรวมเป็นเลขคู่หรือเลขคี่ โดยรวมบิตพาริตีเข้าไปด้วย

2.1.2.2. การสื่อสารข้อมูลแบบซิงโครนัส (Synchronous Transmission)

การสื่อสารข้อมูลแบบซิงโครนัส หมายถึง การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมที่มีการกำหนดจำนวนของอักขระจำนวนของอักขระที่จะส่งในแต่ละครั้งเป็นจำนวนที่แน่นอนเรียกว่าเฟรมข้อมูล (Data Frame) การส่งข้อมูลแบบนี้จะต้องมีการส่งสัญญาณนาฬิกา (Clock) ไปพร้อม ๆ กับสัญญาณข้อมูล ในการส่งข้อมูลระยะสั้น ๆ สัญญาณนาฬิกาซึ่งใช้เป็นสัญญาณซิงค์อาจจะส่งแยกไปในสายส่งข้อมูลก็ได้ แต่ถ้าเป็นการส่งข้อมูลระยะไกล ๆ แล้ว สัญญาณนาฬิกาจะถูกเข้ารหัสส่งรวมไปกับสัญญาณข้อมูลในสายส่งเดียวกัน การส่งแบบซิงโครนัสนั้นข้อมูลจะเรียงติดกันไปโดยไม่มีบิตเริ่มต้นและบิตข้อมูลบล็อกหนึ่ง ๆ (ในแต่ละบล็อกจะประกอบด้วยข้อมูลหลายชุด) จะแสดงจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของข้อมูลเท่านั้น เพราะฉะนั้นถ้ามีการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสเราจะเพิ่ม Framing Bits รวมเข้าไปในแต่ละชาแรคเตอร์ (Characters) และถ้าเป็นการส่งข้อมูลแบบซิงโครนัสเราจะเพิ่ม Framing Bits รวมเข้าไปในแต่ละบล็อกข้อมูลซึ่งแสดงในรูปที่ 2.2



(a) การส่งข้อมูลอนุกรมแบบอะซิงโครนัส

Beginning

Opening Flag	Address	Control	Data Field	CRC1	CRC2	Closing Flag
01111110	8 Bits	8 Bits				01111110

(b) การส่งข้อมูลอนุกรมแบบซิงโครนัส

รูปที่ 2.2 การสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม

เปรียบเทียบระหว่างการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมกับการสื่อสารข้อมูลแบบขนาน

1. ระยะทางการสื่อสารข้อมูลแบบขนาน ปกติจะน้อยกว่า 100 ฟุต ส่วนในการสื่อสารแบบอนุกรมมากกว่า 100 ฟุต
2. ความเร็วการสื่อสารข้อมูลแบบขนานจะมีอัตราความเร็วสูงมากในระยะทางที่ไม่ไกลมากนัก ส่วนในการสื่อสารแบบอนุกรมจะมีอัตราความเร็วของข้อมูลอยู่ในช่วง 0-2 ล้านบิตต่อวินาที
3. ระดับของสัญญาณ การสื่อสารแบบขนาน การอินเตอร์เฟส (Interface) จะใช้ระดับของสัญญาณที่ใช้กับอุปกรณ์ TTL คือสัญญาณลอจิก 1 และ 0 จะแทนด้วยระดับแรงดัน +5 โวลต์ และ 0 โวลต์ ตามลำดับ ส่วนการสื่อสารแบบอนุกรมจะใช้มาตรฐาน EIA-RS232-C คือมีระดับของสัญญาณไฟฟ้าขนาด ± 12 โวลต์ หรืออาจจะใช้มาตรฐาน 20 mA Current Loop
4. ความผิดพลาดของสัญญาณการสื่อสารข้อมูลแบบขนานถ้ามีระยะไกล ๆ ข้อมูลจะผิดพลาดได้ง่าย ส่วนการสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมการผิดพลาดของข้อมูลจะน้อยกว่า
5. ค่าใช้จ่ายการสื่อสารข้อมูลแบบขนานถ้าส่งในระยะทางไกล ๆ จะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายมาก ส่วนการสื่อสารแบบอนุกรมจะสิ้นเปลืองน้อยกว่า แม้ว่าจะใช้อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณจากข้อมูลแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นาเบ็จประโชยณด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาน ไปเป็นข้อมูลแบบอนุกรมและจากข้อมูลแบบอนุกรมไปเป็นข้อมูลแบบขนานในการสื่อสารข้อมูล เพราะใช้จำนวนสายน้อยกว่าจึงทำให้มีราคาลงทุนต่ำกว่า

2.2 พอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส – 232(Serial Port RS-232-C)

ในการที่จะเคลื่อนย้ายข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ไปยังอุปกรณ์ต่อเชื่อมอื่น ๆ หรือคอมพิวเตอร์นั้นมีอยู่ 2 รูปแบบ คือ การรับส่งข้อมูลแบบขนานและการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมการรับส่งข้อมูลแบบขนานจะเป็นการส่งข้อมูลที่จะส่งข้อมูลคราวละ 4 หรือ 8 บิต ในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำการและส่งข้อมูลทำได้ด้วยความเร็วสูง ซึ่งก็หมายความว่าจำนวนของสายที่ใช้ในการส่งจะต้องมีมากเท่ากับจำนวนบิตของข้อมูลที่จะส่งด้วย นอกจากนี้จะต้องรวมถึงสายที่ใช้สำหรับการควบคุมและการตรวจสอบการรับส่งข้อมูลด้วย ซึ่งอาจจะต้องใช้สายมากเป็น 2 เท่าของจำนวนบิตของข้อมูลที่จะส่งได้

ในขณะที่การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมเป็นการรับส่งข้อมูลครั้งละ 1 บิต แต่ก็สามารถรับส่งข้อมูลคราวละหลาย ๆ บิตได้ แต่ต้องมีการตกลงกันระหว่างฝั่งส่งและตัวรับว่าจะรับส่งข้อมูลคราวละกี่บิตตัวรับจะต้องรอรับข้อมูลให้ครบทุกบิตเสียก่อนจึงทำการประมวลผล ทำให้การสื่อสารข้อมูลอนุกรมมีความเร็วต่ำกว่าแบบขนาน ในด้านจำนวนของสายสัญญาณการรับข้อมูลแบบอนุกรมจะใช้จำนวนสายที่น้อยกว่ามากและระยะทางในการสื่อสารข้อมูลทำได้มากกว่าแม้การติดต่อแบบอนุกรมผ่านทาง นั้นจะมีความเร็วในการเชื่อมต่อ ช้ากว่า Parallel Port แต่อุปกรณ์ที่ใช้ Parallel Port จะมีราคาแพงกว่า และจะต้องใช้สายสัญญาณมากกว่า การส่งข้อมูลทาง Serial Port นั้นในเครื่องพีซีจะใช้มาตรฐาน RS-232C ซึ่งเป็นมาตรฐานการส่งข้อมูลระยะทางไม่เกิน 15 เมตร ส่วนชิปที่ใช้ในการควบคุมการทำงานนั้นนิยมใช้ 8250 UART หรือตัวที่พัฒนาขึ้นมาใหม่อย่างเช่น 16550 UART ซึ่งมีการทำงานที่ดีขึ้น เราจึงต้องทำความเข้าใจมาตรฐานที่ใช้อยู่ เพื่อนำไปประยุกต์และใช้งานตามความต้องการได้

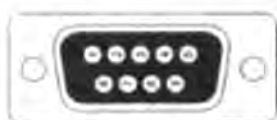
โดยปกติพอร์ตอนุกรม RS-232C จะสามารถต่อสายได้ยาว 50 ฟุตโดยประมาณ ขึ้นอยู่กับ ชนิดของ สายสัญญาณ, ระยะทาง, และ ปริมาณ สัญญาณ รบกวน



พอร์ตอนุกรมของ PC DB9 ตัวผู้ (Male)



พอร์ตอนุกรมของอุปกรณ์ภายนอก DB9 ตัวเมีย (Female)



DB9 ตัวผู้ เมื่อมองจากด้านหลัง

รูปที่ 2.3 แสดงพอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส – 232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 มาตรฐานพอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส – 232

เพื่อที่จะให้อุปกรณ์จากผู้ผลิตต่างกันทำงานร่วมกันได้นั้นมาตรฐานหลายชนิดจึงได้รับการออกแบบขึ้น มาตรฐานที่ใช้กันกว้างขวางที่สุดคือ RS-232-C ถูกประกาศในปี 1969 โดย Electronic Industries Association (EIA) มาตรฐาน RS-232-C ที่ร่างขึ้นในตอนเริ่มแรกสำหรับการเชื่อมต่อระหว่างเทอร์มินัล และ โมเด็ม ระบุคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรระหว่างอุปกรณ์สองตัวและกำหนดชื่อ และหมายเลขแก่สายที่จำเป็นสำหรับการเชื่อมต่อวงจรตามมาตรฐาน RS-232-C ซึ่งเป็นการกำหนดมาตรฐานต่างๆ เช่น ลักษณะการเชื่อมต่อสัญญาณทางไฟฟ้าที่ใช้เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ส่งข้อมูลภายในสายเส้นเดียวกัน อุปกรณ์สื่อสารจึงจำแนกออก เป็น 2 ประเภทคือ

- 1) DTE (Data Terminal Equipment) คืออุปกรณ์สำหรับส่งข้อมูล เช่น คอมพิวเตอร์
- 2) DCE (Data Communication Equipment) คืออุปกรณ์สำหรับการติดต่อ เช่น Modem

ตามมาตรฐาน RS-232C อุปกรณ์ DTE ควรใช้หัวต่อตัวผู้ และอุปกรณ์ DCE ควรใช้หัวต่อตัวเมีย ซึ่งหัวต่อที่นิยมใช้กันอยู่จะเป็นชนิด D-Type ชนิด 9 ขา และ 25 ขา (บางครั้งเรียก DB-25 และ DB-9) คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ Serial Port ตามมาตรฐาน RS-232C พอสรุปได้ดังนี้

- 1) Logic '0' หรือ "Space" มีค่า +3 Volt ถึง +25 Volt
- 2) Logic '1' หรือ "Mark" มีค่า -3 Volt ถึง -25 Volt
- 3) ช่วง +3 Volt ถึง -3 Volt เป็นช่วง Undefined
- 4) Open Circuit Voltage เมื่อเทียบกับ ground ต้องไม่เกิน 25 Volt
- 5) Short Circuit Current ต้องไม่เกิน 500 mA ซึ่ง Driver ต้องสามารถรองรับได้

ตารางที่ 2.1 ข้อกำหนดของมาตรฐาน RS-232C

Specifications	RS- 232C
Mode of Operation	Single – Ended
Total Number of Drivers and Receivers on One Line	1 Driver and 1 Receiver
Maximum Cable Length	50 FT.
Maximum Data Rate	20 KBPS
Maximum Driver Output Voltage	+/- 25 V
Driver Output Signal Level(Loaded Min)	+/- 5 V to +/- 15 V
Driver Output Signal Level(Unloaded Max)	+/- 25 V
Driver Loaded Impedance (Ω)	3k to 7k
Max Driver Current in High Z State (Power On)	N/A
Max Driver Current in High Z State (Power Off)	+/- 6 mA @ +/- 2 V
Slew Rate (Max)	30 V/ μ S
Receiver Input Voltage Range	+/- 15 V
Receiver Input Sensitivity	+/- 3 V
Receiver Input Resistance (Ohms)	3k to 7k

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 แสดงขา DB-9 ตัวผู้ ทางด้านคอมพิวเตอร์

Pin	Signal	Direction	Description
1	CD	←	Carrier Detect
2	RxD	←	Receive Data
3	TxD	→	Transmit Data
4	DTR	→	Data Terminal Ready
5	GND	-	System Ground
6	DSR	←	Data Set Ready
7	RTS	←	Request to Send
8	CTS	→	Clear to Send
9	RI	→	Ring Indicator

ตารางที่ 2.3 แสดงหน้าที่ของสัญญาณต่างๆ

Signal	Full Name	Originator	Function
TxD	Transmit Data	DTE	ส่งข้อมูลที่ละบิตจาก DTE ไปยัง DCE
RxD	Receive Data	DCE	รับข้อมูลที่ละบิตจาก DCE ไปยัง DTE
CTS	Clear to Send	DCE	ตรวจสอบสัญญาณจาก DCE ว่าพร้อมจะรับข้อมูลจาก DTE
CD	Carrier Detect	DCE	เมื่อไรที่ตรวจสอบสัญญาณเจอบริเวณปลายของสายจะทำให้สัญญาณ Active
DSR	Data Set Ready	DCE	บอก DTE ว่า DCE พร้อมที่จะทำงานแล้ว
DTR	Data Terminal Ready	DTE	สัญญาณจาก DTE บอกให้ DCE เตรียมพร้อม
RTS	Request to Send	DTE	สัญญาณจาก DTE บอกให้ DCE เตรียมพร้อมที่จะรับข้อมูล
RI	Ring Indicator	DCE	ตรวจสอบสัญญาณของสายโทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 การเชื่อมต่อใช้งานพอร์ตอนุกรมแบบอาร์เอส – 232

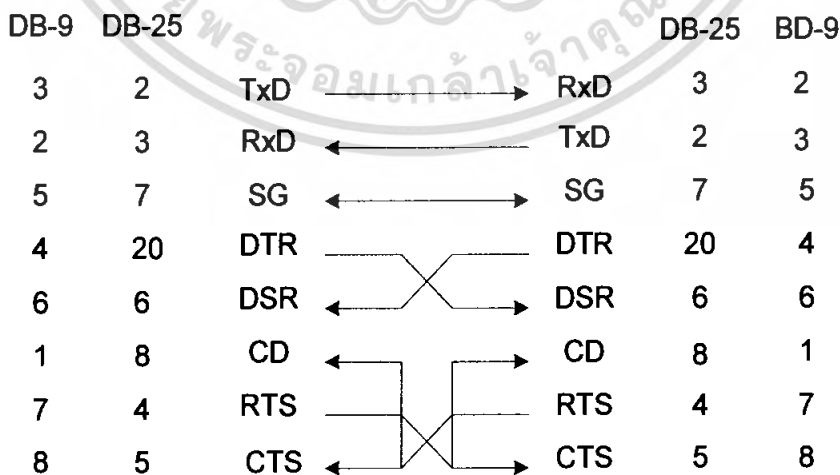
2.2.2.1 การต่อแบบ Hardware Handshaking

ในหลายๆกรณีอุปกรณ์ฝ่ายส่งต้องรู้ว่าอุปกรณ์ฝ่ายรับพร้อมที่จะรับข้อมูลหรือไม่ ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลไปยัง Modem ความเร็วของการสื่อสารอาจจะเร็วกว่าความเร็วของ Modem ดังนั้น Modem จะต้องระงับการส่งข้อมูลของคอมพิวเตอร์จนกว่ามันพร้อมที่จะรับข้อมูล กรณีเช่นนี้จะต้องมีสัญญาณส่งจากฝ่ายรับบอกไปยังอุปกรณ์ฝ่ายส่ง เพื่อแจ้งสถานะ การทำงานต่างๆว่าพร้อมหรือไม่ สัญญาณนี้เรียกว่า Flow Control หรือ Handshaking ซึ่งมีอยู่สองแบบคือ Hardware flow control และ Software flow control

สำหรับ Software flow control มักจะเรียกว่า Xon / Xoff flow control ซึ่งใช้รหัส ASCII 17 เป็นสัญญาณ Xon และใช้รหัส ASCII 19 เป็นสัญญาณ Xoff หลักการทำงานคือ Modem จะมี Buffer อยู่ เมื่อ Modem รับข้อมูลจาก Computer จน Buffer ใกล้จะเต็ม มันก็จะส่งสัญญาณ Xoff ไปให้ Computer เพื่อให้ Computer หยุดส่งข้อมูลให้มันชั่วคราว และเมื่อ Buffer มีที่ว่างถึงระดับหนึ่ง Modem ก็จะส่งสัญญาณ Xon ไปให้ Computer เพื่อให้ Computer ส่งข้อมูลให้มันต่อ การควบคุมโดยวิธีนี้ประหยัดสายสัญญาณ เพราะรับส่งผ่าน TxD และ RxD แต่อาจทำให้การสื่อสารช้าลงอย่างเห็นได้ชัดในกรณีที่ใช้กับการสื่อสารที่มี speed ต่ำเพราะแต่ละตัวอักษร ASCII ที่รับส่งจะมีขนาด 10 Bit (1 start bit + 8 data bits + 1 stop bit ไม่รวม Parity bit)

ส่วน Hardware flow control มักจะเรียกว่า RTS/CTS flow control จะใช้สายสัญญาณของ Serial Port ในการควบคุม ทำให้ไม่บั่นทอนความเร็วของข้อมูล หลักการทำงานคือ เมื่อ Modem มีที่ว่างเพื่อรับข้อมูล มันก็จะส่งสัญญาณ CTS ไปให้ Computer และเมื่อมันใกล้จะเต็ม มันก็จะหยุดส่งสัญญาณ CTS ไปให้ Computer

การใช้ Hardware Handshake จะต้องมีสายสัญญาณต่อเพิ่มขึ้น เพื่อใช้เป็นสายในการส่งสัญญาณ flow control จึงทำให้สายสัญญาณแบ่งได้เป็น 3 กลุ่มคือ Data, Handshake และ Signal Ground

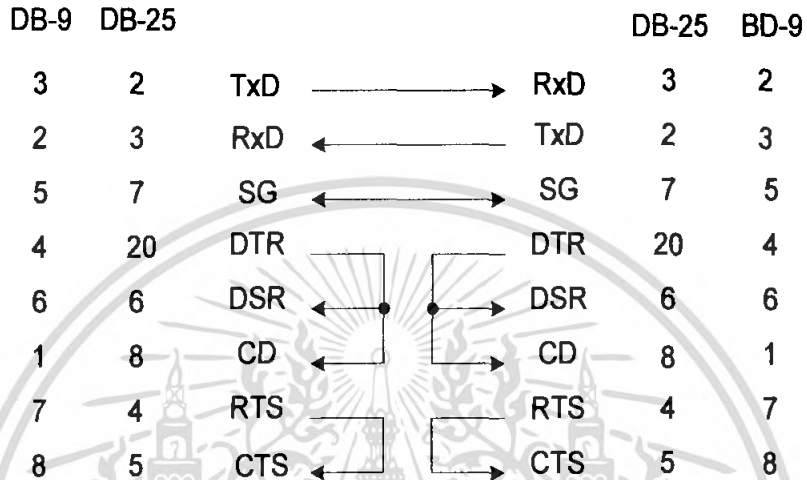


รูปที่ 2.4 การต่อแบบ Handshaking

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.2 การต่อแบบ Null Modem

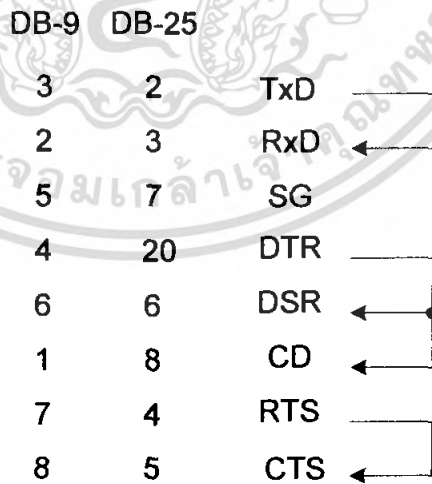
Null Modem ใช้สำหรับเชื่อมต่อโยงระหว่าง DTE 2 ตัวเข้าด้วยกันโดยตรง ซึ่งโดยมากใช้ในการถ่ายโอนข้อมูลระหว่าง Computer หรือใช้ในการพัฒนาระบบ Microprocessor หรือ Microcontroller ต่าง ๆ จะเห็นว่าใช้สายเพียง 3 เส้นคือ TxD, RxD และ SG และมีการต่อ Jump ที่หัวต่อแต่ละข้างอีกเล็กน้อยเท่านั้น เพื่อหลอกให้ Computer คิดว่ามันกำลังคุยกับ DCE อยู่



รูปที่ 2.5 การต่อแบบ Null Modem

2.2.2.3 การต่อแบบ Loopback Plug

จะเป็นการต่อเพื่อทำการรับส่งค่าใน Port เดียวกัน เหมาะสำหรับการ ตรวจสอบ Port และ ตรวจสอบการทำงานของโปรแกรม

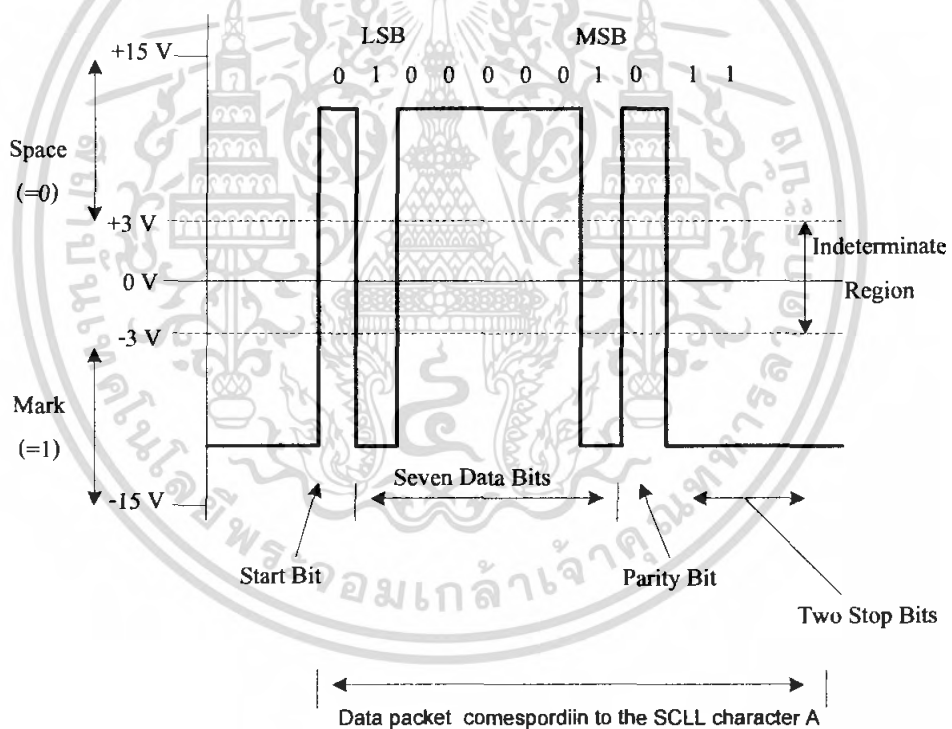


รูปที่ 2.6 การต่อแบบ Loopback Plug

2.2.3 สัญญาณทางไฟฟ้า

มาตรฐาน RS-232C ได้กำหนดลักษณะของสัญญาณทางไฟฟ้าที่ใช้ในการเชื่อมต่อแบบอนุกรมนี้มี 2 ลักษณะคือ Space หมายถึง logic '0' และ Mark หมายถึง logic '1' โดย Space จะเป็นแรงดันไฟฟ้าบวก Output อยู่ในช่วง +5 ถึง +15 Volt Input อยู่ในช่วง +3 ถึง +15 Volt Mark จะเป็นแรงดันไฟฟ้าลบ Output อยู่ในช่วง -5 ถึง -15 Volt Input อยู่ในช่วง -3 ถึง -15 Volt ค่าระหว่าง -3 Volt ถึง 3 Volt จะเป็นค่า undefined

ความแตกต่างของ Output และ Input มีไว้เพื่อกรณีที่แรงดันไฟฟ้าสูญหายเนื่องจากความยาวของสายสัญญาณ และจะพบว่าเมื่อให้สายสัญญาณยาวเกินไป ระดับแรงดันไฟฟ้าจะตกลงเกินขอบเขตที่ยอมรับได้ นอกจากนี้ความจุไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะมีผลกับคุณภาพของสัญญาณทำให้สถานะจากแรงดันไฟฟ้าบวกและลบไม่ชัดเจน ทำให้การติดต่อไม่ได้ระยะไกลนัก แต่ถ้าจำเป็นต้องใช้ จำเป็นต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติม เช่น Line driver



รูปที่ 2.7 RS-232C wave form

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 รีจิสเตอร์ของพอร์ตอนุกรม

ค่า Serial Port Register สำหรับการเขียนโปรแกรมควบคุมพอร์ตอนุกรมมีดังนี้

ตารางที่ 2.4 แสดงค่า Serial Port Register

Name	I/O Address	IRQ	Interrupt Vector	Programmable Interrupt Controller	Mask IRQ Value
COM 1	3F8	4	0x0C	0xEF	0x10
COM 2	2F8	3	0x0B	0xF7	0x08
COM 3	3E8	4	0x0C	0x0C	0x10
COM 4	2E8	3	0x0B	0x0B	0x08

2.3 การมอดูเลตและการคิ่มอดูเลตทางความถี่

2.3.1 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation :FM)

รูปคลื่นของสัญญาณเอฟเอ็มเกิดจากสัญญาณมอดูเลตดังรูปที่ 2.8 (ก) เช่นสัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสารเข้าไปมอดูเลตบนสัญญาณพาหะดังรูปที่ 2.8(ข) สัญญาณพาหะหลังจากการมอดูเลตแล้วจะเป็นตามรูปที่ 2.8 (ค) เป็นสัญญาณเอฟเอ็มจะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณเอฟเอ็มอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีค่าทางบวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะสูงที่สุดนั่นคือสัญญาณมอดูเลตถึงจุดที่เวลา t_1 ที่เวลา t_2 สัญญาณ มอดูเลตจะลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดั้งเดิมหลังจากเวลาสัญญาณมอดูเลตมีค่าต่ำกว่าศูนย์กลายเป็นลบ พาหะจะมีความถี่ลดลงต่ำกว่าความถี่กลางและเมื่อสัญญาณมอดูเลตกลับมาเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่ง ความถี่พาหะก็จะกลับมายังความถี่กลางดั้งเดิม เช่นในช่วงเวลา t_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมไปเรื่อยๆ สรุปแล้วความถี่พาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อสัญญาณมอดูเลตเป็นศูนย์ ช่วงความถี่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลางเรียกว่าความถี่เบี่ยงเบน (Frequency deviation) หรือคิ่วเอนชั่น

รูปทั่วไปของสมการเอฟเอ็ม

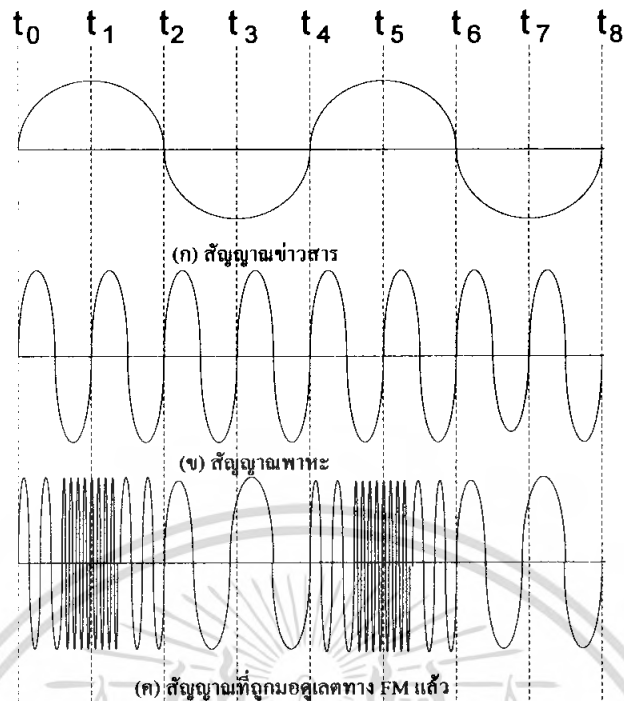
$$\text{สมการของคลื่นพาหะคือ } X_c = A_c \cos(\omega_c t)$$

$$\text{สมการสัญญาณมอดูเลต } X_m = A_m \sin(\omega_m t)$$

คลื่นพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปรอบๆ ความถี่ ω_c คั้งนั้น

$$\omega = \omega_c + \Delta\omega \sin(\omega_m t)$$

$$\text{สมการเอฟเอ็ม คือ } X_{(t)} = A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t))$$



รูปที่ 2.8 แสดงการมอดูเลตทางความถี่

2.3.2 ไซด์แบนด์ และแบนด์วิดธ์ของการมอดูเลตทางความถี่

ในที่นี้จะพิจารณาสัญญาณข่าวสารที่เป็นรูปไซน์ โดยจะเกิดไซด์แบนด์ (Sideband) จำนวนนับอนันต์ และในสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่จะมีขนาดหรือแอมพลิจูด (Amplitude) คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่า “กำลังของคลื่นพาหะยอมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของคลื่นพาหะกับไซด์แบนด์ในการมอดูเลตทางความถี่จะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)” เนื่องจากดัชนีการมอดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ

2.3.2.1 ดัชนีการมอดูเลต

ดัชนีการมอดูเลต (m) สามารถหาได้โดย

$$\text{ดัชนีการมอดูเลต} : m = f_d / f_m$$

เมื่อ f_d คือ ความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

ค่า m จะมีค่าสูงดังนั้นค่า m จะขึ้นอยู่กับค่าของความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตแต่ในทางปฏิบัติแล้วนิยมนำเป็นอัตราส่วนการเบี่ยงเบน (Deviation Ratio) ซึ่งจะเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่ระหว่างความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ดัชนีการเบี่ยงเบน} : \Delta = f_{dmax} / f_{mmax}$$

ดังนั้นในระบบการมอดูเลตทางความถี่ เมื่อเพิ่มขนาดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตจะทำให้การเบี่ยงเบนความถี่คลื่นพาหะมากขึ้น โดยที่ในระบบวิทยุกระจายเสียง การมอดูเลตทางความถี่จะกำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดได้ไม่เกิน 75 kHz

2.3.2.2 ไซด์แบนด์ของการมอดูเลตทางความถี่ (Sideband of FM)

เมื่อเราทราบดัชนีการมอดูเลตของสัญญาณแล้วเราจะสามารถหาไซด์แบนด์ของการมอดูเลตทางความถี่ได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตเป็นศูนย์จะมีเฉพาะคลื่นพาหะอย่างเดียวเท่านั้น ดังนั้นไซด์แบนด์จะเป็นศูนย์ด้วย แต่เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นจะทำให้จำนวนไซด์แบนด์เพิ่มขึ้นด้วยและแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะเพิ่มขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ขณะนี้กำลังของการมอดูเลตทางความถี่จะขึ้นอยู่กับไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดูเลตเพิ่มขึ้นอีก (ค่าลบแสดงความเฟสตรงข้ามกับตอนแรก) สังเกตได้ว่าจุดที่คลื่นพาหะเป็นศูนย์มีอยู่หลายจุด

ตารางที่ 2.5 การกระจายคลื่นพาหะ และไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดูเลตค่าต่างๆ

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์คู่ที่							
		1	2	3	4	5	6	7	8
0.00	1.00								
0.25	0.98	0.12							
0.5	0.94	0.24	0.03						
1.0	0.77	0.44	0.11	-0.02					
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01				
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03				
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02			
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01		
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02

2.3.2.3 แบนด์วิดธ์ของการมอดูเลตทางความถี่ (Bandwidth of FM)

ในระบบการมอดูเลตทางความถี่ ไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_c + 2f_m$ และ $f_c - 2f_m$ เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ดังนั้นแบนด์วิดธ์ของการมอดูเลตทางความถี่ต้องครอบคลุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัวนั่นคือ แบนด์วิดธ์จะขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตและจากสมการดัชนีการมอดูเลต ถ้าเราทราบค่าความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณ มอดูเลตเราจะหาแบนด์วิดธ์ได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BM = 2 fm \times \text{Sidebands}$$

ในทางปฏิบัติจะคำนวณจากสมการแบนด์วิดท์แบบประมาณ

$$BM = 2(fd \max + fm \max)$$

2.3.3 เอฟเอ็มแบนด์แคบ

ในการส่งสัญญาณต่างๆ จำเป็นที่เราต้องรู้ว่าสัญญาณนั้นมีอุปกรณ์อยู่ในช่วงความถี่เท่าใด เพื่อที่จะได้เลือกใช้กับตัวกลางที่มีแบนด์วิดท์ที่เหมาะสมในการส่งสัญญาณนั้น การพิจารณาแบนด์วิดท์ของสัญญาณเมื่อ $m(t)$ เป็นสัญญาณข่าวสารทั้งปวงนั้นทำได้ลำบาก เพราะการมอดูเลตความถี่นั้นไม่ใช่การมอดูเลตเชิงเส้นเหมือนสัญญาณเอเอ็มการพิจารณา $m(t)$ ในกรณีเป็นสัญญาณรูปไซน์ความถี่เดียว นั้น แม้จะไม่ทำให้เราเข้าใจเกี่ยวกับคุณสมบัติที่แท้จริงของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มได้ทั้งหมดแต่ก็ทำให้พออนุมานเกี่ยวกับเรื่องนี้ได้ ดังนั้นเราพิจารณากรณีเช่นนี้ไว้เป็นพื้นฐานโดยสมมติให้

$$m(t) = a \cos(\omega_m t)$$

ในกรณีนี้ $m(t)$ จะไปทำให้ค่าความถี่ชั่วขณะของ ϕ เปลี่ยนไปจากค่าความถี่ ω_c

$$\Delta\omega(t) = ak_f \cos(\omega_m t)$$

เนื่องจากค่า $|\cos(\omega_m t)|$ มีค่ามากที่สุดที่ 1 ดังนั้นค่าการเบี่ยงเบนของความถี่จาก ω_c มากที่สุดก็คือ $\Delta\omega$ มีค่า

$$\Delta\omega = ak_f$$

ค่า $\Delta\omega$ นี้มีชื่อเรียกว่า ค่าความถี่มากที่สุด (Peak frequency deviation) ค่าความถี่ชั่วขณะ $\omega_{(t)}$ ของ $\phi(t)$ ที่เวลาใดๆจะมีเป็น

$$\Delta\omega_{(t)} = \omega_c \Delta\omega \cos(\omega_m t)$$

เมื่อนำเอาสมการมารวมกันจะได้ว่า

$$\begin{aligned} \phi_{FM(t)} &= A_c \cos(\omega_c t + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\right) \sin(\omega_m t)) \\ &= A_c \cos(\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)) \end{aligned}$$

โดยกำหนดให้

$$\beta = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_m}\right)$$

และดังที่จะได้เห็นต่อไปค่า β ค่านี้มีค่าความสำคัญในการกำหนดแบนด์วิดท์เราพบว่าค่า SNR ที่เกิดในการโมดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนี้ขึ้นอยู่กับ β ด้วยดังนั้นจึงได้มีการกำหนดค่า β นี้เป็นตัวชี้คุณสมบัติของสัญญาณเอฟเอ็มที่เรียกว่า ดัชนีการมอดูเลต (modulation index) ของสัญญาณเอฟเอ็ม ถ้าในกรณี β มีค่าน้อยเราสามารถที่จะกระจายพจน์ได้โดยใช้อนุกรมเทเลอร์ (Taylor series) จะให้ผลลัพธ์ ดังนี้คือ

$$\phi_{FM(t)} = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t) - \frac{A_c}{2} \beta^2 \sin^2(\omega_m t) \cos(\omega_c t) + \dots$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

