เครื่องมือส่งสัญญาณจากการวัดแบบไร้สาย

WIRELESS TELEMETRY

โดย

นาย ทรรพนันท์ จ้อยเจริญ

นาย สาธิต ปกพัฒนกุล

นาย เอก รัตนพฤกษ์

วัน เดือน ปี -2 ต.ค. 2541

เลขทะเบียน 038427

เลขเรียกหนังสือ T 39 2539 ท1140

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ 038427

เครื่องมือส่งสัญญาณจากการวัดแบบไร้สาย

WIRELESS TELEMETRY

โดย

นาย ทรรพนันท์ จ้อยเจริญ 36014156

นาย สาธิต ปกพัฒนกุล 36014480

นาย เอก รัตนพฤกษ์ 36014577

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ

รายงานนี้สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องมือส่งสัญญาณจากการวัดแบบไร้สาย

ผู้จัดทำ

1. นาย ทรรพนันท์ ข้อยเจริญ
2. นาย สาธิต ปกพัฒนะกุล
3. นาย เอก รัตนพฤกษ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(.....ผ.ศ. ปกครอง สุภรณ์.....)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องมือส่งสัญญาณจากการวัดแบบไร้สาย

นาย ทรรพนันท์ จ้อยเจริญ
นาย สาธิต ปกพัฒนกุล
นาย เอก รัตนพฤกษ์
อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ
อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2539

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ กล่าวถึง การออกแบบส่วนหนึ่งของระบบวัดทางไกล ซึ่งจะนำไปใช้เป็นมอนิเตอร์ในห้องผู้ป่วยหนัก (ICU monitor) เป็นการนำสัญญาณต่างๆจากร่างกายที่ถูกขยายแล้วมาป้อนให้กับระบบที่ได้ทดลองสร้างขึ้น ระบบที่ได้สร้างขึ้นนี้ประกอบด้วย วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล แล้วส่งข้อมูลออกไปแบบอนุกรม หลังจากนั้นจะนำไปมอดดูเลตแบบ FSK โดยใช้อัตราการส่ง 2400 บอด สัญญาณ FSK ถูกส่งออกอากาศโดยใช้คลื่นพาหะ 27 MHz มอดดูเลตแบบเอฟเอ็ม สัญญาณที่รับได้จะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณเดิมโดยผ่านวงจรดีมอดดูเลตตามด้วยวงจรแปลงสัญญาณอนุกรมเป็นขนาน วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก ผลที่ได้รับ เกิดข้อผิดพลาดในวงจร FSK ทำให้สัญญาณที่รับได้ผิดพลาดในบางครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

WIRELESS TELEMETRY

TUPPANAN JOYJAREAN

SATIT POKPATTANAKUL

EK PATANAPRUK

PRAPAKORN SUWANNA (ADVISOR)

1996

ABSTRACT

The subject of this report is a pant of wireless telemetry system intended to be used in ICU monitoring system. The processed signal from a patient's body are inputs of the system. The system contains A/D which transmits data in serial form and after that this data will be modulated by means of FSK which has the baud rate of 2400. The broadcasting FSK signal uses the carrier frequency of 27 MHz which is modulated by means of FM. All the receiver, the received signal will be converted to the original signal by passing through this circuit , which is demodulator , series to parallel signal converter , D/A , but there are some problem in FSK circuit which make a mistake in the received signal sometimes.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

		หน้า
บทที่1	บทนำ	1
บทที่2	หลักการและทฤษฎี	3
	2.1คุณสมบัติการสื่อสารด้วยสัญญาณดิจิตอล	3
	2.2การสุ่มสัญญาณ	3
	2.3การเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล	6
	2.4การเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก	6
	2.5A/D แบบต่างๆ	8
	2.6การมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่(FSK)	11
	2.7การดีมอดดูเลตสัญญาณ FM,FSK	13
	2.8การกรองความถี่แบบแอกทีฟ(Active Filter)	15
	2.9การติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม	18
	2.10หลักการมอดูเลททางความถี่(Frequency modulation)	22
บทที่ 3	พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใน MCS51	29
	3.1รูปแบบของการส่งข้อมูลอนุกรม	29
	3.2การสื่อสารระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์หลายตัว	32
	3.3รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON (Serial Port Control Registor)	33
	3.4อัตราเร็วในการรับและส่งข้อมูล	35
บทที่ 4	การออกแบบและสร้างวงจรใช้งาน	42
	4.1ภาคส่ง(Transmitter)	43
	4.2ภาครับ(Reciver)	48
บทที่ 5	ผลการทดลอง	54
บทที่ 6	สรุปผลการทดลอง	66
	ภาคผนวก	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่1.1 บล็อกไดอแกรมของ Wireless Telemetry 2

รูปที่2.1 หลักของการทำงานอุปกรณ์สุ่มสัญญาณ 4

รูปที่2.2(ก) แสดงสเปรกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่จะสุ่ม 5

รูปที่2.2(ข) สเปรกตรัมหลังจากการสุ่ม เกิด Ferquency folding 5

รูปที่2.3 การเกิด Aliad frequency จากการสุ่มด้วยความถี่ต่ำกว่า 2 เท่าของ
ความถี่สัญญาณอินพุทรูปไซน์ 6

รูปที่2.4 หลักการของ DAC แบบ Weighted resister 7

รูปที่2.5 DAC กับ Ladder Network และ วงจรสมมูลของอุปกรณ์ใน Ladder Network 7

รูปที่2.6 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดันอินพุทกับแรงดัน linear ramp 8

รูปที่2.7 Single slope converter 8

รูปที่2.8 Duel slope integration ADC 9

รูปที่2.9 ตัวแปลง A/D ซึ่งใช้เทคนิค Succesive Approximation 10

รูปที่2.10 3 bit Converter 11

รูปที่2.11 การมอดดูเลตแบบ FSK 11

รูปที่2.12 สัญญาณ FSK 12

รูปที่2.13 Quadrature detector 14

รูปที่2.14 แสดงผลตอบสนองความถี่ต่ำ 16

รูปที่2.15 แสดงผลตอบสนองในหน่วย dB 17

รูปที่2.16 แสดงวงจรกรองความถี่อันดับสอง 18

รูปที่2.17 แสดงบิตต่างๆของข้อมูลที่จะทำการส่งข้อมูลแบบอนุกรม
โดยที่จะถูกส่งทีละบิต 18

รูปที่2.18 แสดงบิตต่างๆของข้อมูลที่จะทำการส่งข้อมูลแบบขนาน
โดยที่ทุกบิตจะถูกส่งพร้อมกัน 18

รูปที่2.19 แสดงรูปสัญญาณของข้อมูลที่ถูกส่งแบบอนุกรม 19

รูปที่2.20 การเพิ่ม start bit ก่อน 20

รูปที่2.21 การเพิ่ม parity bit ลงในข้อมูลแต่ละไบท์ 21

รูปที่2.22 รูปแบบของข้อมูลแต่ละไบท์ในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม 22

รูปที่2.23 block diagram ของการเปลี่ยนข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม 22

รูปที่2.24 แสดงการมอดดูเลตทางความถี่ 23

รูปที่2.25 แสดงแอมปริจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM 25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่2.26 แสดงรูปคลื่น FM ในเชิงความถี่ 26
รูปที่2.27 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดดูเลตค่าต่างๆ 26
รูปที่3.1 แสดงข้อมูลที่รับและส่งในการทำงานของพอร์ตสื่อสารแบบอนุกรมโหมด0 30
รูปที่3.2 แสดงข้อมูลที่รับและส่งในการทำงานของพอร์ตสื่อสารแบบอนุกรมโหมด1 30
รูปที่3.3แสดงข้อมูลที่รับและส่งในการทำงานของพอร์ตสื่อสารแบบอนุกรมโหมด2,3 31
รูปที่3.4 แสดงรีจีสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON 33
รูปที่3.5 แสดงตัวอย่างการคำนวณค่าจากสมการเทียบกับการเปิดค่าจากตาราง
ในการกำหนดการทำงานโหมด 3 โดยใช้ไทม์เมอร์ 1 38
รูปที่3.6 ไทม์เมอร์ 2 ในการทำงานเป็นตัวกำหนดอัตราบิต 38
รูปที่3.7 ตัวอย่างการกำหนดการทำงานของพอร์ตสื่อสารแบบอนุกรมโหมด3
โดยใช้ไทม์เมอร์ 2 40
รูปที่4.1 แสดงส่วนประกอบภาคส่ง 42
รูปที่4.2 แสดงส่วนประกอบภาครับ 42
รูปที่4.3 วงจรแปลงอนาลอกเป็นดิจิตอล 43
รูปที่4.4 วงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่ 45
รูปที่4.5 วงจร FM ภาคส่ง 47
รูปที่4.6ก บล็อกไดอะแกรมของภาครับ 48
รูปที่4.6 วงจร FM ภาครับ 49
รูปที่4.7 วงจรดีมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่ 50
รูปที่4.8 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก 53
รูปที่5.1 วงจรที่ใช้ในการทดลอง 54
รูปที่5.2 แสดงผลของวงจร ch1เป็นอินพุทอนาลอก ch2เป็นสัญญาณดิจิตอลจาก8031 54
รูปที่5.3 แสดงผลของวงจรFSK 55
รูปที่5.4 แสดงผลของวงจร demod FSK 56
รูปที่5.5 วงจรที่ใช้ในการทดลอง 56
รูปที่5.6 แสดงผลของวงจรจากรูป 5.1 อินพุท 5Hz 57
รูปที่5.7 แสดงผลของวงจรจากรูป 5.1 อินพุท 20Hz 58
รูปที่5.8 แสดงผลของวงจรจากรูป 5.1 อินพุท 50Hz 58
รูปที่5.9 แสดงผลของวงจรจากรูป 5.1 อินพุท 60Hz 59
รูปที่5.10 แสดงผลของวงจรจากรูป 5.1 อินพุท120Hz 59
รูปที่5.11แสดงผลของวงจรจากรูป 5.5 อินพุท 30Hz 60
รูปที่5.12แสดงผลของวงจรจากรูป 5.5 อินพุท 30Hz 61

เอกสารนี้สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่5.13'แสดงผลของวงจรจากรูป 5.5 อินพุท 50Hz 61
รูปที่5.14แสดงผลของวงจรจากรูป 5.5 อินพุท 30Hz 62
รูปที่5.15แสดงผลของวงจรมอดและดีมอดดูเลทFM อินพุท 2400 Hz 63
รูปที่5.16แสดงผลของวงจรมอดและดีมอดดูเลทFM อินพุท 2400 Hz 63
รูปที่5.17วงจรที่ใช้ในการทดลอง 64
รูปที่5.18 แสดงผลของวงจรสมบูรณ์ 64
รูปที่5.19แสดงผลของวงจรสมบูรณ์ 65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1

บทนำ(Introduction)

ในปัจจุบันนี้วิทยาการและเทคโนโลยีด้านต่างๆ มีความเจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วและต่อเนื่องเพื่อตอบสนองความต้องการของมนุษย์ ไม่ว่าเพื่อความอยู่รอดปลอดภัย หรือเพื่อความสะดวกสบายในชีวิตประจำวัน การโทรคมนาคมและการติดต่อสื่อสารไร้สายนับเป็นสื่อกลางที่มีบทบาทสำคัญมากในหลายๆด้าน ไม่ว่าในวงการธุรกิจ หน่วยงานราชการ หน่วยงานเอกชนเครื่องมือวัดเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญ ที่ใช้ในงานด้านอุตสาหกรรม, การแพทย์, การทหาร และการทดลองวิจัยด้านต่างๆ

การส่งสัญญาณจากการวัดแบบไร้สายเป็นโครงงานที่คิดขึ้น เพื่อแก้ปัญหาการมีอุปสรรคด้านเทคนิกการวัด เช่น การที่อุปกรณ์แสดงผลมีขนาดใหญ่ เคลื่อนย้ายลำบาก และอยู่ห่างจากแหล่งข้อมูลที่วัด, หรือการที่ต้องการวัดข้อมูลในสถานที่ ที่ทำการวัดโดยตรงได้ลำบากเนื่องจากมนุษย์ไม่สามารถเข้าไปทำการวัดได้โดยตรงอาจจะเพราะมีพื้นที่คับแคบหรือ มนุษย์ไม่สามารถอาศัยอยู่ได้ รวมไปถึงความยุ่งยากในการลากสายการวัดเป็นระยะทางไกลๆ จึงนำเทคนิกด้านการสื่อสารไร้สายมาช่วยในการส่งข้อมูลจากแหล่งกำเนิด มายังอุปกรณ์แสดงผล

ในโครงงานนี้จะเน้นด้านการวัดข้อมูล ที่มีย่านความถี่ต่ำมากๆ เช่นสัญญาณคลื่นหัวใจ, อุณหภูมิ, ความดันโลหิต ในโรงพยาบาล เพราะการที่จะตรวจสอบความผิดปกติที่อาจก่อให้เกิดอันตรายแก่ผู้ป่วย ในทุกๆห้องเป็นการสิ้นเปลืองบุคคลากรด้านการแพทย์ในการดูแลเป็นอย่างมาก อีกทั้งยังเป็นการเปลืองเวลาและกำลังคน เกินกว่าเหตุ จึงนำการใช้เครื่องมือวัดไร้สายเข้ามาช่วย เนื่องจาก เครื่องมือวัดไร้สายเป็นเครื่องมือที่นำมาแก้ปัญหาตรงจุดนี้ ซ้ำยังทำการวัดข้อมูลจากแหล่งกำเนิดได้ทีละหลายๆ ทางพร้อมกัน โดยใช้เครื่องมือวัดและแสดงผลเพียงตัวเดียว

ส่วนประกอบหลัก ของอุปกรณ์วัดไร้สายประกอบด้วย

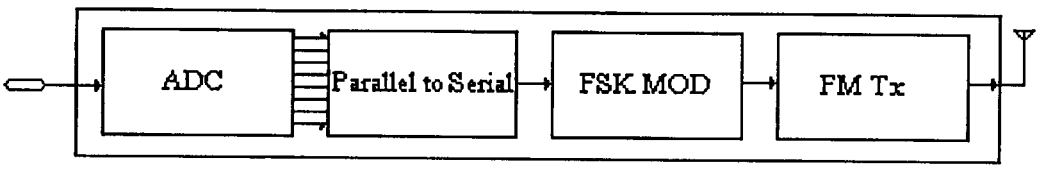
-ภาคส่งสัญญาณ

-ภาครับสัญญาณ

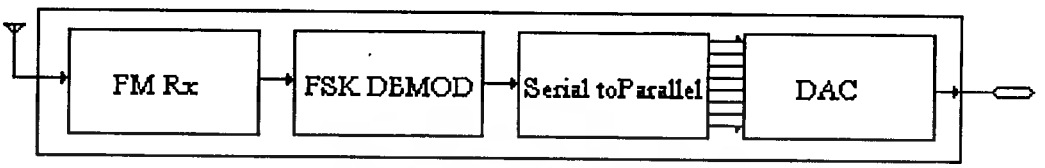
1. ภาคส่งสัญญาณ ทำหน้าที่รับข้อมูลที่เป็นสัญญาณอนาลอก ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า มาทำการแปลงเป็น สัญญาณดิจิตอลเพื่อทำการส่งสัญญาณคลื่นวิทยุในระบบ ดิจิตอลเพื่อที่จะส่งสัญญาณได้โดยไม่มีการเพี้ยนของสัญญาณ

2. ภาครับสัญญาณ ทำหน้าที่รับข้อมูลที่มากับสัญญาณคลื่นวิทยุ มาทำการแปลงเป็นสัญญาณอนาลอกดังเดิม เพื่อนำไปแสดงผลต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคส่ง



ภาครับ

รูปที่1.1 บล็อกไดอแกรมของ Wireless Telemetry

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
หลักการและทฤษฎี

2.1 คุณสมบัติการสื่อสารด้วยสัญญาณดิจิตอล

สัญญาณแบบดิจิตอล สามารถนำมาใช้สื่อสารแทนสัญญาณอนาลอกโดยการแปลงสัญญาณจาก อนาลอก ให้เป็น ดิจิตอล แล้วนำไปเข้ารหัสจัดแปลงให้เหมาะสมกับการส่ง ซึ่งจะขึ้นอยู่กับ วิธีการส่งและ ตัวอย่าง

ข้อดีของการสื่อสารด้วยสัญญาณดิจิตอล ที่สำคัญมีดังนี้

1. สะดวกต่อการ มัลติเพล็กซ์ ซึ่งส่วนมากใช้การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiplex)

2. สะดวกในการส่งสัญญาณควบคุม โดยจะกำหนดให้ช่องเวลาช่องหนึ่งในระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา เป็นช่องสำหรับส่งสัญญาณควบคุม

3. สัญญาณรบกวนต่ำ ในระบบอนาลอกนั้น สัญญาณรบกวน (Noise) และ สัญญาณสอดแทรก (Interference) สามารถเข้าไปผสมและผ่านไปยังผู้รับได้ง่าย กล่าวคือในระหว่าง การส่งถ้ามีการขยายสัญญาณข้อมูลก็ทำการขยายสัญญาณรบกวนเหล่านี้ด้วย แต่ในระบบดิจิตอลนั้น สัญญาณอยู่ในรูปของ ระดับแรงดัน 0 (Low) และ 1 (High) ถ้าสัญญาณรบกวนมีขนาดไม่มากพอที่จะทำให้สัญญาณจริงเปลี่ยนระดับได้ ก็จะไม่มีผลไปถึงผู้รับได้

4. ง่ายต่อการเข้ารหัส ในกรณีที่ต้องการให้ข้อมูลนั้นเป็นความลับ เราสามารถเข้ารหัสข้อมูล เช่น การ สแครมเบลอร์ ที่ปลายทาง ก็จะมีวงจร ดิสแครมเบลอร์ สำหรับถอดรหัส

อย่างไรก็ตาม ระบบสื่อสารแบบดิจิตอล ก็มีข้อเสียอยู่ ที่สำคัญคือ

1. เพิ่มแบนด์วิดธ์ ของสัญญาณ เช่น สัญญาณเสียงพูดสำหรับโทรศัพท์ ซึ่งกำหนดไว้ว่ามีแบนด์วิดธ์ ไม่เกิน 3.4 kHz เมื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลแล้ว ส่งด้วยอัตรา 64Kb/s. อย่างน้อยที่สุดสายส่งที่ใช้ ต้องมีผลตอบสนองต่อความถี่ในย่าน 64Kb/sได้ ทำให้ต้องใช้สายส่งที่มีราคาแพงขึ้น

2. การซิงโครไนเซชั่น (Synchronization) ทางด้านรับนั้น ต้องมีวงจรสร้างสัญญาณ เวลาที่ซิงโครไนซ์ (Synchronize) กับทางด้านส่งสำหรับตรวจจับ สัญญาณที่เข้ามาแต่ละบิต (Bit) ไม่ให้ผิดพลาด รวมทั้งจะต้องรู้จุดเริ่มต้นของขบวนสัญญาณ (Data Stream) จึงต้องมีวงจรซิงโครไนเซชั่น ที่ทำให้สัญญาณทางด้านรับซิงโครไนซ์ กับทางด้านส่ง

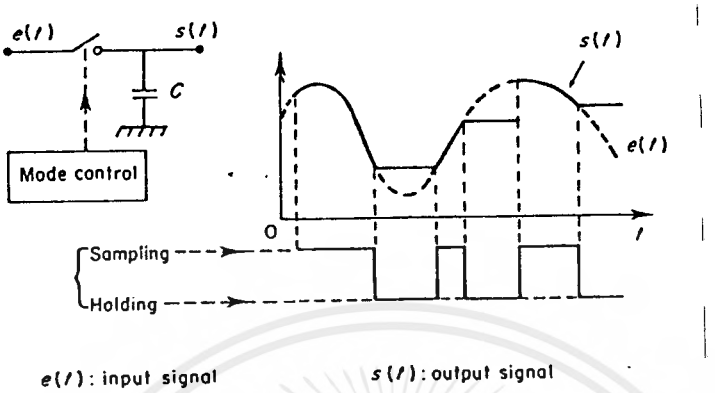
2.2 การสุ่มสัญญาณ (Sample and Hold)

วงจรสุ่มสัญญาณมี สัญญาณอนาลอกเป็นอินพุท,เอาท์พุทและสัญญาณดิจิตอลบังคับสัญญาณอินพุท วงจรมีโครงสร้างหลักคือ ตัวเก็บประจุ,สวิทช์และวงจรขับ โดยมี ไดอะแกรมง่ายๆ ดังรูป8.1 มีขั้นตอนการ2ช่วงคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ระหว่างการสุ่มเอาท์พุทจะตามแรงดันอินพุท(อัตราขยายเท่ากับ 1)

-ระหว่างการคงค่า เอาท์พุทจะคงค่าสุดท้ายที่มันได้รับเมื่อมันได้รับคำสั่งจากสัญญาณดิจิตอล



รูปที่ 2.1 หลักของการทำงานอุปกรณ์สุ่มสัญญาณ

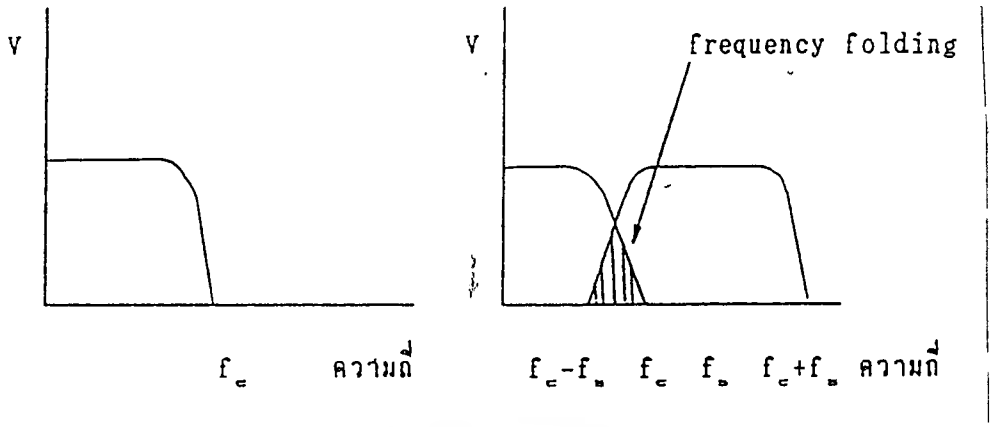
ในการสุ่มสัญญาณอนาลอก จะถูกสุ่มเป็นระยะๆ คงที่ การสุ่มจะเป็นการตัดต่อสัญญาณอนาลอกในช่วงเวลาสั้นด้วยสวิทช์ ที่ทำงานด้วยความเร็วสูง ผลของการสุ่มสัญญาณด้วยความเร็วจะเสมือนกับการคูณขบวนสัญญาณพัลส์แคบๆ กับสัญญาณอนาลอก ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณที่มอดูเลทระหว่างขบวนพัลส์กับสัญญาณอนาลอกโดยเสมือนว่าสัญญาณอนาลอกจะขี่มาบนขบวนพัลส์ และสัญญาณอนาลอกที่ถูกสุ่มถูก hold จนกว่าสัญญาณค่าใหม่จะถูกส่งเข้ามา

มีปัญหาที่ว่าอัตราการสุ่มสัญญาณนั้นควรมีขนาดเท่าใด จึงจะไม่ทำให้ข้อมูลสูญเสียไปเมื่อสัญญาณนั้นถูกเปลี่ยนกลับมาเป็นเช่นเดิม คำตอบก็คือ ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณอนาลอก ทฤษฎีของการสุ่มไว้ว่า "ถ้าสัญญาณต่อเนื่องซึ่งมีความถี่และฮาร์โมนิคส์ไม่เกิน f_0 ถูกสุ่มด้วยอัตราการสุ่มไม่น้อยกว่า $2f_c$ แล้วสัญญาณดังกล่าวจะสามารถเปลี่ยนกลับมาได้อย่างเดิม โดยไม่สูญเสียรายละเอียดหรือผิดเพี้ยนไป"

จากทฤษฎีของการสุ่มสามารถอธิบายด้วยลักษณะรูปสเปคตรัมของสัญญาณในรูปที่ 2.2 รูป (ก) แสดงให้เห็นสเปรคตรัมของสัญญาณที่ถูกสุ่มซึ่งแบนด์วิดธ์ไม่เกิน f_c ในขณะที่สัญญาณนี้จะถูกสุ่มด้วยความถี่ f_s ขบวนการมอดูเลชัน จะทำให้แถบสเปคตรัมของสัญญาณสุ่มขยายกว้างออกจาก f_s เป็น $2f_s$ $3f_s$ ..... ได้เป็นดังรูป (ข) f_sถ้าความถี่ของสัญญาณสุ่ม ไม่สูงพอหลังจากการสุ่มสเปรกตัมบางส่วนของ f_s จะซ้อนกับสเปรกตรัมของสัญญาณซึ่งเรียกว่า Frequency folding หากเป็นเช่นนี้ก็จะทำให้เกิดความเพี้ยนแก่สัญญาณอนาลอกจากการซ้อนกันของสเปรกตรัมเมื่อสัญญาณถูกเปลี่ยนกลับอยู่ในรูปเดิม