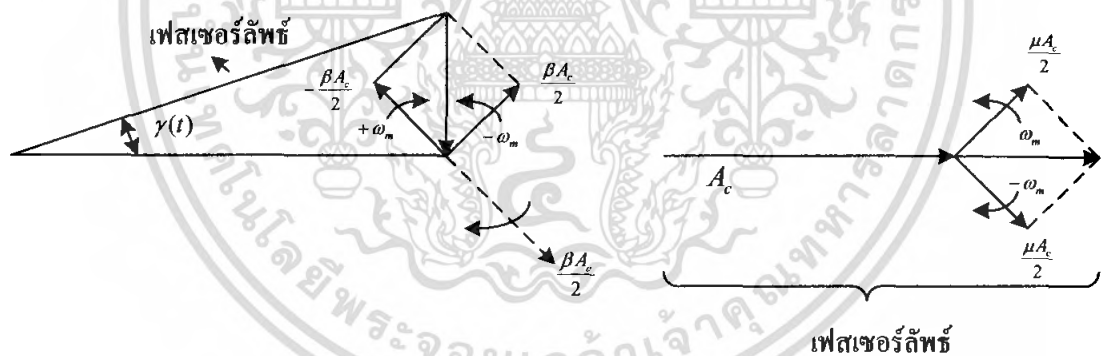
ในกรณีที่ β มีค่าน้อยมากๆ เราสามารถที่จะตัดพจน์ที่มีค่า β ยกกำลัง สอง ออกไปได้ออกไปได้ค่า $\phi_{FM(t)}$ ที่มีคุณสมบัติเช่นนี้ถูกกำหนดเรียกว่าสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบ (Narrow band FM) ซึ่งเขียนแทนด้วย $\phi_{NBFM(t)}$ ดังนั้นจะได้

$$\phi_{NBFM(t)} = A_c \cos(\omega_c t) - A_c \beta \sin(\omega_m t) \sin(\omega_c t)$$

และเมื่อใช้ความสัมพันธ์ $\sin(A)\sin(B) = 0.5\{\cos(A-B) - \cos(A+B)\}$ จะทำให้ได้รูปสมการใหม่ดังนี้คือ

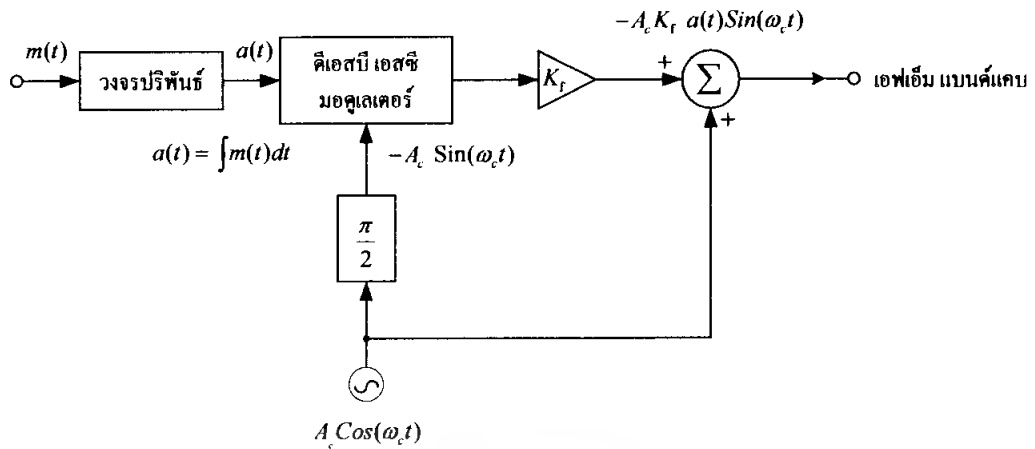
$$\phi_{NBFM(t)} = A_c \cos(\omega_c t) - 0.5A_c \beta \sin((\omega_m - \omega_c)t) + 0.5A_c \beta \cos((\omega_m + \omega_c)t)$$

จะเห็นได้ว่า $\phi_{NBFM(t)}$ นั้นมีส่วนประกอบของความถี่อยู่ที่ความถี่ $\omega_c - \omega_m$, ω_c และ $\omega_c + \omega_m$ ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบนี้จะมีค่าเท่ากับ $2\omega_m$ หรือ 2 เท่าของสัญญาณข่าวสาร ซึ่งเป็นค่าแบนด์วิดธ์ที่เท่ากับแบนด์วิดธ์ของสัญญาณเอเอ็มที่ถือได้ว่าเป็นแบนด์วิดธ์ที่แคบซึ่งเป็นสาเหตุให้เป็นที่มาของชื่อเอเอ็มแบนด์แคบนั่นเอง สำหรับในทางทฤษฎีแล้วมีการกำหนดว่าสัญญาณเอเอ็มที่เกิดอยู่ในแบนด์แคบดังกล่าวเมื่อค่า β อาจมีค่าสูงได้ถึง 0.5 เมื่อพิจารณา $\phi_{NBFM(t)}$ เทียบกับ $\phi_{AM(t)}$ จะทำให้เห็นว่าสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบจะมีความคล้ายคลึงกันมากจึงอนุมานได้ว่าสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบนั้นมีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณเอเอ็มแตกต่างกันเพียงเฟสของสัญญาณแถบข้างเท่านั้น ซึ่งจะเป็นผลทำให้ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีค่าคงที่ แต่ขนาดของสัญญาณเอเอ็มมีการเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามาออกอุณหภูมิต่อโดยใช้หลักการของเฟสเซอร์หรือเฟสเวกเตอร์ของสัญญาณเมื่อให้ $e^{j\omega t}$ เป็นเวกเตอร์อ้างอิง จะได้แผนผังของเฟสเซอร์ดังรูปที่ 2.9

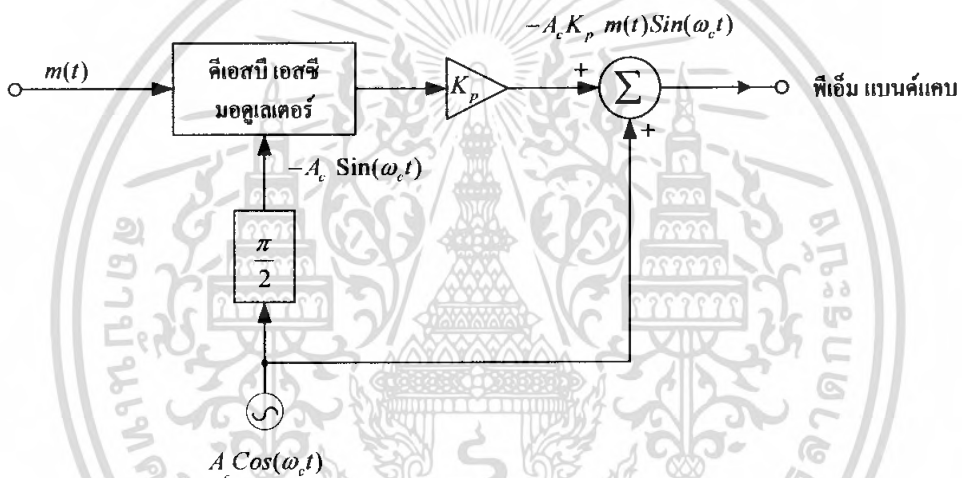


รูปที่ 2.9 แสดงเฟสเซอร์ของสัญญาณเอเอ็มเทียบกับสัญญาณเอเอ็ม

การสร้างสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบแสดงดังรูป ข้อดีของการสร้างเอเอ็มชนิดนี้คือ ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ในระบบที่ผลิตความถี่คงที่ที่ ω_c เพียงค่าเดียวดังนั้นจึงทำให้ระบบการผลิตสัญญาณเอเอ็มแบนด์แคบที่ถูกสร้างให้เกิดมีเสถียรภาพของความถี่ที่ได้ง่ายเพราะใช้ออสซิลเลเตอร์ผลึกได้



(ก) แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็มแบนด์แคบ



(ข) แผนผังระบบการสร้างสัญญาณพีเอ็มแบนด์แคบ

รูปที่ 2.10 แผนผังระบบการสร้างสัญญาณเอฟเอ็ม และ พีเอ็มชนิดแบนด์แคบ

2.3.4 เอฟเอ็มแบนด์กว้าง

เพื่อให้รู้แนวโน้มของการเกิดสเปกตรัมของสัญญาณเอฟเอ็มที่ใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต β ค่ามาก เราจะพิจารณาค่าความถี่ของ $\phi_{FM}(t)$ ซึ่งเกิดจากสัญญาณ $m(t)$ ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์ตามได้ในรูปแบบของฟังก์ชันเชิงซ้อนดังต่อไปนี้คือ

$$\begin{aligned}\phi_{FM}(t) &= \text{Re} \left[A_c e^{j\{\omega_c t + \beta \sin(\omega_m t)\}} \right] \\ &= \text{Re} \left[A_c e^{j\omega_c t} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} \right]\end{aligned}$$

เพราะเรารู้ว่า $e^{j\beta \sin(\omega_m t)}$ เป็นสัญญาณเชิงซ้อนที่มีค่าคาบเวลาซึ่งมีค่าความถี่มูลฐานคือ ω_m ดังนั้นเราจึงสามารถที่จะกระจายมันออกอยู่ในรูปของอนุกรมฟูรีเยร์ที่มีฮาร์โมนิกต่าง ๆ ได้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e^{j\beta \sin(\omega_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_m t}$$

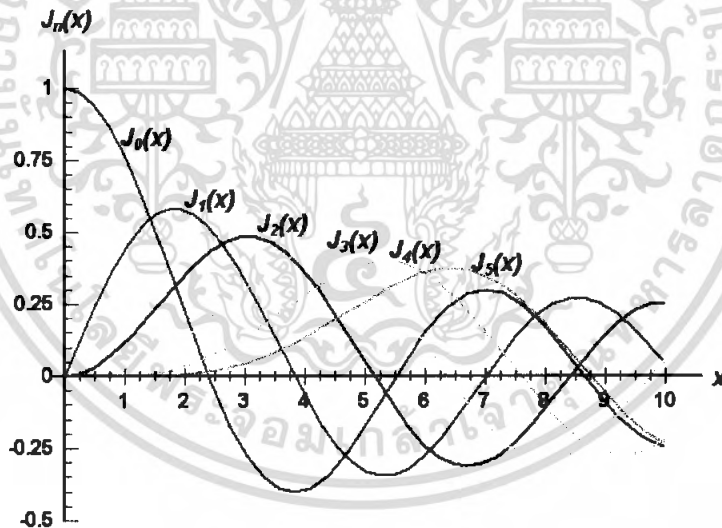
โดย F_n คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูเรียร์ ซึ่งจะหาได้คือ

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\beta \sin(\omega_m t)} e^{-jn\omega_m t} dt$$

โดยอาศัยการเปลี่ยนแปลง ค่าตัวแปร $x = \omega_m t = \frac{2\pi t}{T}$ จะได้

$$F_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin x - nx)} dx = J_n(\beta)$$

เราไม่สามารถหาค่าตอบในรูปฟังก์ชันสำเร็จได้ คงต้องใช้วิธีการหาค่าเชิงตัวเลข ซึ่งมีการสรุปเป็นกราฟ หรือตารางไว้ค่า F_n ตามรูป จะเป็นฟังก์ชันของ β และ n ซึ่งค่าการทำปริพันธ์ในรูปแบบนี้มีชื่อเรียกว่า ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดที่หนึ่ง (Bessel function of the first kind) ลำดับที่ n ของตัวแปร β ซึ่งใช้สัญลักษณ์แทนด้วย $J_n(\beta)$ มีดังแสดงในรูปที่ 2.11 คุณสมบัติที่สำคัญของ $J_n(\beta)$ เมื่อ n เป็นตัวเลขจำนวนเต็มและ β เป็นค่าจริงที่ต่อเนื่องกัน สามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้ คือ



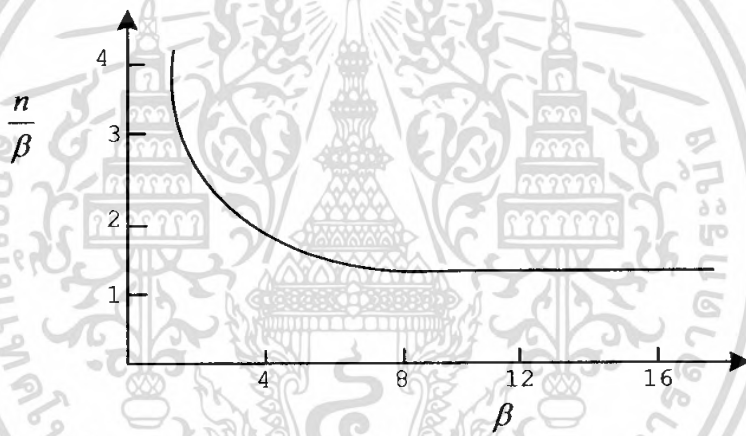
รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันของเบสเซลชนิดที่หนึ่ง $J_n(\beta)$

1. $J_n(\beta)$ มีค่าจริง
2. $J_n(\beta) = J_{-n}(\beta)$ เมื่อ n เป็นเลขคู่
3. $J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta)$ เมื่อ n เป็นเลขคี่
4. $\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = 1$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$\begin{aligned}\phi_{FM}(t) &= \text{Re} \left\{ A_c e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) e^{jn\omega_m t} \right\} \\ &= A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos\{(\omega_c + n\omega_m)t\}\end{aligned}$$

จะเห็นว่าสเปกตรัมของ $\phi_{FM}(t)$ นั้น กระจายออกไปบนแกนความถี่ไม่มีสิ้นสุด ซึ่งหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มตามทฤษฎีนั้นมีค่าอนันต์ แต่อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาให้ลึกกลงไปจะพบว่าค่า $|J_n(\beta)|$ นี้จะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $n > \beta$ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อ β มีค่ามาก ดังนั้นจึงทำให้เราทราบว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเอฟเอ็มนั้นเกิดอยู่ในช่วงความถี่ที่จำกัดที่ค่าของ $J_n(\beta)$ มีค่าไม่หายไปเท่านั้น กราฟในรูปที่ 2.12 แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{n}{\beta}$ กับค่า β



รูปที่ 2.12 รูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า β และค่า $\frac{n}{\beta}$ ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \leq 0.01$

ที่ทำให้ค่า $|J_n(\beta)| \leq 0.01$ ซึ่งจะเห็นว่าค่า n/β มีค่าเข้าใกล้ 1 หรือ n ประมาณเท่ากับ β เมื่อ β มีค่ามาก คุณสมบัติเช่นนี้ ทำให้เราสามารถสรุปได้ว่า ถ้าแถบข้างที่มีนัยสำคัญ คือ แถบข้างที่มีขนาดเกิน 1% ของขนาดของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มีการมอดูเลตแล้ว แบนด์วิดท์ที่มีนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็มจะมีไซด์แบนด์ตัวท้ายสุดในแบนด์วิดท์เกิดขึ้นที่ $n \approx \beta$ เมื่อ β มีค่ามาก เพราะฉะนั้นถ้าคิดโดยนัยสำคัญในทศนะดังกล่าวแล้วจะพบว่า ค่าแบนด์วิดท์ (BW) ของสัญญาณเอฟเอ็มนั้นจะมีค่าประมาณได้ดังต่อไปนี้ คือ

$$\begin{aligned}BW &\approx 2n\omega_m \\ &\approx 2\beta\omega_m = 2\Delta\omega\end{aligned}$$

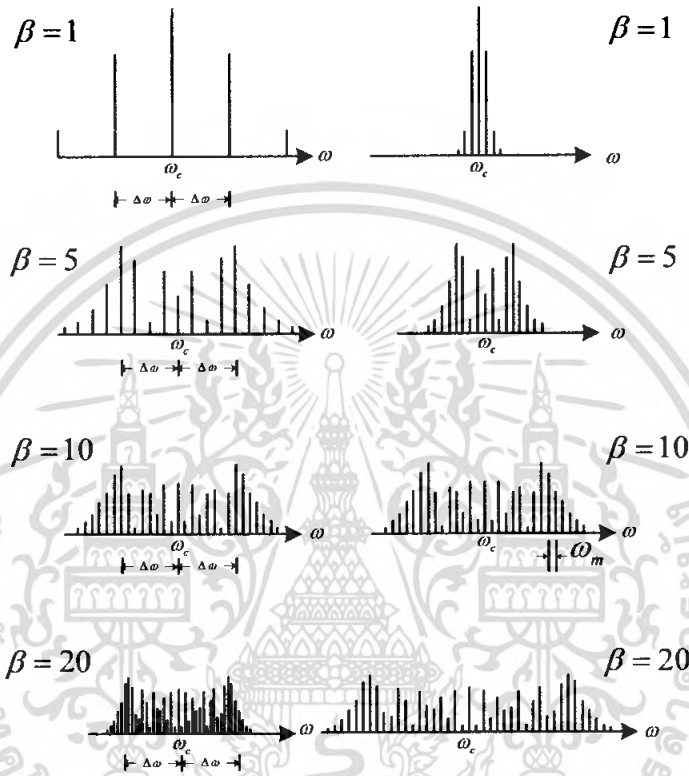
นั่นคือ

$$BW \approx 2\Delta\omega \text{ สำหรับ } \beta \text{ ค่ามาก}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเมื่อ β มีค่าน้อยมาก ๆ นั้น ซึ่งเป็นกรณีของเอฟเอ็มแบนด์แคบ เราจะสังเกตจากรูปที่ 2.11 ของ $j_n(\beta)$ ที่มีนัยสำคัญเพียง $j_0(\beta)$ และ $j_1(\beta)$ จะเห็นได้ว่ามันจะมีค่าแบนด์วิดธ์เท่ากับค่าที่เราทราบกันมาแล้ว

$$BW \approx 2\omega_m \text{ สำหรับ } \beta \text{ ค่าน้อย}$$



รูปที่ 2.13 ภาพสเปกตรัมชนิดเส้นของสัญญาณเอฟเอ็ม ซึ่งทดสอบด้วยสัญญาณทดสอบรูปไซน์

เพื่อสรุปสูตรในการหาแบนด์วิดธ์ของสัญญาณเอฟเอ็ม สำหรับการมอดคูเลตสัญญาณรูปไซน์ ความถี่เดียว หรือที่นิยมเรียกกันว่า โทนมอดคูเลชั่น (tone modulation) นั้น คาร์สัน (J.R. Carson) ได้เสนอสูตรจากการประสมผสานในรูปต่อไปนี้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m)$$

หรือเขียนในรูปใหม่ได้เป็น

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + 1)$$

สำหรับสัญญาณข่าวสารทั่วไปมีรายงานว่ากฎนี้ใช้ได้ดีเมื่อ $\Delta\omega \ll \omega_m$ เมื่อเงื่อนไข $\Delta\omega \ll \omega_m$ ไม่เป็นจริง คือ ในกรณีของเอฟเอ็มแบนด์กว้าง (wide band FM : WBFM) หรือแบนด์ปานกลาง ได้มีการเสนอว่าควรใช้

$$BW \approx 2(\Delta\omega + \omega_m)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + 2)$$

จะให้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพดีกว่าผลลัพธ์จากกฎของคาร์สัน ดังนั้นจึงได้มีการสรุปเป็นสูตรที่มีความยืดหยุ่นว่าแบนด์วิดท์โดยนัยสำคัญของสัญญาณเอฟเอ็ม จะมีค่าที่คำนวณได้จากสูตร

$$BW \approx 2\omega_m (\beta + k) \quad \text{เรเดียนต่อวินาที}$$

โดย $k = 1$ เมื่อ β มีค่าน้อย และ $k = 2$ เมื่อ β มีค่ามาก และถ้าเราคิดว่า ω_m คือค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข่าวสาร $m(t)$ ซึ่งเท่ากับ $2\pi f_m$ เรเดียนต่อวินาที เราจะพบว่าค่าแบนด์วิดท์จะแปลงเป็นค่าแบนด์วิดท์ในหน่วยของเฮิรตซ์ได้ดังนี้ คือ

$$BW \approx 2f_m (\beta + k) \quad \text{เฮิรตซ์}$$

2.3.5 การดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม

ในการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม นั้นเราอาจทำได้ทั้งวิธีตรงและทางอ้อม วิธีตรงคือ วิธีใช้ระบบที่มีคุณสมบัติการเปลี่ยนความถี่ไปเป็นแรงดันอย่างเชิงเส้นที่เรียกกันว่าวงจรถิศจริมีนตความถี่ (frequency discriminator) และวิธีอ้อมโดยใช้เทคนิคการป้อนกลับ (FM demodulator with feedback: FMFB) และการใช้เฟสล็อกคูล (Phase locked loop: PLL)

วิธีการดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยตรงที่ง่ายที่สุดคือการใช้วงจรทำอนุพันธ์ตามอุดมคติ ร่วมกับวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณ ซึ่งอธิบายได้เราจะพบว่าฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรอนุพันธ์ คือ $H(\omega) = j\omega$ และคุณสมบัติที่เห็นได้เด่นชัดก็คือ ขนาดของ $H(\omega)$ แปรผันเป็นเชิงเส้นโดยสมบูรณ์กับความถี่ เพราะฉะนั้นถ้าสัญญาณเอฟเอ็มผ่านวงจรทำอนุพันธ์แล้วก็จะทำให้ได้เอาท์พุทที่มีค่าเปลี่ยนตามความถี่ ซึ่งก็คือได้เอาท์พุทเปลี่ยนตามขนาดของสัญญาณข่าวสารนั่นเอง ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณเอาท์พุทที่ได้นี้ไปผ่านวงจรตรวจจับกรอบสัญญาณก็จะได้สัญญาณข่าวสารออกมาตามต้องการ

ลักษณะสมการโดยทั่วไปของคลื่นเอฟเอ็มเมื่อทำการอนุพันธ์แล้วจะได้ผลลัพธ์ คือ

$$\frac{d\phi_{FM}(t)}{dt} = -A_c \{ \omega_c + k_f m(t) \} \sin \{ \omega_c t + k_f \int m(\tau) d\tau \}$$

ปกติการมอดูเลตความถี่นั้น จะใช้ค่า $\omega_c + k_f m(t)$ ดังนั้นกรอบ E_{ω} จึงเหมือนกันสัญญาณเอฟเอ็ม คือ

$$E_{(t)} = A\omega_c \left[1 + \frac{k_f}{\omega_c} m(t) \right]$$

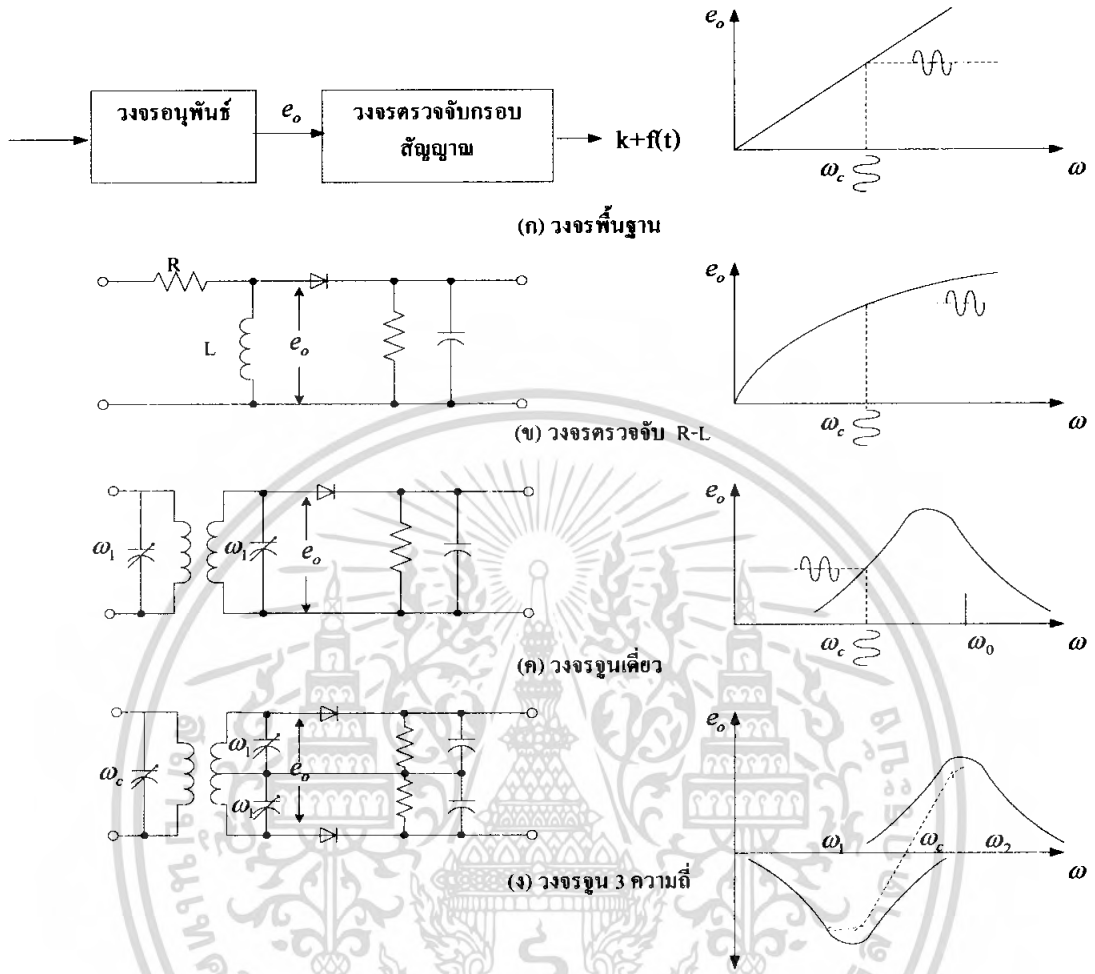
และค่าความถี่ชั่วขณะของคลื่นพาหะ คือ

$$\omega_i = \omega_c + k_f m(t)$$

จะเห็นได้ว่าวงจรทำอนุพันธ์ทำหน้าที่เปลี่ยนคลื่นเอฟเอ็มที่มีความถี่ของคลื่นพาหะเปลี่ยนแปลงอยู่เป็นเอฟเอ็มเช่นเดิม ดังนั้นเราสามารถใช่วงจรตรวจจับกรอบสัญญาณมาทำการตรวจจับสัญญาณ $m(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากสัญญาณส่วนที่เป็นแอมพลิจูด $E_c(t)$ ของสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรทำอนุพันธ์ ระบบการตีมอดูเลตสัญญาณชนิดนี้มีดังแสดงตามรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 การตีมอดูเลตสัญญาณเอเอ็มโดยใช้วงจรในลักษณะต่างๆ ภาพทางขวามือ คือ คุณสมบัติเชิงความถี่ของวงจรตามรูปซ้ายมือ

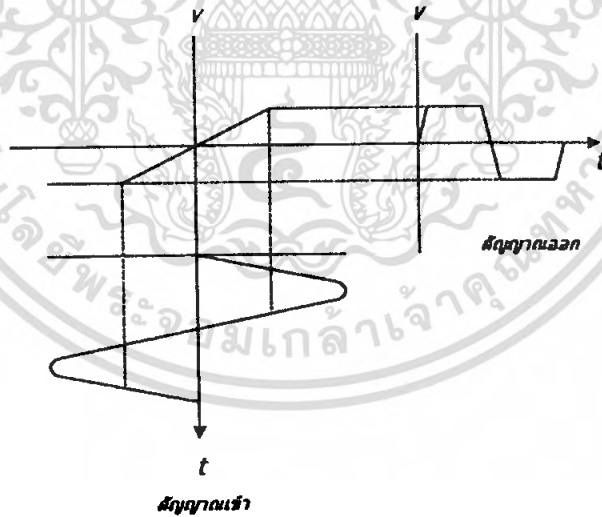
พฤติกรรมของวงจรอนุพันธ์ตามอุดมคติอาจจะประมาณ โดยวงจรที่ประกอบจากตัวความต้านทานและขดลวดเหนี่ยวนำ (RL) หรือวงจรกรองความถี่สูงผ่าน ซึ่งเมื่อนำมาต่อกับวงจรตรวจจับรอบสัญญาณจะได้วงจรตีสคริมิเนตความถี่ ดังแสดงตามรูปที่ 2.14 วงจรตีสคริมิเนตความถี่เหล่านี้ รู้จักกันในนามของ วงจรตรวจจับความชัน (slope detector) แม้ว่าวงจรตรวจจับความชันทั้งสองทำได้ง่าย แต่มันมีขีดจำกัดในการใช้งาน คือ ความเป็นเชิงเส้นของอัตราการแปลงความถี่เป็นแรงดันนั้นมีช่วงแคบมากการแก้ไขให้ดีขึ้นอาจทำได้โดยการใช้จูน 3 ความถี่ วงจรนี้มีคุณสมบัติในการแปลงความถี่เป็นแรงดันที่มีความเป็นเชิงเส้นในย่านความถี่ที่กว้างขึ้น และมีข้อดีที่ค่าเอาต์พุตของวงจรมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่าความถี่คลื่นพาห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถักสัญญาณความถี่นั้นสามารถทำได้ในอีกหลายรูปแบบ ซึ่งอาจอาศัยวิธีการประยุกต์ใช้การตัดข้ามของสัญญาณผ่านศูนย์หรือวิธีการเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดันหรือวิธีการใช้หลักการแปลงฮิลเบิร์ต ซึ่งมีความแม่นยำสูงก็ได้หรืออาจใช้การเลียนแบบการมอดูเลตตำแหน่งพัลส์ก็ได้เช่นกัน

2.3.5.1 ลิมิเตอร์ (Limiter)

ในระบบการมอดูเลตทางความถี่ ความถี่ของตัวพาหะจะเปลี่ยนตามสัญญาณข่าวสาร ส่วนขนาดจะมีค่าคงที่เสมอ ฉะนั้นการผันแปรของขนาดตัวพาหะจะต้องเกิดจากเสียงรบกวนเพียงอย่างเดียว ลิมิเตอร์จึงเป็นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในการจำกัดการผันแปรของขนาดของเสียงรบกวนได้ วงจรลิมิเตอร์นี้ออกแบบเพื่อให้แรงดันขาออกสัมพันธ์กับแรงดันขาเข้าดังรูปที่ 2.15 ถ้าสัญญาณขาเข้ามีขนาดต่ำกว่าระดับจำกัด (limiting level) ของลิมิเตอร์สัญญาณขาออกจะแปรตามสัญญาณขาเข้าทุกประการ อย่างไรก็ตามหากสัญญาณขาเข้ามีค่ามากกว่าระดับจำกัดของลิมิเตอร์ผลของการผ่านลิมิเตอร์จะได้รูปคลื่นขาออกเป็นคลื่น สแควร์ (square) เมื่อคลื่นสแควร์ผ่านเครื่องกรองความถี่แถบผ่าน ความถี่ที่ขอมให้ ความถี่พื้นฐานของคลื่นสแควร์ผ่านได้เท่านั้นจะได้สัญญาณขาออกของวงจรกรองเป็นคลื่นไซน์คงเดิม ในวงจรกรองลิมิเตอร์และวงจรกรองผ่านแถบความถี่ประกอบกันเป็นอุปกรณ์ขึ้นเดียวกันจึงไม่สามารถเห็นรูปคลื่นสแควร์



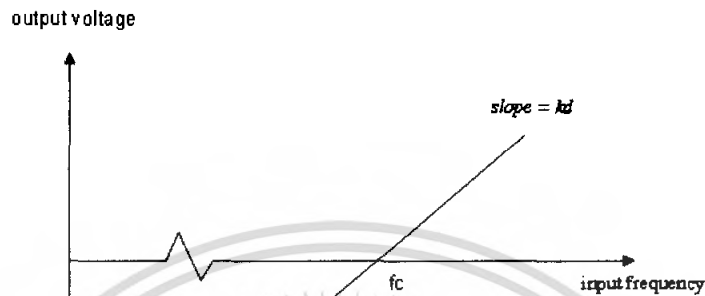
รูปที่ 2.15 ลักษณะของสัญญาณเมื่อผ่านลิมิเตอร์

2.3.5.2 ดิสคริมิเนเตอร์ (Discriminator)

ประกอบด้วยส่วนประกอบ 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นวงจรที่แปลงสัญญาณขาออกที่มีขนาดผันแปรตามความถี่ขณะใดขณะหนึ่งของตัวพาหะ ส่วนที่สองเป็นวงจรถักสัญญาณส่วนนี้ทำหน้าที่ดีมอดูเลตรูปคลื่นแอมพลิจูดมอดูเลตจากส่วนแรกจากนั้นจะผ่านเข้าไปในวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะได้สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของสำนักงานส่งเสริมการค้าในต่างประเทศ ณ นครเชียงใหม่ โดยผู้ดูแลเห็นชอบใช้ประโยชน์ภายใต้เงื่อนไขว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข่าวสารตามต้องการ รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะสมบัติของเฟรมดิสคริมิเนเตอร์ทั้งที่เป็นอุดมคติและในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.16 ลักษณะคุณสมบัติของดิสคริมิเนเตอร์

จากรูปที่ 2.16 เป็นคุณสมบัติของดิสคริมิเนเตอร์ คือ แรงดันที่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับความถี่ที่เข้ามาทางอินพุต โดย kd คือ ค่าคงที่ของดิสคริมิเนเตอร์ ซึ่งคุณสมบัติแสดงดังรูปที่ 2.16 ถ้าประมาณให้ส่วนของดิสคริมิเนเตอร์เป็นไปตามอุดมคติแล้วสัญญาณที่ผ่านดิฟเฟอเรนเชียลเอมพลิจูดจะออกมาเป็นสัญญาณการมอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude Modulation : AM) แล้วจากนั้นก็ผ่านการดีเทกชันในระบบการมอดูเลตทางแอมพลิจูดจะได้สัญญาณข่าวสารกลับคืนมาดังเดิม

2.3.6 ควอดราเจอร์ดีเทกชัน (Quadrature Detection)

การดีมอดูเลตสัญญาณเฟรมดิสคริมิเนเตอร์แบบควอดราเจอร์ดีเทกชันเป็นการใช้แยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณเฟรมดิสคริมิเนเตอร์ ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึงหลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ จากวงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) กล่าวคือ แสดงการดิฟเฟอเรนเชียลให้อยู่ในรูปของการประมาณดังนี้

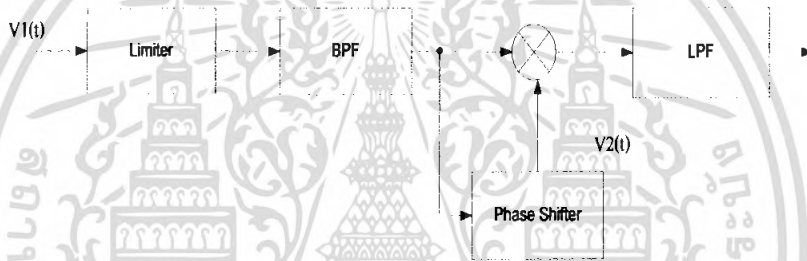
$$\frac{d}{dt} \phi(t) = \frac{1}{\tau} [\phi(t) - \phi(t - \tau)]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของสัญญาณเอพเอ็มนั้นเนื่องจาก $\phi(t) = km(t)dt$ ดังนั้นจะสามารถผูกพันสมการกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ได้รูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t - \tau)] = \tau \frac{d}{dt} \phi(t) = km(t)$$

นั่นคือสามารถสร้าง $\phi(t - \tau)$ และสร้างวงจรที่ให้ผลแตกต่างระหว่าง $\phi(t)$ และ $\phi(t - \tau)$ สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรผันตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ การสร้างสัญญาณ $\phi(t - \tau)$ จากสัญญาณเอพเอ็มก็จะทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเลื่อนเฟสแบบเชิงเส้น (linear phase shifter) นั้นเองสำหรับการสร้างสัญญาณ $\phi(t) - \phi(t - \tau)$ นั้นทำได้โดยนำสัญญาณเอพเอ็มที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณแล้วกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมานี้ วงจรลิมิเตอร์และวงจรกรองความถี่เฉพาะผ่านมิได้จัดการรับระดับสัญญาณที่อาจจะเปลี่ยนแปลงตามเวลา และให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ



รูปที่ 2.17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ทีเทคชัน

ควอดราเจอร์ทีเทคชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบคิเทคชันข้างต้นที่จัดการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c \tau = \pi/2$ ดังนั้นถ้าให้สัญญาณเอพเอ็มที่เข้ามาเขียนได้เป็น

$$v_1(t) = \cos[\omega_c t + \phi(t)]$$

สัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาก็จะเขียนได้เป็น

$$v_1(t) = \cos[\omega_c(t - \tau) + \phi(t - \tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t - \tau)]$$

เมื่อคูณสัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ผลที่ได้ก็ออกมาที่จะเขียนได้เป็น

$$y(t) = \sin[\phi(t) - \phi(t - \tau)]$$

จะเห็นได้ว่าสามารถแยกแยะข้อมูลออกมาได้ด้วยวิธีแยกแยะเฟสนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.7 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่

ในการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่นั้น โดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 วิธีใหญ่ๆ คือโดยทางตรงและโดยทางอ้อมดังนี้

2.3.7.1 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่โดยตรง (Direct FM)

จะใช้วงจรออสซิลเลเตอร์ (Oscillator) ที่ควบคุมด้วยแรงดันที่ให้กำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ โดยหลักการของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ (Voltage Controlled Oscillator) นี้ จะใช้หลักการของวาริแคปไดโอด (Varicap Diode) ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงค่าความจุไฟฟ้าได้ตามแรงดันไบอัสย้อนกลับที่ตกคร่อมตัวมัน ดังนั้นจากสมการหาค่าความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์คือ

$$f = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}}$$

เมื่อค่าความถี่จะเปลี่ยนก็จะทำให้ความถี่เปลี่ยนแปลงตามไปด้วยทำให้สามารถกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ได้ วิธีการสร้างแบบนี้มีข้อดีที่ช่วงเบี่ยงเบนความถี่กว้างแต่มีข้อเสียคือ ความถี่ของตัวพาจะไม่คงที่เท่าที่ควรจึงจำเป็นต้องมีการเพิ่มวงจรส่วนที่ช่วยรักษาความถี่ให้คงที่

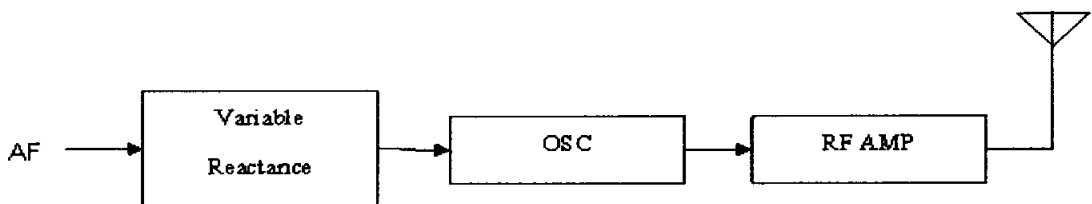
2.3.7.2 วิธีการกำเนิดสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่โดยอ้อม (Indirect FM)

จะทำการสร้างสัญญาณแถบความถี่แคบ (Narrow Band FM : NBFM) ขึ้นมาก่อน โดยที่การมอดูเลตแบบบาลานซ์ (Balance Modulate) แล้วนำสัญญาณแถบความถี่แคบดังกล่าวมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณแถบความถี่กว้าง (WBFM) จากสัญญาณแถบความถี่แคบ โดยใช้วงจรคูณความถี่ โดยอาศัยหลักการที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear Device) จากนั้นก็ผ่านวงจรกรองความถี่แบบแถบความถี่ (Bandpass Filter :BPF) เอาเฉพาะช่วงที่ใช้ใช้งาน

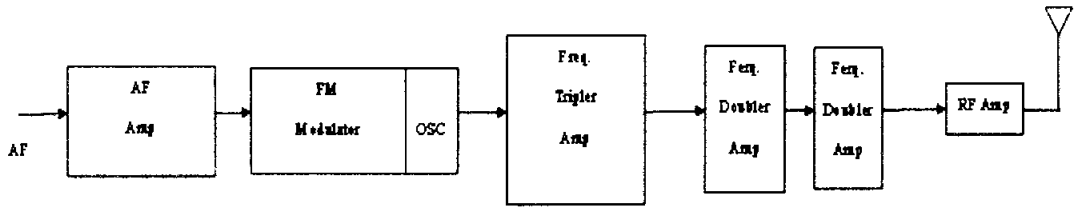
2.4 ระบบการรับ-ส่ง ของการมอดูเลตทางความถี่

2.4.1 ภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่

ภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่จะมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.18 ซึ่งเป็นเครื่องส่งพื้นฐานโดยจะมีอุปกรณ์วาเร็กเตอร์ (Varactor) ซึ่งสามารถเปลี่ยนค่าความจุตามแรงดันย้อนกลับทำให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงได้เป็นสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ แล้วผ่านภาคขยาย RF แล้วส่งออกไป



รูปที่ 2.18 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของการมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งของการมอดูเลตทางความถี่แบบคูณความถี่

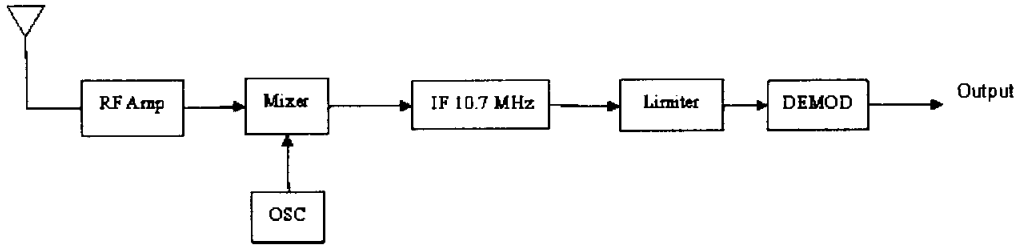
ในรูปที่ 2.19 แสดงการใช้ความถี่ของออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิร์ตซ์ และมัลติพลาย (Multiply หรือคูณ) ความถี่ขึ้นไปเป็น 96 เมกะเฮิร์ตซ์ การคูณความถี่นี้สามารถทำได้โดยใช้วงจรมัลติพลาย หลักการของวงจรมัลติพลายก็คือ ใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear) ของวงจรขยายซึ่งทำให้เกิดสัญญาณ ฮาร์โมนิกจำนวนมาก จากนั้นวงจรแทงค์ (tank) ที่เอาท์พุทจะจูนเอาเฉพาะความถี่ฮาร์โมนิก (Harmonic) ที่ต้องการไปใช้ประโยชน์ โดยทั่วไปวงจรมัลติพลายมักเป็นชนิดคูณ 2 (เรียกว่าดับเบิลหรือ doubler) หรือชนิดคูณ 3 (เรียกว่าทริพลเลอร์ หรือ tripler) ในที่นี้เราจะใช้วงจรคูณ 3 จำนวน 1 วงจร และวงจรคูณ 2 อีก 2 วงจร นั่นคือ $3 \times 2 \times 2 = 12$ เท่าฉะนั้นความถี่เอาท์พุทจะเป็น 8 เมกะเฮิร์ตซ์ คูณ 12 จะได้ 96 เมกะเฮิร์ตซ์

ช่วงความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณวิทยุกระจายเสียงของการมอดูเลตทางความถี่เท่ากับกิโกลเฮิร์ตซ์ ฉะนั้นเอาท์พุทจะต้องมีความถี่เบี่ยงเบนไปเท่ากับค่านี้นี่เมื่อสัญญาณเสียงมอดูเลต อย่างไรก็ตามการมัลติพลายความถี่จะทำให้ปริมาณความถี่เบี่ยงเบนถูกคูณให้กว้างขึ้นไปด้วย เช่น ออสซิลเลเตอร์ 8 เมกะเฮิร์ตซ์ เบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 7.9 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 8.1 เมกะเฮิร์ตซ์ (± 0.1 เมกะเฮิร์ตซ์) เมื่อคูณ 12 เท่า พหุจะมี ความถี่กลางเป็น 96 เมกะเฮิร์ตซ์ และเบี่ยงเบนอยู่ระหว่าง 94.8 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 97.2 เมกะเฮิร์ตซ์ (± 1.2 เฮิร์ตซ์) ดังนั้นถ้าเราต้องการให้ความถี่เบี่ยงเบนเป็น ± 75 กิโลเฮิร์ตซ์ เอาท์พุท ความถี่ออสซิลเลเตอร์จะ เบี่ยงเบนไปเท่ากับ $\pm 75/12 = 6.25$ กิโลเฮิร์ตซ์

ข้อดีอีกประการหนึ่งของระบบการมอดูเลตทางความถี่ก็คือวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier หรือ PA) สามารถทำงานในคลาส C ซึ่งมีประสิทธิภาพสูงกว่า ทั้งนี้เพราะแอมพลิจูดของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่คงที่ไม่มีผลทำให้ ขั้วสารเพี้ยนแม้จะมีการขลิบยอดสัญญาณขั้วสารนั้นอยู่ในช่วงความเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่เท่านั้น

2.4.2 ภาครับของการมอดูเลตทางความถี่

จากรูปที่ 2.20 เป็นภาครับที่ใช้กรรมวิธีซูเปอร์เฮเทอโรไดน์ (Superheterodyne) ซึ่งประกอบด้วยวงจรขยาย RF (RF Amp), มิกเซอร์ (Mixer), วงจรขยาย IF, วงจรโลคอลออสซิลเลเตอร์ (Local Oscillator), ส่วนการคีมอดูเลตและภาคขยายเสียง



รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมของภาครับแบบมอดูเลตทางความถี่

จากรูปที่ 2.20 สัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศจะป้อนเข้าสู่วงจรขยาย RF เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้นแล้วส่งมายังวงจรมิกเซอร์จะทำหน้าที่ผสมสัญญาณขยาย RF กับสัญญาณจากวงจรโลกอสซิลเลเตอร์ วงจรมิกเซอร์จะทำงานในช่วงที่ไม่ลิเนียร์ทำให้เกิดผลลัพธ์เป็นสัญญาณความถี่ผลต่างกับสัญญาณความถี่ผลรวมซึ่งตัดทิ้งไป ความถี่ผลต่างจะมีค่าเท่ากับความถี่ IF ซึ่งมีค่า 10.7 MHz ป้อนเข้าสู่วงจรขยาย IF วงจรขยาย IF นี้เป็นวงจรขยายเลือกความถี่ที่มีค่าความถี่ศูนย์กลางคงที่ไม่่ว่าเราจะจูนวงจรขยาย IF เพื่อรับสัญญาณความถี่ใดก็ตาม สัญญาณโลกอสซิลเลเตอร์ที่เข้าไปผสมที่วงจรมิกเซอร์จะมีค่าพอดีและให้ผลลัพธ์ออกมาที่มีค่าคงที่ซึ่งเท่ากับความถี่ $IF = 10.7 \text{ MHz}$ เสมอ สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรขยาย IF จะเหมือนกับสัญญาณที่รับได้ที่วงจรขยาย RF ต่างกันแต่ความถี่จะลดลงจากความถี่ RF เป็นความถี่ IF และหลังจากวงจรขยาย IF ก็จะเป็นวงจรลิมิเตอร์เพื่อจำกัดขนาดของสัญญาณโดยที่ความถี่ยังเท่าเดิม จากนั้นก็จะผ่านไปยังส่วนดีมอดูเลตซึ่งได้อธิบายโดยละเอียดไปแล้วเมื่อผ่านการดีมอดูเลตแล้วก็จะได้สัญญาณข่าวสารกลับมาดังเดิม

2.5 หลักการทำงานของฟริควนซีชิฟท์คีย์อิง (Frequency Shift Keying)

ขบวนการแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก (Digital to Analog Converter) ในการสร้างสัญญาณอนาลอกที่เป็นผลมาจากสัญญาณดิจิทัล หรือสัญญาณข่าวสารในรูปแบบอื่นจะได้มาจากหลักการพื้นฐานของวิธีการ 3 แบบ คือ

1. แอมพลิจูดมอดูเลต (Amplitude Modulation)
2. ฟริควนซีมอดูเลต (Frequency Modulation)
3. เฟสมอดูเลต (Phase Modulation)

โดยสัญญาณที่จะถูกส่งออกไป (สัญญาณดิจิทัลหรือสัญญาณข่าวสารต่างๆ) จะถูกมอดูเลตทางค่านับเพื่อแยกสัญญาณข่าวสารเดิมที่ส่งออกจากสัญญาณพาหะ (Carrier Signal) เทคนิคการรวมสัญญาณทางดิจิทัล (Digital Modulation Techniques) ที่นำมาใช้อย่างกว้างขวางคือ

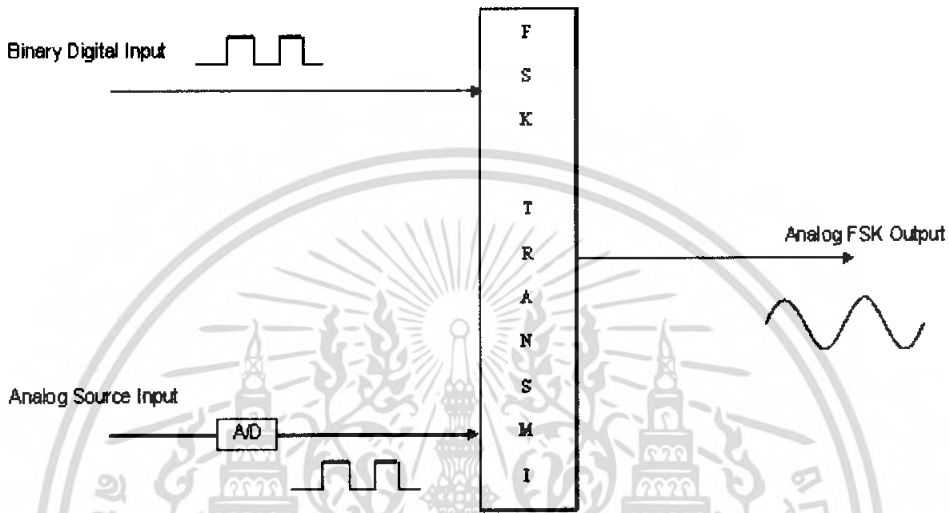
1. ฟริควนซีชิฟท์คีย์อิง (Frequency Shift Keying : FSK)
2. เฟสชิฟท์คีย์อิง (Phase Shift Keying : PSK)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควอดราเจอร์มอดูเลชัน (Quadrature Modulation) ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

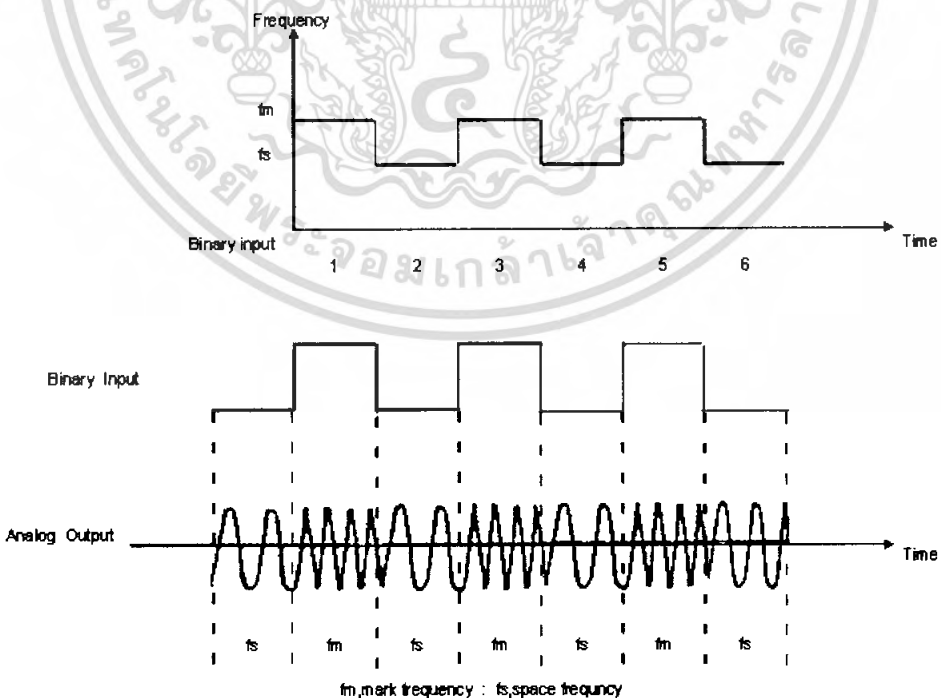
เนื่องจากพรีแควนซีซีฟทีอีคือหัวข้อที่กำลังกล่าวถึงในหัวข้อนี้ดังนั้นหลังจากที่ได้ศึกษาเรื่องพรีแควนซีซีฟทีอีเพียงอย่างเดียว

2.5.1 ตัวกำเนิดสัญญาณพรีแควนซีซีฟทีอี (FSK Generator)

หลักการและสัญญาณอินพุตของพรีแควนซีซีฟทีอีแสดงดังรูปที่ 2.21 และรูปที่ 2.22



รูป 2.21 ตัวกำเนิดสัญญาณพรีแควนซีซีฟทีอี



รูปที่ 2.22 อินพุตและเอาต์พุตของตัวกำเนิดสัญญาณพรีแควนซีซีฟทีอี

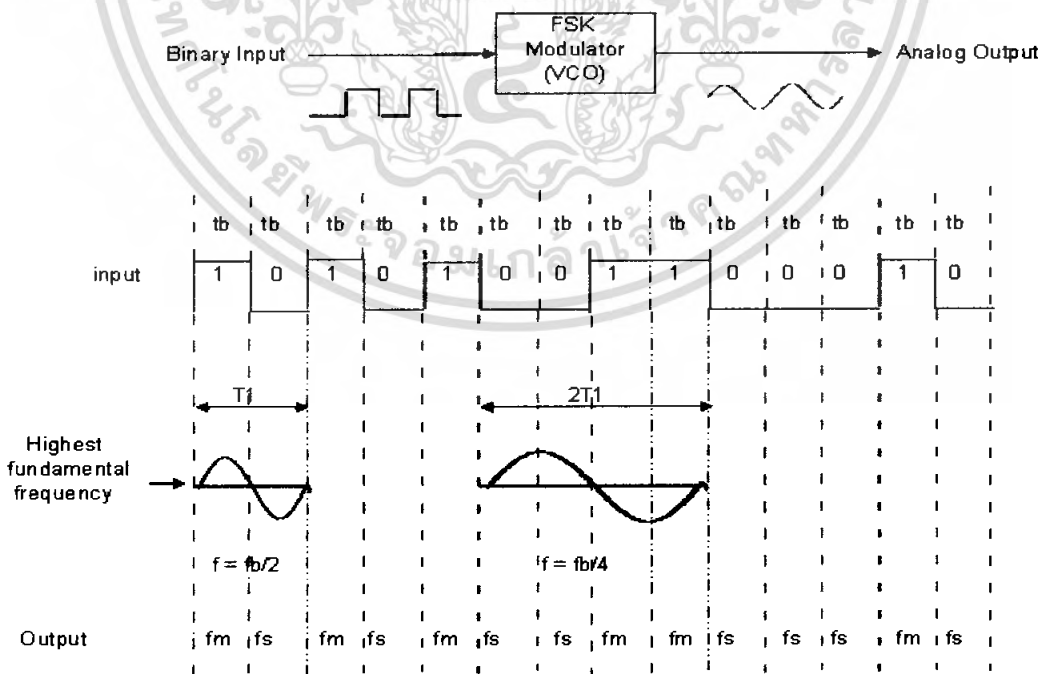
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง ก็คือตัวส่งสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง (FSK Transmitter)ซึ่งมีหลักการที่ว่าเมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิตอลมีลักษณะเป็นข้อมูล ไบนารีที่เข้ามาดังนั้นสัญญาณเอาท์พุทของตัวกำเนิดฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็งจะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (Frequency Continuous) เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุทเปลี่ยนแปลงจากสถานะลอจิก “1” เป็นลอจิก “0” (หรือในทางกลับกันก็คือลอจิก “0” เป็นลอจิก “1”) สัญญาณเอาท์พุทจากของสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง ก็เลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกัน คือความถี่ที่ลอจิก “1” หรือความถี่มาร์ค (fm) และความถี่ที่ลอจิก “0” หรือความถี่สเปซ (fs)

การเปลี่ยนแปลง (หรือการเลื่อน) ของความถี่แต่ละครั้งจะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของลอจิกด้านสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงนั้นคืออัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุทของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง จะเรียกว่า อัตราบิต (Bit Rate) มีหน่วยเป็นบิตต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณด้านเอาท์พุทของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง เรียกว่า อัตราบอด (Baud Rate) ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้านเทคนิคของตัวกำเนิดสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง อัตราบิตจะเท่ากับอัตราบอดเสมอ

2.5.2 แบนด์วิดธ์ของสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง (FSK Bandwith)

ในการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณความถี่นั้นแบนด์วิดธ์เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกเนื่องจากวิธีการของสัญญาณฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็ง อยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับวิธีการการมอดูเลตทางความถี่ ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆก็ใช้หลักการของการมอดูเลตทางความถี่ทุกอย่าง



รูปที่ 2.23 ฟรีควีนซีซีพีคีย้อ็งมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

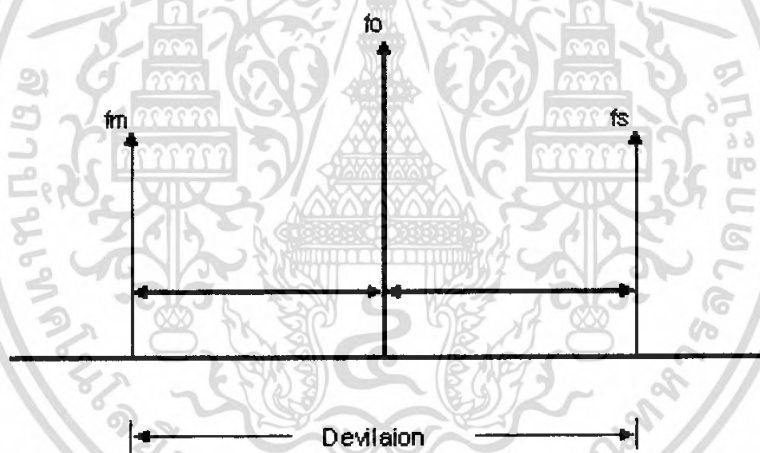
จากรูปที่ 2.23 แสดงถึงตัวพรีแควนซีซีฟิเคียอิงมอดูเลเตอร์ซึ่งใช้หลักการเดียวกันกับ ตัวมอดูเลตทางความถี่ คือใช้หลักการของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุตจะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไบนารีลักษณะเป็น 1 และ 0 สลับกันซึ่งเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง (Square Wave) ตามตัวอย่างในรูปเป็นสัญญาณในช่วง TI

ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูล ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียวแล้วความถี่สูงสุดของสัญญาณคิวิตอลที่ต้องการนำมามอดูเลตแบบพรีแควนซีซีฟิเคียอิงจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราการส่งข้อมูลคือ

$$f_{amax} = \text{Bit Rate}/2$$

เมื่อ f_{amax} = ความถี่สูงสุดของสัญญาณคิวิตอลที่นำมามอดูเลต

ความถี่กลาง (Center Frequency = f_0) ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่างความถี่มาร์ค กับความถี่สเปซ ดังแสดงในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 การเบี่ยงเบนความถี่

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ จาก f_0 ไปเป็น f_s จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุตจาก “1” ไป “0” หรือ “0” ไป “1” จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไปมาระหว่าง f_m กับ f_s เนื่องจากได้กล่าวมาแล้ว พรีแควนซีซีฟิเคียอิง นั่นก็คือการมอดูเลตทางความถี่ดังนั้นดัชนีการมอดูเลต (Modulate Index = MI) ในพรีแควนซีซีฟิเคียอิง ก็จะได้จากการมอดูเลตทางความถี่

$$MI = \Delta f / f_a$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

Δ = การเบี่ยงเบนความถี่ใดๆจากความถี่กลาง

f_a = ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า MI ที่ยอมให้ได้สูงสุดคือค่า MI ที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเบี่ยงเบนของความถี่ถูกมอดูเลตแล้ว และความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในฟรีแควนซีซีฟตี้อิงมอดูเลตค่า Δf เป็นการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง f_m หรือ f_0 กับ f_s ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง f_m กับ f_s นั่นคือ

$$\Delta f = (f_s - f_m) / f_b$$

การเบี่ยงเบนของความถี่ขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมพลิจูดสัญญาณที่นำมามอดูเลต (สัญญาณดิจิทัล) เมื่อสถานะทางลอจิกเป็น "1" จะให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ตาม (เช่น 5 โวลต์) หรือถ้าในลอจิก "0" แรงดันออกมากงที่ในระดับลอจิกเช่นกัน (เช่น 0 โวลต์)

f_a เป็นความถี่ของข้อมูลไบนารีด้านอินพุต ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดเมื่อ $f_a = \text{Bit Rate} / 2$ เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = (f_s - f_m) / f_b$$

$$\begin{aligned} \text{เมื่อ } f_s - f_m &= \text{ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด} \\ f_b &= \text{อัตราบิตของไบนารีอินพุต} \end{aligned}$$

ในการส่งสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ โดยทั่วไป ความกว้างของแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับฟรีแควนซีซีฟตี้อิง ที่ค่า MI โดยทั่วไปจะต้องมีค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบนด์แคบค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดเรียกว่า Minimum Nyquist Bandwidth (f_n) ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบฟรีแควนซีซีฟตี้อิงมีความถี่กลาง (f_0) = 7 kHz , ความถี่สเปซ (f_s) = 6 kHz และความถี่มาร์ค (f_m) = 8 kHz ของข้อมูลไบนารี อินพุตที่มี Bit Rate = 2 สามารถหาการมอดูเลตทางความถี่ได้ดังนี้

$$MI = (6 \text{ kHz} - 8 \text{ kHz}) / 2 \text{ kHz}$$

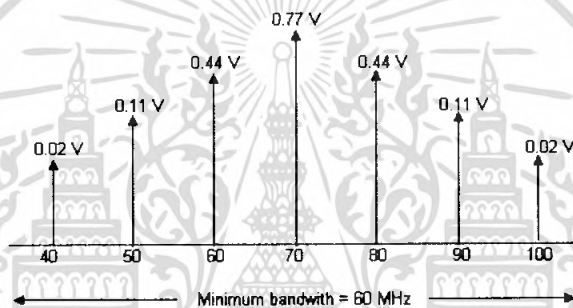
$$MI = 1.0$$

ตารางที่ 2.6 Bessel Function Table

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MI	J0	J1	J2	J3	J4
0.0	10				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.50	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

จากตาราง Bessel Function ในตารางที่ 1 เมื่อ $MI = 1.00$ จะได้แถบความถี่ข้าง (Sideband Frequency) ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากค่ากลาง (f_0) = 1 kHz ซึ่งก็คือ ($f_b / 2$ เมื่อ f_b คือ Bit Rate = 2 kHz) สามารถเขียนเป็นสเปกตรัมความถี่ได้ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 สเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง

ข้อสังเกตคือ MI มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0 จะทำให้แบนด์วิดท์ค่าประมาณ 2-3 เท่าของอัตราการส่งข้อมูลเสมอ

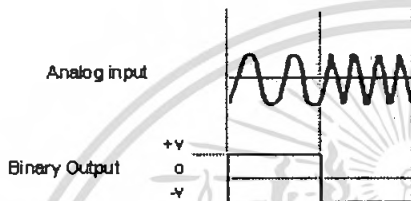
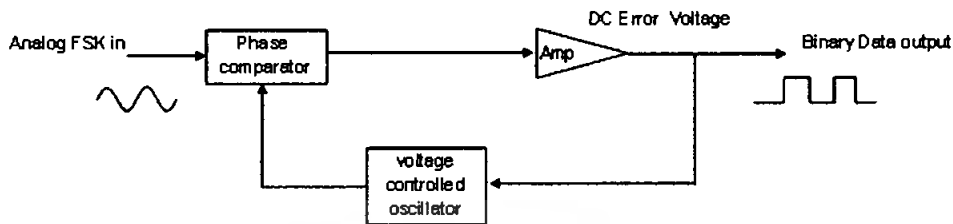
2.5.3 ฟรีควเอนซีซีฟทีอ์คีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

ฟรีควเอนซีซีฟทีอ์คีมอดูเลเตอร์ คือตัวรับสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟทีอ์คีมอดูเลเตอร์ (FSK Receiver) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟทีอ์คีมอดูเลเตอร์ โดยส่วนมากจะใช้วงจรเฟสล็อกกลุ๊ป (Phase lock loop :PLL) ดังรูปที่ 2.26

วงจรเฟสล็อกกลุ๊ปในฟรีควเอนซีซีฟทีอ์คีมอดูเลเตอร์ มีหลักการทำงานเหมือนกับวงจรเฟสล็อกกลุ๊ปในเอฟเอ็มดีเทคเตอร์ (FM Detector) ทุกอย่าง คือจะมีความถี่ฟรีรันนิ่งเท่ากับ center Frequency (f_0) และในขณะที่ความถี่อินพุตของวงจรเฟสล็อกกลุ๊ปเลื่อนไปมาระหว่าง f_m กับ f_s จะทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง DC Error Voltage) ซึ่งเป็นผลมาจากการเปรียบเทียบทางเฟส (Phase Comparator) ของสัญญาณอินพุต เนื่องจากความถี่อินพุตที่เข้ามายังเฟสล็อกกลุ๊ปมีเพียง 2 ความถี่ คือ f_m และ f_s ดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าวจึงมีเพียง 2 ระดับเท่านั้น ซึ่งเราสามารถแทนค่าลอจิก "1" และลอจิก "0" เมื่อความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางอินพุตเป็น fm และ fs ตามลำดับ ดังนั้นเราจึงได้สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรเฟสล็อกกลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกที่ส่งมาทุกประการ



รูปที่ 2.26 บล็อกโคแอดเวอร์วงจรเฟสล็อกอุปรีควนซิงซ์ฟิเค็ยอั้งคิมอดูเลเตอร์

2.6 วงจรออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์หรือหลอดสูญญากาศในการให้กำเนิดสัญญาณไฟสลับขึ้นมาที่สัญญาณเอาต์พุต โดยพื้นฐานแล้ววงจรออสซิลเลเตอร์ก็คือวงจรขยายสัญญาณหรือวงจรแอมพลิไฟเออร์นั่นเอง แต่ข้อแตกต่างอยู่ที่วงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปอินพุต ซึ่งทำให้สามารถให้กำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้โดยไม่ต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่อินพุตแต่อย่างใดและคุณสมบัติที่คิของวงจรออสซิลเลเตอร์คือ การให้กำเนิดสัญญาณต่อเนื่องแบบเดียวกันซ้ำๆกัน เช่น การให้กำเนิดสัญญาณแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าที่มีค่าเปลี่ยนแปลงอยู่รอบๆค่ากลางค่าหนึ่ง เช่น คลื่นไซน์ (sine wave) วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นิยมให้กันมากได้แก่ วงจรจูน RF ออสซิลเลเตอร์ (Tune RF Oscillator)

2.6.1 ความถี่ออสซิลเลเตอร์

ในวงจรออสซิลเลเตอร์แบบจูน RF สัญญาณที่เอาต์พุตจะต้องมีความถี่เป็นความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร LC ซึ่ง

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

สำหรับค่าที่ใช้ในทางปฏิบัติในวงจร RF โดยที่ L มีขนาดเป็นไมโครเฮนรี (μH) C มีขนาดเป็นพิโคฟาร์ด (pF) จะได้ความถี่ของ f_r มีหน่วยเป็น เมกะเฮิร์ตซ์ ในวงจรที่มีเสถียรภาพดีๆนั้น วงจรจูนควรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะต้องมีค่า Q สูง เพื่อป้องกันการเลือนของความถี่สัญญาณ นอกจากนี้ทั้ง L และ C ยังจะต้องมีคุณภาพดี นั่นคือ มีค่าคงที่ แม้ว่าอุณหภูมิจะเปลี่ยนไปก็ตาม และการปรับปรุงให้แหล่งจ่ายไฟมีเอาต์พุตที่คงที่ ตลอดเวลาเป็นการช่วยปรับปรุงเสถียรภาพของความถี่ได้อีกทางหนึ่ง

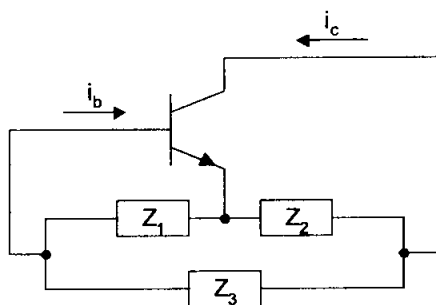
2.6.2 คริสตอลออสซิลเลเตอร์

การผลิตออสซิลเลเตอร์ชนิดนี้มักจะใช้ผลึกควอทซ์เป็นวัตถุคิบ ในกรณีที่ต้องการความถี่ขงตรงสูงในการควบคุมความถี่ที่ความถี่เรโซแนนซ์ คริสตัลมีคุณสมบัติเหมือนกับเป็นอิเล็กทรอนิกส์ออสซิลเลเตอร์ที่มีคุณสมบัติเทียบเท่ากับวงจรจูน LC แต่ว่ามีค่า Q สูงกว่า ดังนั้นจึงสามารถใช้ทดแทนวงจร LC ในวงจรออสซิลเลเตอร์ได้เป็นอย่างดี โดยทั่วไปนั้นตัวคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะใช้ประกอบอยู่ในอุปกรณ์ที่สามารถจะพกพาติดตัวได้ เช่น วิทยุมือถือหรือวิทยุสื่อสารย่านความถี่ CB เป็นต้น โดยใช้ได้ทั้งในเครื่องรับและเครื่องส่ง นอกจากนี้อุปกรณ์เครื่องส่งกระจายเสียงวิทยุยังต้องใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์เพราะความจำเป็นในการควบคุมความถี่ที่แน่นอน มีเสถียรภาพสูงและมีความผิดเพี้ยนน้อยกว่า 1 เฮิรตซ์ ต่อ 10 เมกะเฮิรตซ์ สำหรับอุปกรณ์ตรวจวัดต่างๆ แหล่งกำเนิดสัญญาณมักจะใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์สำหรับปรับตั้งความถี่ภายในเครื่องเป็นต้น

2.6.3 วงจรผลิตความถี่ (Oscillator Circuit)