และถ้าเลื่อนความถี่ของการสุ่มขึ้นจนโอกาสการซ้อนของสเปรกตรัมหมดไป ($f_s - f_c = f_c$) และการเปลี่นกลับของสัญญาณหลังจากถูกสุ่มก็ยังเหมือนเดิมได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 (ก) แสดงสเปรกตรัมของสัญญาณอนาลอกที่จะถูกสุ่ม

(ข) สเปรกตรัมหลังจากการสุ่มเกิด Frequency folding

จากที่กล่าวมาแสดงถึงการสนับสนุนทฤษฎีการสุ่มที่ว่าให้ $f_s > 2f_c$ นั้นก็คือการกำจัดการซ้อนกันของสเปรคตรัมซึ่งทำได้ 2 วิธี วิธีหนึ่งด้วยการใช้อัตราการส่งที่สูงพอและอีกวิธีหนึ่ง คือ การทำการฟิลเตอร์ความถี่ของสัญญาณอนาลอกก่อนการสุ่ม (Anti Alias Filters)เพื่อให้แบนด์วิดธ์ไม่เกินไปกว่า $f_s/2$ ในทางปฏิบัติแล้วจะยังคงเกิด Frequency Folding ได้เสมอจากส่วนฮาร์โมนิกของสัญญาณรวมทั้งสเปรกตรัมของสัญญาณรบกวนที่ยังคงอยู่แม้ว่าทำการฟิลเตอร์ก่อนหน้ามาแล้วก็ตาม การกำจัดการซ้อนกันของสเปรคตรัมดังนี้ วิธีที่ได้ผลอีกก็คือพยายามให้การส่งสัญญาณเป็นไปอย่างรวดเร็วมากที่สุด ซึ่งปกติจะสูงกว่าความถี่ต่ำสุดตามทฤษฎี Sampling คือ $2f_c$ เสมอ

ผลของการใช้อัตราการสุ่มที่ไม่เหมาะสมจะเกิดเป็นสัญญาณความถี่ต่ำกว่า เรียกว่า Alias frequency เมื่อสัญญาณถูกเปลี่ยนกลับมาเช่นเดิมหลังจากถูกสุ่มแล้ว แสดงในรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าความถี่ Alias อาจจะแตกต่างความถี่เดิมไปมาก

Anti alies filter จะช่วยลดสัญญาณในแถบความถี่ที่ทำให้เกิด Alies frequency ในขณะที่ต้องไม่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณในแบนด์ที่ใช้งาน และไม่ลดความแม่นในการวัดโดยรวมอีกด้วยในการใช้ Anti alies filter ปริมาณการขจัดความถี่สูงนั้นขึ้นอยู่กับ:

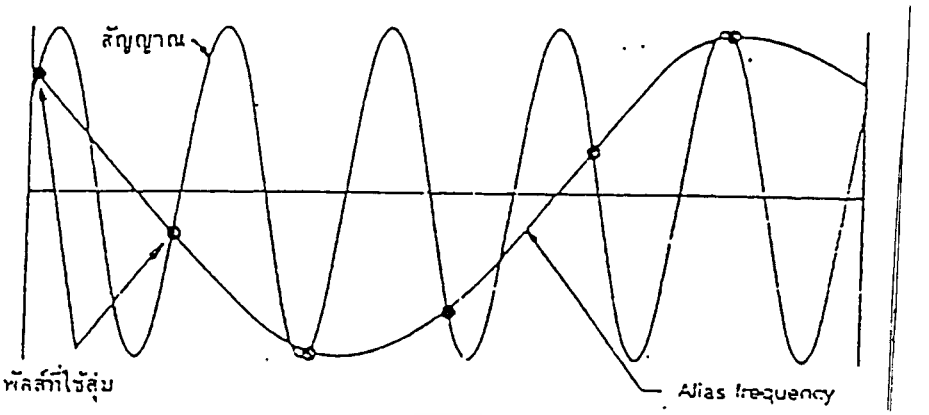
-ความถี่สูงสุดที่สนใจ

-อัตราการสุ่ม

-ความละเอียดของการแปลงสัญญาณ

ฟิลเตอร์ที่ใช้จึงอาจจะเป็นพาสซีฟฟิลเตอร์ แอคทีฟฟิลเตอร์ หรือ switched capacitor ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 การเกิด Alias frequency จากการสุ่มด้วยความถี่ต่ำกว่า 2 เท่าของความถี่สัญญาณอินพุท รูปไซน์

2.3 การเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล

การเปลี่ยนสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอลเป็นการค่าแรงดันอนาลอกอินพุทไปสู่แรงดันแบบดิจิตอล

มีหลายวงจรที่ถูกออกแบบขึ้นเพื่อการแปลงสัญญาณอนาลอกไปสู่สัญญาณดิจิตอลซึ่งวงจรสามารถหาได้ตามท้องตลาด,เล็ก,ถูกและใช้กันแพร่หลายมี3ชนิดคือ

2.3.1 Binary Ramp ใช้หลักการนับเพื่อเปรียบเทียบเวลาระหว่างเวลาของอินพุทกับเวลาอ้างอิง มีวงจรหลายแบบที่ใช้หลักการนี้เช่น single slope, dual slope, Binary ramp

2.3.2 Successive Approximation ใช้หลักการของการเปรียบเทียบแรงดันอนาลอกอินพุทกับสัญญาณอนาลอกซึ่งสร้างจากสัญญาณดิจิตอลกับแรงดันอ้างอิงโดยตัวแปลงดิจิตอลเป็นอนาลอก

2.3.3 Flash A/D ใช้หลักการของการเปรียบเทียบอินพุทกับแรงดันอ้างอิงพร้อมกันหลายๆ อัน มีคุณสมบัติคือสามารถแปลงสัญญาณได้อย่างรวดเร็ว แต่เปลืองอุปกรณ์

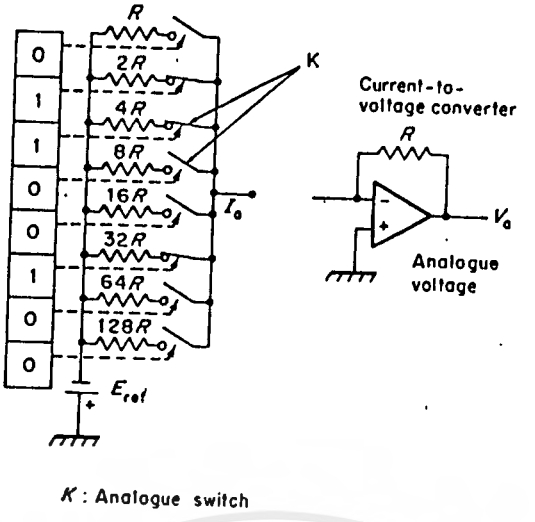
2.4 การเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลกลับเป็นสัญญาณอนาลอก

2.4.1 Binary Weight องค์ประกอบหลักๆ คือ

- โวลท์อ้างอิงภายใน
- ชุดอนาลอกสวิตซ์ โดยรหัสดิจิตอลอินพุตจะเก็บในไบนารี่รีจิสเตอร์
- ชุดความต้านทานของค่าฐานสอง ซึ่งมีความแม่นยำ

เพื่อให้เอาท์พุทมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำ จึงต้องใส่ออปแอมป์เข้าไปดังรูปที่ 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.4 หลักการของ DAC แบบ weighted resister

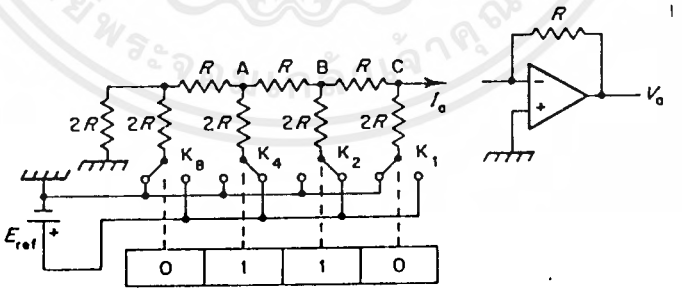
จากรูป 2.4 สวิตซ์จะทำงานโดยดิจิตอลลอจิก (Digital Logic) ซึ่งสวิตซ์จะปิดเมื่อเป็นค่า 0 และจะเปิดเมื่อเป็นค่า 1 แต่ละสวิตซ์ที่จะเพิ่มค่าน้ำหนักไบนารี่ (R_j) ทำให้เพิ่มค่ากระแส (E_{ref} / R_j) ที่ต่อกับอินพุต inverting ของ amplifier

เอาท์พุตจะเป็นอัตราส่วนกับกระแสรวม ถ้ามีอินพุตดังรูป2.4 จะได้กระแส I_a คือ

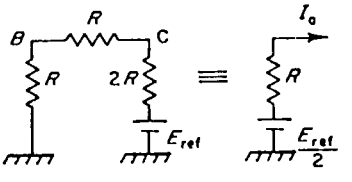
$$I_a = E_{ref}(1/2R + 1/4R + 1/32R)$$

2.4.2 R-2R Ladder

เพื่อที่จะลดช่วงกว้างของความต้านทานอารเรย์ อาจใช้ความต้านทานค่าซ้ำแทนได้ ซึ่งวิธี R-2R จะเป็นวิธีที่สะดวกและนิยมใช้กันมาก รูป2.5 จะแสดง 4 bit DAC ใช้ R-2R Ladder และ inverting ออปแอมป์



(a)



(b)

รูปที่ 2.5a DAC กับ Ladder Network,2.5b วงจรสมมูลย์ของอุปกรณ์ใน Ladder Network

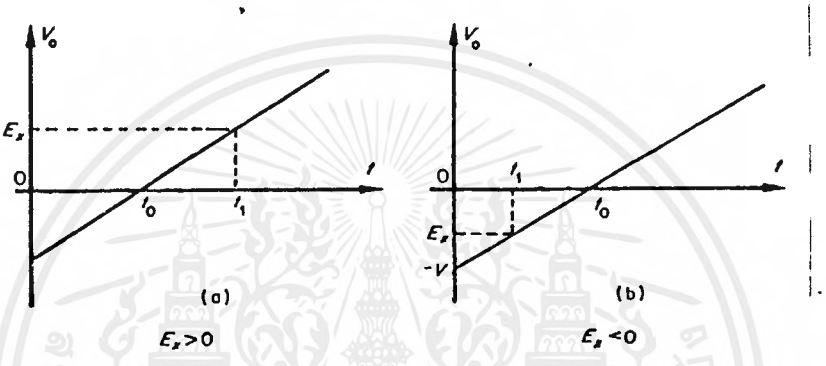
เอกสารนี้ ... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์จะทำงานโดยอินพุตดิจิตอล ผลลัพธ์โวลท์เตจที่ได้จะเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ผ่านขาอินพุต inverting ของ amplifier

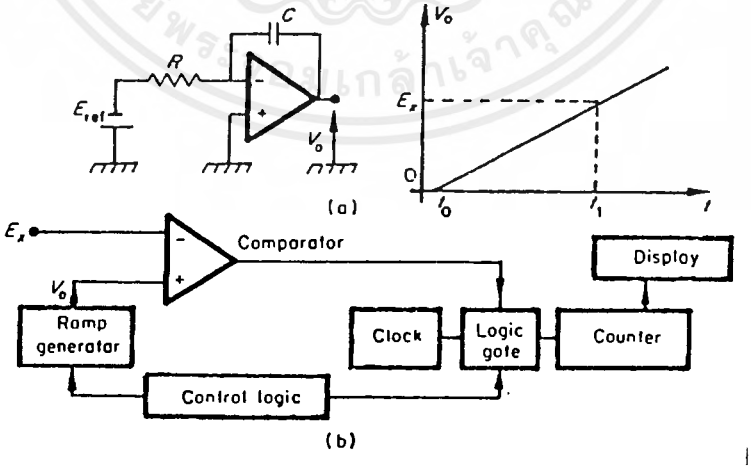
2.5 A/D แบบต่างๆ

2.5.1 Single Slope

หลักการทำงานของADCแบบ Single slope มีพื้นฐานอยู่บนการวัดเวลาซึ่งมันใช้ระหว่างการเปลี่ยนระดับแรงดัน 0V ถึงระดับแรงดันอินพุท(E_x)ด้วยความชันคงที่ เวลาถูกวัดโดยนับพัลซ์จากออสซิเลเตอร์และเป็นสัดส่วนกับแรงดันอินพุท



รูปที่ 2.6 การเปรียบเทียบระหว่างแรงดันอินพุทกับแรงดัน linear ramp (a) $E_x>0$,(b) $E_x<0$



รูปที่ 2.7 Single slope convertet: (a) ตัวสร้างแรงดัน Ramp (b) ไดอะแกรมของการทำงาน

จากรูปที่ 2.7 แรงดันอินพุทจะถูกเปรียบเทียบ positive-going ramp อย่างต่อเนื่อง เมื่อเวลา t_1 แรงดัน ramp เท่ากับแรงดันอินพุทที่เราไม่รู้ ตัวเปรียบเทียบจะสร้างพัลซ์เพื่อปิดเกท จำนวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของclock pulses ระหว่างเวลา t_0ถึง t_1 จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันอินพุทที่เราไม่รู้ ดังนั้น จำนวนของclock pulses จะถูกนำไปสร้างสัญญาณดิจิตอล

2.5.2 Dual Slope

เป็นอีกวิธีการซึ่งใช้หลักการนับและอินพุทจะถูกอินทิเกรตด้วย มีหลักการดังนี้คือ

1 เริ่มต้นการแปลงด้วยการอินทิเกรตอินพุทด้วยตัวอินทิเกรต เวลา t_1เอาท์พุทของตัวอินทิเกรตได้ดังสมการ

$$-1/RC \int E_x dt = -E_x/RC\ N_1 T$$

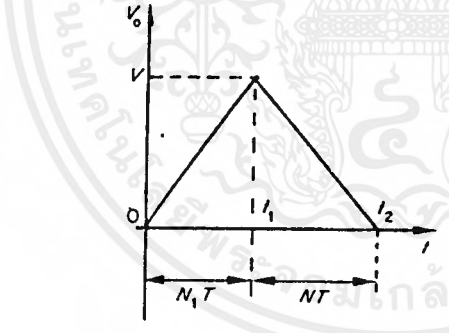
เมื่อ N_1คือจำนวนclockซึ่งหาไว้แล้ว(1000)

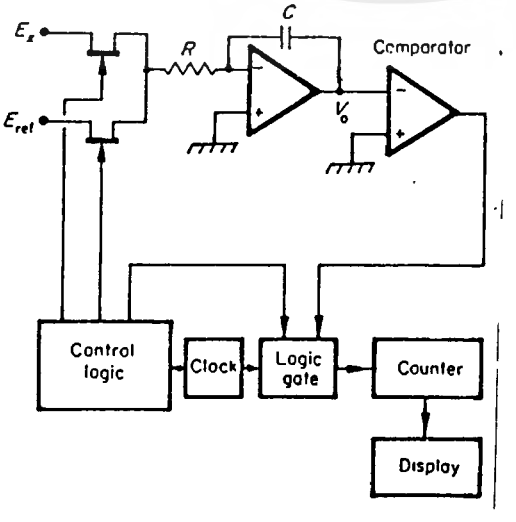
T คือ คาบของตัวกำเนิด clock

2 แรงดันอ้างอิงจะถูกป้อนให้กับตัวอินทิเกรต ขั้วของแรงดันอ้างอิงจะตรงกันข้ามกับแรงดันอินพุท ดังนั้นขนาดเอาท์พุทของตัวอินทิเกรตจะลดลงดังรูป 2.8 ในเวลาเดียวกันตัวนับจะนับอีกครั้งโดยนับเวลาจนกระทั่งแรงดันลดลงถึง 0V จะได้ผลดังสมการ

$$E_x = E_{ref} N / N_1$$

วิธีการนี้มีข้อได้เปรียบหลายอย่างคือ ความแม่นยำของการเปลี่ยนไม่ขึ้นกับค่าตัวเก็บประจุและความถี่สัญญาณนาฬิกา





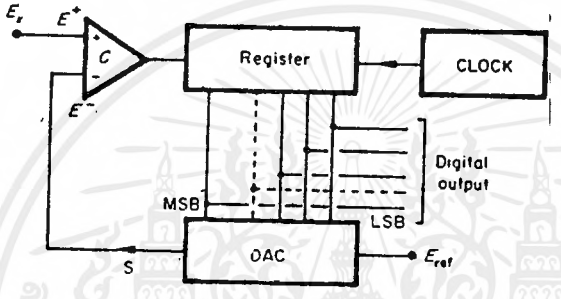
รูปที่2.8 Dual slope integration ADC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.3 Successive Approximation Register (SAR)

ADC แบบ Successive Approximation นี้นิยมนำมาใช้ ในการ Interface กับคอมพิวเตอร์ เพราะ ADC แบบนี้มีข้อดีที่สามารถให้ความละเอียดสูงโดยที่การแปลงสัญญาณจะใช้เวลาในการแปลง ไม่ขึ้นกับขนาดของอินพุทโดยเวลาที่ใช้จะมากหรือน้อย ขึ้นกับจำนวน bit ของ ADC และอัตราเร็วของสัญญาณนาฬิกา

ในปัจจุบัน ADC ถูกออกแบบให้ทำงานร่วมกับ ไมโครโปรเซสเซอร์ได้โดยที่ State ของ Output จะทำงานใน 3 State คือ 0 ,1 ในการบอกค่าข้อมูล และ High impedance เมื่อขณะที่ ADC อยู่ในขณะทำการ Coversion



รูปที่2.9 ตัวแปลง A/D ซึ่งใช้เทคนิค Successive Approximation

เทคนิคในการทำการ Conversion การเปรียบเทียบ อินพุทกับ แรงดันที่ถูกสร้างจาก DAC ภายในโดยการ Conversion และจะปรับค่า Logic ที่อินพุทภายของ DAC ภายในโดยจะปรับจาก MSB ก่อน จนกระทั่งถึง LSB จะได้ค่าLogic เป็นค่าของสัญญาณที่แปลง

การแปลงสัญญาณแบบ Successive Approximation จะต้องมีการใช้ Sampling & Hole มาประกอบเพราะในการ Conversion จะต้องใช้เวลาจึงต้องการวงจรที่ทำหน้าที่คงค่า อินพุทไว้จนกระทั่งการ Conversion เสร็จ

2,2.4Flash or Parallel

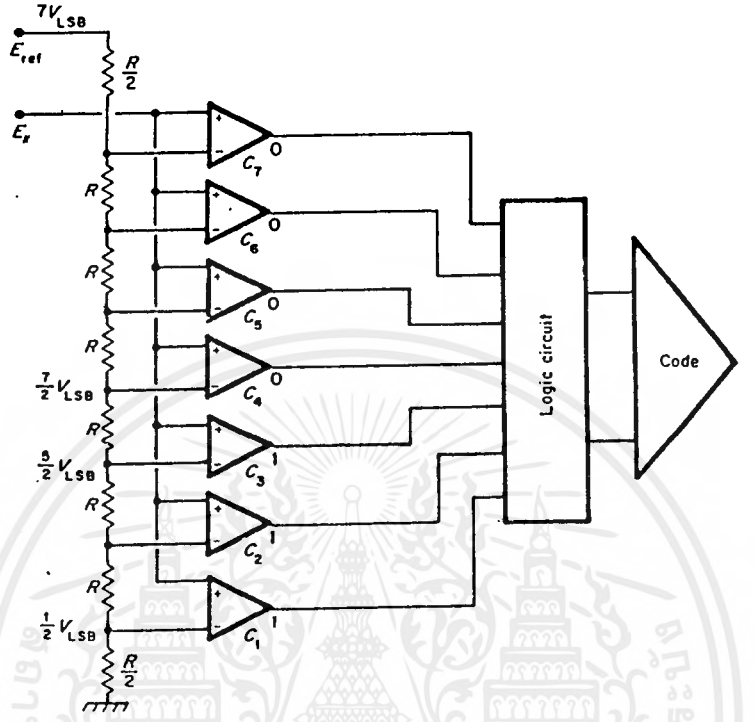
การแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิตอลแบบ Flash นี้ใช้เทคนิคการแปลงสัญญาณโดยการเปรียบเทียบอินพุท (Ex) แรงดันอ้างอิงหลายๆตัวพร้อมๆกันดังรูป2.7

ดูรูปที่2.10ADC ต้องใช้แรงดันอ้างอิง 7 ระดับซึ่งสร้างโดยการใช้ R แบ่งแรงดัน โดยเมื่ออินพุทของ Comparator มีค่าเป็น 0 ที่เอาท์พุทจะปิด และถ้าหากินพุทของ Comparator มีค่าแรงดันเพิ่มขึ้น จะทำให้ Comparator เปิดโดยจะไล่มาจากตัวล่างขึ้นมา

ข้อได้เปรียบของ ADC แบบ Flash อยู่ที่การแปลงเกิดขึ้นแบบขนานกันและความเร็วจะถูกกำหนดโดยเวลาในการปิดเปิดของ Comparator กับ Gate โดยถ้าใช้กับ ECL จะสามารถใช้กับสัญญาณนาฬิกาได้เร็วถึง 100 MHz แต่ ADC แบบนี้มีข้อเสียที่ หากเราต้องการที่จะแปลงสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

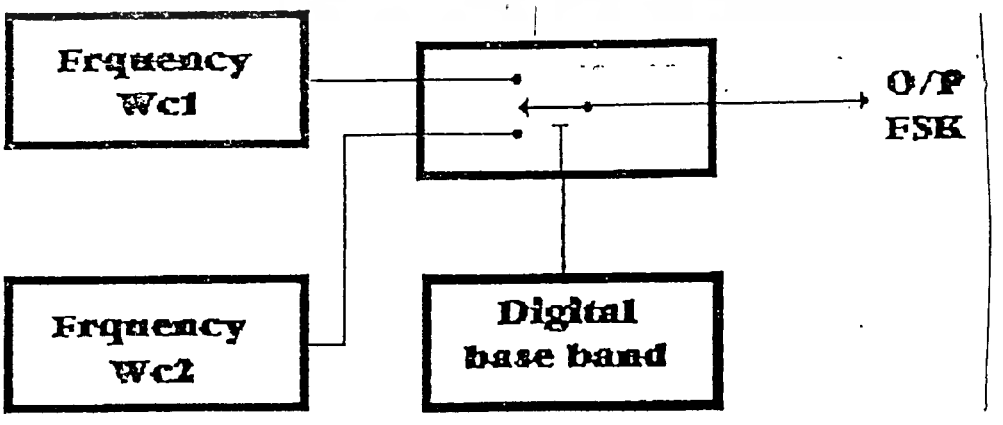
ที่มีความละเอียดสูงๆ ก็จะต้องใช้อุปกรณ์เพิ่มมากขึ้นตามกัน เช่นหากต้องการได้ ADC ขนาด n bit ก็จะต้องใช้ Comparator ถึง 2n-1 ตัว



รูปที่2.10 แสดง 3 bit Converter (8 binary out)

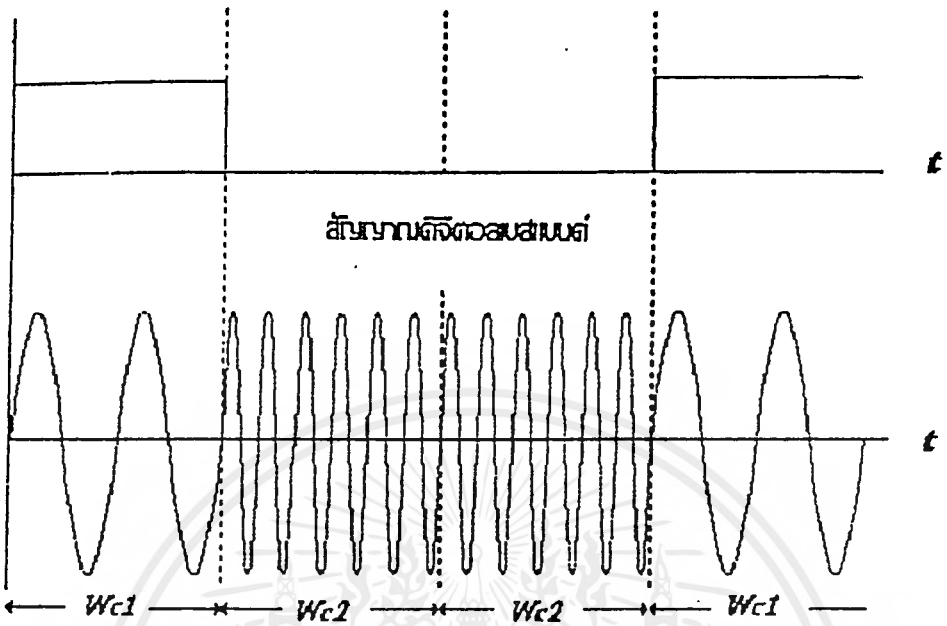
2.6 การมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่ (FSK)