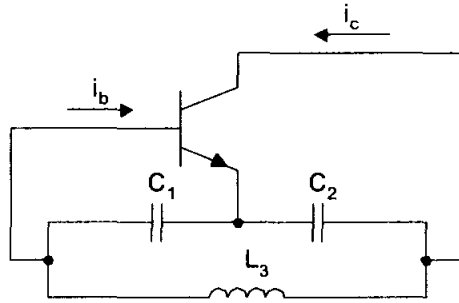
วงจรออสซิลเลเตอร์เป็นวงจรชนิดหนึ่งที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ในการกำเนิดสัญญาณไฟสลับขึ้นที่เอาต์พุต โดยวงจรออสซิลเลเตอร์ประกอบด้วยวงจรป้อนกลับสัญญาณจากเอาต์พุตไปยังอินพุต ซึ่งสามารถกำเนิดสัญญาณเอาต์พุตออกมาได้โดยไม่ต้องมีสัญญาณป้อนเข้ามาที่อินพุต วงจรออสซิลเลเตอร์ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ วงจร RF ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วยอินดักเตอร์ (L) และคาปาซิเตอร์ (C) ในการผลิตสัญญาณรูปไซน์ที่ความถี่เรโซแนนท์ออกที่เอาต์พุต วงจรออสซิลเลเตอร์จะให้กำเนิดสัญญาณต่อเนื่องแบบเดียวกันซ้ำ ๆ กัน เช่น คลื่นรูปไซน์ที่มีการแปรผันของแอมพลิจูดซึ่งจะใช้วงจร LC เมื่อมีการป้อนกระแสไฟเข้าไปในวงจร

วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุดของทรานซิสเตอร์ในส่วนของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่วงจรป้อนกลับประกอบด้วยอุปกรณ์สามตัวดังรูปที่ 2.11 โดยทั่วไปจะเรียกวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด ยกตัวอย่างเช่น วงจรแบบโคลพิตต์ (Colpitts) ดังรูปที่ 2.27



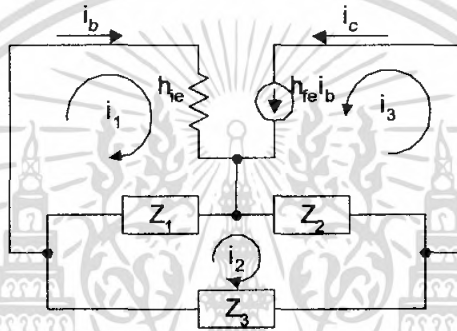
รูปที่ 2.27 แสดงรูปแบบทั่วไปของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อกันสามจุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 วงจรเบี่ยงคั่นของ โทลพิคต์ทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.28 สามารถเขียนวงจรสมมูลได้



รูปที่ 2.29 แสดงวงจรสมมูลของวงจรออสซิลเลเตอร์แบบเชื่อมต่อสามจุด

วิเคราะห์ที่รูป I_1 และ I_2

$$(h_{ie} + Z_1)i_1 - Z_1i_2 = 0$$

$$-Z_1i_1 + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 + Z_2i_3 = 0$$

แต่ $i_1 = i_b$ และ $i_3 = i_c = h_{fe}i_b$ ดังนั้นสมการ จะได้เป็น

$$(h_{ie} + Z_1)i_b - Z_1i_2 = 0$$

$$(h_{fe}Z_2 - Z_1)i_b + (Z_1 + Z_2 + Z_3)i_2 = 0$$

สมการจะหาคำตอบได้เมื่อ $i_b \neq 0$ และ $i_2 \neq 0$ ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์ดีเทอร์มิแนนท์ ($\Delta = 0$)

$$\Delta = (h_{ie} + Z_1)(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1(h_{fe}Z_2 - Z_1)$$

$$= h_{ie}(Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1\{Z_2(1 + h_{fe}) + Z_1\} = 0$$

เมื่อ Z_1, Z_2, Z_3 เป็นรีแอกแตนซ์แล้ว ix_1, ix_2, ix_3 จะมีค่าเป็น

$$jh_{ie}(X_1 + X_2 + X_3) - X_1X_2(1 + h_{fe}) - X_1X_3 = 0$$

และจากสมการด้านบน ในส่วนของจำนวนจินตภาพจะได้ว่า

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

โดยจากส่วนของจำนวนจริง $X_2(1 + h_{fe}) + X_3 = 0$

$$X_2 = \frac{-X_3}{(1 + h_{fe})}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการนี้จะเห็นว่า X_2, X_3 เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกัน แทนสมการ ลงในสมการจะได้ว่า

$$X_1 = \frac{-h_{fe}X_3}{1+h_{fe}}$$

$\therefore X_1$ เป็นรีแอกแตนซ์ต่างชนิดกับ X_3

จากสมการจะได้ว่า

$$h_{fe} = \frac{X_1}{X_2}$$

1 ค่ารีแอกแตนซ์ของ X_1, X_2 จะต้องเป็นคนละชนิดกับ X_3

2 ค่ารีแอกแตนซ์ต่างๆควรจะเป็นไปตามข้อกำหนดดังนี้ $|X_2| < |X_3|; |X_1| < |X_3|$

3 h_{fe} ควรจะมีค่าเป็น $h_{fe} = \frac{X_1}{X_2}$

ค่า h_{fe} นี้จะเป็นค่าที่การออสซิลเลทเป็นแบบอ้อมตัวแล้วถ้าในกรณีของเพ็งจะเริ่มออสซิลเลทค่า h_{fe} ควรจะเป็น $h_{fe} > X_1/X_2$

จากข้อกำหนดจะได้วงจรพื้นฐานที่เรียกว่า วงจรออสซิลเลเตอร์แบบโคลพิตต์ ดังรูปที่ 2.27

พิจารณา $X_1 + X_2 + X_3 = 0$ เทียบกับวงจรดังรูป 2.27 ข้างต้นจะได้

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0$$

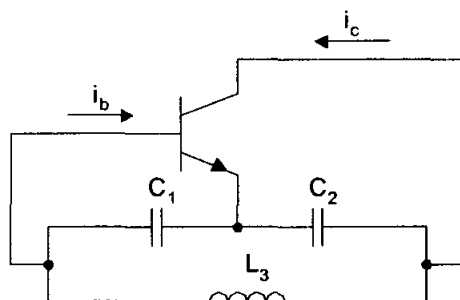
$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_3 = 0$$

นำ $j\omega$ คูณตลอด

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} - \omega^2 L_3 = 0$$

$$(2\pi f)^2 = \frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_3 C_1 C_2}} \text{ Hz}$$



รูปที่ 2.30 วงจรเบื้องต้นของโคลพิตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีสอนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เมื่อรวมทริเมอร์ C ที่ปรับค่าได้ จากรูป 2.30 ที่มาพิจารณาแล้วได้ว่า

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \left(j\omega L_3 // \frac{1}{j\omega C} \right) = 0$$

$$\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2} + \frac{\frac{L_3}{C}}{j\omega L_3 + \frac{1}{j\omega C}} = 0$$

เอา $j\omega$ คูณตลอด

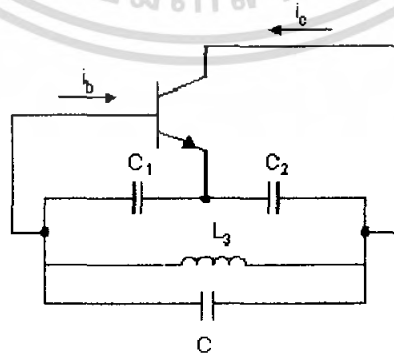
$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{-\omega^2 L_3}{-\omega^2 L_3 C + 1} = 0$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{-\omega^2 L_3 C + 1}{\omega^2 L_3}$$

$$\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C = \frac{1}{\omega^2 L_3}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_3 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3 \left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} + C \right)}} \text{ Hz}$$



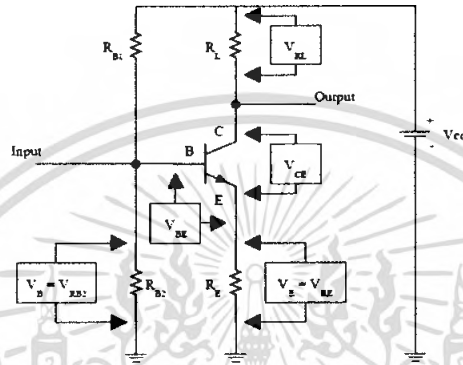
รูปที่ 2.31 วงจรเบื้องต้นของโคลพิตต์ทรานซิสเตอร์เมื่อรวมเข้ากับทริเมอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 วงจรขยายสัญญาณ

2.7.1 แอมพลิฟายเออร์แบบ คอมมอน-อีมิเตอร์(Common-emitter)

เป็นวงจรแอมพลิฟายเออร์ที่ขาอีมิเตอร์ของทรานซิสเตอร์มีทั้งวงจรอินพุตและวงจรเอาต์พุตซึ่งมีการต่อตัวต้านทาน 2 ตัว โดยต่อที่ขาอีมิเตอร์และต่อที่ขาเบสต่อไปยังกราวด์ ตัวต้านทานนี้จะทำให้แอมพลิฟายเออร์มีความไวต่อค่า β น้อยลงและมีความไวต่ออุณหภูมิลดลง ตัวต้านทานที่เพิ่มเข้าไปทำให้แรงดันตกคร่อมมีค่าเพิ่มขึ้น รูปแรงดันตกคร่อมที่จุดต่างๆของวงจรแสดงดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.32 แสดงแรงดันตกคร่อมต่างๆในแอมพลิฟายเออร์

2.7.2 การคำนวณวงจร

1. คำนวณแรงดันตกคร่อม R_{B2} หรือ V_B ตัวต้านทานเบสสองตัว แบ่งแรงดันจากแหล่งจ่าย V_{CC} ดังนั้นสมการแบ่งแรงดัน คือ

$$V_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \times V_{CC}$$

2. คำนวณ V_E จาก

$$V_E = V_B - 0.7 \quad (\text{สำหรับซิลิกอนทรานซิสเตอร์})$$

3. คำนวณกระแสอีมิเตอร์โดยใช้กฎของโอห์ม

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

4. สมมุติว่ากระแสคอลเลคเตอร์เท่ากับกระแสอีมิเตอร์ $I_C = I_E$

5. คำนวณแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานโหลด โดยใช้กฎของเคอร์ช็อฟดังนี้

$$V_{RL} = I_C \times R_L$$

6. คำนวณแรงดันที่ตกคร่อมคอลเลคเตอร์ - อีมิเตอร์โดยใช้กฎของเคอร์ช็อฟ

$$V_{CE} = V_{CC} - V_{RL} - V_E$$

เราสามารถสันนิษฐานได้ว่าวงจรนี้เป็นแอมพลิฟายเออร์แบบเชิงเส้นที่ดี วงจรนี้จะทำงานได้ดี

ด้วยค่า β ที่เหมาะสม และจะเสถียรตลอดช่วงกว้าง ๆ ของอุณหภูมิ ในบางครั้งอัตราการขยายที่มีค่าสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

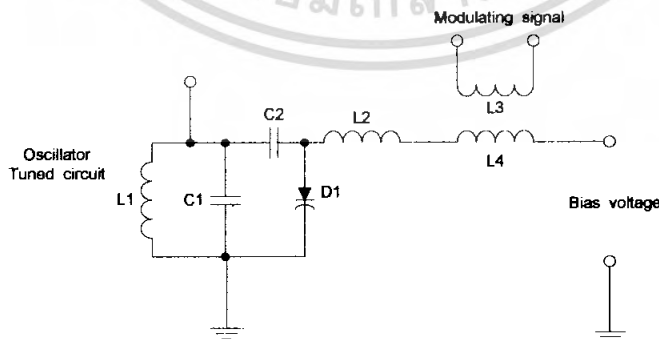
มาก ๆ เป็นที่ต้องการ ดังนั้นเราสามารถปรับปรุงอัตราขยายได้โดยการเพิ่มตัวเก็บประจุสำหรับการบายพาสที่อิมิตเตอร์โดยตัวเก็บประจุนี้มีค่ารีแอคแตนซ์ค่าที่ความถี่ทำงาน และทำให้เกิดการลัดวงจรสำหรับสัญญาณ ac ดังนั้นสัญญาณ ac จะไม่ไหลผ่าน R_E กระแสในทิศทางตรงข้ามจะมีค่าน้อยที่สุดเนื่องจาก R_E จะถูกบายพาส ดังนั้นอัตราขยายแรงดันขึ้นอยู่กับ R_L และ r_E อัตราขยายแรงดันจะเพิ่มขึ้นโดยการต่อตัวเก็บประจุเข้าไป แต่ค่าอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นนี้มีข้อเสีย เพราะเกี่ยวกับตัวเก็บประจุที่บายพาส จำเป็นต้องมีค่า reactance ค่า ๆ ที่ความถี่สัญญาณต่ำสุด ถ้าแอมพลิฟายเออร์ใช้งานที่ความถี่ต่ำ ตัวเก็บประจุจะมีขนาดใหญ่ และโดยปกติเราเลือกค่า reactance ที่มีค่าเป็น 1 ใน 10 ของตัวต้านทานอิมิตเตอร์ โดยสามารถใช้เลือกตัวเก็บประจุสำหรับการบายพาสได้คงสมการ

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC}$$

ตัวเก็บประจุนี้มีขนาดใหญ่ ดังนั้นเราจึงใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโตรไลต์คิดสำหรับการบายพาสในออดิโอแอมพลิฟายเออร์ ค่าแรงดันสามารถที่จะมีค่าต่ำมา ๆ ได้เนื่องจากค่าแรงดัน dc ที่อิมิตเตอร์ในวงจรมีค่า 0.61 V (ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ ; พ.ศ.2540)

2.8 วงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้วงจรรีแควนซ์มอดูเลชัน (Varactor diode modulator)

วิธีการกำเนิดสัญญาณคลื่น FM (แบบโดยตรง) อีกวิธีหนึ่ง จะใช้วาร์แคเตอร์ไดโอดหรือวาร์แคปไดโอด (Varactor Capacitance Diode) ซึ่งมีลักษณะเหมือนกับรีแอคแตนซ์ มอดูเลเตอร์ (แต่วาร์แคปไดโอดแสดงตัวคล้ายกับเป็นคาปาซิแตนซ์) โดยการนำเอาวาร์แคเตอร์ไดโอดมาต่อขนานเข้ากับวงจรรอสซิเลเตอร์ ซึ่งค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์แคเตอร์ไดโอดจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันไบแอสกลับทางที่ตกคร่อมตัวมัน ดังนั้นสามารถทำให้ค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์แคเตอร์ไดโอดเปลี่ยนแปลงได้ โดยการป้อนสัญญาณที่นำมามอดูเลต (หรือสัญญาณความถี่เสียง) แล้วจะมีผลจะให้ความถี่ออสซิเลเตอร์เปลี่ยนแปลงตามไปด้วยเพราะว่าค่าคาปาซิแตนซ์ของวาร์แคเตอร์ไดโอดเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไฟไบแอสนั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 2.33



รูปที่ 2.33 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้วาร์แคเตอร์ไดโอด

วาแรกเตอร์ไดโอด D_1 ต่อขนานกับวงจรรออสซิลเลเตอร์ $C_1 L_1$ คาพาซิเตอร์ C_2 ทำหน้าที่เป็นตัวกันแรงดันไฟตรง (DC Block) L_2 เป็น RFC ป้องกันกระแสความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่จะผ่านไปยังวงจรที่นำสัญญาณมาออกสู่หลอด เมื่อไม่มีสัญญาณออกสู่หลอดป้อนเข้ามาวาแรกเตอร์ไดโอดมีแรงดันไฟไบแอสกลับทางเท่ากับ V_B แล้วจะให้ค่าคาพาซิแตนซ์ค่า ๆ หนึ่ง คือเท่ากับ C_d แล้ววงจรจะเรโซแนนซ์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์โดยที่มีค่าเท่ากับ

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{1/(C_1 + C_d)}$$

และเมื่อมีสัญญาณออกสู่หลอดป้อนเข้ามา โขมีแรงดันเท่ากับ $V_m \sin \omega_m t$ ตกคร่อมอินดักเตอร์ L_4 แล้วจึงทำให้ผลรวมของแรงดันที่ตกคร่อมวาแรกเตอร์ไดโอดเท่ากับ

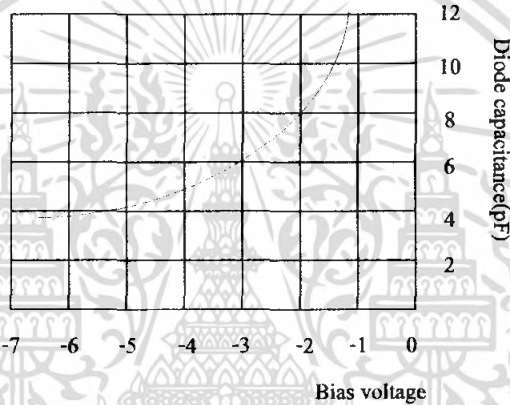
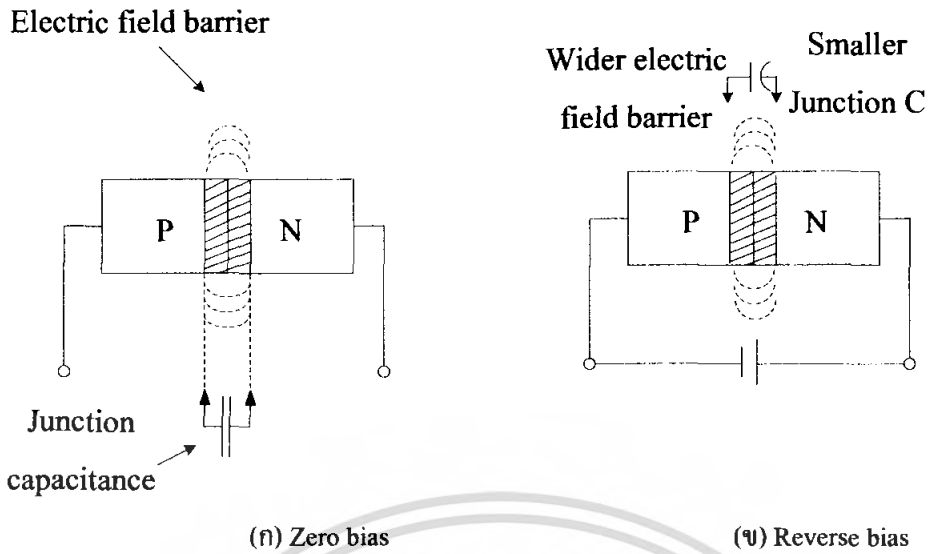
$$-V_B + V_m \sin \omega_m t$$

ซึ่งค่าแรงดันนี้จะไปทำให้ค่าคาพาซิแตนซ์ของวาแรกเตอร์ไดโอดเปลี่ยนแปลงไป แล้วจึงทำให้เกิดการมอดูเลชันทางความถี่กับออสซิลเลเตอร์เป็นคลื่น FM

ตัวอย่าง คุณสมบัติของวาแรกเตอร์ไดโอดที่มีค่าคาพาซิแตนซ์เปลี่ยนแปลงตามค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน มีค่าต่างๆ กัน ดังแสดงในตารางที่ 2.7

ตารางที่ 2.7 คุณสมบัติของวาแรกเตอร์ไดโอด

แรงดันไบแอสกลับทาง (v)	-1	-2	-3	-4	-5	-6
คาพาซิแตนซ์ (pF)	12.5	7.5	6.0	5.0	4.3	3.8



(ค) Graph

รูปที่ 2.34 แสดงกราฟคุณสมบัติของวาเรกเตอร์ไดโอด

รูปที่ 2.34 แสดงคุณสมบัติของวาเรกเตอร์ไดโอดขณะที่แรงดันไบแอสเป็นศูนย์ดังรูปที่ 2.34 (ก) และขณะที่ได้รับแรงดันไฟไบแอสกลับทางดังรูป 2.34 (ข) โดยที่ความกว้างของบริเวณสนามไฟฟ้าตรงรอยต่อ PN Junction จะได้รับอิทธิพลจากแรงดันตกคร่อมรอยต่อนี้และเนื่องจากสนามไฟฟ้าสถิตที่เกิดขึ้นนี้ ทำหน้าที่เสมือนแผ่นเพลททั้งสองของคาปาซิเตอร์ โดยที่ระยะห่างระหว่างแผ่นเพลททั้งสองจะถูกควบคุมจากแรงดัน(และกระแส) ของรอยต่อนี้ซึ่งการที่จะทำให้ความกว้างของบริเวณรอยต่อ PN Junction เพิ่มขึ้น ก็เสมือนว่าแยกให้แผ่นเพลทของคาปาซิเตอร์ห่างมากขึ้น เป็นผลให้ความจุขยลง จากรูปจะเห็นได้ว่าถ้าแรงดันไบแอสกลับทางลดลง ค่าความจุตรงรอยต่อจะเพิ่มขึ้นซึ่งผลการเปลี่ยนแปลงค่าความจุของวาเรกเตอร์ไดโอดจากตารางที่ 2.7 นั้น ได้นำมาพล็อตกราฟดังแสดงในรูปที่ 2.34 (ค)

2.9 วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive Filter)

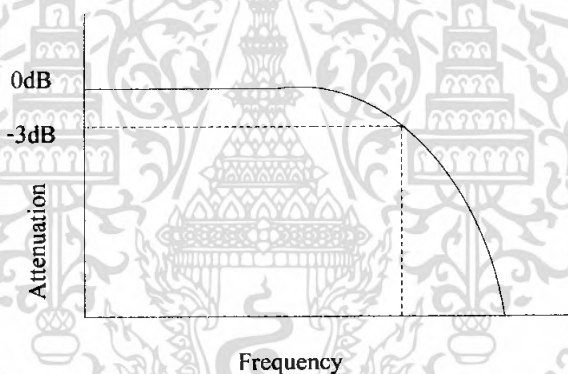
วงจรกรองความถี่มีหลายประเภทโดยถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วนที่นำมาประกอบเป็นวงจรกรองความถี่จะแบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ ชิ้นส่วนที่ใช้ในวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ ได้แก่ ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และขดลวดเหนี่ยวนำ ส่วนวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟ ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ในไอซีรูปออปแอมป์ ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุทำงานร่วมกัน

วงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟที่ใช้ในโครงการแยกได้ดังนี้

1. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Band Pass Filter)
2. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบเชบีเชฟ (Chabyshev Low Pass Filter)

2.9.1 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth Band Pass Filter)

วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธจะเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบสนองของแอมพลิจูดคงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธมีช่วงผ่านที่ราบเรียบและไม่มีรีปเปิ้ล โดยลักษณะผลตอบสนองของมันเป็นดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ธ

แม้ว่าผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ธจะมีค่าควอลิตี้แฟกเตอร์ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ดี โดยค่าการลดทอนของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ธคือ

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

โดย

- ω เป็นความถี่ที่มีค่าการลดทอนตามที่ต้องการ
- ω_c เป็นความถี่คัตออฟของวงจรกรองความถี่
- n เป็นจำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ธที่นอร์มอลไลซ์

แล้วที่มีการเทอร์มินเนทโหลดแต่ละแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์มสามารถหาได้จากเอกสารอ้างอิงที่แนบมาในคู่มือฉบับนี้เพื่อให้ง่ายต่อการหาข้อมูลนี้ เมื่อผู้ดูแลให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_k = 2\sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}, k=1,2,3\dots n$$

โดย n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรรองความถี่

A_k = เป็นค่ารีแอกแตนซ์ที่ k ในแลคเคอร์และอาจจะเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำหรือตัว

เก็บประจุ

ตารางที่ 2.8 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท

n	C_1	L_2	L_3	L_4	C_5	L_6	C_7
2	1.414	1.414					
3	1.000	2.000	1.000				
4	0.765	1.848	1.848	0.765			
5	0.618	1.618	2.000	1.618	0.618		
6	0.518	1.414	1.932	1.932	1.414	0.518	
7	0.445	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.445
n	C_1	L_2	L_3	L_4	C_5	L_6	C_7

เทอม $(2k-1)\pi/2n$ อยู่ในหน่วยเรเดียน เราสามารถใช้สมการด้านบน เพื่อหาค่าต่างๆภายใน ตารางที่ 2.8 ซึ่งแสดงค่าขององค์ประกอบต่างๆภายในวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่มี $R_s = R_L = 1$ โอห์ม

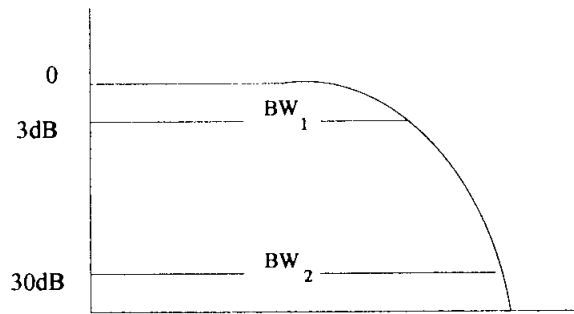
ในการออกแบบวงจรรองแถบความถี่ผ่านนั้นจะใช้คุณสมบัติของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านมา ออกแบบ โดยการระบุคุณสมบัติการลดทอนของวงจรรองแถบความถี่ผ่านนั้นจะต้องทำในลักษณะของ เส้นโค้งการตอบสนองของวงจรรองแถบความถี่ผ่านดังรูปที่ 2.35 เห็นได้ว่าวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจะ ถูกแปลงไปเป็นวงจรรองแถบความถี่ผ่าน อัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัตออฟ 3 เคซิเบล หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิรตซ์ จะ แปลงไปเป็นวงจรรองความถี่ช่วงผ่านที่มีแถบความถี่ 3 เคซิเบล เท่ากับ 2 กิโลเฮิรตซ์ โดยแกน f/f_c ที่ถูก นอร์มอลไลซ์แล้วของเส้นโค้งการลดทอนวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั้นเอง

$$\frac{BW}{BW_c} = \frac{f}{f_c}$$

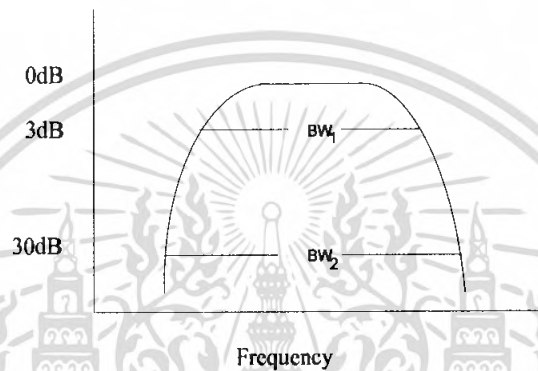
โดย BW = แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนต้องการ

BW_c = แถบความถี่ที่ 3 เคซิเบล ของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(A) Low-pass prototype response



(B) Bandpass response

รูปที่ 2.36 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นแถบความถี่ผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลล็อกเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลาง โดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b}$$

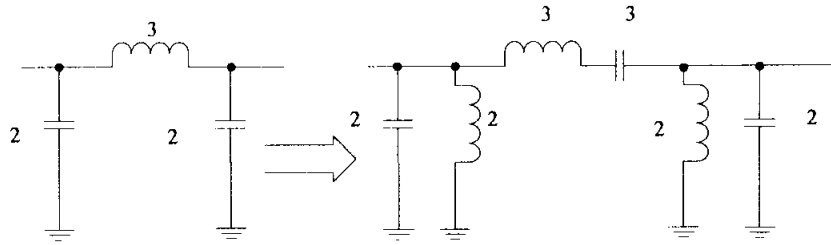
โดย f_a และ f_b เป็นความถี่ใดๆ (ความถี่หนึ่งอยู่ก่อนช่วงผ่านอีกความถี่หนึ่งอยู่หลังช่วงผ่าน)

วิธีสร้างวงจรกรองแถบความถี่ผ่านขั้นตอนดังนี้

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านไปเป็นวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน
2. หาอันดับที่เหมาะสมของวงจร โดยดูจากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
3. หาผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน
4. ทำการแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน โดยเพิ่ม

ส่วนประกอบเข้าไปในวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน ถ้าองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปและเช่นกันกับตัวเหนี่ยวนำ โดยค่าที่เพิ่มเข้าไบนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่และองค์ประกอบที่เพิ่มเข้าไปในวงจรมันจะขนานหรืออนุกรมตามองค์ประกอบตัวเดิมที่เพิ่มเข้าไปตามรูปที่

2.36



รูปที่ 2.37 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่านไปเป็นแถบความถี่ผ่าน

1. ทำการสเกลลิ่งค่าองค์ประกอบจากสูตรดังนี้

สำหรับส่วนที่เป็นเรโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n}$$

สำหรับส่วนที่เป็น เรโซแนนซ์อนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B}$$

โดย R = โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

B = ความกว้างแถบความถี่ 3 เดซิเบล ที่ต้องการ

f_0 = ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน

L_n = ค่าตัวเหนี่ยวนำนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน

C_n = ค่าตัวเก็บประจุนอร์มอลไลซ์ของวงจรกรองแถบความถี่ต่ำผ่าน

2.9.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ (Chabyshev Low Pass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ สามารถหาผลการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณตามสมการดังนี้

$$|H(j\omega)| = \frac{k}{\sqrt{1 + \epsilon^2 c_n^2 (\omega/\omega_c)}}$$

ค่า ϵ เป็นตัวกำหนดความกว้างของริปเปิ้ล และอาจเป็นตัวกำหนดคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่แบบนี้ ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่แบบเชบีเชฟ ½ เดซิเบล เป็นวงจรกรองความถี่ซึ่งการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่านได้จะมีลูกคลื่นของการกระเพื่อมอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงกว้างเท่ากับ $\frac{1}{2}$ เดซิเบล อาจกล่าวได้ว่าที่ ω_c หรือ f_c ซึ่งเป็นความถี่คัตออฟนั้นเป็นจุดสิ้นสุดของการกระเพื่อมหรือเรียกว่า “ริปเปิ้ลแชนเนล (Ripple Channel)”

วงจรรองความถี่แบบเซบีเซฟ มีข้อเสียเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ คือ มีการกระเพื่อมเกิดขึ้นในช่วงความถี่ที่ยอมให้ผ่าน แต่อย่างไรก็ตาม วงจรรองความถี่แบบเซบีเซฟเป็นวงจรรองความถี่ที่ดีที่สุดในวงจรรองความถี่ทุกแบบที่นิยม ตามรูปที่ 2.37 ค่า α ในกรณีเซบีเซฟ มีค่าประมาณได้จากสูตร $3(n-1) + 20 \log \epsilon$ ซึ่งจะลาดชันลงเร็วกว่าวงจรรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ธ (คิดในหน่วยเดซิเบล) สำหรับย่านความถี่ที่ไม่ต้องการ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

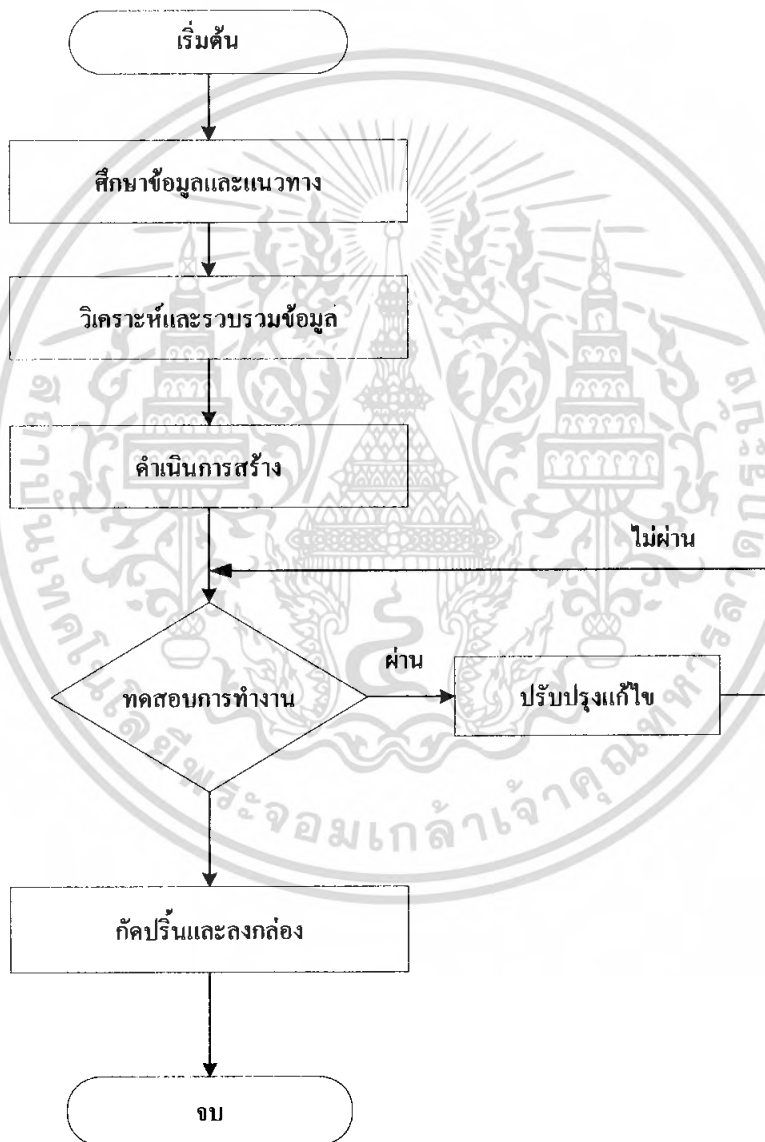
บทที่ 3

การสร้างและการคำนวณ

3.1 ลักษณะของโครงการ

ในโครงการนี้จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนแรกจะเป็นของชุดกำเนิดสัญญาณ เอฟเอสเค มอดูเลเตอร์(FSK Modulator) และชุดคีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Demodulator) ส่วนที่สองจะเป็นชุดส่งและชุดรับสัญญาณ

3.2 แผนผังการปฏิบัติงาน

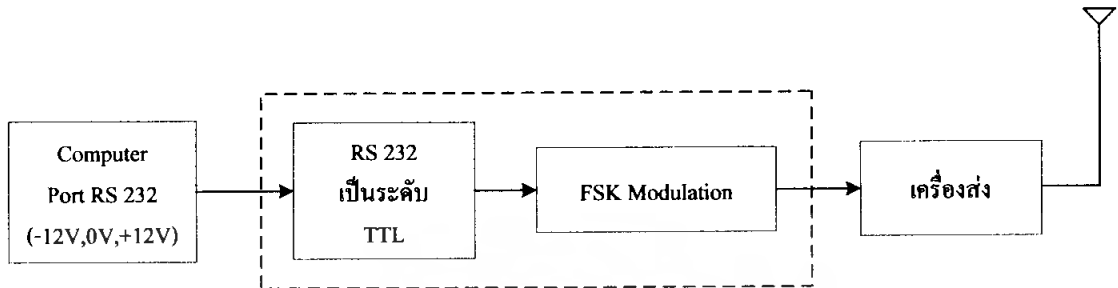


รูปที่ 3.1 แผนผังการปฏิบัติงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 บล็อกไดอะแกรม ของภาคส่ง

จากรูปที่ 3.2 ซึ่งแสดงส่วนประกอบของของวงจรภาคส่ง ซึ่งประกอบด้วยชุดกำเนิดสัญญาณ เอฟเอสเค (FSK Generator) และชุดเครื่องส่งสัญญาณวิทยุ



รูปที่ 3.2 Block Diagram ของภาคส่ง

3.4 ชุดกำเนิดสัญญาณ เอฟเอสเค (FSK Generator)

3.4.1 ตัวกำเนิดสัญญาณ เอฟเอสเค (FSK Generator)

ตัวกำเนิดสัญญาณ FSK ก็คือ ตัวส่งสัญญาณ FSK (FSK Transmitter) ซึ่งมีหลักการที่ว่าข้อมูลเมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีลักษณะเป็นข้อมูลไบนารี จะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา มาก ดังนั้นสัญญาณทางเอาต์พุตตัวกำเนิด FSK จะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (Frequency Continuous) เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุตเปลี่ยนแปลงจากสถานะลอจิก “1” เป็นลอจิก “0” (หรือในทางกลับกันคือลอจิก “0” เป็นลอจิก “1”) สัญญาณเอาต์พุตจาก FSK ก็จะเลื่อนความถี่ระหว่าง 2 ความถี่ด้วยกัน คือความถี่ลอจิก “1” หรือ Mark Frequency (fm) และความถี่ลอจิก “0” หรือ Space Frequency (fs)

การเปลี่ยนแปลง (หรือการเลื่อน) ของความถี่แต่ละครั้งที่เกิดขึ้น เมื่อสถานะของลอจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลงนั้นคือ อัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณที่ออกจะเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเข้าซึ่งในดิจิทัล มอดูเลชันนั้นเองนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุตของ FSK เปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านเอาต์พุตของ FSK Generator เรียกว่า “ อัตราบอด ” หรือ Baud Rate ดังนั้นการส่งข้อมูลด้วยเทคนิค FSK อัตราบอดจะเท่ากับอัตราบอดเสมอ

3.4.2 เอฟเอสเค แบนด์วิดท์ (FSK Bandwidth)

ในระบบการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณความถี่นั้นแบนด์วิดท์เป็นสิ่งที่จะต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากวิธีการของ FSK อยู่บนพื้นฐานเดียวกันกับ FM ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆก็ใช้หลักการของ FM ทุกอย่าง

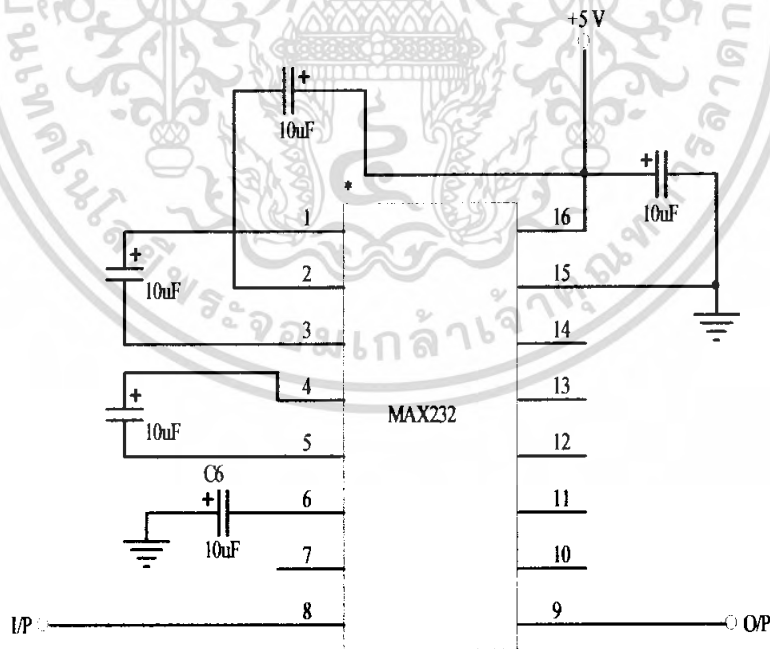
ความถี่กลาง(Center Frequency = f_0) ของ VCO จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่าง Mark Frequency(f_m) กับ Space Frequency (f_s)

ลอจิก 1 ด้านอินพุตจะเลื่อนความถี่ของ VCO จาก f_0 ไปเป็น f_m จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุต “ 1 ” ไปเป็น “0” หรือ “0” ไปเป็น “1” จะทำให้ความถี่เอาต์พุตของ VCO เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปมา ระหว่าง f_m กับ f_s เนื่องจากที่กล่าวมาแล้วว่า FSK นั้นคือการมอดูเลตแบบ FM

3.4.3 วงจรแปลงระดับแรงดัน

การติดต่อกับคอมพิวเตอร์ใช้พอร์ตอนุกรม RS-232 เป็นการรับส่งข้อมูลที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าที่ +12 โวลต์ และ - 12 โวลต์ เป็นแบบอนุกรมโคจรระดับแรงดันไฟฟ้าที่ส่งผ่านทางพอร์ต RS-232 จะถูกเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้า เป็นแรงดันไฟฟ้า เป็นแรงดันไฟฟ้ามาตรฐาน TTL คือ 0 กับ +5 โวลต์

ระดับสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารจะเป็นแบบ RS-232 ซึ่งมีระดับแรงดันของลอจิก 0 ที่ +3 โวลต์ ถึง +12 โวลต์และระดับของลอจิก 1 ที่ -3 โวลต์ถึง -12 โวลต์เป็นระดับที่แตกต่างกับระดับสัญญาณแบบ TTL ที่มีระดับของลอจิก 0 ที่ 0 ถึง 2 โวลต์และระดับแรงดันของลอจิก 1 ที่ +3 ถึง +15 โวลต์ ซึ่งต้องทำการแปลงระดับสัญญาณให้เป็นมาตรฐาน TTL คือ 0 กับ +5 โวลต์ จะเห็นได้ว่าเป็นระดับแรงดันที่ต่างกันอย่างชัดเจน ในการติดต่อสื่อสารในระดับสัญญาณ RS-232 แล้วจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณให้เข้ากันได้ คั้งนั้นจึงมีการนำไอซีที่ทำหน้าที่ในการปรับระดับสัญญาณระหว่าง TTL และ RS-232 มาใช้นั้นก็คือไอซีเบอร์ MAX232 ดังรูป



รูป 3.3 วงจรแปลงระดับแรงดัน

3.4.4 วงจรเอฟเอสแกมมอดูเลเตอร์ (FSK Modulation)

ในการออกแบบ FSK Gennertor ได้นำเอา ไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็นโมโนลิธิกฟังก์ชัน เจนเนอเรเตอร์ กำเนิดคลื่นเอาต์พุตได้ทั้งคลื่นไซน์ คลื่นสามเหลี่ยม หรือแรมป์(Ramp) โดยมีย่านความถี่ตั้งแต่ 0.01 Hz ถึง 1.0 MHz

ในที่นี้เราเลือกใช้ XR-2206 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ในลักษณะ FSK Generator โดยใช้โทมิ่ง รีซิสเตอร์ R1 และ R2 ที่ต่อระหว่างขา 7,8 กับกราวด์ตามลำดับ โดยที่สัญญาณดิจิทัลที่ป้อนมาขา 9 ของไอซีเป็นตัวกำเนิดสัญญาณทางเอาต์พุต (ขา 2) ถ้าขา 9 อยู่ในสภาวะวงจรเปิด หรือมี $V_{bias} \geq 2V$ แล้ว R2 จะเป็นตัวกำหนดโทมิ่งร่วมกับตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 กับขา 6 (หรือในทำนองกลับกันถ้าขา 9 มี $V_{bias} < 1V$ แล้ว R2 จะเป็นตัวกำหนดโทมิ่งร่วมกับตัวเก็บประจุระหว่างขา 5 กับขา 6 เช่นเดียวกัน) จึงทำให้ความถี่เอาต์พุตอยู่ในช่วงระหว่าง f_L กับ f_H โดยทั้ง f_L กับ f_H จะอิสระต่อกันและสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยการเลือกค่า R1 หรือ R2 ตามสมการข้างล่าง

$$f_L = 1/R1C$$

$$f_H = 1/R2C$$

ตัวเก็บประจุอยู่ระหว่างขา 5 กับขา 6 จะอยู่ในช่วง 10,000 pF-100nF ตัวต้านทาน R1 และ R2 จะอยู่ในช่วง 4k – 200k โอห์ม

ไอซีเบอร์ XR-2206 ซึ่งเป็น Monolithic Function Generator ทำหน้าที่ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล โดยการเข้ารหัสแถบความถี่ FSK ซึ่งสามารถใช้กับอินพุตที่เป็น TTL หรือ CMOS ก็ได้ สามารถที่จะให้รูปคลื่นไซน์ได้ประมาณ 3 Vp-p และค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะอยู่ระหว่าง 0.5% ถึง 2.5%

วงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.4 โดยสัญญาณดิจิทัลอินพุตจะเข้าที่ขา 9 สัญญาณระดับสูง (High level signal) จะมีค่าความถี่ตามค่า $1/R1C$ Hz ส่วนสัญญาณระดับต่ำ (Low level signal) จะมีค่าความถี่ตามค่า $1/R2C$ Hz (ค่าความต้านทานหน่วยเป็นโอห์ม ตัวเก็บประจุหน่วยเป็นฟารัด) ถ้าจะให้มีความเสถียรภาพที่ดีความต้านทาน R8 และ R9 มีไว้เพื่อปรับค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่น้อยที่สุด ถ้าไม่ต้องการค่าที่ละเอียดมากก็อาจปัดออกขา 15 และ 16 วางไว้ก็ได้ และตัวต้านทานปรับค่าได้ R6 อาจจะแทนด้วยตัวต้านทานค่าคงที่ 200 โอห์ม ที่ขา 2 ค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ 600 โอห์ม และก็จะใช้หลักการคัปปลิงด้วย

$$\text{เมื่อกำหนดให้ } C = 2200 \text{ pF}$$

$$f_L = 19.2 \text{ kHz}$$

$$R1 = 1/(f_L \times C) = 1/(19.2 \text{ kHz} \times 2200 \text{ pF})$$

$$R1 = 24 \text{ k}\Omega$$

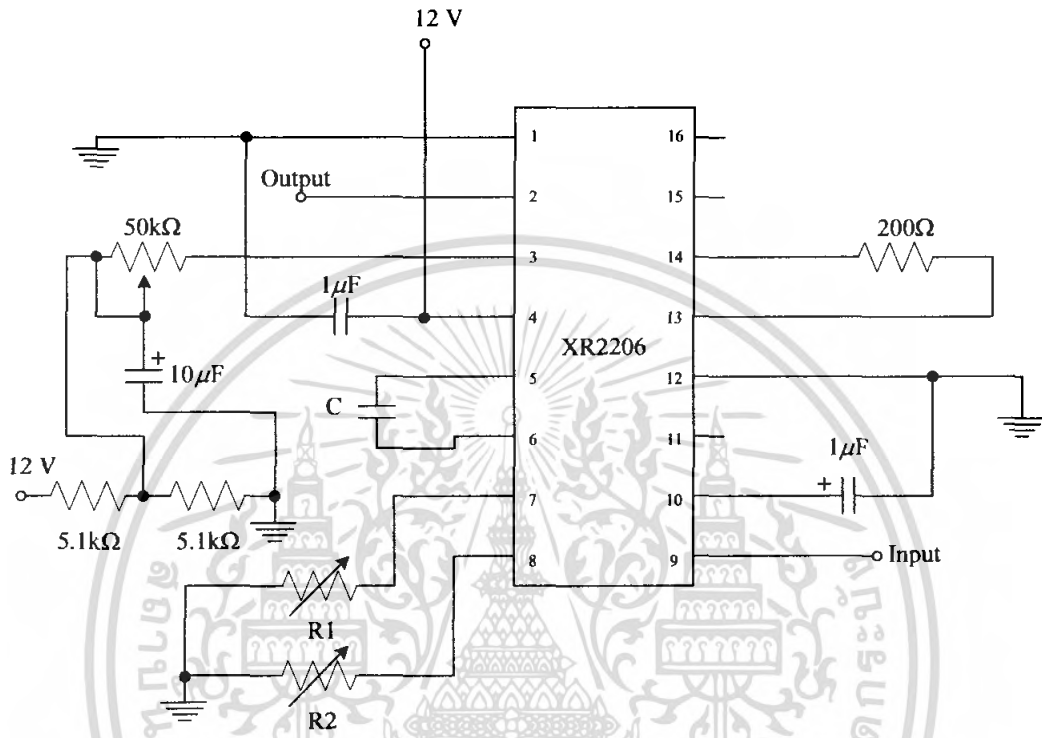
$$f_H = 38.4 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R2 = 1 / (f_H \times C) = 1 / (38.4\text{kHz} \times 2200\text{pF})$$

$$R2 = 12 \text{ k}\Omega$$

เลือกใช้ค่า $C = 2200 \text{ pF}$; $R1 = 24\text{k}\Omega$; $R2 = 12\text{k}\Omega$



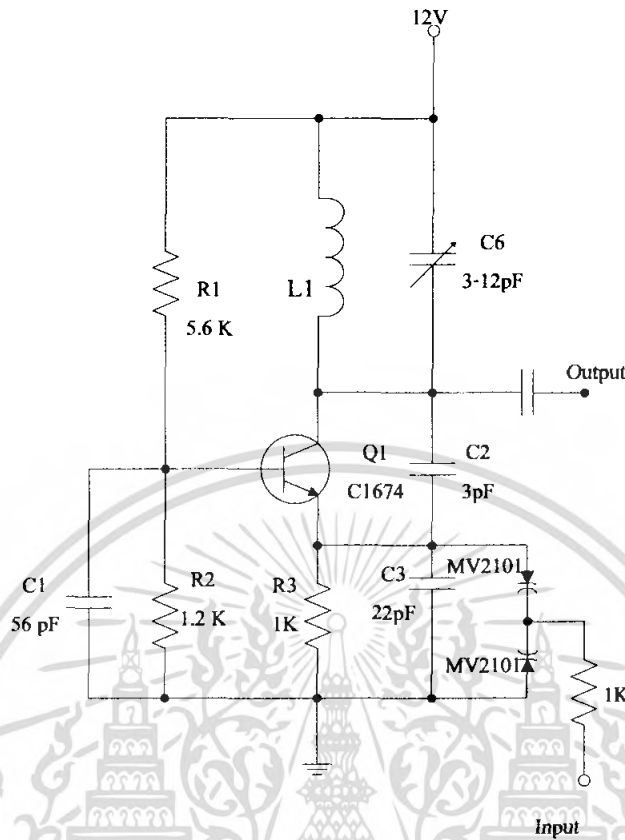
รูปที่ 3.4 วงจร FSK Modulation

3.5 วงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation :FM)

วงจรปรับความถี่มอดูเลชัน ใช้การมอดูเลตโดยอาศัยหลักการของวาระกเตอร์ไดโอด ซึ่งค่าคาพาซิแตนซ์ของวาระกเตอร์ไดโอดจะเปลี่ยนแปลงไปตามค่าแรงดันไบแอสกลับทางที่ตกคร่อมตัวมัน ดังนั้นสามารถทำให้ค่าคาพาซิแตนซ์ของวาระกเตอร์ไดโอดเปลี่ยนแปลงได้โดยการป้อนสัญญาณที่นำมามอดูเลต (หรือสัญญาณความถี่เสียง) แล้วจะมีผลจะให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เพราะว่าค่าคาพาซิแตนซ์ของวาระกเตอร์ไดโอดเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันไบแอส

โดยใช้วาระกเตอร์ไดโอดเบอร์ MV2101 ซึ่งมีค่าคาพาซิแตนซ์ภายในเท่ากับ 30 pF นำมาต่อขนานเข้ากับขามิตเตอร์ของวงจรรอสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ 150 MHz ให้อินพุตที่ขาแคโทดของวาระกเตอร์ไดโอดดังรูปที่ 3.5

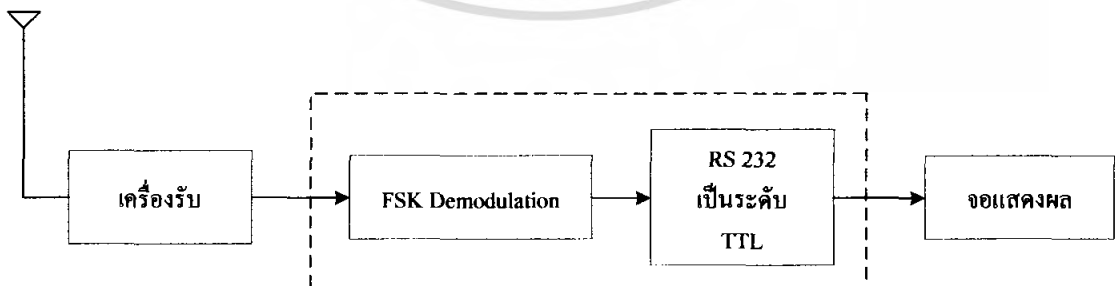
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรฟรีควีนซึ่มอดูเลชั่น

3.6 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ

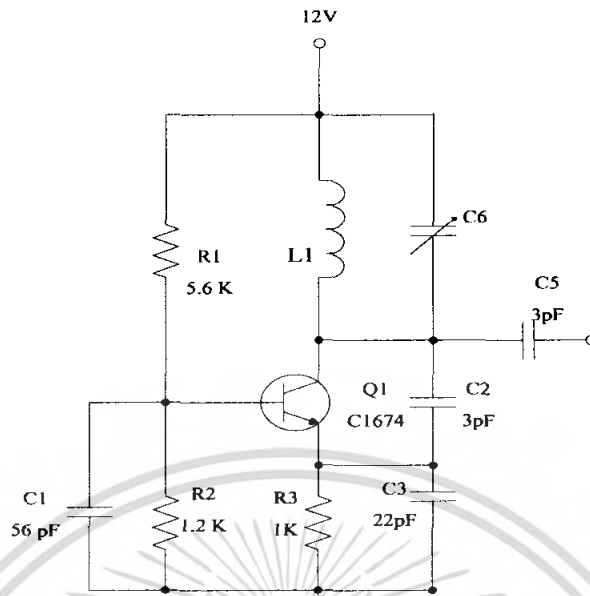
จากรูปที่ 3.6 แสดงส่วนประกอบของภาครับ ซึ่งประกอบด้วยชุดคีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอสเค (FSK Demodulation) และชุดเครื่องรับสัญญาณวิทยุ



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมของภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 139.3 MHz



รูปที่ 3.7 วงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 139.3 MHz

ทำหน้าที่ผลิตความถี่ที่ใช้เป็นความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณ การทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์จะผลิตความถี่ในย่าน VHF ประมาณ (130MHz-180MHz) ซึ่งเป็นวงจรกำเนิดออสซิลเลเตอร์แบบ LC ชนิดกราวด์-เบส โคลพิตต์ โดยมีขดลวด L_1 กับทรินเมอร์ C_4 ประกอบกันเป็นวงจรปรับทางด้านเอาต์พุต เพื่อสร้างความถี่ของคลื่นพาห้ โดยมี R_1 , R_2 , R_3 เป็นวงจรไบอัสให้กับ Q_1 และ C_1 ทำหน้าที่บายพาสความถี่สูงที่ขาเบส และ C_2 กับ C_3 เป็นตัวแบ่งแรงดันกำหนดอัตราส่วนของสัญญาณที่จะทำการป้อนกลับจากคอลเลคเตอร์มายังอิมิตเตอร์ ดังนั้น C_2 จึงไม่ใช่เป็นตัวเก็บประจุบายพาสเหมือนของวงจรทั่วไป ความถี่ออสซิลเลเตอร์สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \left(\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3} + C \right)}} \quad \text{Hz}$$

กำหนดให้ ค่า $C_2 = 3\text{pF}$, $C_3 = 22\text{pF}$, $L = 0.0275 \mu\text{H}$, $C \approx 1\text{-}50\text{pF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{0.0275 \times 10^{-6} \left(\frac{22 \times 10^{-12} \times 3 \times 10^{-12}}{22 \times 10^{-12} + 3 \times 10^{-12}} + 44.82 \times 10^{-12} \right)}} = 139.3 \text{ MHz}$$

3.8 เครื่องรับ

เราจะใช้ MC3362 เป็นวงจรภาครับระบบคู่อัลตร้าคอนเวอร์ชัน (Dual conversion) คือภาคไอเอฟมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ 2 ครั้ง จากความถี่ที่ได้รับเป็น 10.7 MHz แล้วค่อยๆ ลดลงเป็น 455 kHz อีกครั้งหนึ่งซึ่งเป็นวิธีที่ใช้กันโดยทั่วไปกับวิทยุรับส่ง

ภายในตัวของ MC3362 ยังมีภาคออสซิลเลเตอร์ ซึ่งใช้ได้กับความถี่ 200 MHz แต่ถ้าใช้ในภาคออสซิลเลเตอร์ภายนอกจะใช้ได้กับความถี่ 450 MHz มีภาคดีเทคเตอร์แบบควอดคราเจอร์ (quadrature) และวงจรจับมีเตอร์ที่ใช้แสดงการรับสัญญาณให้ด้วย นอกจากนี้ยังมีส่วนบัฟเฟอร์ให้แก่ออสซิลเลเตอร์ของไอเอฟทั้ง 2 ความถี่ เพื่อความเที่ยงตรงในการทำงานรวมทั้งมีวงจรเปรียบเทียบสำหรับดีเทคเตอร์แบบเอฟเอสเค

ข้อดีของ IC MC3362

- มีแบนด์วิดท์ของสัญญาณอินพุตกว้าง โดยมีแบนด์วิดท์ 200 MHz สำหรับโลคอลออสซิลเลเตอร์ (local oscillator) ภายใน 450 MHz สำหรับโลคอลออสซิลเลเตอร์ภายนอก
- มีวงจรคู่อัลตร้าคอนเวอร์ชันที่สมบูรณ์
- มีระดับแรงดันควบคุมเอาต์พุต 2-7 Vdc
- ใช้กระแสขับต่ำ (3.6 mA)
- มีความไวต่อสัญญาณ (sensitivity) ดีมาก
- ประกอบด้วยอินดิเคเตอร์ (indicator) ที่รับสัญญาณ โดยตรงซึ่งไดนามิกเรนจ์ (Dynamic Rang) ถึง 60 dB
- ใช้อุปกรณ์ภายนอกน้อย

แรงดันไฟเลี้ยงใช้ได้สูงสุด 8 V ต่ำสุด 2 V กินกระแส 3.6 mA ที่ 3 V ความไวอินพุต 0.7 ไมโครโวลต์ ที่ 12 dB รูปร่างภายนอกเป็นตัวถังดินตะขาบ 24 ขา วงจรใช้งานเบื้องต้นของ MC3362 แสดงในรูปที่ 3.8 เป็นภาครับวิทยุ เอฟเอ็มแบนด์แคบ (narrowband FM) ระบบเฟสล็อกแบบสังเคราะห์ความถี่ใช้งานได้สูงสุดถึง 200 MHz การทำงานคร่าวๆ เป็นดังนี้

ภาคมิคเซอร์ตัวแรกจะทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้จากสายอากาศแล้วแปลงเป็นความถี่ไอเอฟ 10.7 MHz ส่งออกมายังฟิลเตอร์ภายนอกแล้วป้อนกลับไปยังภาคมิคเซอร์ตัวที่ 2 ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณแล้วแปลงความถี่ไอเอฟนี้ให้ต่ำลงเหลือ 455 kHz

สัญญาณความถี่ไอเอฟที่สอง 455 kHz ถูกส่งออกมากรองความถี่ภายนอกเช่นกันแล้วกลับเข้าไปยังภาคขยายลิ้มิตเตอร์ และวงจรถีเทคเตอร์ โดยใช้ควอคราเจอร์ดีเทคเตอร์ได้เป็นสัญญาณความถี่เสียงที่เอาท์พุท

การออกแบบใช้งาน

ภาคออสซิลเลเตอร์ตัวแรกอาจใช้ LC แทนจูนก็ได้ หรือใช้วิธีควบคุมความถี่ด้วยแรงดันภายใน PLL หรือจะ ใช้ขับด้วยคริสตอลออสซิลเลเตอร์จากภายนอกก็ได้ซึ่งรับความถี่สูงได้ถึง 190 MHz แต่ถ้าขับด้วยสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์จากภายนอกแรง 100 mVrms ภาคมิกเซอร์จะใช้ได้กับความถี่ถึง 450 MHz โดยมีบัพเฟอร์ที่เอาท์พุทที่ขา 20

ออสซิลเลเตอร์ตัวที่ 2 เป็นวงจรถิพิต(Colpitts) ทำงานที่ 10.245MHz ควบคุมด้วย คริสตอลมีบัพเฟอร์เอาท์พุทขาที่ 2 เช่นกัน ขา 2 และ ขา 3 ใช้งานสลับกัน

ในส่วนของมิกเซอร์จะจัดวงจรแบบสมดุล เพื่อลดผลของสัญญาณแปลกปลอมของมิกซ์เซอร์ทั้งสองตัว 18 dB และ 22 dB ตามลำดับโดยมีเสถียรภาพในการทำงานที่ไม่ขึ้นกับการเปลี่ยนแปลงไฟเลี้ยง

เพื่อให้ออกแบบในการใช้งานได้ง่ายและมีราคาถูก ตำแหน่งขาไอซี และวงจรถูกในจึงออกแบบมาให้ใช้กับเซรามิกฟิลเตอร์(Ceramic Filter) ในส่วนวงจรถองความถี่ไอเอฟได้ หลังจากผ่านวงจรถองฟิลเตอร์ และขยายไอเอฟทั้ง 10.7 MHz และ 455kHz แล้วสัญญาณจะส่งกลับเข้าไปยังวงจรถองลิ้มิตเตอร์ซึ่งมีความไว 10 ไมโครโวลต์ ที่ -3.0 dB การจัดสัญญาณรบกวนเรียบถึง 1.0 MHz

จากวงจรถองลิ้มิตเตอร์สัญญาณส่งเข้ามายังควอคราเจอร์ดีเทคเตอร์ซึ่งต้องมีวงจรถองนอกเพิ่มเติมคือ LC แทนจูน ระหว่าง Vcc กับขา 12 และตัวต้านทานขนาน 68 กิโลโห์มเป็นกำหนดค่าสูงสุดของวงจรถองดีเทคเตอร์ถ้าค่าต่ำจะ ได้ความถี่เชิงเส้นดี แต่ความไวของวงจรถองดีเทคเตอร์จะลดลง

เอาท์พุทจากขา 13 จะต้องมีวงจรถองรูปคลื่นเพื่อให้ได้สัญญาณเสียงที่ต้องการ ส่วนวงจรถองคอมพาราเตอร์ที่ขา 14,15 ใช้สำหรับดีเทคเตอร์ผ่านศูนย์ของสัญญาณสำหรับการใช้ในการส่งแบบเอฟเอสเค ซึ่งมีอัตราเร็วข้อมูลสูงตั้งแต่ 2,000–35,000 บิตต่อวินาที ถ้าต้องการใช้ส่วนนี้มีฮีตเตอร์ซิส(Heaterresis) ให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆตั้งแต่ 12 กิโลโห์มขึ้นไประหว่างขา 14 และ 15

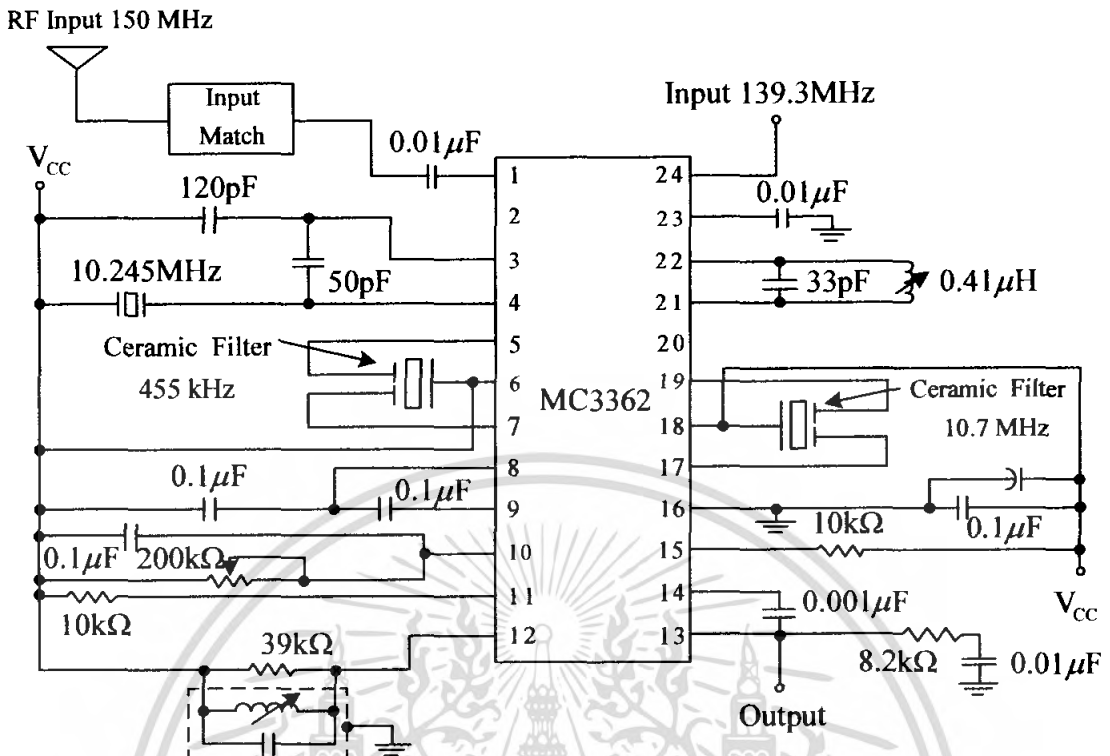
ในส่วนของวงจรถองขั้วมิเตอร์ที่ขา 10 ทำงานแบบแอคทีฟโลว์ (Active Low) คือ ต่อร่วมกับ Vcc ใช้แสดงระดับความแรงสัญญาณที่ได้รับ โดยสังเกตจากการทำงานของวงจรถองลิ้มิตเตอร์ สามารถนำส่วนนี้มาใช้ในการกำหนดความแรงของสัญญาณที่จะรับได้(RF Trip Level) โดยการต่อตัวต้านทานระหว่าง Vcc กับขา 10 วิธีการ คือ ตั้งความแรงของเครื่องกำเนิดความถี่ป้อนให้แก่วงจรถองรับที่ระดับแรงดันที่ต้องการหน่วยเป็น dBm แล้วอ่านค่ากระแสจาก Vcc กับขา 10 จะ ได้ความต้านทานเท่ากับ

$$R10 = 0.64V_{cc} / I10$$

และถ้าต้องการให้ทำงานที่ฮีสเตอร์รีซิสด้วย ก็ให้ต่อตัวต้านทานค่าสูงๆ R_h ระหว่าง ขา 10 และ ขา 11 โดยมีสูตรคำนวณคือ

$$Hyst = V_{cc} / (R_h \times 10^{-7}) \text{ dB}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

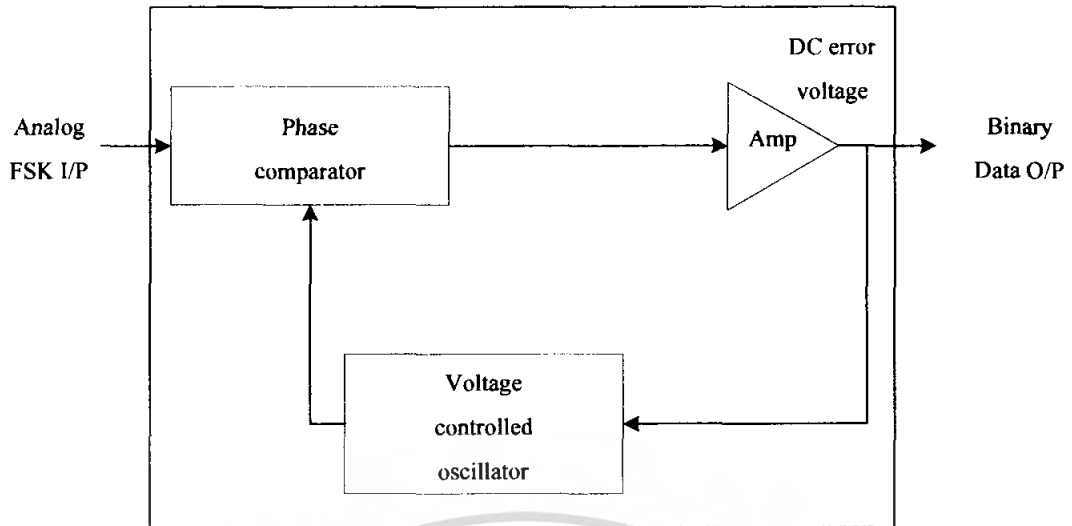


รูปที่ 3.8 วงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม

3.9 เอฟเอสเคดีมอดูเลชัน (FSK Demodulation)

FSK Demodulation คือ ตัวรับสัญญาณ FSK (FSK Receiver) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณ FSK โดยส่วนมากจะใช้วงจร PLL (Phaselock loop) ดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 PLL FSK Demodulator

PLL ใน FSK Demodulation มีหลักการทำงานเหมือนกับ PLL ใน FM Detector ทุกอย่าง คือจะมีความถี่ฟรีรันนิ่งเท่ากับ Center Frequency (f_0) และในขณะที่ความถี่อินพุตของ PLL เลื่อนไปมาระหว่าง f_m กับ f_s จะทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง (DC Error Voltage) ซึ่งเป็นผลมาจากการเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) ของสัญญาณอินพุต เนื่องจากความถี่อินพุตที่เข้าทาง PLL มีเพียง 2 ความถี่คือ f_m และ f_s ดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าว จึงมีเพียง 2 ระดับเท่านั้น ซึ่งสามารถแทนด้วยลอจิก "1" และลอจิก "0" เมื่อความถี่ทางอินพุตเป็น f_m และ f_s ตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณเอาต์พุตทาง PLL กลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับคอนแรกที่ส่งมา

3.9.1 การออกแบบวงจรเฟสล็อก ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulation)

ในการดีมอดูเลตสัญญาณ FSK เราจะใช้ IC เบอร์ XR-2211 ซึ่งเป็นโมโนลิธิกเฟสล็อกชิป (monolithic phase locked loop : PLL) ซึ่งถูกออกแบบมาสำหรับการสื่อสารข้อมูล โดยเฉพาะย่านความถี่ที่ใช้งานตั้งแต่ 0.01 Hz ถึง 300 kHz สัญญาณอินพุตที่เป็นอนาล็อกอยู่ในช่วง 2 mV ถึง 3 V โดยสามารถเชื่อมต่อได้กับ DTL , TTL และ ECL วงจรภายในประกอบด้วย PLL สำหรับ tracking สัญญาณความถี่อินพุต Quadrature Phase Detector และ FSK Voltage Comparator ได้ โดยการคำนวณค่าพารามิเตอร์จากวงจร ที่ต้องใช้กำหนดมีทั้งหมด 6 ตัว คือ R2 , R6 , R7 , C2, C6 และ C7

วิธีการคำนวณ

มีข้อกำหนดดังต่อไปนี้

- ความเร็วในการส่งข้อมูล 9600 baud data rate
- ให้ใช้ความถี่ mark และ space ที่มีอัตราส่วนต่อกัน 4:2 และมีความสัมพันธ์ดังสมการข้างล่าง

$$\text{Mark-space frequency difference(Hz)/maximum data rate(baud)} > 83\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารคำนวณค่าความถี่ $f_m(\text{mark})$ ได้ดังนี้เพื่อการศึกษานี้ ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$1/9600 = 104.2 \mu S$$