การมอดดูเลตแบบ FSK นี้เอาท์พุตของสัญญาณที่ได้จากวงจร Oscilator ซึ่งเอาท์พุตจะได้เป็นสองความถี่ที่มีความแตกต่างกัน ซึ่ง Phase จะต้องต่อคือสัญญาณซายน์ที่ได้จะต้องมีความต่อเนื่องกันไป) เพราะถ้าเกิด Phase ไม่ต่อเนื่องจะทำให้เกิดสเปคตรัมที่มีแถบความถี่กว้าง



รูปที่ 2.11แสดงการมอดูเลตแบบ FSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12แสดงสัญญาณ FSK

การหาค่า Bandwidh ของการมอดูเลตทั้งแบบ FM และ FSK จะใช้สูตรเดียวกันซึ่งในการหา Bandwidth นั้นจะหาได้จากการมอดดูเลต (Modulate Index : mf) ของสัญญาณ ดังสมการต่อไปนี้

$$mf = fd/fm$$

$$BW = 2(fd+fm)$$

mf = ขนาดดัชนีการมอดูเลต

fd = ความถี่เบี่ยงเบน (division frequency)

fm = ความถี่ Base Band

โดยขนาดของ Bandwidth จะถูกแบ่งโดยขนาดของดัชนีการมอดูเลตเป็น 2 อย่าง คือ

<u>กรณีที่1</u>

$mf << 1$ (narrow band FM)

$BW = 2fm$

<u>กรณีที่2</u>

$mf >> 1$ (wide band FM)

$BW = 2fd$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การดีมอดดูเลตสัญญาณ FM,FSK

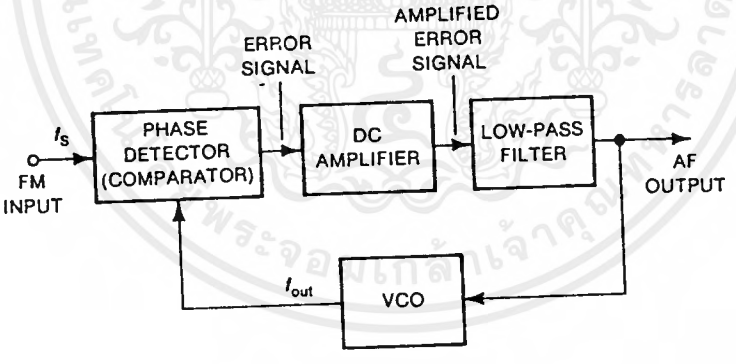
การดีมอดดูเลทสัญญาณที่ถูกมอดดูเลทแบบ Frequency Modulation นั้นมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ซึ่งตัวดีมอดดูเลทบางทีจะถูกเรียกว่า discriminators หรือ detectors ตัว Demodulator จะทำการเปลี่ยนความถี่ที่แปรผันที่ได้รับจากตัวรับสัญญาณ FM ไปสู่แรงดันเสียง ขนาดของสัญญาณเสียงที่ถูกสกัดได้ (detect) จะแปรผันตาม deviation ของความถี่พาหะในพริบตา ความถี่ของสัญญาณเสียงจะแปรผันตาม อัตราการแปรผันความถี่ของความถี่พาหะ (carrier's rate of the frequency deviation) และการตรวจจับ (detection) จะเกิดขึ้นที่ส่วนขยาย IF (IF amplifier) ซึ่งเปลี่ยนค่าพาหะไปที่ 10.7 MHz แต่ค่าความถี่แปรผันเดิมของการมอดดูเลตยังคงอยู่

2.7.1 PLL detector

เป็นที่นิยมใช้เป็น FM Demodulator เนื่องจากการพัฒนาเป็น ICS มีข้อได้เปรียบคือ

- ไม่ต้องการตัวเหนี่ยวนำ หม้อแปลง (ไม่ต้องใช้เวลาปรับ coil)
- มีราคาถูกแต่ใช้ได้ดีโดยไม่ต้องมีอุปกรณ์ภายนอกมาก

ส่วนประกอบพื้นฐานมี phase detector, DC amp, LP filter, VCO โดยตัว VCO จะทำงานที่ความถี่อินพุต



รูปที่ 2.12 PLL demodulator

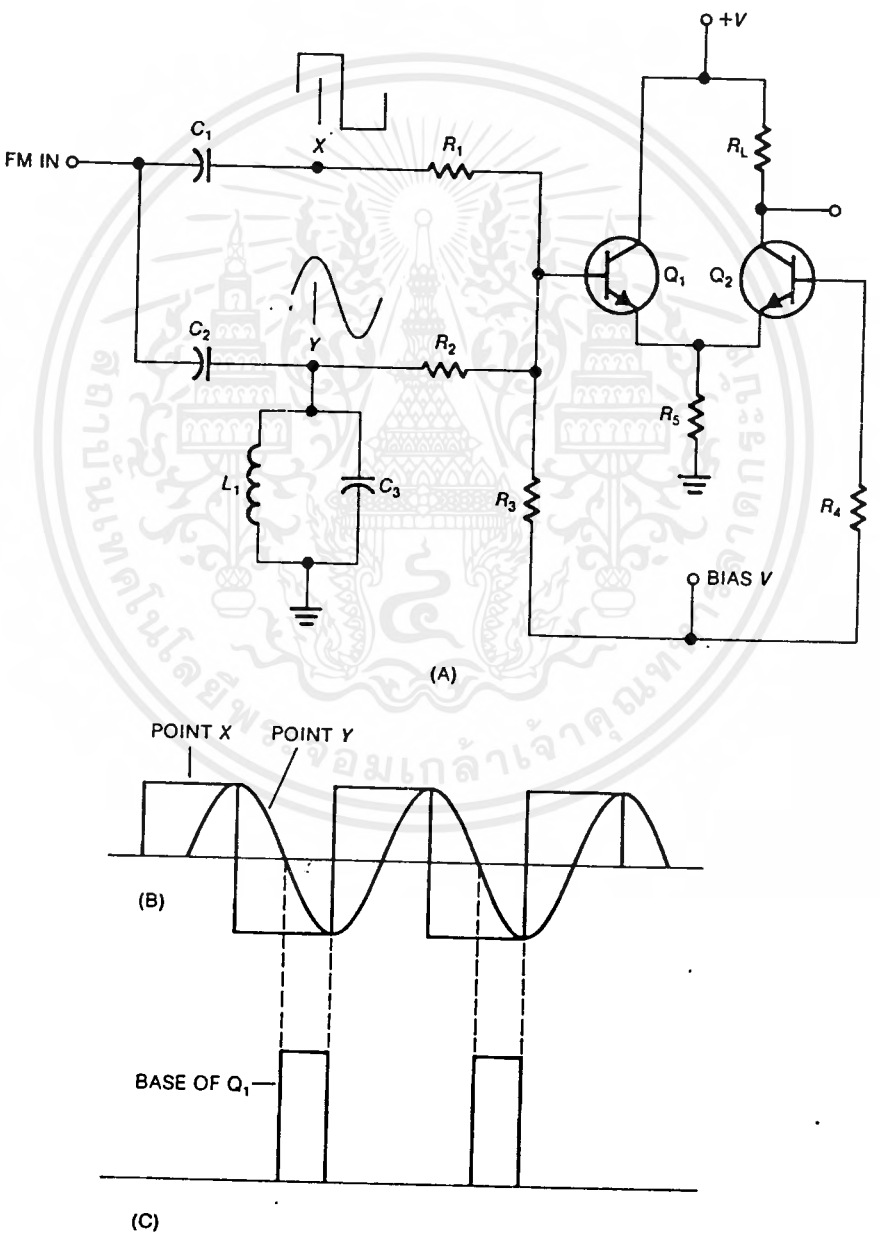
จากรูป phase detector จะเปรียบเทียบความถี่อินพุตกับความถี่จาก VCO และสร้าง error voltage ซึ่งเป็นสัดส่วนกับผลรวมและทิศทาง (amount and direction) ของความแตกต่างของความถี่ โดยที่ DC amp จะเพิ่มค่า error voltage ให้เพียงพอสำหรับการขับ VCO จากนั้น error voltage จะผ่าน LP filter ซึ่ง filter จะจัดลักษณะหลายอย่างทาง dynamic ของ PLL และตัว PLL มันจะหาค่าความถี่ที่เกินจาก loop ซึ่งจะจับและหยุดเฟสของมันไว้ และหาค่าความเร็วซึ่ง loop จะให้ผลของการเปลี่ยนไปของความถี่อินพุต error voltage จะกลับไปควบคุม VCO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าใส่ f_s (ความถี่ source) error voltage จะถูกขยายและผ่าน filter และย้อนไปที่ VCO ดังนั้น error voltage จะมีผลทำให้ ความถี่ของ VCO เพิ่มขึ้นจนล็อกกับความถี่อินพุต เมื่อสัญญาณอินพุตถูกมอดดูเลตแล้ว ผลของ error voltage จะถูกนำมาทำเป็นสัญญาณ intelligence ได้

2.7.2 Quadrature Detector

จะถูกใช้มากในส่วนอินทิกรัล ตัวดีเทคเตอร์แบบนี้เรียกว่า quadrature detector ในรูปข้างล่างจะแสดงรูปวงจร quadrature detector



รูป 2.13 Quadrature detector (A) Simplified circuit (B)combined waveform (C) Detector output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป วงจร quadrature detector ประกอบด้วย differential amp (Q1,Q2) เอาท์พุตได้จาก Q2 กระแสที่ R_L คงที่ กระแสที่เปลี่ยนใน Q1 จะเท่ากันแต่ตรงกันข้ามกับ Q2

วงจรจะให้สัญญาณเสียงที่เอาท์พุต เมื่อมีสัญญาณพาหะ FM เป็นอินพุต C1 ค่ามากพอที่จะไม่มีการเลื่อนเฟสที่จุด X และ C2 ค่าน้อยพอที่จะทำให้ความถี่พาหะใหญ่เลื่อนเมื่อเทียบกับวงจรจูน ทำให้เกิดการเลื่อนเฟสที่จุด Y

คลื่นที่ Y คือ พาหะ FM

คลื่นที่ X คือ Square-off แอมปลิจูดคงที่จากลิมิตเตอร์

เมื่อทั้งสองรวมกัน (combine) แสดงในรูป B

เมื่อคลื่นทั้งสองเป็นลบ เอาท์พุตจะสูงดังรูป C

เมื่อมีการมอดดูเลชั่นที่อินพุต เกิดการเลื่อนขึ้นทำให้วงจรจูนหยุดเรโซแนนซ์ เฟสที่เปลี่ยนที่จุด Y เป็นเหตุให้เกิดการเปลี่ยนเวลาการเป็นลบของทั้งสองคลื่น ทำให้ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุตเปลี่ยนไป ค่าเฉลี่ยของระดับแรงดันพัลส์จะเป็นสัดส่วนกับขนาดของสัญญาณเดิมก่อนการมอดดูเลต สัญญาณเสียงจะถูกแยกออกมาได้ เมื่อสัญญาณพัลส์ผ่าน LP filter

2.8วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ (Active Filter)

แอกทีฟฟิลเตอร์ ทำหน้าที่กรองความถี่สัญญาณ เป็นวงจรที่ประกอบด้วยภาคขยาย เช่น ทรานซิสเตอร์หรือ ไอซีและเน็ทเวอร์คเลือกความถี่ (Frequency Selective Network) ตัวต้านทาน และ คาปาซิเตอร์วงจรยอมผ่านได้เฉพาะสัญญาณในช่วงความถี่ที่กำหนด ขณะเดียวกันจะขวางกั้น (Block) หรือลดทอนสัญญาณ นอกเหนือจากช่วงความถี่ดังกล่าวมิให้ปรากฏที่เอาท์พุท

ฟิลเตอร์โดยทั่วไปแบ่งได้เป็นหลายรูปแบบ

1.ฟิลเตอร์ ชนิดอนาลอก หรือชนิด ดิจิตอล

2.ฟิลเตอร์ ประเภท พาสซีฟ หรือ แอกทีฟ

อนาลอก ฟิลเตอร์ออกแบบมาเพื่อใช้กับสัญญาณอนาลอก ส่วนดิจิตอลฟิลเตอร์ใช้กับงานสัญญาณอนาลอกโดย อาศัยเทคนิกทางดิจิตอลมาช่วย ถ้าคำนึงถึงชิ้นส่วน (Element) ที่นำมาประกอบเป็นวงจรฟิลเตอร์ แบ่งออกเป็นประเภทพาสซีฟ ประกอบด้วย ตัวต้านทาน, คาปาซิเตอร์ ,และขดลวด ส่วนประเภทแอกทีฟ ประกอบด้วย ตัวขยายสัญญาณจำพวก ทรานซิสเตอร์ หรือไอซีสำเร็จรูปออปแอมป์ทำงานร่วมกับตัวต้านทาน, คาปาซิเตอร์ การจะเลือกชิ้นส่วนชนิดใดนั้นขึ้นอยู่กับย่านความถี่สัญญาณที่ต้องการให้วงจรฟิลเตอร์ทำงาน เช่นRCฟิลเตอร์ใช้ในย่านความถี่เสียง (Audio Frequency) หรือย่านความถี่ต่ำ (Low Frequency) ขณะที่LCฟิลเตอร์ หรือคริสตอลฟิลเตอร์เหมาะที่ใช้ในย่านความถี่วิทยุ (Radio Frequency) หรือย่านความถี่สูง (High Frequency) และโดยเฉพาะอย่างยิ่ง เนื่องจากค่า Q (Figure of merit) ที่สูงของตัวคริสตอล ทำให้ครสตอลฟิลเตอร์มีเสถียรภาพที่ความถี่สูงมากๆดีกว่า แอลซีฟิลเตอร์อีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงงานนี้ เราจะวิเคราะห์และออกแบบ RCแอคทีฟฟิลเตอร์ ชนิดอนาลอกในย่านความถี่เสียง อาศัยออปแอมป์ เราไม่นำขดลวดมาใช้ในย่านความถี่เสียง เพราะย่านความถี่ต่ำเช่นนี้ ขดลวดจะมีขนาดใหญ่ สิ้นเปลืองกำลังงานในตัวมาก มีราคาแพงตามขนาด และยังกระจายสนามแม่เหล็กออกไปรอบๆ ตัวรบกวนชิ้นส่วนอุปกรณ์ข้างเคียง

ข้อดีของแอกทีฟฟิลเตอร์ที่ดีกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์

1.มีอัตราขยายมากกว่าหนึ่ง

2.ไม่มีปัญหาโหลดดิ้ง (Loadding) จากการที่ออปแอมป์ มีคุณสมบัติของอินพุทอิมพิแดนซ์สูง และเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำ วงจรแอกทีฟฟิลเตอร์อาศัยออปแอมป์ จึงไม่มีปัญหาโหลดดิ้ง (Loadding) กับเอาท์พุท และอินพุทของวงจร ณ จุดที่นำแอกทีฟฟิลเตอร์เข้าไปต่อ

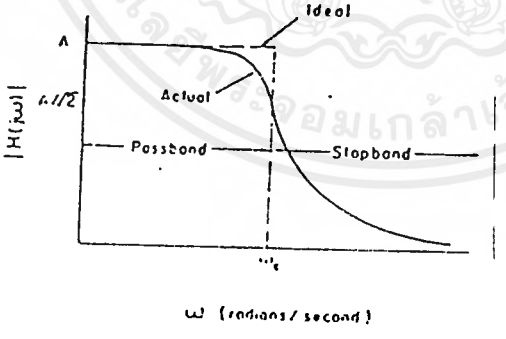
3. อาจออกแบบให้สามารถปรับพารามิเตอร์ต่างๆได้แยกกันเช่น state variable filter

4.ราคาถูก แอกทีฟฟิลเตอร์มีราคาถูกกว่าพาสซีฟฟิลเตอร์ เพราะไม่ต้องอาศัยขดลวดที่มีราคาแพงและยังใช้ออปแอมป์ซึ่ง ในปัจจุบันราคาถูกมาก

คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำ แสดงให้เห็นดังกราฟการตอบสนอง เชิงขนาดของสัญญาณ (Amplitude response) ซึ่งเป็นการพล็อต (Plot) ระหว่างขนาดสมการทรานเฟอร์ ฟังก์ชั่น H(s) กับความถี่ w (เรเดียน/วินาที) หรือความถี่ f(Hz) จะได้

$$H(s) = V2(s)/V1(s)$$

โดยที่ V2 เป็นแรงดันเอาท์พุท และV1เป็นแรงดันอินพุท

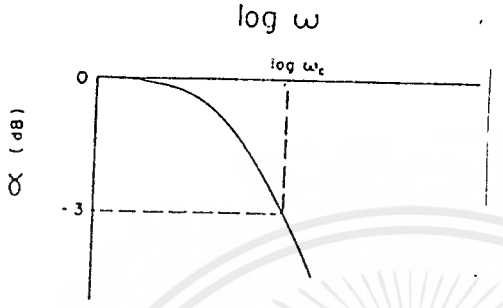


รูปที่ 2.14 แสดงผลตอบสนองความถี่ต่ำ

สำหรับเส้นกราฟที่แสดงดังในรูปที่ 2.14 นั้นเส้นประแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในทางอุดมคติ ส่วนเส้นทึบที่เหลือแสดงถึงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณในการใช้งานจริง ซึ่งสามารถแสดงคุณลักษณะเฉพาะได้ใกล้เคียงผลตอบสนองทางอุดมคติมากที่สุด ค่า wc (แปลงเป็น fc ในหน่วย Hz ได้โดยใช้ fc = wc/6.28) เป็นความถี่คัทออฟ (Cutoff Frequency) กำหนดจุด [H(jw)] มีค่า 1/2 dBหรือ 0.707 เท่าของค่าแอมปลิจูดสูงสุด ในที่นี้แสดงด้วยค่า A ความถี่ในช่วงย่านที่สามารถผ่านได้อยู่ในช่วง 0<w<wc และความถี่ที่เกินจาก wc จะถูกลดทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราอาจจะพล็อตกราฟแสดงการตอบสนองเชิงขนาดของสัญญาณอีกรูปแบบหนึ่ง คือระหว่างแอมปลิจูดในหน่วยเดซิเบล (dB) ในที่นี้แทนด้วย A กับค่าความถี่ w หรือ f ซึ่งอาจจะใช้เป็น log และจากรูปกราฟที่พล็อตไว้ที่รูปที่ 2.15 จะเห็นจุดคัทออฟ (Cutoff point) สัมพันธ์ คิดจากจุดที่ค่าลดลงจากค่าสูงสุด 3 dB



รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองในหน่วย dB

สมการโพลิโนเมียลอันดับที่สอง (Second-order polynomial function) สามารถเทียบเคียงคุณลักษณะเฉพาะของวงจรกรองความถี่ทางอุดมคติ โดยการหาออกมาในรูปสมการทรานเฟอร์ฟังก์ชั่นดังนี้

$$V2(s)/V1(s) = K/(s^2+as+b)$$

การใช้อุปกรณ์แอคตีฟแทนขวดลวดเหนี่ยวนำในวงจรกรองความถี่ต่ำนั้น มีด้วยกันหลายวิธีในหนังสือเล่มนี้จะใช้วิธีของ sallan และ key ซึ่งจะใช้อุปกรณ์แอคทีฟประเภทออบแอมป์ วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สองแบบsallen และ key แสดงไว้ดังรูปที่ 2.16โดยเลือกค่าตัวต้านทานและตัวเก็บประจุที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ค่า a และ bที่กำหนดขึ้นในสมการข้างต้น ส่วน R3 และ R4 ที่ต่อไว้ในวงจรร่วมกับออปแอมป์ประกอบ ขึ้นเป็นวงจรควบแห่ล่งจ่ายแรงดันด้วยค่าแรงดัน voltage controlled voltage source :VSVC ดังนั้นจะเรียกวงจร และ เป็นวงจร sallen and key แบบหนึ่งก็ได้

วงจรกรองความถี่อันดับที่สูงกว่านี้สามารถประกอบขึ้นได้โดยการนำวงจรกรองความถี่อันดับที่สองมาต่อกันหลายๆ ชุดตัวอย่างเช่นวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับสี่ ประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่สองจำนวน 2ชุด ดังรูปที่ 2.16ประกอบเข้าด้วยกัน

ทำการวิเคราะห์วงจรตามรูปที่ จะได้ค่าต่างๆที่ทำให้สมการข้างต้นเป็นจริงดังนี้

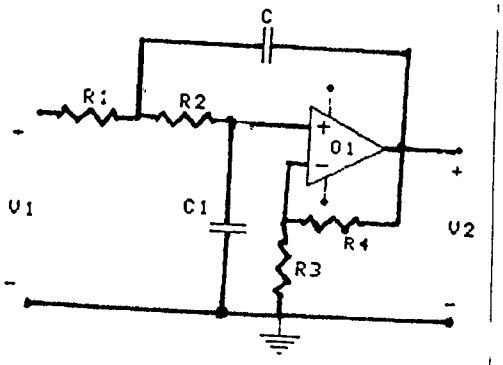
$K = u/R1R2C1C2$

$a = (1/R2C1)+((1-u)/R1C1)+(1/R2C1)$

$b = 1/R1R2C1C2$

โดยที่ $u = 1+R4/R5$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

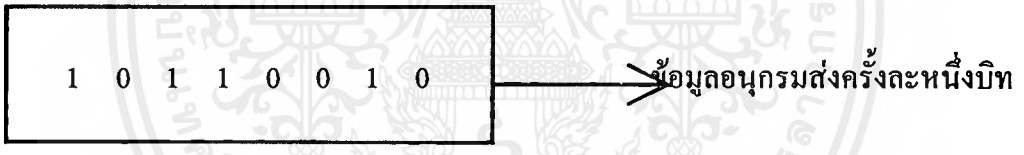


รูปที่ 2.16 แสดงวงจรกรองความถี่อันดับสอง

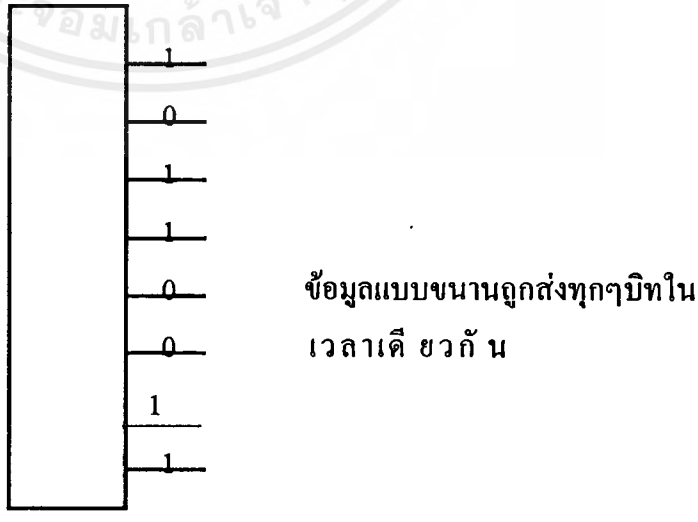
2.9 การติดต่อสื่อสารแบบอนุกรม

การรับข้อมูลที่ได้กล่าวถึงในตอนนั้น ข้อมูลทุก ๆ บิทจะถูกส่งหรือรับในเวลาเดียวกัน เช่นการอ่านหรือเขียนข้อมูลลงในหน่วยความจำ ซึ่งเราเรียกการรับส่งข้อมูลในลักษณะนี้ว่า " การรับส่งข้อมูลขนาน (parallel commuication) "

สำหรับในส่วนนี้จะกล่าวถึงการรับส่งข้อมูลในอีกรูปแบบหนึ่ง ซึ่งเป็นการรับส่งข้อมูลทีละบิทแทนที่จะทำการส่งข้อมูลพร้อมกันทุกบิทในเวลาเดียวกันการรับส่งแบบนี้มีชื่อว่า " การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม (serial commuication) "



รูปที่ 2.17 แสดง bit ต่าง ๆ ของข้อมูลที่จะทำการส่งข้อมูลที่จะทำการส่งข้อมูลแบบอนุกรมโดยที่ข้อมูลจะถูกส่งทีละ bit