แล้วหารด้วยอัตราส่วนของสัญญาณ Sine

$$104.2 \mu S / 4 = 26.05 \mu S$$

$$f_H = 1/26.05 \mu S = 38.4 \text{kHz}$$

- คำนวณค่าความถี่ fl (space) ได้ดังต่อไปนี้

$$1/9600 = 38.4 \text{kHz}$$

แล้วหารด้วยอัตราส่วนจำนวนสัญญาณ Sine

$$104.2 \mu S / 2 = 52.1 \mu S$$

$$f_L = 1/52.1 \mu S = 19.2 \text{kHz}$$

- เลือกค่าของตัวต้านทานกำหนดเวลา R_0 ให้อยู่ในช่วง 10k ถึง 100 k สามารถเลือกค่าได้ตามใจชอบ สำหรับค่าอ้างอิงของ R_0 เป็น 20k โดยจะใช้ VR 10k สำหรับปรับค่าละเอียด

$$R_0 = R_0 + R_x / 2$$

$$= 10 \text{k} \Omega + 10 \text{k} \Omega = 15 \text{k} \Omega$$

- คำนวณค่า C_2 จากสมการ

$$C_2 = 1 / (f_0 \times R_0)$$

$$= 1 / (27.15 \text{kHz} / 15 \text{kHz}) = 2200 \text{pF}$$

- คำนวณค่า R_2 เพื่อกำหนดความเบี่ยงเบนของความถี่มาร์คและสเปซ

$$R_2 = 2R_0 (f_0 / \Delta f)$$

$$= 2(15 \text{k} \Omega) (27.15 \text{kHz} / 19 \text{kHz}) = 43 \text{kHz}$$

- คำนวณค่า C_6 เพื่อกำหนด loop damping โดยค่า loop damping มีค่าอ้างอิงเท่ากับ 0.5 ก็จะได้

$$C_6 = 1250 C_2 / (0.5)^2 R_2$$

$$= (1250 \times 2200 \text{pF}) / (0.5^2 \times 43 \text{k} \Omega)$$

$$= 256 \text{pF}$$

- คำนวณหาค่า R_6 (ควรจะมีค่ามากกว่า R_2 ประมาณ 5 เท่า)

$$R_6 = 5 \times R_2 = 5 \times 43 \text{k} \Omega = 220 \text{k} \Omega$$

- คำนวณค่า R_7 (ควรจะมีค่ามากกว่า R_6 ประมาณ 5 เท่า)

$$R_7 = 5 \times R_6 = 5(220 \text{k} \Omega) = 1 \text{M} \Omega$$

- คำนวณค่า R_{sum}

$$R_{sum} = (R_6 + R_2) R_7 / (R_6 + R_2 + R_7)$$

$$= (220 \text{k} \Omega + 43 \text{k} \Omega) (1 \text{M} \Omega) / (220 \text{k} \Omega + 43 \text{k} \Omega + 1 \text{M} \Omega)$$

$$= 208.3 \text{k} \Omega$$

- คำนวณตัวเก็บประจุรองข้อมูล C_7

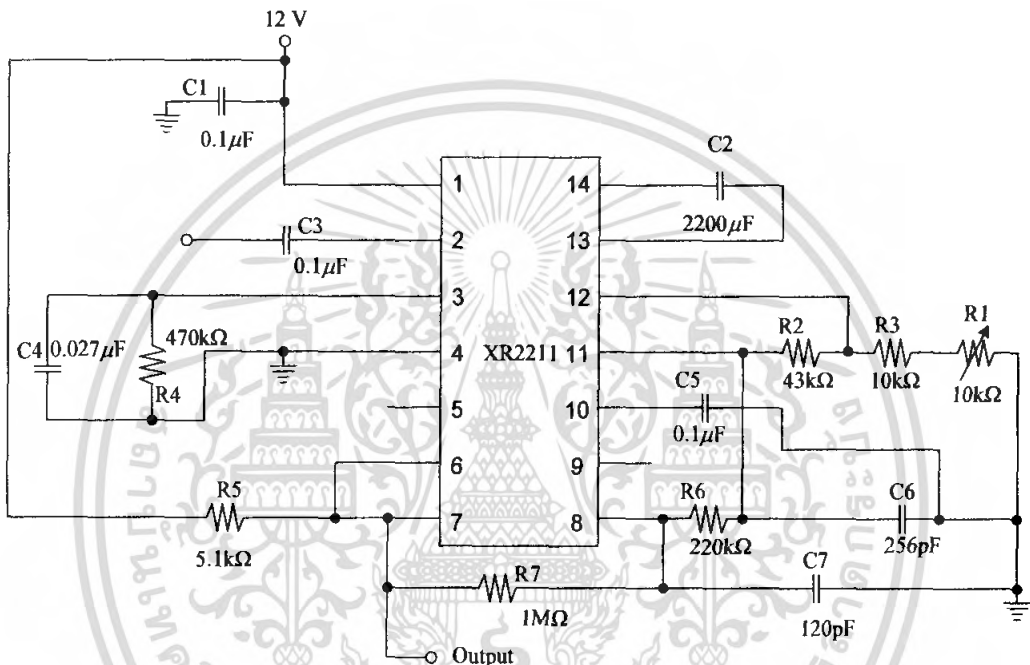
$$C_7 = 0.25 / (\text{baud rate} \times R_{sum}) \mu F$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 0.25 / (9600 \times 208.2 \text{ kHz}) \mu\text{F}$$

$$= 120 \text{ pF}$$

เมื่อได้ค่าจากการคำนวณค่าพารามิเตอร์ R2 , R6 , R7, C2, C6 และ C7 สามารถสร้างวงจร FSK Demodulation ได้ ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 วงจร FSK Demodulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองวงจรแปลงระดับแรงดัน

จุดประสงค์

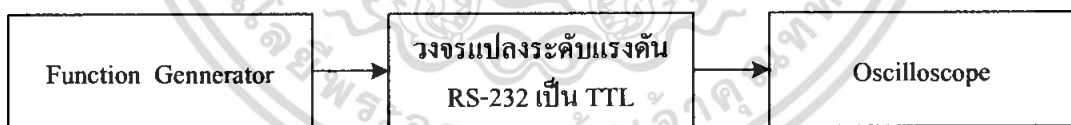
1. เพื่อศึกษาการแปลงระดับแรงดัน จากระดับแรงดัน RS 232 เป็นระดับแรงดันทีทีแอล
2. เพื่อศึกษาการแปลงระดับแรงดันทีทีแอลเป็นระดับแรงดัน RS 232

อุปกรณ์การทดลอง

1. แหล่งจ่ายแรงดัน(Power Supply)
2. วงจรแปลงระดับแรงดัน
3. ออสซิลโลสโคป(Oscilloscope)
4. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ (Function Generator)

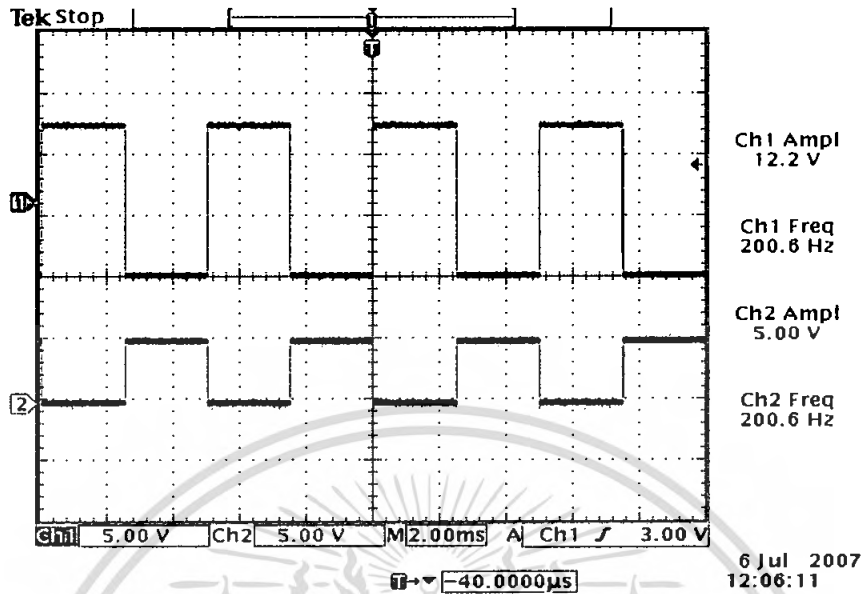
ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อดังตามรูปที่ 4.1
2. ทำการป้อนอินพุต $\pm 12V$. เข้าที่วงจรแปลงระดับแรงดัน
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่เอาต์พุตและสัญญาณอินพุตของวงจรแปลงระดับแรงดัน



รูปที่ 4.1 แสดงการทดลองวงจรแปลงระดับแรงดัน

ผลการทดลอง



Ch 1 : สัญญาณรูปคลื่นสแควร์(Square Wave)ที่ความถี่ 200 Hz.ขนาด 12 V

Ch 2 : สัญญาณที่ผ่านการแปลงระดับแรงดันแล้วความถี่ 200 Hz.ขนาด 5 V

รูปที่ 4.2 ผลการทดลองแปลงระดับแรงดัน RS 232

4.2 การทดลองการเข้ารหัสสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อิ่ง

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการแปลงข้อมูลจากระดับแรงดัน RS-232 เป็นระดับแรงดัน TTL
2. เพื่อศึกษาการแปลงข้อมูลจาก TTL เป็นสัญญาณฟรีควเอนซีซีฟคีย์อิ่ง
3. เพื่อศึกษาการแปลงข้อมูลจากคิจิตอลเป็นอนาลอก

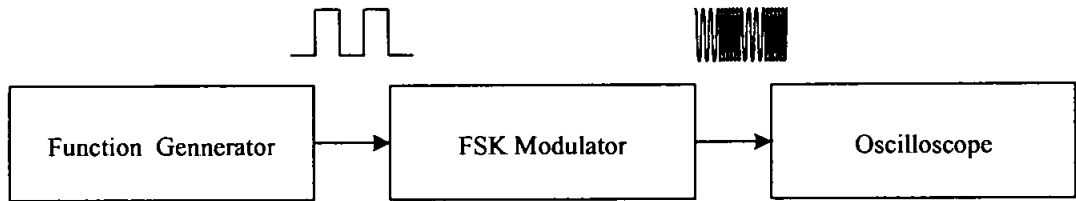
อุปกรณ์การทดลอง

1. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์(Function Generator)
2. วงจรเข้ารหัสฟรีควเอนซีซีฟคีย์อิ่ง (FSK Modulator)
3. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)
4. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

ขั้นตอนการทดลอง

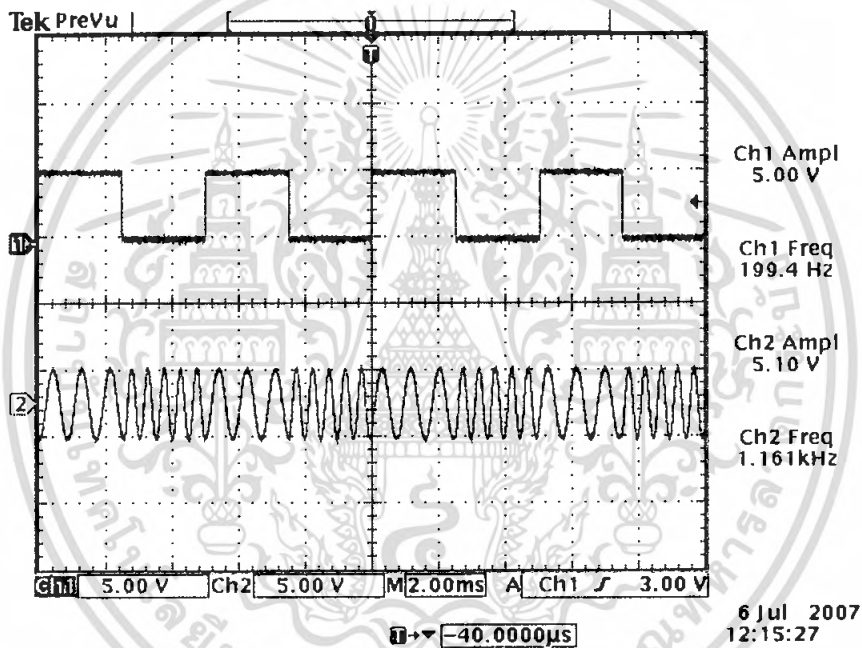
1. ต่อดังรูปที่ 4.3
2. ใช้ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ป้อนสัญญาณรูปคลื่นสแควร์(Square Wave)ความถี่ 200 Hz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย



รูปที่ 4.3 แสดงการทดลองวงจรการเข้ารหัสสัญญาณแบบพรีแควนซีซีฟคีย์อิง

ผลการทดลอง



ch 1 สัญญาณอินพุตที่ผ่านการแปลงระดับแรงดันแล้วที่ความถี่ 200 Hz

ch 2 สัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค ขนาด 5V

รูปที่ 4.4 ผลการทดลองการเข้ารหัสสัญญาณพรีแควนซีซีฟคีย์อิงที่ความถี่อินพุต 200 Hz

4.3 การทดลอง การถอดรหัสสัญญาณพรีแควนซีซีฟคีย์อิง

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการแปลงข้อมูลจากสัญญาณพรีแควนซีซีฟคีย์อิงเป็นสัญญาณที่ทีแอล
2. เพื่อศึกษาการแปลงข้อมูลจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล

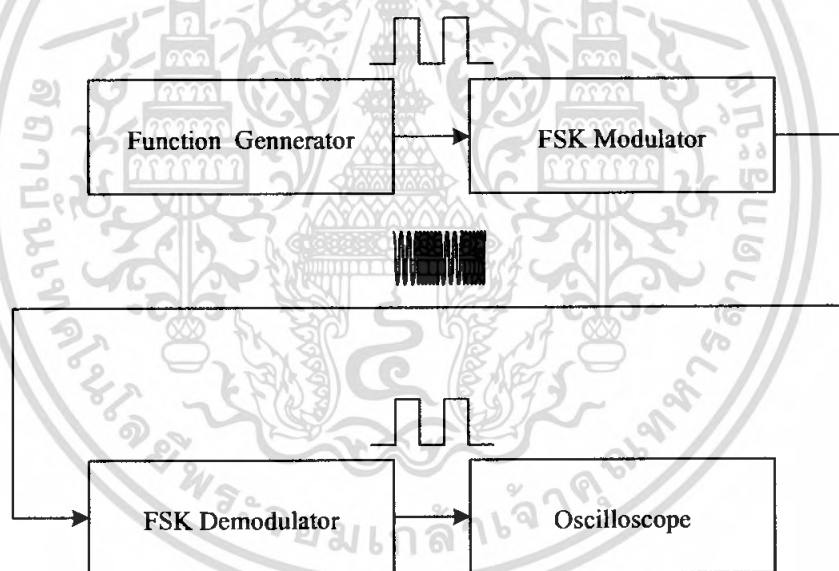
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์การทดลอง

1. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ (Function Generator)
2. วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบฟรีควนซีซีฟตี้อิง (FSK Modulator)
3. วงจรถอดรหัสสัญญาณแบบฟรีควนซีซีฟตี้อิง (FSK Demodulator)
4. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)
5. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

ขั้นตอนการทดลอง

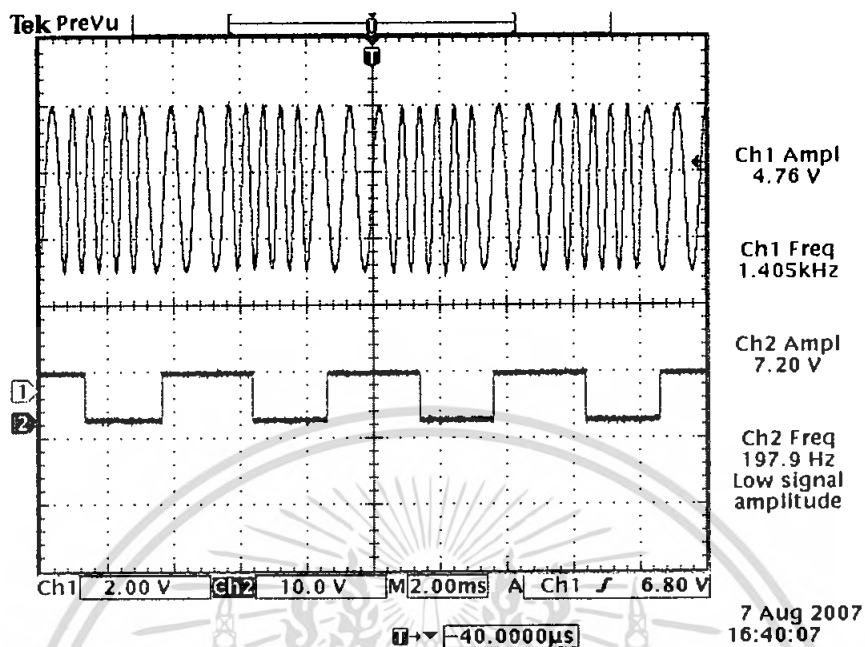
1. ค่อวงจรตามรูปที่ 4.5
2. ใช้ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ป้อนสัญญาณรูปคลื่นสแควร์ (Square Wave) ที่ความถี่ 200,400 และ 600 Hz.เข้าที่วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบฟรีควนซีซีฟตี้อิง
3. ใช้ออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบฟรีควนซีซีฟตี้อิง



รูปที่ 4.5 แสดงการทดลองวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบฟรีควนซีซีฟตี้อิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง



Ch 1 : สัญญาณการเข้ารหัสแบบพรีแควนซีซิงค์ที่มีความถี่ 200 Hz

Ch 2 : สัญญาณการถอดรหัสแบบพรีแควนซีซิงค์

รูปที่ 4.6 ผลการทดลองการถอดรหัสสัญญาณแบบพรีแควนซีซิงค์ที่มีความถี่อื่นพูด 200 Hz

4.4 การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 150 MHz

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ 150 MHz

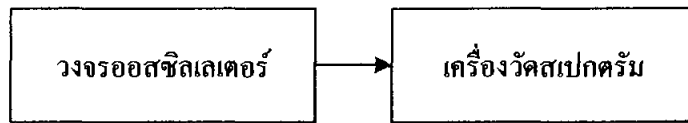
อุปกรณ์การทดลอง

1. เครื่องวัดสเปกตรัม(Spectrum)
2. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

ขั้นตอนการทดลอง

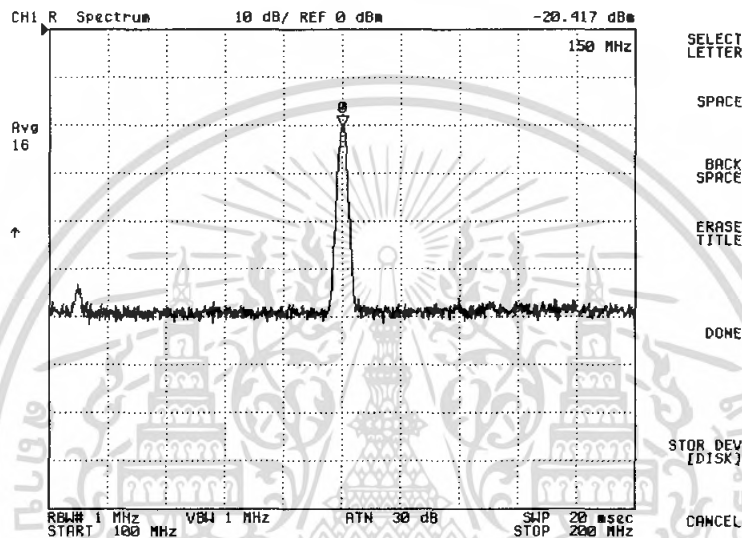
1. ค่วงจรตามรูปที่ 4.7
2. ใช้สเปกตรัมตรวจวัดสัญญาณความถี่ที่ออกมาจากวงจรออสซิลเลเตอร์
3. ทำการปรับจูนค่า C กับ L จนได้ค่าความถี่ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 แสดงการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ 150 MHz

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.8 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม สัญญาณที่ได้จะมีความถี่ 150 MHz ขนาด -20.417 dBm

4.5 การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 150 MHz ที่ผ่านวงจรขยายแล้ว

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรขยาย

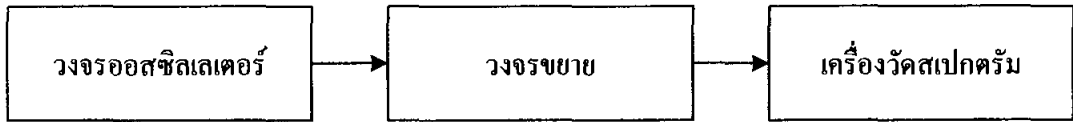
อุปกรณ์การทดลอง

1. เครื่องวัดสเปกตรัม(Spectrum)
2. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

ขั้นตอนการทดลอง

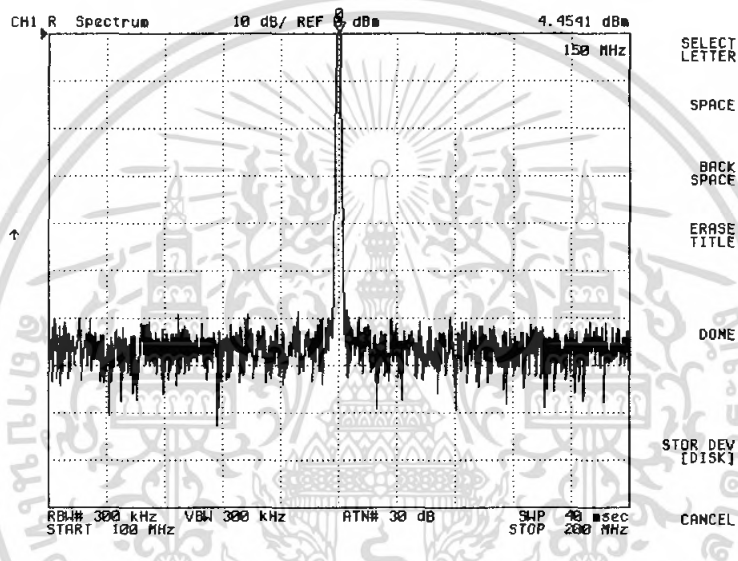
1. ต่อวงจรตามรูปที่ 4.9
2. ใช้สเปกตรัมตรวจวัดสัญญาณความถี่ที่ออกมาจากวงจรขยาย

3. สังเกตว่าเพาเวอร์เวอร์มีการเปลี่ยนแปลงหรือไม่



รูปที่ 4.9 แสดงการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 150 MHz ที่ผ่านวงจรขยายแล้ว

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.10 ผลการทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ต่อผ่านวงจรขยายด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม สัญญาณที่ได้จะมีความถี่ 150 MHz ขนาด 4.4541 dBm

4.6 การทดลองวงจรมอดูเลตทางความถี่ (FM Modulation)

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรมอดูเลตทางความถี่ (FM Modulation)

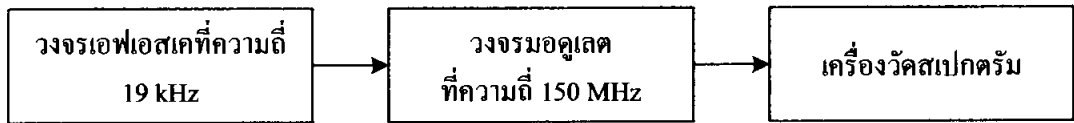
อุปกรณ์การทดลอง

1. เครื่องวัดสเปกตรัม(Spectrum)
2. ฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ (Function Generator)
3. ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope)
4. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

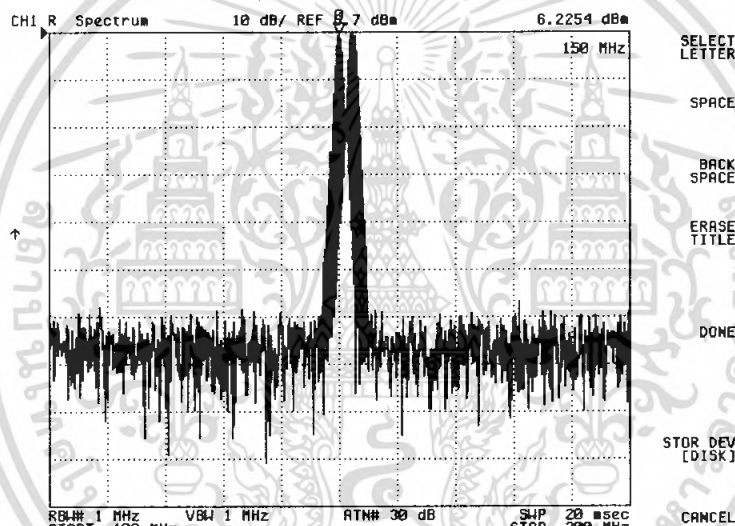
ขั้นตอนการทดลอง

1. ค่่องจรตามรูปที่ 4.11
2. ป้อนสัญญาณอินพุตเอฟเอสเคความถี่ 19 kHz เข้าวงจรมอดูเลตที่ความถี่ 150 MHz
3. สังเกตผลการเปลี่ยนแปลงก่อนและหลังจากการป้อนอินพุตเอฟเอสเค



รูปที่ 4.11 แสดงการทดลองวงจรมอดูเลตทางความถี่

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.12 ผลการทดลองวงจรมอดูเลตทางความถี่ ด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม สัญญาณที่ได้จะมีความถี่ 150 MHz ขนาด 6.2254 dBm

4.7 การทดลองวงจรออสซิลเลเตอร์ผลิตความถี่ 139.3 MHz

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรออสซิลเลเตอร์ 139.3 MHz

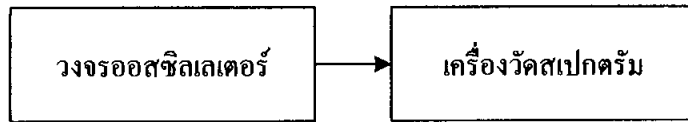
อุปกรณ์การทดลอง

1. เครื่องวัดสเปกตรัม(Spectrum)
2. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

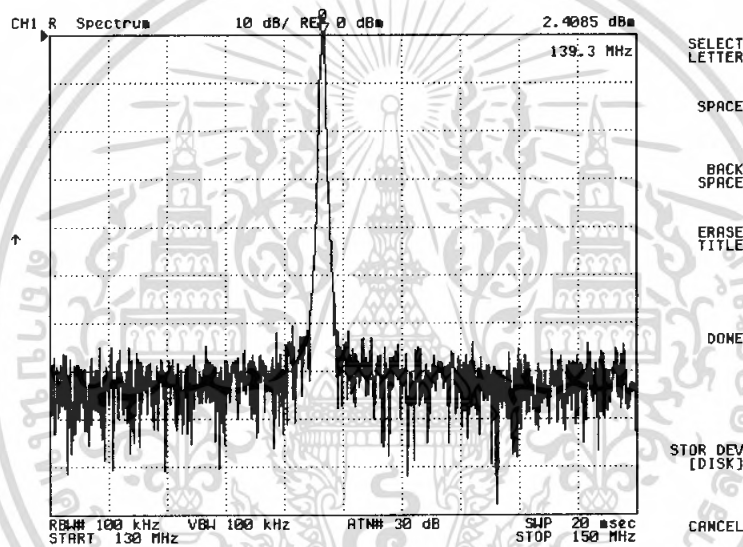
ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อบอร์ดตามรูปที่ 4.13
2. ใช้สเปกตรัมตรวจวัดสัญญาณความถี่ที่ออกมาจากวงจรวงจรรออสซิลเลเตอร์ 139.3 MHz



รูปที่ 4.13 แสดงการทดลองวงจรรออสซิลเลเตอร์

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.14 ผลการทดลองวงจรรออสซิลเลเตอร์ ที่ผ่านวงจรขยายแล้วด้วยเครื่องวัดสเปกตรัม สัญญาณที่ได้จะมีความถี่ 139.3 MHz ขนาด 2.4 dBm

4.8 การทดลองวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม

จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม

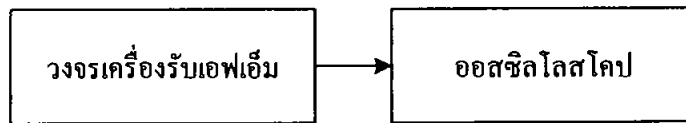
อุปกรณ์การทดลอง

1. แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)
2. ออสซิลโลสโคป(Oscilloscope)

เอกสารนี้ 3. ฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ (Function Generator) ษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

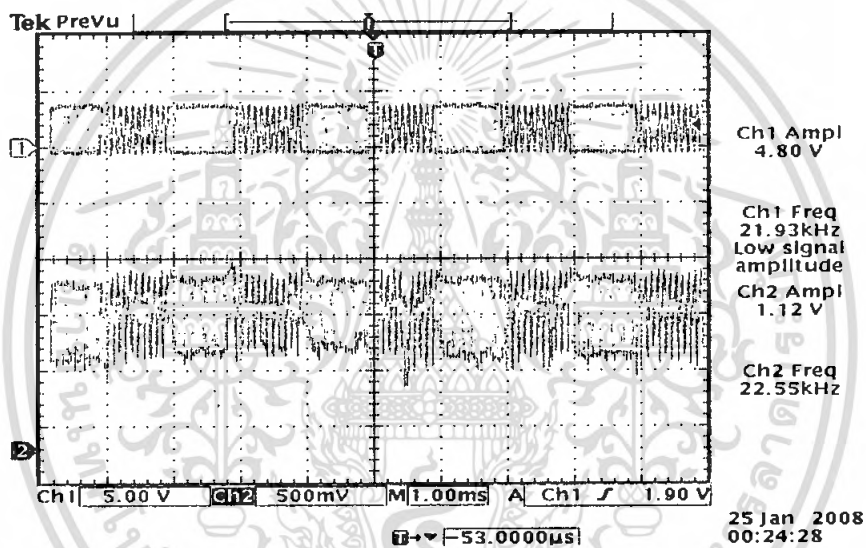
ขั้นตอนการทดลอง

1. ค่่วงจรตามรูปที่ 4.15
2. นำออสซิลโลสโคปวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม



รูปที่ 4.15 แสดงการทดลองวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม

ผลการทดลอง



Ch 1 : สัญญาณเฟสก่อนที่จะทำการเข้าสู่เครื่องส่ง

Ch 2 : สัญญาณเฟสเคทีที่ได้รับหลังจากผ่านเครื่องรับแล้ว

รูปที่ 4.16 ผลการทดลองวงจรเครื่องรับเอฟเอ็ม

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

โครงการนี้เป็นการศึกษาข้อมูลดิจิทัลผ่านทางคลื่นวิทยุโดยการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาล็อกโดยทำการมอดูเลตแบบเอฟเอสเค แล้วส่งไปยังภาคส่งเพื่อทำการส่งออกอากาศต่อไปยังเครื่องรับ ทางด้านเครื่องรับภาครับจะทำการรับสัญญาณและทำการดีมอดูเลตความถี่ที่ได้รับกลับคืนมาเป็นสัญญาณดิจิทัลในระดับลอจิกเดียวกันกับทางด้านสัญญาณดิจิทัลของเครื่องส่งแล้วส่งต่อไปยังส่วนแสดงผลแอลอีดี

ในส่วนของวงจรปรับระดับแรงดัน ที่ใช้ไอซี MAX 232 เป็นตัวปรับระดับแรงดันสามารถปรับระดับแรงดันไปจาก 0 V กับ 12 V มาเป็น 0 V กับ 5 V ได้ ซึ่งเป็นระดับที่นำไปใช้เป็นอินพุตของวงจรมอดูเลต และสามารถปรับระดับแรงดันไฟจาก 0 V กับ 5 V จากวงจรมอดูเลตมาเป็น 0 V กับ 12 V ได้ดังเดิม

วงจรมอดูเลต ที่ใช้การมอดูเลตแบบเอฟเอสเค ที่ใช้ไอซีเบอร์ XR 2206 ทำการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล จะให้ความเร็วเท่ากับ 9600 บอร์ด ต่อ วินาที ซึ่งได้จากการกำหนดค่าในการคำนวณออกแบบวงจร

วงจรมอดูเลต ที่ใช้ไอซีเบอร์ XR 2211 ทำการดีมอดูเลตสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลตสัญญาณที่ได้จากวงจรมอดูเลต จะได้สัญญาณเข้าพุทเป็นสัญญาณดิจิทัลที่เหมือนกันกับสัญญาณอินพุตของวงจรมอดูเลต แต่จะมีดีเลย์ทำให้เข้าพุทช้ากว่าอินพุต

วงจรมอดูเลตทางความถี่ที่ใช้วแรกเตอร์โคโอดเป็นตัวมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม โดยใช้สัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเอฟเอสเค มอดูเลตกับสัญญาณพาหะความถี่ 150 MHz จากวงจรผลิตความถี่ ผลที่ได้คือสัญญาณข่าวสารสามารถมอดกับสัญญาณพาหะและส่งออกอากาศได้

ในส่วนของวงจรรับสัญญาณและดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็มนั้น สัญญาณที่มอดูเลตออกมานั้น จะทำการดีมอดูเลตได้ลำบากเนื่องจากมีความถี่รบกวนจากออสซิลเลเตอร์ ทำให้ความถี่ไอเอฟที่ได้ยังไม่คงที่และสัญญาณไอเอฟที่ได้มีค่าต่ำมาก

หนังสืออ้างอิง

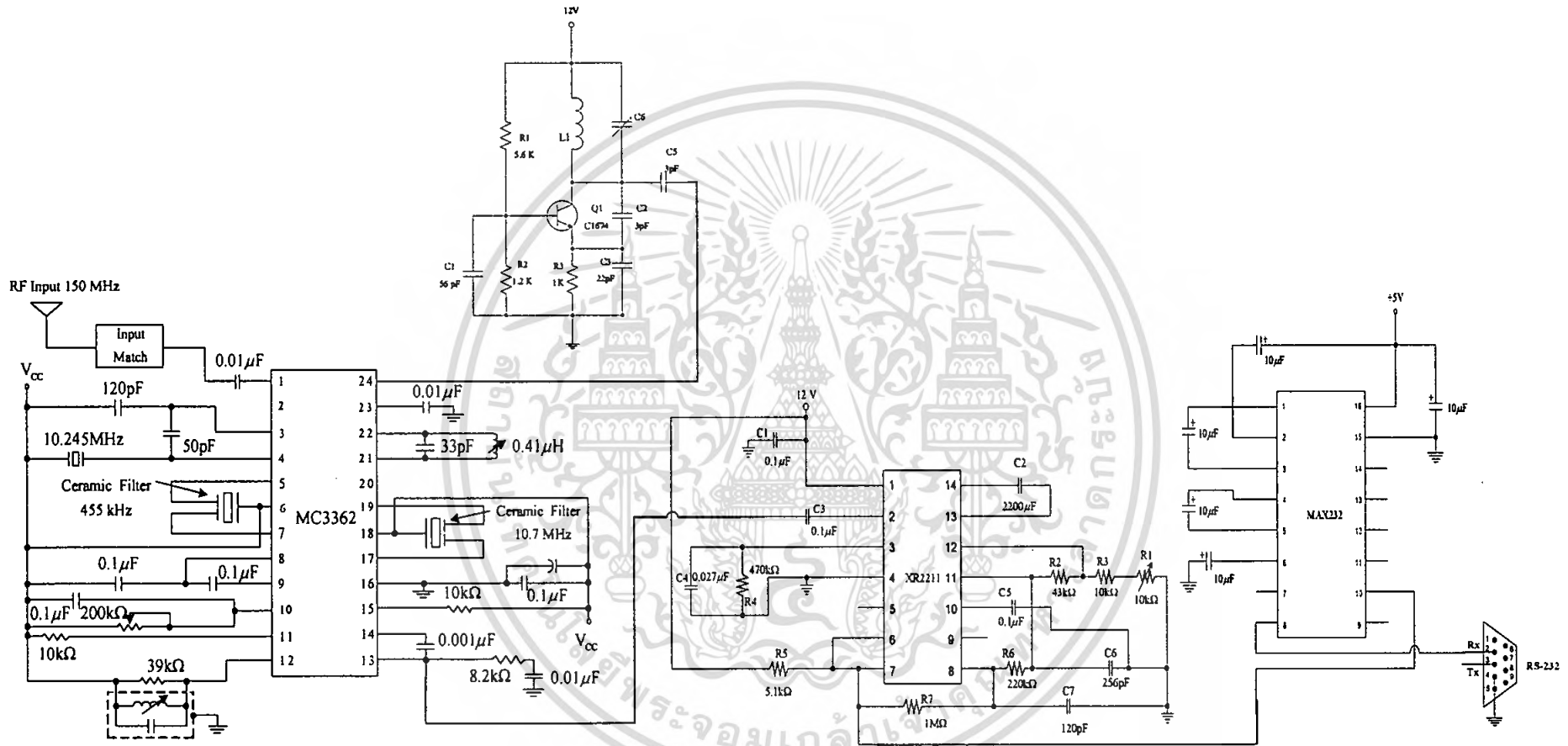
1. Jack Quin “Digital Data Communication” : Prentice Hall Carrer & Teechnology,1995
2. ทิพนันท์ หิรัญชัยวิชาการ “ระบบการสื่อสารข้อมูลและเครือข่ายคอมพิวเตอร์”พิมพ์ครั้งที่ 1
กรุงเทพมหานคร : บริษัท ซีอีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน),2542
3. ผศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์ “วิศวกรรมสื่อสาร”พิมพ์ครั้งที่ 4 : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง : หน้า 188-216



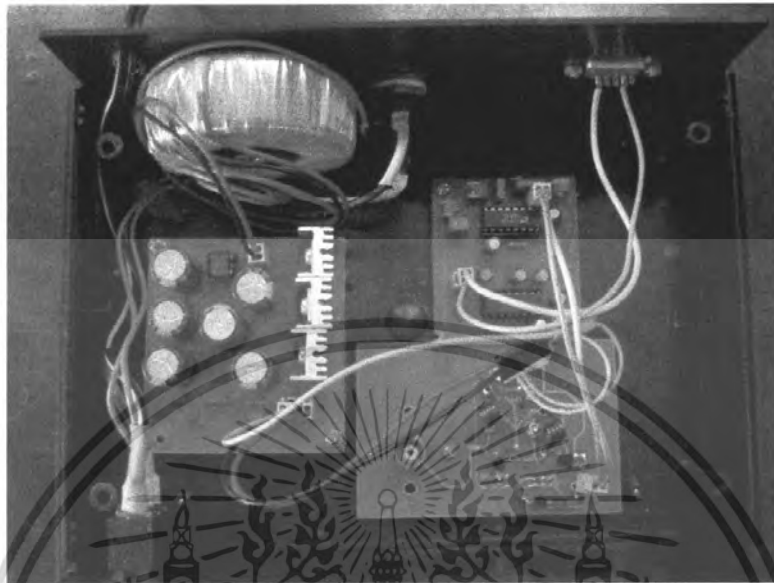
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



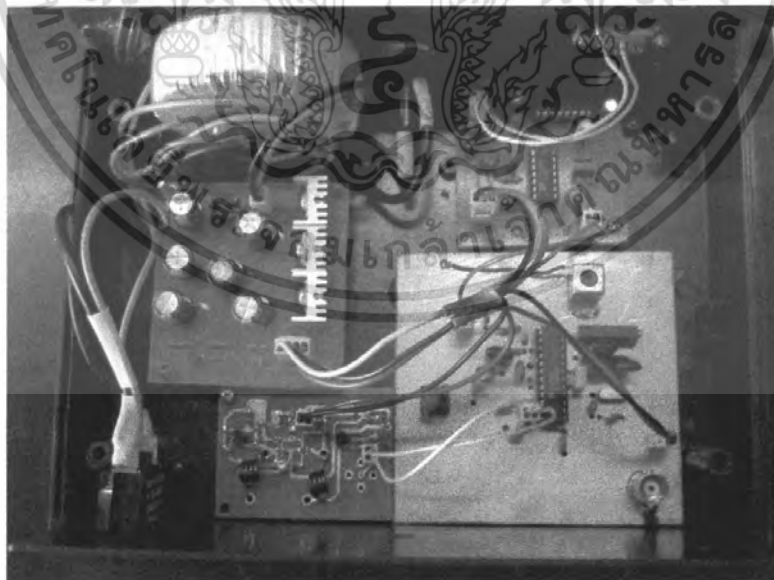
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



วงจรเครื่องรับ

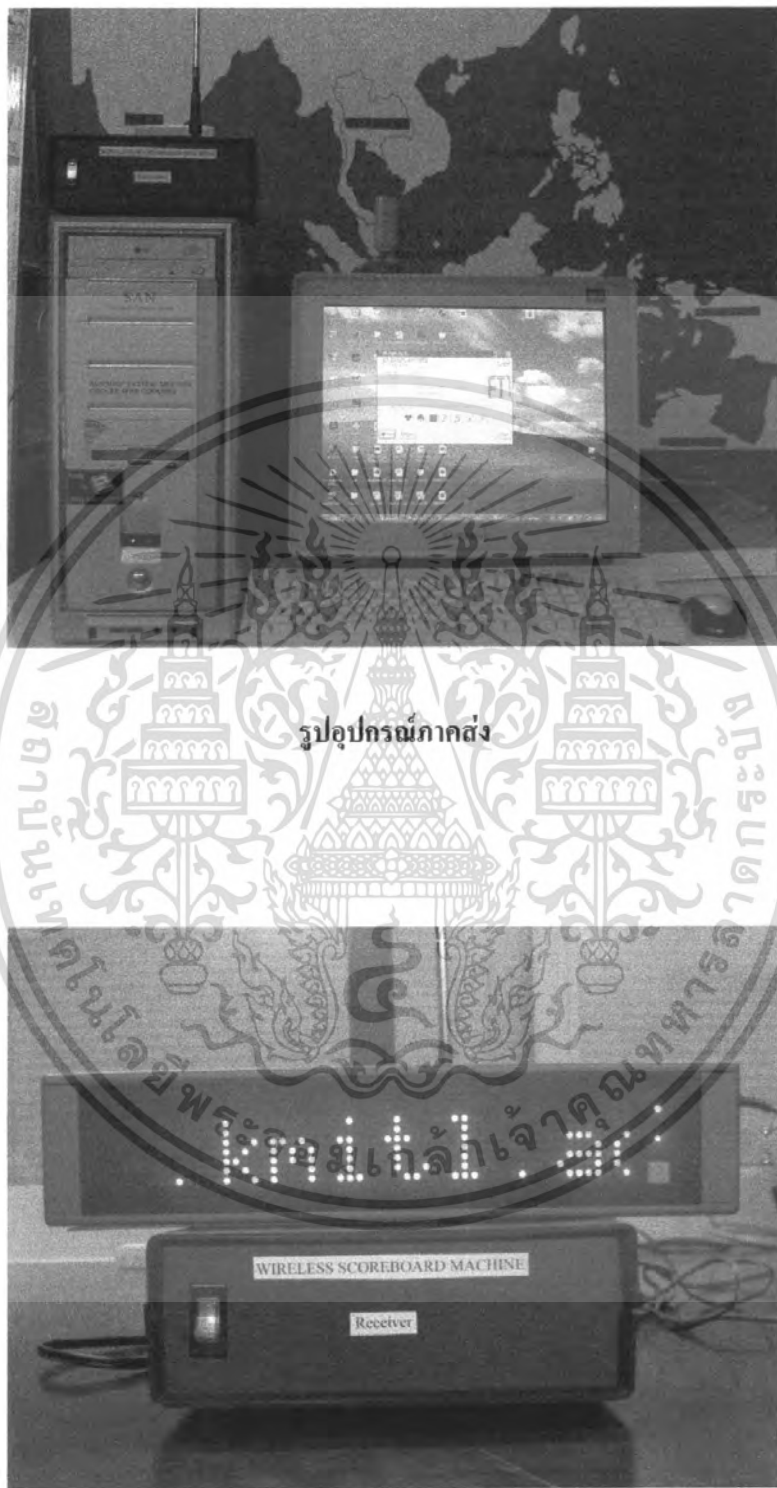


รูปวงจรเครื่องส่ง



รูปวงจรเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปอุปกรณ์ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FEATURES

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

APPLICATIONS

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

GENERAL DESCRIPTION

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

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

ORDERING INFORMATION

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

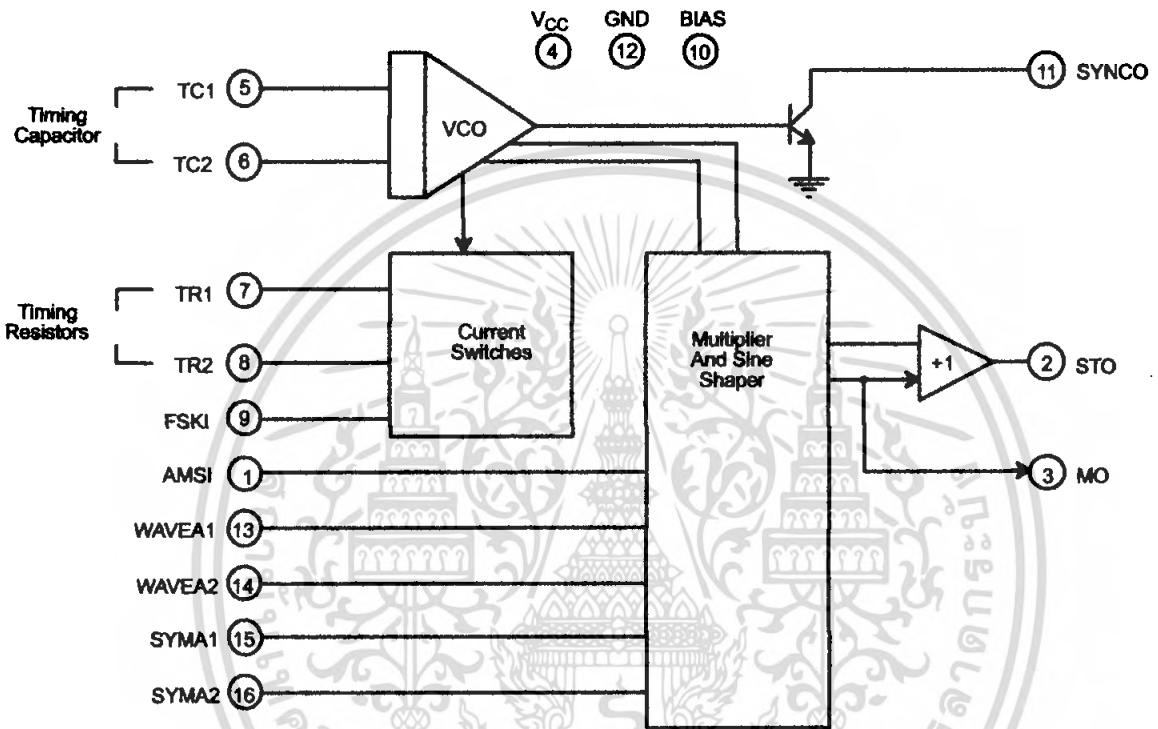
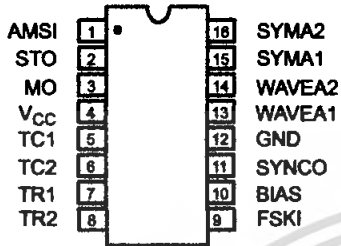
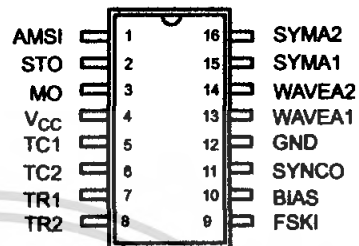


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



16 Lead PDIP, CDIP (0.300")



16 Lead SOIC (Jedec, 0.300")

PIN DESCRIPTION

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

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
General Characteristics								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
Oscillator Section								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$, $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$, $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability Frequency		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability ²		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$, $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$, $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	Figure 5
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	k Ω	
Triangle Sine Wave Output¹								
Triangle Amplitude		180			180		mV/k Ω	Figure 2, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k Ω	Figure 2, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V _{p-p}	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 7 and Figure 8

Notes
¹ Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 3.
² For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.
Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

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

Notes

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

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

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

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

SYSTEM DESCRIPTION

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

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

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

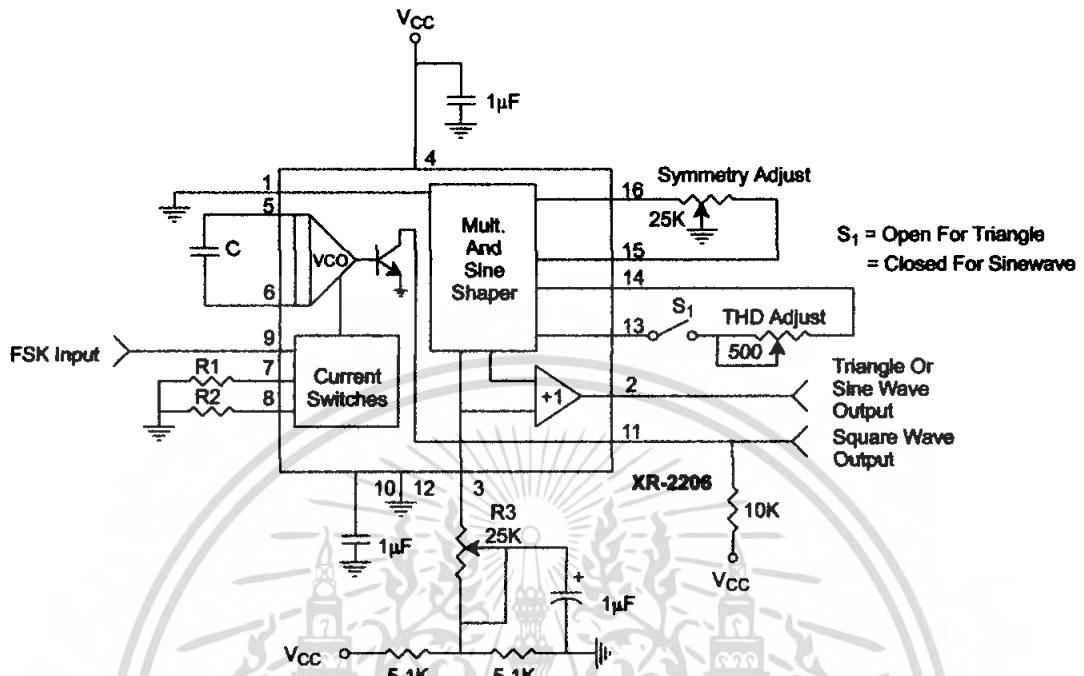


Figure 2. Basic Test Circuit

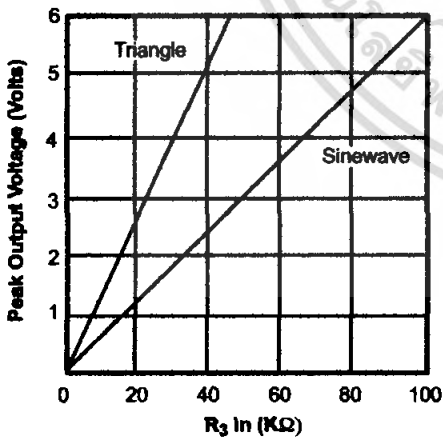


Figure 3. Output Amplitude as a Function of the Resistor, R3, at Pin 3

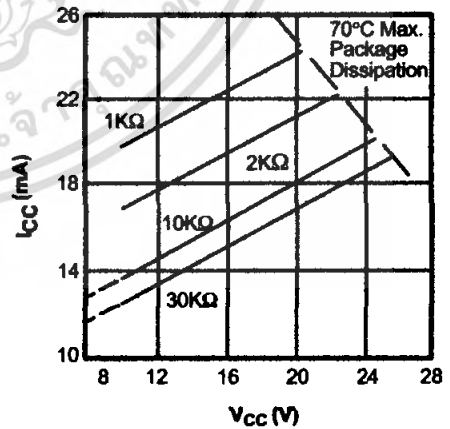


Figure 4. Supply Current vs Supply Voltage, Timing, R

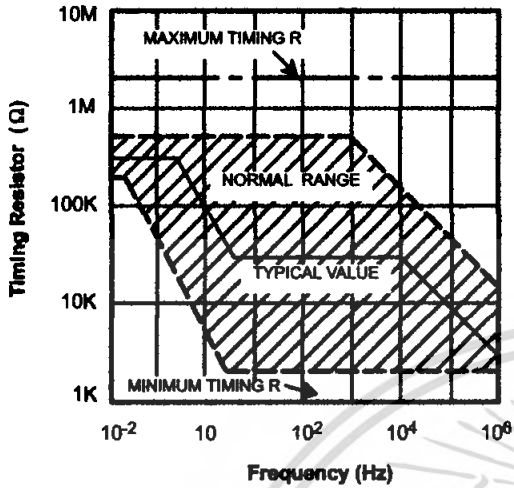


Figure 5. R versus Oscillation Frequency.

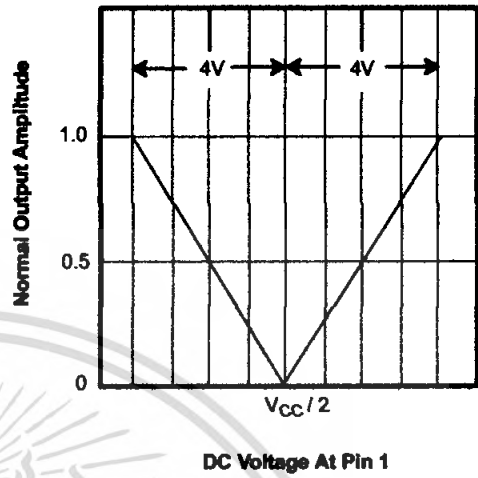


Figure 6. Normalized Output Amplitude versus DC Bias at AM Input (Pin 1)

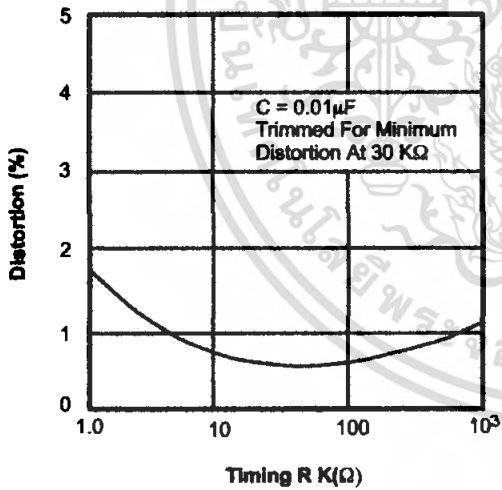


Figure 7. Trimmed Distortion versus Timing Resistor.

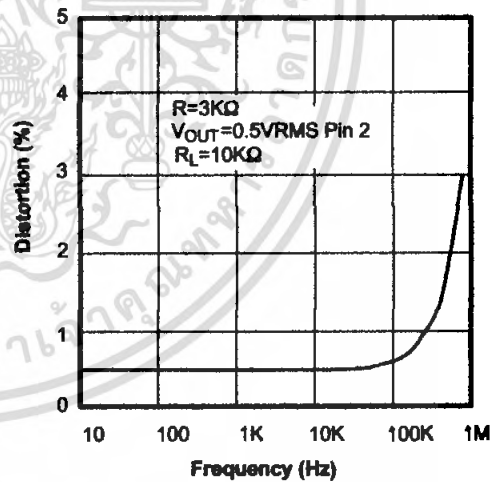


Figure 8. Sine Wave Distortion versus Operating Frequency with Timing Capacitors Varied.

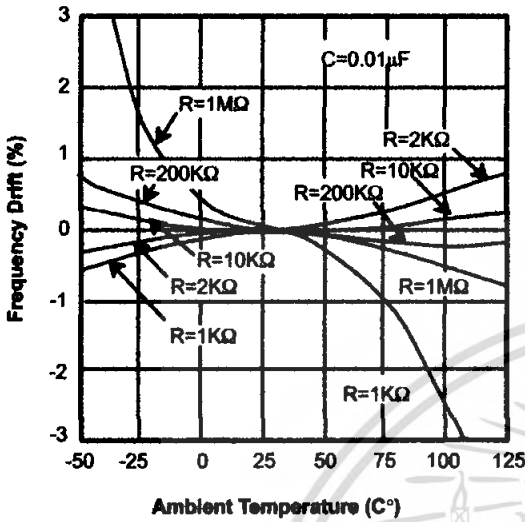


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

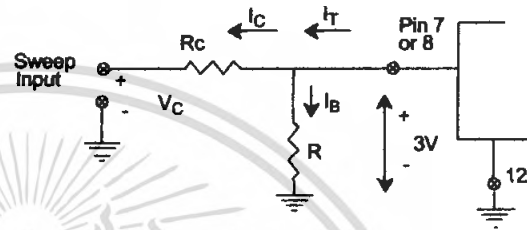


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

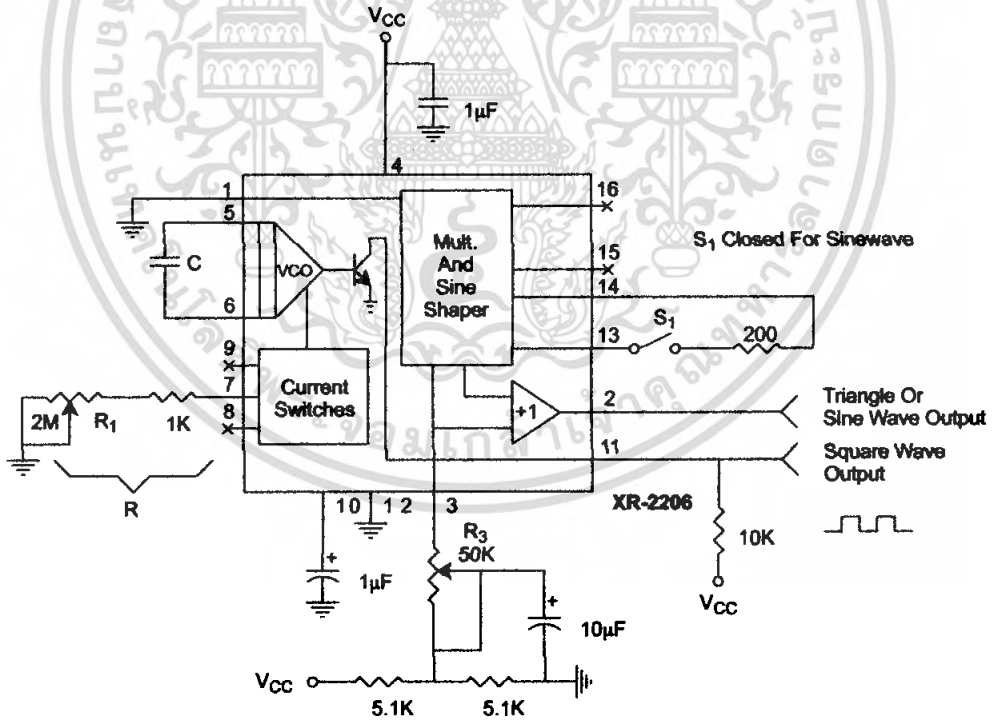


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 3 for Choice of R₃)

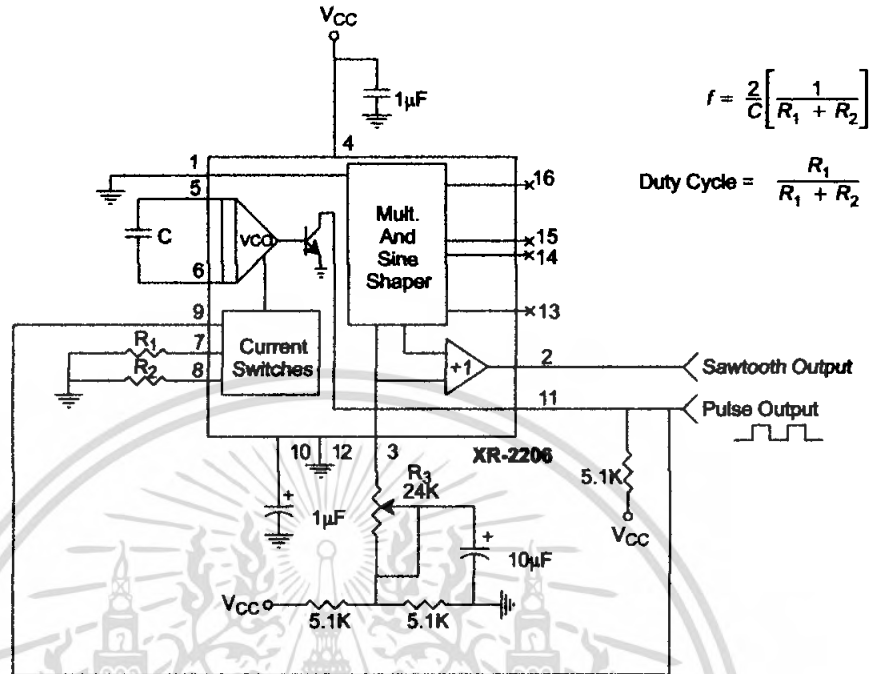


Figure 14. Circuit for Pulse and Ramp Generation.

Frequency-Shift Keying

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

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

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

Output DC Level Control

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

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment

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

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

June 1997-3

FEATURES

- Wide Frequency Range, 0.01Hz to 300kHz
- Wide Supply Voltage Range, 4.5V to 20V
- HCMOS/TTL/Logic Compatibility
- FSK Demodulation, with Carrier Detection
- Wide Dynamic Range, 10mV to 3V rms
- Adjustable Tracking Range, $\pm 1\%$ to 80%
- Excellent Temp. Stability, $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$, max.

APPLICATIONS

- Caller Identification Delivery
- FSK Demodulation
- Data Synchronization
- Tone Decoding
- FM Detection
- Carrier Detection

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications applications. It is particularly suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20V and a wide frequency range of 0.01Hz to 300kHz. It can accommodate analog signals between 10mV and 3V, and can interface with conventional DTL, TTL, and ECL logic families. The circuit consists of a basic PLL for tracking an input signal within the pass band, a

quadrature phase detector which provides carrier detection, and an FSK voltage comparator which provides FSK demodulation. External components are used to independently set center frequency, bandwidth, and output delay. An internal voltage reference proportional to the power supply is provided at an output pin.

The XR-2211 is available in 14 pin packages specified for military and industrial temperature ranges.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2211M	14 Pin CDIP (0.300")	-55°C to +125°C
XR-2211N	14 Pin CDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211P	14 Pin PDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211ID	14 Lead SOIC (Jedec, 0.150")	-40°C to +85°C

BLOCK DIAGRAM

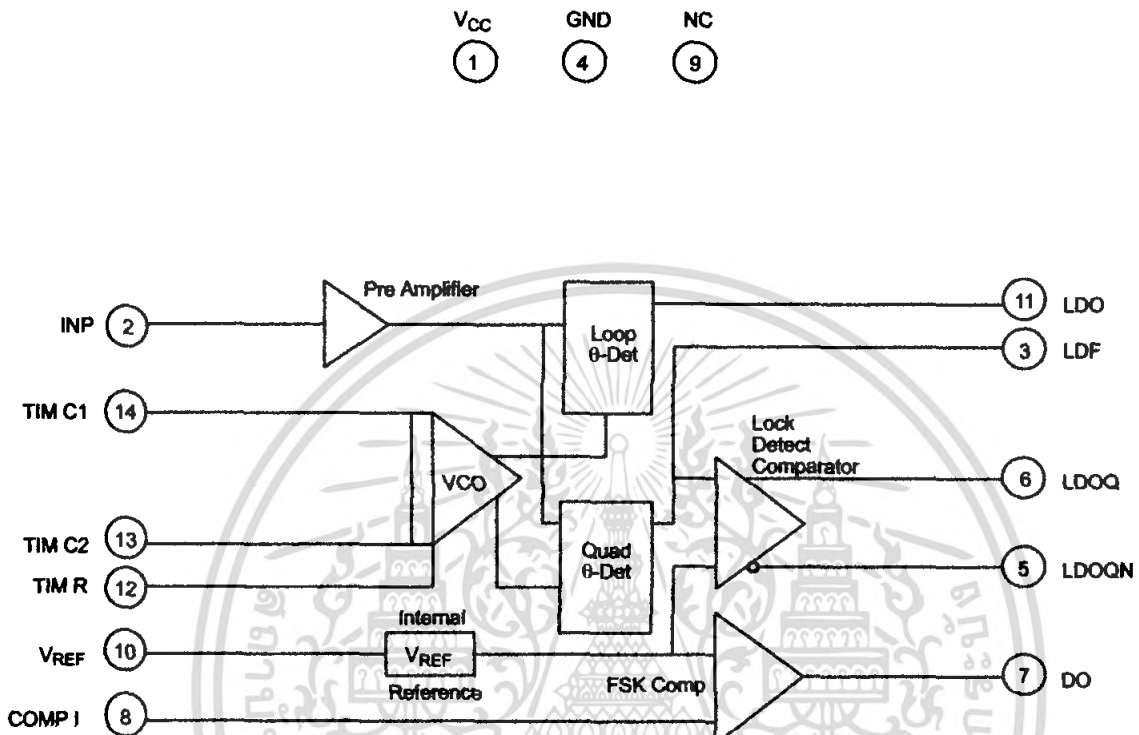
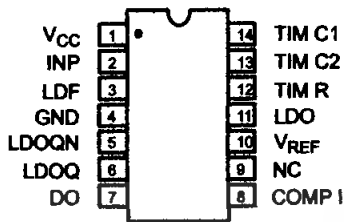
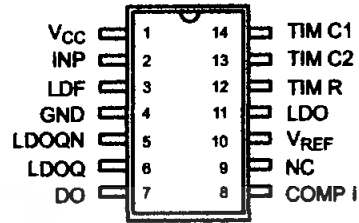


Figure 1. XR-2211 Block Diagram

PIN CONFIGURATION



14 Lead CDIP, PDIP (0.300")



14 Lead SOIC (Jedec, 0.150")

PIN DESCRIPTION

Pin #	Symbol	Type	Description
1	V _{CC}		Positive Power Supply.
2	INP	I	Receive Analog Input.
3	LDF	O	Lock Detect Filter.
4	GND		Ground Pin.
5	LDOQN	O	Lock Detect Output Not. This output will be low if the VCO is in the capture range.
6	LDOQ	O	Lock Detect Output. This output will be high if the VCO is in the capture range.
7	DO	O	Data Output. Decoded FSK output.
8	COMP I	I	FSK Comparator Input.
9	NC		Not Connected.
10	V _{REF}	O	Internal Voltage Reference. The value of V _{REF} is V _{CC} /2 - 650mV.
11	LDO	O	Loop Detect Output. This output provides the result of the quadrature phase detection.
12	TIM R	I	Timing Resistor Input. This pin connects to the timing resistor of the VCO.
13	TIM C2	I	Timing Capacitor Input. The timing capacitor connects between this pin and pin 14.
14	TIM C1	I	Timing Capacitor Input. The timing capacitor connects between this pin and pin 13.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: $V_{CC} = 12V$, $T_A = +25^\circ C$, $R_O = 30K\Omega$, $C_O = 0.033\mu F$, unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
General					
Supply Voltage	4.5		20	V	
Supply Current		4	7	mA	$R_O \geq 10K\Omega$. See Figure 4.
Oscillator Section					
Frequency Accuracy		± 1	± 3	%	Deviation from $f_O = 1/R_O C_O$
Frequency Stability					
Temperature		± 20	± 50	ppm/ $^\circ C$	See Figure 8.
Power Supply		0.05	0.5	%V	$V_{CC} = 12 \pm 1V$. See Figure 7.
		0.2		%V	$V_{CC} = \pm 5V$. See Figure 7.
Upper Frequency Limit	100	300		kHz	$R_O = 8.2K\Omega$, $C_O = 400pF$
Lowest Practical Operating Frequency			0.01	Hz	$R_O = 2M\Omega$, $C_O = 50\mu F$
Timing Resistor, R_O - See Figure 5					
Operating Range	5		2000	K Ω	
Recommended Range	5			K Ω	See Figure 7 and Figure 8.
Loop Phase Detector Section					
Peak Output Current	± 150	± 200	± 300	μA	Measured at Pin 11
Output Offset Current		1		μA	
Output Impedance		1		M Ω	
Maximum Swing	± 4	± 5		V	Referenced to Pin 10
Quadrature Phase Detector Measured at Pin 3					
Peak Output Current	100	300		μA	
Output Impedance		1		M Ω	
Maximum Swing		11		V _{PP}	
Input Preamp Section Measured at Pin 2					
Input Impedance		20		K Ω	
Input Signal					
Voltage Required to Cause Limiting		2	10	mV rms	

Notes

Parameters are guaranteed over the recommended operating conditions, but are not 100% tested in production. **Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)

Test Conditions: $V_{CC} = 12V$, $T_A = +25^\circ C$, $R_O = 30K\Omega$, $C_O = 0.033\mu F$, unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
Voltage Comparator Section					
Input Impedance		2		M Ω	Measured at Pins 3 and 8
Input Bias Current		100		nA	
Voltage Gain	55	70		dB	$R_L = 5.1K\Omega$
Output Voltage Low		300	500	mV	$I_C = 3mA$
Output Leakage Current		0.01	10	μA	$V_O = 20V$
Internal Reference					
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	V	Measured at Pin 10
Output Impedance		100		Ω	AC Small Signal
Maximum Source Current		80		μA	

Notes
 Parameters are guaranteed over the recommended operating conditions, but are not 100% tested in production.
 Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	20V	Package Power Dissipation Ratings	
Input Signal Level	3V rms	CDIP	750mW
Power Dissipation	900mW	Derate Above $T_A = 25^\circ C$	8mW/ $^\circ C$
		PDIP	800mW
		Derate Above $T_A = 25^\circ C$	60mW/ $^\circ C$
		SOIC	390mW
		Derate Above $T_A = 25^\circ C$	5mW/ $^\circ C$

SYSTEM DESCRIPTION

The main PLL within the XR-2211 is constructed from an input preamplifier, analog multiplier used as a phase detector and a precision voltage controlled oscillator (VCO). The preamplifier is used as a limiter such that input signals above typically 10mV rms are amplified to a constant high level signal. The multiplying-type phase detector acts as a digital exclusive or gate. Its output (unfiltered) produces sum and difference frequencies of the input and the VCO output. The VCO is actually a current controlled oscillator with its normal input current (f_O) set by a resistor (R_O) to ground and its driving current with a resistor (R_1) from the phase detector.

The output of the phase detector produces sum and difference of the input and the VCO frequencies

(internally connected). When in lock, these frequencies are $f_{IN} + f_{VCO}$ (2 times f_{IN} when in lock) and $f_{IN} - f_{VCO}$ (0Hz when lock). By adding a capacitor to the phase detector output, the 2 times f_{IN} component is reduced, leaving a DC voltage that represents the phase difference between the two frequencies. This closes the loop and allows the VCO to track the input frequency.

The FSK comparator is used to determine if the VCO is driven above or below the center frequency (FSK comparator). This will produce both active high and active low outputs to indicate when the main PLL is in lock (quadrature phase detector and lock detector comparator).

PRINCIPLES OF OPERATION

Signal Input (Pin 2): Signal is AC coupled to this terminal. The internal impedance at pin 2 is 20K Ω . Recommended input signal level is in the range of 10mV rms to 3V rms.

Quadrature Phase Detector Output (Pin 3): This is the high impedance output of quadrature phase detector and is internally connected to the input of lock detect voltage comparator. In tone detection applications, pin 3 is connected to ground through a parallel combination of R_D and C_D (see *Figure 3*) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, pin 3 can be left open.

Lock Detect Output, Q (Pin 6): The output at pin 6 is at "low" state when the PLL is out of lock and goes to "high" state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor, R_L , to V_{CC} for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5mA of load current.

Lock Detect Complement, (Pin 5): The output at pin 5 is the logic complement of the lock detect output at pin 6. This output is also an open collector type stage which can sink 5mA of load current at low or "on" state.

FSK Data Output (Pin 7): This output is an open collector logic stage which requires a pull-up resistor, R_L , to V_{CC} for proper operation. It can sink 5mA of load current. When decoding FSK signals, FSK data output is at "high" or "off" state for low input frequency, and at "low" or "on" state for high input frequency. If no input signal is present, the logic state at pin 7 is indeterminate.