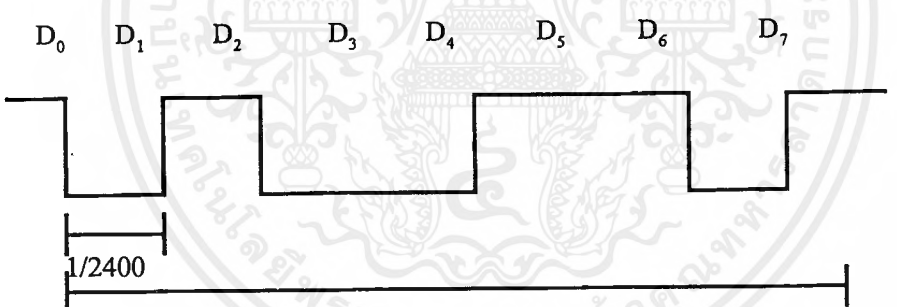
รูปที่ 2.18 แสดง bit ต่างๆ ของข้อมูลที่จะทำการส่งแบบขนานโดยที่ทุกบิทของข้อมูลจะถูกส่งออกไปในเวลาเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการรับข้อมูลแบบขนานนั้นจะมีความเร็วสูงกว่าแบบอนุกรมอยู่มากก็ตาม แต่ก็ต้องใช้จำนวนสายในการส่งผ่านข้อมูลเป็นจำนวนมากกว่าแบบอนุกรม ทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายในการวางสายไปโดยไม่จำเป็น และยังมีการลดทอนของสัญญาณมากกว่าแบบอนุกรมหากเทียบจากปริมาณข้อมูลในช่วงเวลาหนึ่ง ทำให้เกิดความผิดพลาดในหารส่งผ่านข้อมูลแบบอนุกรมเพื่อลดจำนวนของสายส่งซึ่งจะช่วยในการลดค่าใช้จ่ายในการวางสายลงได้อย่างมากถึงแม้ว่าการรับส่งข้อมูลแบบนี้จะมีความยุ่งยากและช้ากว่าการรับส่งข้อมูลแบบขนานก็ตาม

2.9.1 อัตราวัดบิต (bit rate)

สิ่งที่สำคัญมากสิ่งหนึ่งในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรมนี้คือ ความถี่ที่ใช้ในการส่งข้อมูลซึ่งจะต้องสัมพันธ์กันระหว่างอุปกรณ์ที่ทำการรับและส่งข้อมูล และความถี่ที่ใช้นี้มีชื่อเรียกว่า " bit rate " ซึ่งมีความหมายถึง "อัตราการรับส่งข้อมูลเป็นจำนวนบิทใน 1 วินาที " ถ้าหากว่าเครื่องส่งใช้ bit rateที่ไม่สัมพันธ์กันแล้ว ก็จะทำให้การรับส่งข้อมูลเกิดผิดพลาดขึ้นได้โดยทั่วไปค่าของ bit rateนั้นจะใช้ค่าต่างๆ ดังต่อไปนี้คือ 110,150,300,1200,2400,4800,9600 Bit/วินาที สำหรับในส่วนนี้สมมุติว่าเราต้องการส่งด้วยอัตรา2400 bit และข้อมูลที่ต้องการจะส่งก็คือ 0B2H หรือ 10110010 ซึ่งเราสามารถที่จะแสดงได้ในรูปของสัญญาณดังรูปที่2.15



รูปที่2.19 แสดงรูปสัญญาณของข้อมูลที่ถูกส่งไปตามสายส่งแบบอนุกรม

จากรูปที่ 2.15 จะเห็นได้ว่าความกว้างของสัญญาณของแต่ละบิทจะเท่ากับ1 bit rateวินาที ซึ่งจาก bit rate ที่เราต้องการที่จะใช้คือ 2400 bit นั้นจะทำให้ความกว้างของแต่ละบิทมีค่าเท่ากับ 1/2400 วินาทีหรือเท่ากับ 8*416 uSEC หรือ 3328uSECอย่างไรก็ตามเพื่อป้องกันความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้ จึงมีการเพิ่มบิทต่างๆลงไปในแต่ละไบท์ของข้อมูล เพื่อช่วยในการตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลที่เครื่องได้รับเข้ามา สำหรับบิทต่างๆ ที่เพิ่มเข้ามานี้ได้แก่start ,stop และparity bit ซึ่งจะทำให้ข้อมูลในแต่ละไบท์มากกว่า8บิท และเวลาที่ใช้รับส่งข้อมูลก็จะมากขึ้นด้วย

2.9.2 บิทเริ่มต้น (start bit)

ในการส่งผ่านข้อมูลแบบอนุกรมนี้ เราจำเป็นที่จะต้องทำให้อุปกรณ์ที่จะรับข้อมูลทราบว่าข้อมูลที่ส่งมานั้นเริ่มต้นที่จุดใด ดังนั้นเราจึงจำเป็นที่จะต้องเพิ่มข้อมูล 1บิทลงไปก่อนหน้าข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ ทำซ้ำ ดัดแปลง เผยแพร่ หรือกระทำการใดๆ ในลักษณะเชิงพาณิชย์ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

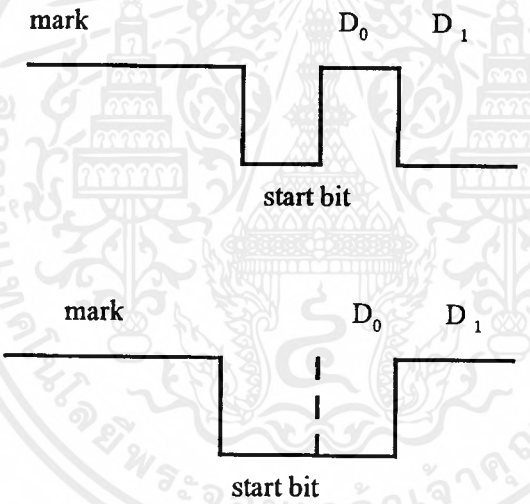
038427

จริงที่จะทำการส่ง (การส่งอนุกรมจะส่งบิทที่ 0 เป็นบิทแรกและบิทที่ 7 เป็นบิทสุดท้าย) คือทำการเพิ่มบิทนี้ลงไปหน้าบิทที่ 0 นั่นเองและเรียกบิทนี้ว่า บิทเริ่มต้น

หน้าที่ของ บิทเริ่มต้น นี้นอกจากจะใช้ในการบอกว่าข้อมูลนั้นเริ่มต้นที่ใดแล้ว ยังทำงานร่วมกับ บิทสิ้นสุด ซึ่งจะกล่าวต่อไป) เพื่อช่วยในการแยกข้อมูลแต่ละชุดออกจากกัน และความกว้างของบิทนี้จะเท่ากับความกว้างของบิทอื่นๆในข้อมูลที่จะส่ง(บิทที่0-7)

เมื่ออุปกรณ์ที่ยะส่งข้อมูลยังไม่ได้ทำการส่งข้อมูลใดๆ ออกมานั้น สายส่งจะอยู่ในสภาวะที่เรียกว่า"mark" ซึ่งเป็นสภาวะที่ไม่มีการรับส่งข้อมูลใดๆ เกิดขึ้นในที่นี้เราจะสมมุติให้ markของสายส่งเป็นลอจิกหนึ่ง บิทเริ่มต้น ที่จะเพิ่มเข้าไปนี้จะมีลอจิกที่ตรงข้ามกับลอจิกของ markดังนั้นในกรณี นี้ บิทเริ่มต้น จะมีลอจิกเป็น 0

สำหรับบิทเริ่มต้น นี้จะมีความกว้างเท่ากับ 1 บิทของข้อมูลเช่นใน 1 บิทของข้อมูลมีความยาวเท่ากับ 416 us ด้วยในรูปที่ 2.16 จะแสดงเห็นถึง บิทเริ่มต้น ที่เพิ่มเข้าไปก่อนหน้าข้อมูล(ก่อนหน้า D0)



รูป 2.20 การเพิ่ม start bit เข้าไปก่อนหน้า bit D_0 เป็น "1"และ "0" ตามลำดับ

2.9.3 พาราตี้บิท (parity bit)

โดยที่บิทนี้จะทำหน้าที่ในการบอกให้ส่วนรับข้อมูลทราบว่าข้อมูลที่ส่งออกมาแต่ละไบท์นั้นมีจำนวนบิทที่เป็นหนึ่งอยู่เป็นจำนวนคู่หรือคี่ เช่นข้อมูล 54H หรือ 01010111 จะมีจำนวนบิทที่เป็น"1" อยู่เป็นจำนวนคี่เป็นต้นสำหรับบิทที่ใช้ในการตรวจสอบนี้เรียกว่า บิทเริ่มต้น

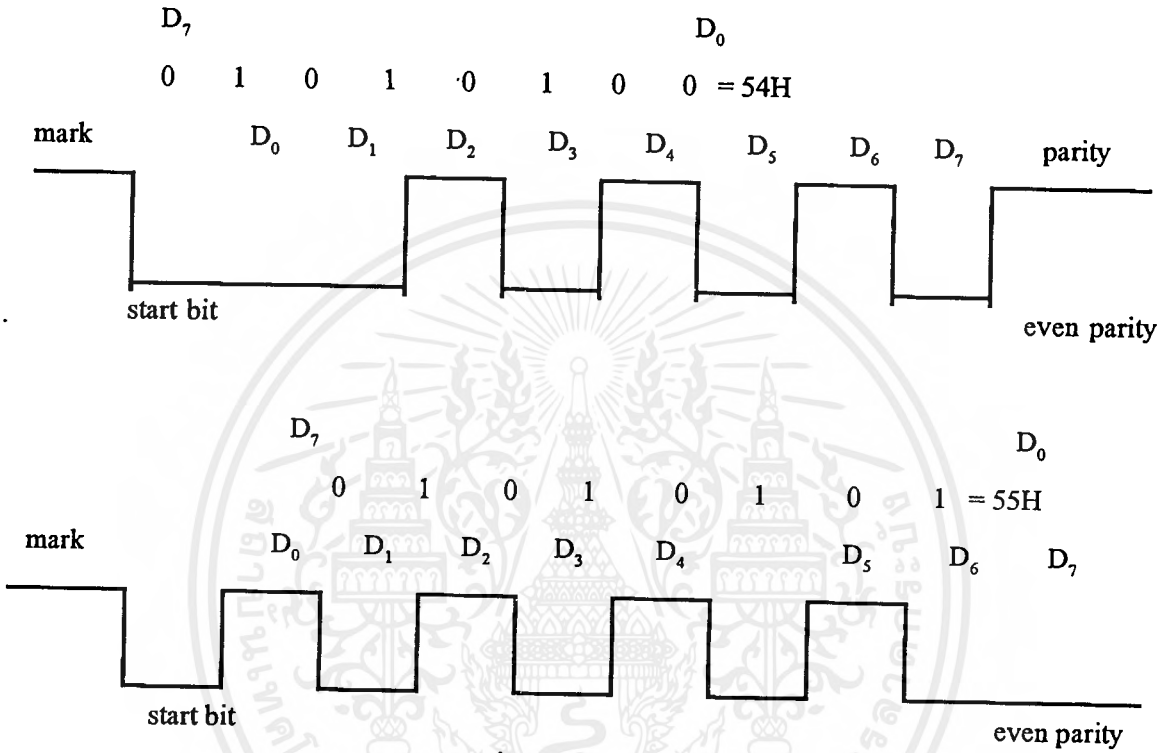
parity bit นี้จะถูกส่งออกมาโดยอุปกรณ์ส่งข้อมูลซึ่งบิทนี้จะเป็น "1" หรือ "0" นั้นขึ้นกับข้อมูลที่ส่งออกมา (บิทที่0-7)ว่ามีจำนวนบิทเป็น "1" เป็นจำนวนคู่หรือคี่และยังขึ้นกับอุปกรณ์รับส่งข้อมูลด้วยว่าถูกออกแบบไว้ให้รับส่ง parity bit ในลักษณะ parity คู่หรือคี่อีกด้วย

ในกรณีที่อุปกรณ์รับส่งข้อมูลถูกออกแบบไว้ให้ เป็น parity คู่ อุปกรณ์ส่งข้อมูลจะทำการส่ง parity bit เป็นลอจิก "1" แก่ไปเมื่อจำนวนบิทที่เป็น "1"ของข้อมูล(บิทที่0-7) เป็นจำนวนคี่และ

เอกสารนี้ได้รับการสนับสนุนจากโครงการจัดพิมพ์ตำราและเอกสารการสอนเพื่อการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำการส่ง parity bit เป็นลอจิก " 0 " เมื่อจำนวนบิทที่เป็น " 1 " ของข้อมูลเป็นจำนวนคู่ (คือทำ ให้จำนวนบิทที่เป็น " 1 " ของข้อมูลรวมกับ parity bit เป็นจำนวนคู่นั่นเอง

สิ่งที่สำคัญอีกอย่างคือถ้าอุปกรณ์ส่งข้อมูลทำการส่งในลักษณะใดส่วนรับข้อมูลจะต้องทำ การรับในลักษณะเดียวกัน