FSK Comparator Input (Pin 8): This is the high impedance input to the FSK voltage comparator. Normally, an FSK post-detection or data filter is connected between this terminal and the PLL phase detector output (pin 11). This data filter is formed by R_F and C_F (see *Figure 3*.) The threshold voltage of the comparator is set by the internal reference voltage, V_{REF} , available at pin 10.

Reference Voltage, V_{REF} (Pin 10): This pin is internally biased at the reference voltage level, V_{REF} : $V_{REF} = V_{CC} / 2 - 650mV$. The DC voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at pins 5, 8, 11 and 12. Pin

10 must be bypassed to ground with a 0.1 μF capacitor for proper operation of the circuit.

Loop Phase Detector Output (Pin 11): This terminal provides a high impedance output for the loop phase detector. The PLL loop filter is formed by R_1 and C_1 connected to pin 11 (see *Figure 3*.) With no input signal, or with no phase error within the PLL, the DC level at pin 11 is very nearly equal to V_{REF} . The peak to peak voltage swing available at the phase detector output is equal to $2 \times V_{REF}$.

VCO Control Input (Pin 12): VCO free-running frequency is determined by external timing resistor, R_0 , connected from this terminal to ground. The VCO free-running frequency, f_0 , is:

$$f_0 = \frac{1}{R_0 \cdot C_0} \text{ Hz}$$

where C_0 is the timing capacitor across pins 13 and 14. For optimum temperature stability, R_0 must be in the range of 10K Ω to 100K Ω (see *Figure 9*.)

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a DC level equal to V_{REF} . The maximum timing current drawn from pin 12 must be limited to $\leq 3mA$ for proper operation of the circuit.

VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14): VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor, C_0 , connected across these terminals (see *Figure 6*.) C_0 must be non-polar, and in the range of 200pF to 10 μF .

VCO Frequency Adjustment: VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer, R_X , in series with R_0 at pin 12 (see *Figure 10*.)

VCO Free-Running Frequency, f_0 : XR-2211 does not have a separate VCO output terminal. Instead, the VCO outputs are internally connected to the phase detector sections of the circuit. For set-up or adjustment purposes, the VCO free-running frequency can be tuned by using the generalized circuit in *Figure 3*, and applying an alternating bit pattern of 0's and 1's at the known mark and space frequencies. By adjusting R_0 , the VCO can then be tuned to obtain a 50% duty cycle on the FSK output (pin 7). This will ensure that the VCO f_0 value is accurately referenced to the mark and space frequencies.

DESIGN EQUATIONS

(All resistance in Ω , all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

(See *Figure 3* for definition of components)

1. VCO Center Frequency, f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{R_0 \cdot C_0}$$

2. Internal Reference Voltage, V_{REF} (measured at pin 10):

$$V_{REF} = \left(\frac{V_{CC}}{2} \right) - 650 \text{ mV in volts}$$

3. Loop Low-Pass Filter Time Constant, τ :

$$\tau = C_1 \cdot R_{PP} \text{ (seconds)}$$

where:

$$R_{PP} = \left(\frac{R_1 \cdot R_F}{R_1 + R_F} \right)$$

if R_F is ∞ or C_F reactance is ∞ , then $R_{PP} = R_1$

4. Loop Damping, ζ :

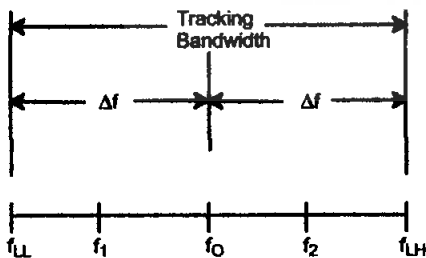
$$\zeta = \sqrt{\left(\frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot C_1} \right)}$$

Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.

5. Loop-tracking

bandwidth, $\pm = \frac{\Delta f}{f_0}$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{R_0}{R_1}$$



6. FSK Data filter time constant, t_F :

$$\tau_F = \frac{R_B \cdot R_F}{(R_B + R_F)} \cdot C_F \text{ (seconds)}$$

7. Loop phase detector conversion gain, K_d : (K_d is the differential DC voltage across pin 10 and pin 11, per unit of phase error at phase detector input):

$$K_d = \frac{V_{REF} \cdot R_1}{10,000 \cdot \pi} \left[\frac{\text{volt}}{\text{radian}} \right]$$

Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.

8. VCO conversion gain, K_o : (K_o is the amount of change in VCO frequency, per unit of DC voltage change at pin 11):

$$K_o = \frac{-2\pi}{V_{REF} \cdot C_o \cdot R_1} = \left(\frac{\text{radian/second}}{\text{volt}} \right)$$

9. The filter transfer function:

$$F(s) = \frac{1}{1 + SR_1 \cdot C_1} \text{ at 0 Hz. } S = j\omega \text{ and } \omega = 0$$

10. Total loop gain, K_T :

$$K_T = K_o \cdot K_d \cdot F(s) = \left(\frac{R_F}{5,000 \cdot C_o \cdot (R_1 + R_F)} \right) \left[\frac{1}{\text{seconds}} \right]$$

11. Peak detector current I_A :

$$I_A = \frac{V_{REF}}{20,000} \text{ (} V_{REF} \text{ in volts and } I_A \text{ in amps)}$$

Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.

APPLICATIONS INFORMATION

FSK Decoding

Figure 10 shows the basic circuit connection for FSK decoding. With reference to Figure 3 and Figure 10, the functions of external components are defined as follows: R_0 and C_0 set the PLL center frequency, R_1 sets the system bandwidth, and C_1 sets the loop filter time constant and the loop damping factor. C_F and R_F form a one-pole post-detection filter for the FSK data output. The resistor R_B from pin 7 to pin 8 introduces positive feedback across the FSK comparator to facilitate rapid transition between output logic states.

Design Instructions:

The circuit of Figure 10 can be tailored for any FSK decoding application by the choice of five key circuit components: R_0 , R_1 , C_0 , C_1 and C_F . For a given set of FSK mark and space frequencies, f_0 and f_1 , these parameters can be calculated as follows:

(All resistance in Ω 's, all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

- a) Calculate PLL center frequency, f_0 :

$$f_0 = \sqrt{F_1 \cdot F_2}$$

- b) Choose value of timing resistor R_0 , to be in the range of 10K Ω to 100K Ω . This choice is arbitrary. The recommended value is $R_0 = 20K\Omega$. The final value of R_0 is normally fine-tuned with the series potentiometer, R_X .

$$R_o = R_0 + \frac{R_x}{2}$$

- c) Calculate value of C_0 from design equation (1) or from Figure 7:

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot f_0}$$

- d) Calculate R_1 to give the desired tracking bandwidth (See design equation 5).

$$R_1 = \frac{R_o \cdot f_0}{(f_1 - f_2)} \cdot 2$$

- e) Calculate C_1 to set loop damping. (See design equation 4):

Normally, $\zeta = 0.5$ is recommended.

$$C_1 = \frac{1250 \cdot C_o}{R_1 \cdot \zeta^2}$$

- f) The input to the XR-2211 may sometimes be too sensitive to noise conditions on the input line. *Figure 4* illustrates a method of de-sensitizing the XR-2211 from such noisy line conditions by the use of a resistor, R_x , connected from pin 2 to ground. The value of R_x is chosen by the equation and the desired minimum signal threshold level.

$$V_{IN \text{ minimum (peak)}} = V_a - V_b = \Delta V \pm 2.8mV \text{ offset} = V_{REF} \frac{20,000}{(20,000 + R_x)} \text{ or } R_x = 20,000 \left(\frac{V_{REF}}{\Delta V} - 1 \right)$$

V_{IN} minimum (peak) input voltage must exceed this value to be detected (equivalent to adjusting V threshold)

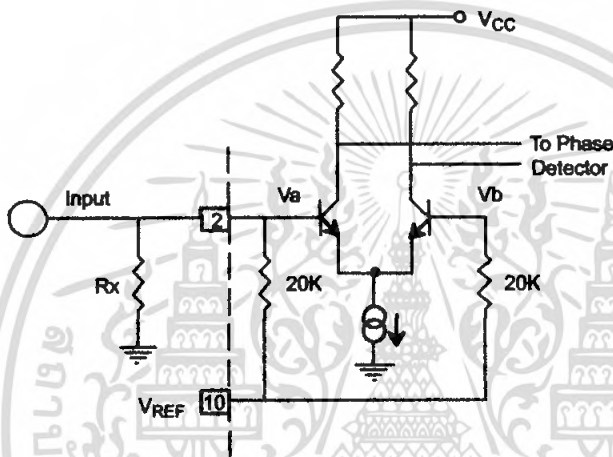


Figure 4. Desensitizing Input Stage

- g) Calculate Data Filter Capacitance, C_F :

$$R_{sum} = \frac{(R_F + R_1) \cdot R_B}{(R_1 + R_F + R_B)}$$

$$C_F = \frac{0.25}{(R_{sum} \cdot \text{Baud Rate})} \quad \text{Baud rate in } \frac{1}{\text{seconds}}$$

Note: All values except R_0 can be rounded to nearest standard value.

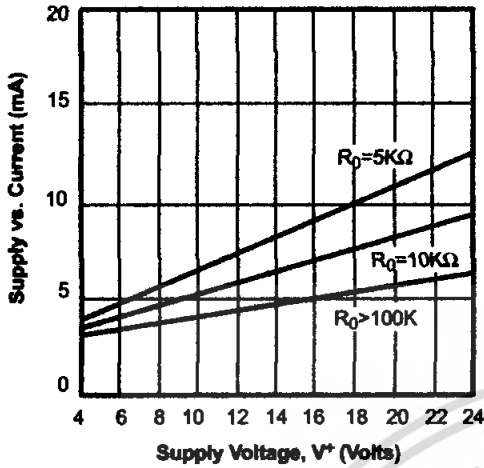


Figure 5. Typical Supply Current vs. V+ (Logic Outputs Open Circuited)

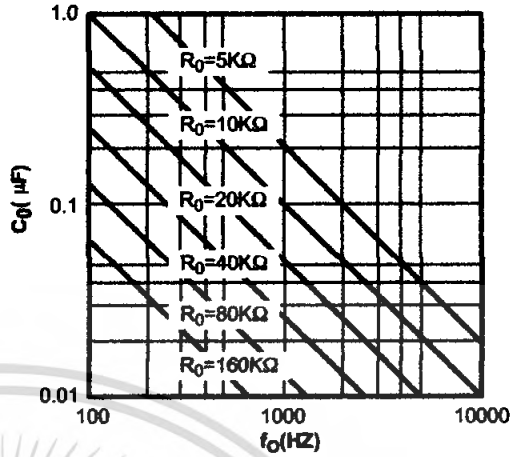


Figure 6. VCO Frequency vs. Timing Resistor

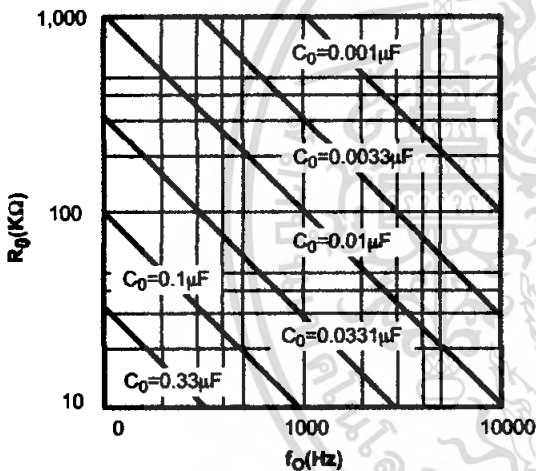


Figure 7. VCO Frequency vs. Timing Capacitor

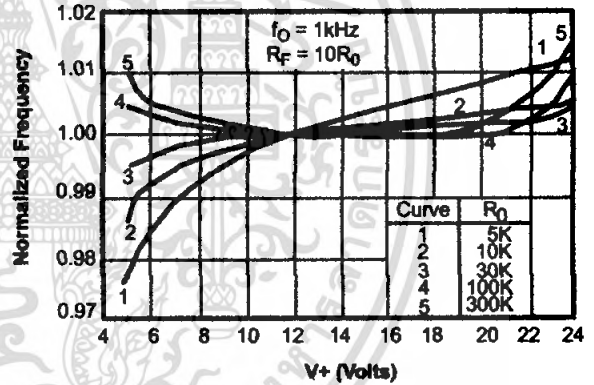


Figure 8. Typical f_0 vs. Power Supply Characteristics

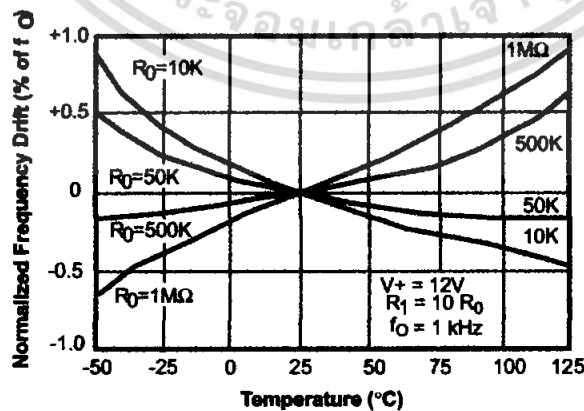


Figure 9. Typical Center Frequency Drift vs. Temperature

KSC1674

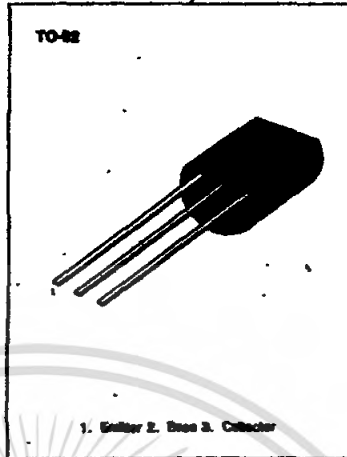
NPN EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

TV PIF AMPLIFIER, FM TUNER RF AMPLIFIER, MIXER, OSCILLATOR

- High Current-Gain-Bandwidth Product $f_T = 600\text{MHz}$ (Typ)
- High Power Gain $G_{ps} = 22\text{dB}$ at $f = 100\text{MHz}$

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	Rating	Unit
Collector-Base Voltage	V_{CB0}	30	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	20	V
Emitter-Base Voltage	V_{EB0}	4	V
Collector Current	I_C	20	mA
Collector Dissipation	P_C	250	mW
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-55 - 150	$^\circ\text{C}$



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

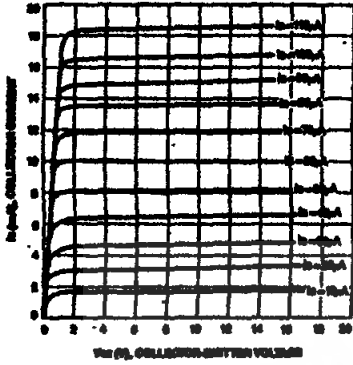
Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Collector-Base Breakdown Voltage	BV_{CB0}	$I_C = 10\mu\text{A}, I_E = 0$	30			V
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV_{CE0}	$I_C = 8\text{mA}, I_E = 0$	20			V
Emitter-Base Breakdown Voltage	BV_{EB0}	$I_E = -10\mu\text{A}, I_C = 0$	4			V
Collector Cut-off Current	I_{C0}	$V_{CB} = 30\text{V}, I_E = 0$			0.1	μA
Emitter Cut-off Current	I_{E0}	$V_{EB} = 4\text{V}, I_C = 0$			0.1	μA
DC Current Gain	h_{FE}	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	40		240	
Base-Emitter On Voltage	$V_{BE}(\text{on})$	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = 1\text{mA}$		0.72		V
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE}(\text{sat})$	$I_C = 10\text{mA}, I_E = 1\text{mA}$		0.1	0.3	V
Current-Gain-Bandwidth Product	f_T	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = 1\text{mA}$	400	600		MHz
Output Capacitance	C_{ob}	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = 0$ $f = 1\text{MHz}$		1.2		pF
Collector-Base Time Constant	C_{cbb}'	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = -1\text{mA}$ $f = 31.8\text{MHz}$		12	15	ps
Common Source Noise Figure	NF	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ $R_n = 50\Omega, f = 100\text{MHz}$		3.0	5.0	dB
Power Gain	G_{ps}	$V_{CE} = 6\text{V}, I_C = 1\text{mA}$ $R_n = 50\Omega, f = 100\text{MHz}$ (Typ)	18	22		dB

h_{FE} CLASSIFICATION

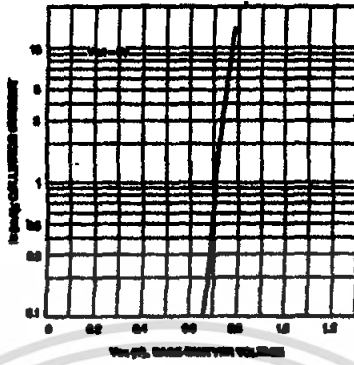
Classification	R	O	Y
h_{FE}	40-80	70-140	120-240

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

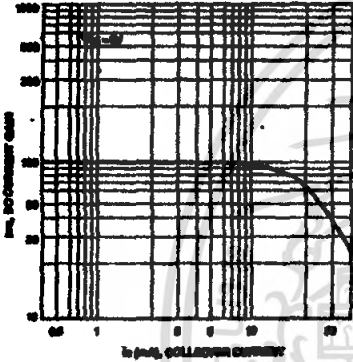
STATIC CHARACTERISTICS



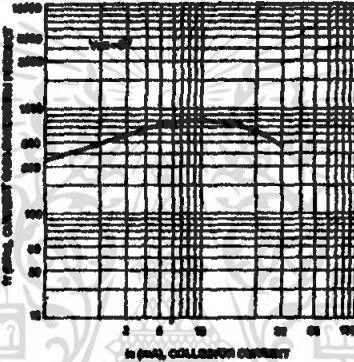
BASE-EMITTER ON VOLTAGE



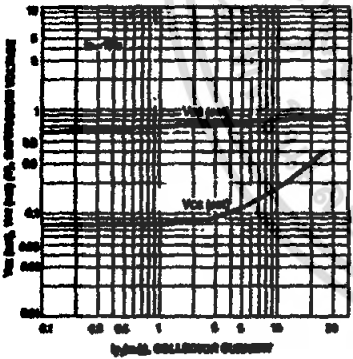
DC CURRENT GAIN



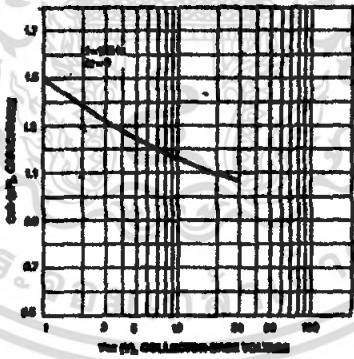
CURRENT GAIN-BANDWIDTH PRODUCT



BASE-EMITTER SATURATION VOLTAGE
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE



COLLECTOR OUTPUT CAPACITANCE



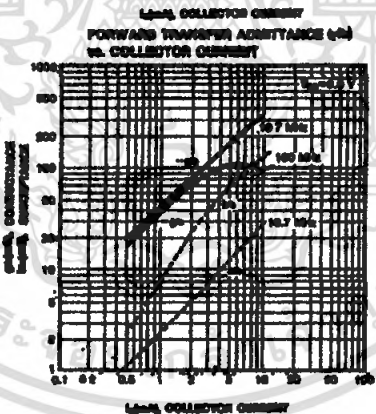
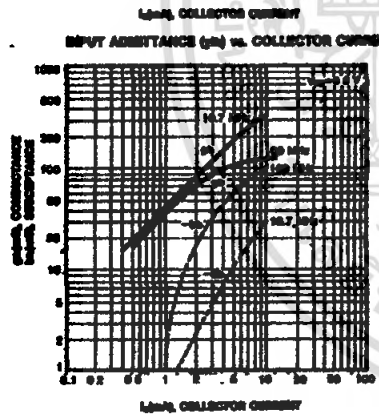
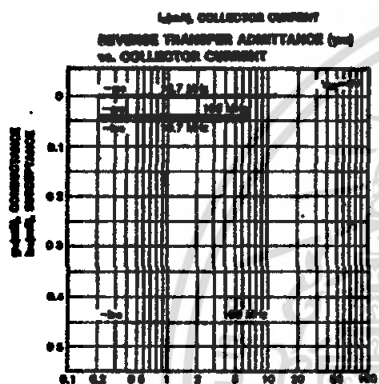
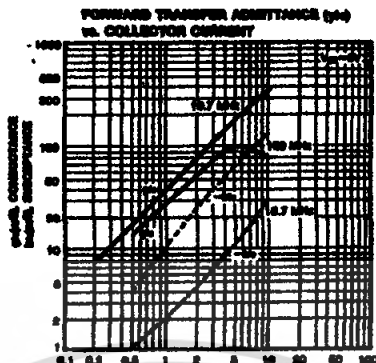
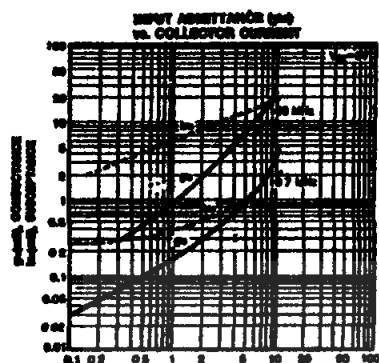
3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

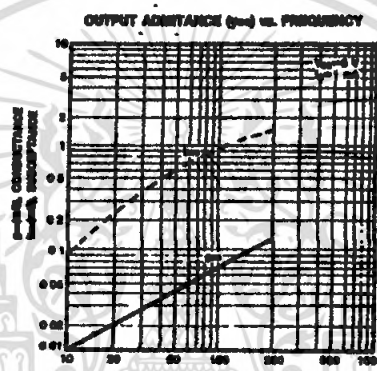
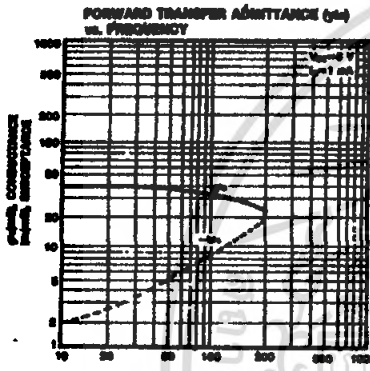
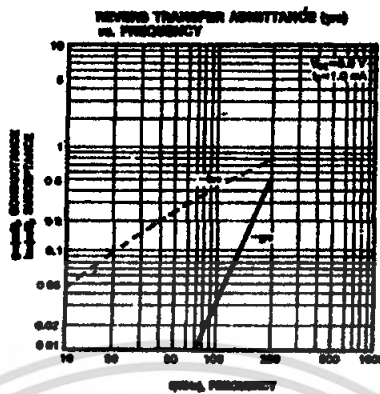
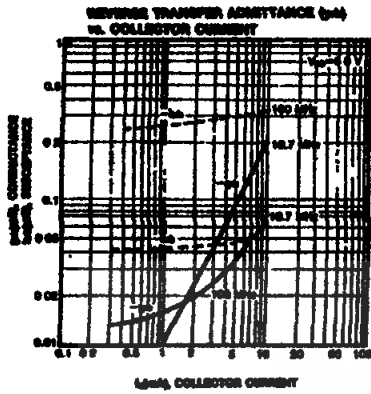
KSC1674

NPN EPITAXIAL SILICON TRANSISTOR

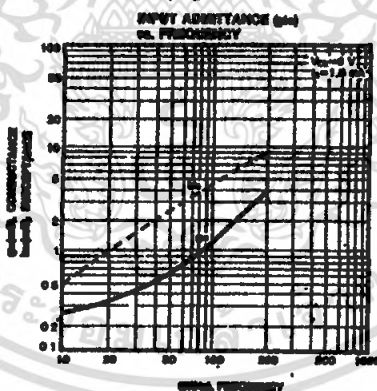
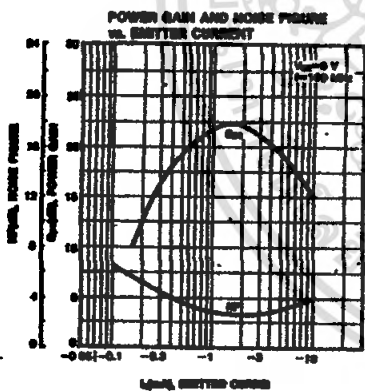
T-31-17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

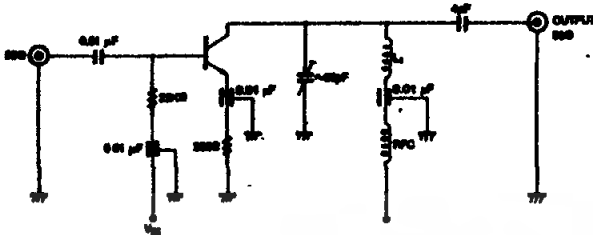


3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100MHz C_{p-c} , HF TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Silicon Tuning Diode

These devices are designed in the popular PLASTIC PACKAGE for high volumerequirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control andtuning applications.They provide solid–state reliability in replacement of mechanical tuning methods. Also available in Surface Mount Package up to 33pF.

- High Q
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance —10%
- Complete Typical Design Curves

MMBV2101LT1
MMBV2103LT1
MMBV2105LT1
MMBV2107LT1
MMBV2108LT1
MMBV2109LT1
MV2101 MV2104
MV2106 MV2108
MV2109 MV2111
MV2115

6.8-100p
 30 VOLTS
 VOLTAGE VARIABLE
 CAPACITANCE DIODES



CASE 318-08, STYLE 8
 SOT- 23 (TO-236AB)

MAXIMUM RATINGS(EACH DIODE)

Rating	Symbol	MV21XX	MMBV21XXLT1	Unit
Reverse Voltage	V_R		30	Vdc
Forward Current	I_F		200	mAdc
Forward power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	280	225	mW
Derate above 25°C		2.8	1.8	mW/°C
Junction Temperature	T_J		+150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}		-55 to +150	°C

DEVICE MARKING

MMBV2101LT1=M4G	MMBV2107LT1=4W
MMBV2103LT1=4H	MMBV2108LT1=4X
MMBV2105LT1=4U	MMBV2109LT1=4J

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Breakdown Voltage ($I_R=1.0\mu\text{Adc}$)	V_{BR}	30	—	—	Vdc
Reverse Voltage Leakage Current ($V_R=25\text{Vdc}, T_A=25^\circ\text{C}$)	I_R	—	—	0.1	μAdc
Diode Capacitance Temperature Coefficient ($V_R=4.0\text{Vdc}, f=1.0\text{MHz}$)	TC_C	—	280	—	ppm/°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ลึกทั้งห้าเป็นให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MMBV2101LT1 MMBV2103LT1 MMBV2105LT1
MMBV2107LT1 MMBV2108LT1 MMBV2109LT1
MV2101 MV2104 MV2105 MV2108 MV2109
MV2111 MV2115

Device	C _T , Diode Capacitance V _R = 4.0 Vdc, f = 1.0 MHz pF			Q, Figure of Merit V _R = 4.0 Vdc, f = 50 MHz	T _R , Tuning Ratio C ₂ /C ₃₀ f = 1.0 MHz		
	Min	Nom	Max	Typ	Min	Typ	Max
MMBV2101LT1/MV2101	6.1	6.8	7.5	450	2.5	2.7	3.2
MMBV2103LT1	9.0	10	11	400	2.5	2.9	3.2
MV2104	10.8	12	13.2	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2105LT1/MV2105	13.5	15	16.5	400	2.5	2.9	3.2
MMBV2107LT1	19.8	22	24.2	350	2.5	2.9	3.2
MMBV2108LT1/MV2108	24.3	27	29.7	300	2.5	3.0	3.2
MMBV2109LT1/MV2109	29.7	33	36.3	200	2.5	3.0	3.2
MV2111	42.3	47	51.7	150	2.5	3.0	3.2
MV2115	90	100	110	100	2.6	3.0	3.3

MMBV2101LT1, MMBV2103LT1, MMBV2105LT1, MMBV2107LT1 thru **MMBV2109LT1**, are also available in bulk. Use the device title and drop the "T1" suffix when ordering any of these devices in bulk.

PARAMETER TEST METHODS

1. C_T, DIODE CAPACITANCE

(C_T = C_c + C_J). C_T is measured at 1.0 MHz using a ca-pacitance bridge (Boonton Electronics Model 75A or equivalent).

2. T_R, TUNING RATIO

T_R is the ratio of C_T measured at 2.0 Vdc divided by C_T measured at 30 Vdc.

3. Q, FIGURE OF MERIT

Q is calculated by taking the G and C readings of an ad-mittance bridge at the specified frequency and substituting in the following equations:

$$Q = \frac{2\pi f C}{G}$$

(Boonton Electronics Model 33As8 or equivalent). Use Lead Length $\approx 1/16"$.

4. TC_C, DIODE CAPACITANCE TEMPERATURE COEFFICIENT

TC_C is guaranteed by comparing C_T at V_R=4.0Vdc, f=1.0MHz, T_A= -65°C with C_T at V_R=4.0Vdc, f=1.0MHz, T_A= +85°C in the following equation, which defines TC_C:

$$TC_C = \left| \frac{C_T(+85^\circ C) - C_T(-65^\circ C)}{85+65} \right| \cdot \frac{10^6}{C_T(25^\circ C)}$$

Accuracy limited by measurement of C_T to $\pm 0.1\text{pF}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MMBV2101LT1 MMBV2103LT1 MMBV2105LT1
MMBV2107LT1 MMBV2108LT1 MMBV2109LT1
MV2101 MV2104 MV2105 MV2108 MV2109
MV2111 MV2115**

TYPICAL DEVICE CHARACTERISTICS

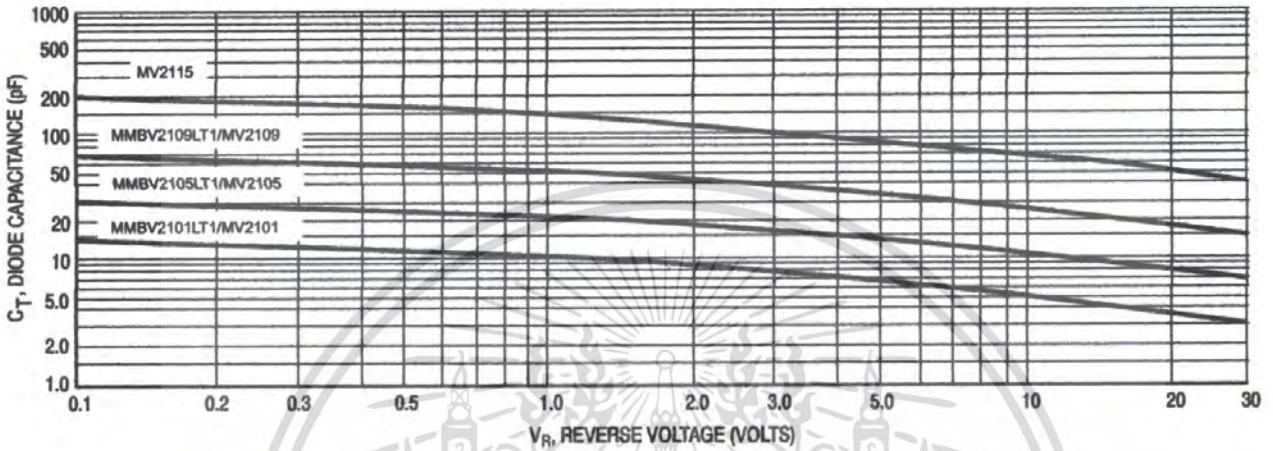


Figure 1. Diode Capacitance versus Reverse Voltage

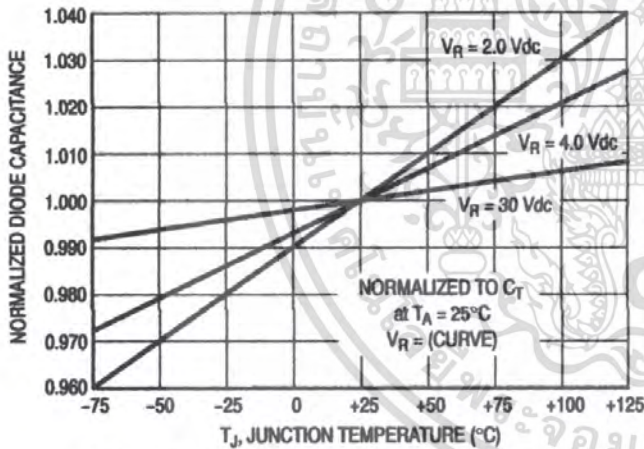


Figure 2. Normalized Diode Capacitance versus Junction Temperature

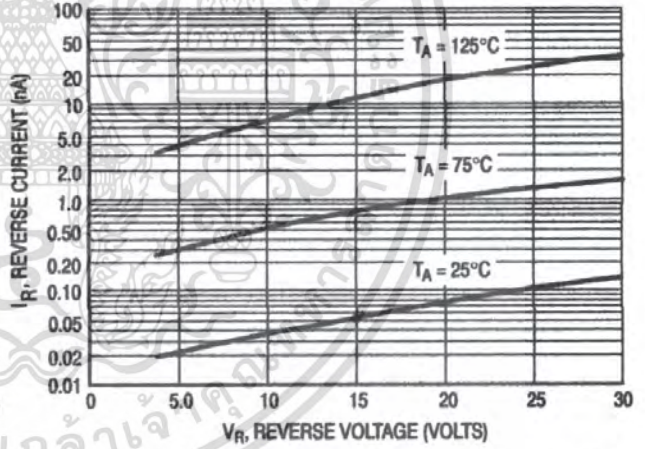


Figure 3. Reverse Current versus Reverse Bias Voltage

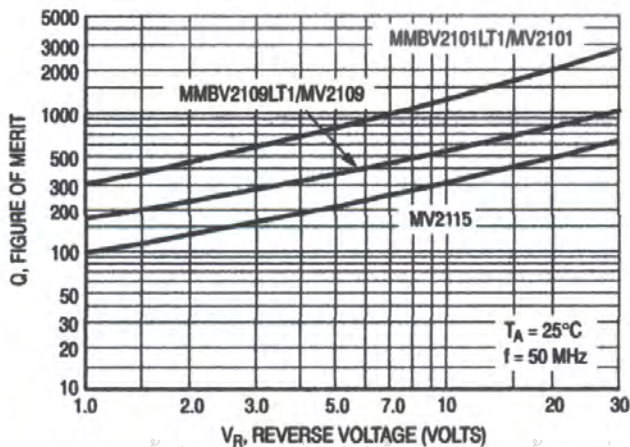


Figure 4. Figure of Merit versus Reverse Voltage

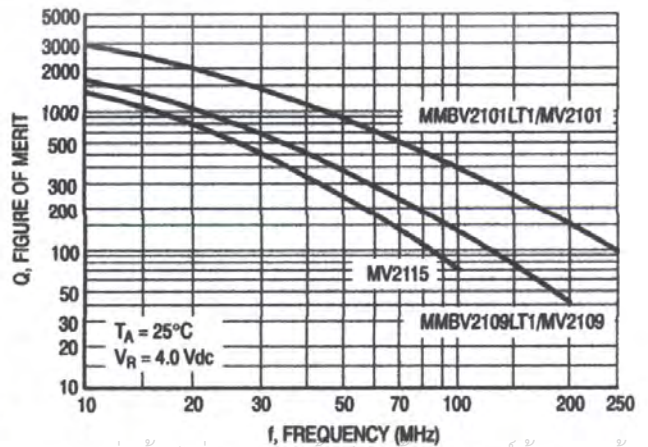


Figure 5. Figure of Merit versus Frequency