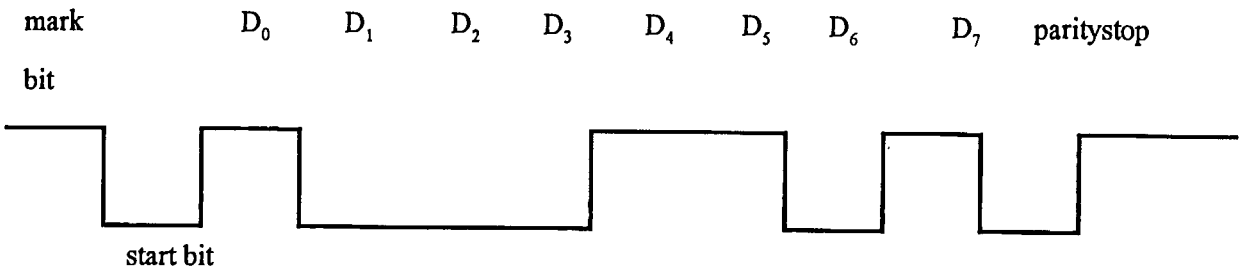


รูป 2.21 การเพิ่ม parity bit ลงไปในข้อมูลแต่ละไบท์

2.9.4 บิทสิ้นสุด (stop bit)

สำหรับบิทสุดท้ายที่เพิ่มเข้าไปนี้จะใช้ในการตรวจสอบจุดสิ้นสุดของข้อมูล บิทนี้จะถูกเพิ่มเข้าไปหลัง parity bit ถ้าอุปกรณ์รับข้อมูลตรวจไม่พบบิทนี้ก็แสดงว่าข้อมูลที่ได้รับเข้ามานั้นมีความผิดพลาดเกิดขึ้น สำหรับ บิทสิ้นสุด นี้อาจมีจำนวน 1,1.5 หรือ 2 บิทก็ได้ รูปที่2.18 จะแสดงข้อมูลทั้ง 8 บิทรวมทั้ง บิทเริ่มต้น , บิทสิ้นสุด และ parity bit ด้วยซึ่งจะเห็นได้ว่าสิ่งที่ส่งออกมาในแต่ละไบท์นั้นไม่ได้มีแต่ข้อมูลเท่านั้นแต่อาจมีถึง 12 บิท ดังนั้นถ้าเราทำการส่งด้วยอัตรา 2400 bit/sec เราจะต้องใช้เวลาทั้งหมดเป็น 12*416 usec หรือ 4.99 msec ไม่ใช่ 3328 usec ดังที่คำนวณไว้ในตอนต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



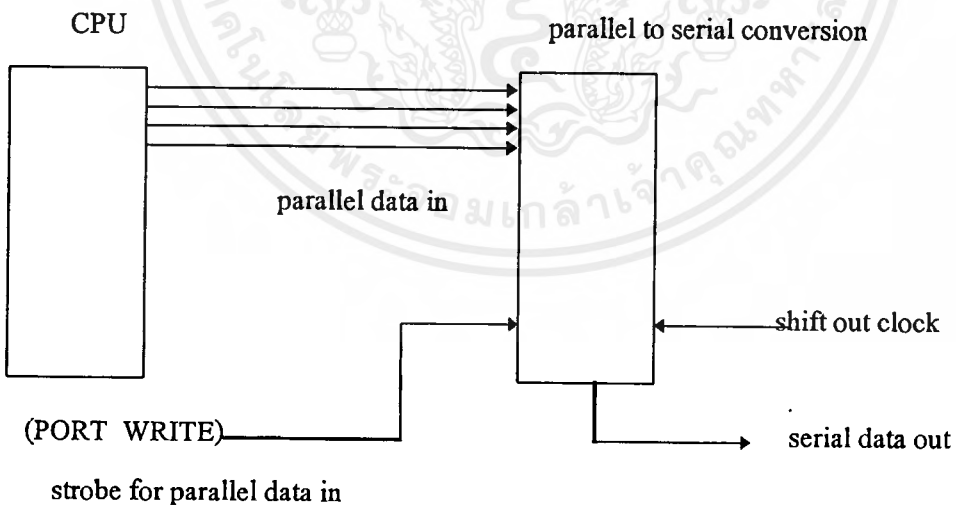
รูปที่ 2.22 รูปแบบของข้อมูลแต่ละไบท์ในการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

2.10 การเปลี่ยนข้อมูลจากแบบขนานเป็นข้อมูลแบบอนุกรม

โดยทั่วไปแล้วการรับส่งข้อมูลภายในระบบมักจะเป็นการรับส่งข้อมูลแบบขนาน เนื่องจากมีความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลที่สูงกว่าแบบอนุกรมมากและยังมีความยุ่งยากน้อยกว่ามากอีกด้วย ดังนั้นในการรับส่งข้อมูลในระยะทางไกลๆ ที่จำเป็นจะต้องใช้การส่งผ่านข้อมูลแบบอนุกรม จึงจำเป็นที่จะต้องทำการเปลี่ยนรูปแบบของข้อมูลจากแบบขนานไปเป็นอนุกรมก่อนที่จะทำการส่งข้อมูลออกไปตามสายส่งสำหรับหลักการง่ายๆ ที่ใช้ในการเปลี่ยนรูปแบบของข้อมูลนั้นมีขั้นตอนดังนี้คือ

1.ทำการเก็บข้อมูลแบบขนาน(ในที่นี้มีจำนวน 8 บิท)เก็บไว้ใน shift register

2.เลื่อนข้อมูลทั้ง 8 บิทออกไปให้กับอุปกรณ์รับข้อมูลทีละบิท โดยที่จะทำการส่งข้อมูลแต่ละบิทออกไปด้วยอัตราเดียวกับ bit rate ที่ได้กำหนดไว้



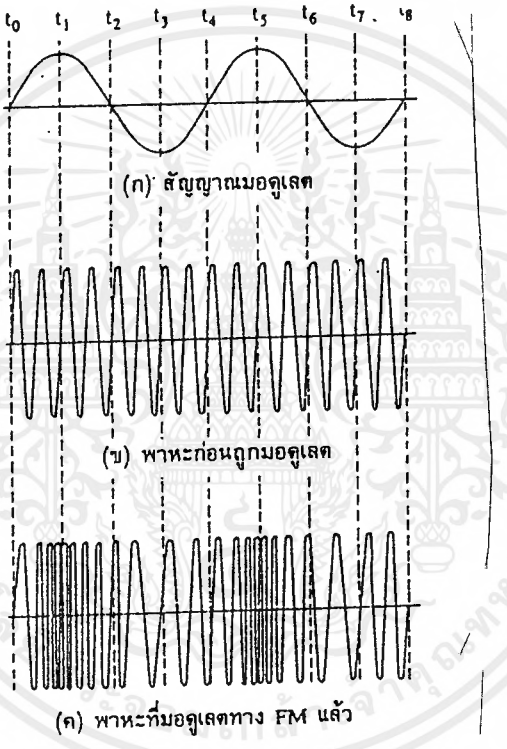
รูป 2.23block diagram ของการเปลี่ยนข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม

2.10หลักการมอดูเลตทางความถี่ (frequency modulation)

รูปคลื่นของสัญญาณFM เกิดจากสัญญาณมอดูเลตดังรูป2.24(ก)เช่นสัญญาณเสียงซึ่งเป็นข่าวสาร เข้า ไปมอดูเลตลงบนสัญญาณพาหะดังรูป2.24(ข)สัญญาณพาหะหลังจากมอดูเลตแล้วในรูป2.24(ค)เป็น สัญญาณFMจะเห็นว่าที่เวลา t_0 สัญญาณFMอยู่ที่ความถี่กลาง เมื่อสัญญาณที่เข้ามามอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดูเลตมีค่าทาง บวกสูงสุด ความถี่ของพาหะจะเพิ่มขึ้นสูงสุดนั่นคือสัญญาณมอดดูเลตถึงจุดยอดสุด(สัญญาณมอดดูเลตมีขนาดสูงสุดนั่นเอง)ที่เวลาt_1 ที่เวลาt_2สัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของสัญญาณพาหะก็จะลดลงมาที่ความถี่กลางดังเดิม หลังจากเวลาสัญญาณมอดดูเลตมีค่าตกลงกว่าศูนย์กลายเป็นลบพาหะจะมีความถี่ลดลงกว่าความถี่กลาง และเมื่อเวลาสัญญาณมอดดูเลตกลับเป็นศูนย์อีกครั้งหนึ่งความถี่ของพาหะก็จะกลับมายังความถี่ของพาหะก็คือความถี่กลางนั่นเอง ในช่วงเวลาt_4 ถึง t_8 ก็จะซ้ำแบบเดิมเรื่อยๆ ไป สรุปแล้วความถี่ของพาหะจะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของสัญญาณมอดดูเลต และพาหะยังคงอยู่ที่ความถี่กลางเมื่อระดับของสัญญาณมอดดูเลตเป็นศูนย์



รูปที่ 2.24 แสดงการมอดดูเลตทางความถี่

ช่วงเวลาที่ความถี่พาหะเบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง เรียกว่า ความถี่เบี่ยงเบน (frequency deviation) หรือ ดิวิเอชั่น ตัวอย่างเช่น พาหะมีความถี่ 100เมกะเฮิรตซ์ลดลงต่ำสุดเป็น 99.9 เมกะเฮิรตซ์และเพิ่มขึ้นสูงสุดเป็น 100.1เมกะเฮิรตซ์สลับไปมาเช่นนี้ หมายความว่าช่วงความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 0.1เมกะเฮิรตซ์ หรือ 100 กิโลเฮิรตซ์ อัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต เช่นถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นโทน (สัญญาณเสียง) ความถี่ 1000 เฮิรตซ์ อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณ FM จะเท่ากับ 1000 ครั้งต่อวินาทีถ้าสัญญาที่เข้ามามอดูเลตเพิ่มความถี่เป็น 10 KHzโดยคงค่าแอมพิจูดเท่าเดิม ช่วงความถี่เบี่ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เบนก็ยังเท่าเดิม คือเท่ากับ 100 KHzแต่อัตราการเบี่ยงเบนจะเพิ่มขึ้นเป็น 10000 ครั้งต่อวินาที นั่นคือความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็นตัวกำหนดการเบี่ยงเบนความถี่

สำหรับแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตจะเป็นตัวกำหนดช่วงความถี่เบี่ยงเบน ตัวอย่างเช่น สัญญาณโทนที่มีแอมพลิจูดสูงสุดจะทำให้ความถี่เบี่ยงเบนไป ไม่เกิน 50 Khz กล่าวโดยสรุปคือ สัญญาณ FM จะมีคุณสมบัติดังนี้คือ

1. มีแอมพลิจูดคงที่ตลอด แต่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลต

2. อัตราการเบี่ยงเบนความถี่ของสัญญาณพาหะเท่ากับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลต

3. ช่วงความถี่เบี่ยงเบน (หรือดิวิชั่น) เป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลต

2.10.1 ดัชนีการมอดดูเลต

ในระบบ AM ปริมาณการมอดดูเลต เรานิยมวัดเป็นเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต ซึ่งดูได้จากการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดหรือกรอบคลื่น AM ทั้งด้านความถี่ ซึ่งเรานิยมเรียกชื่อเสียใหม่ว่า ดัชนีการมอดดูเลต ลองพิจารณาความหมายของดัชนีการมอดูเลตต่อไปนี้

$$m = f_d / f_m$$

ในที่นี้ f_d คือ ช่วงความถี่เบี่ยงเบน

f_m คือ ความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดดูเลต

ค่าตัวเลขของดัชนีจะมีค่าสูงแตกต่างจากเปอร์เซ็นการมอดดูเลตซึ่งเมื่อคิดอัตราส่วนอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1ตัวอย่างเช่นในระบบวิทยุกระจายเสียง FM เรากำหนดให้ความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุดไว้เท่ากับ 75 kHz สมมุติว่าเราใช้สัญญาณเสียง 1 Khz มอดดูเลตให้เกิดความถี่เบี่ยงเบนเต็มที่ ค่าดัชนีการมอดดูเลตจะเป็น

$$m = 75000 \text{ Hz} / 1000 \text{ Hz} = 75$$

สังเกตว่า ค่าดัชนีการมอดดูเลตในระบบ FM ขึ้นอยู่กับความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดดูเลตในทางปฏิบัติเรานิยมวัดเป็นอัตราส่วนเบี่ยงเบน (deviation ratio)ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่เบี่ยงเบนของระบบสูงสุด$f_{d\ max}$ต่อความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามอดดูเลตF_{max}ในระบบกระจายเสียง FM ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงจะเท่ากับ

$$\text{อัตราการเบี่ยงเบน} = f_{d\,max} / f_{mMax}$$

$$=75 \text{ KHz}/15\text{KHz}=6$$

ในระบบ AM เมื่อมีการเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามอดดูเลตเพื่อให้เปอร์เซ็นต์การมอดูเลตสูงขึ้น การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้น แต่ในระบบ FM เมื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณที่เข้ามามอดดูเลตสูงขึ้น ในระบบวิทยุกระจายเสียง FM กำหนดความถี่เบี่ยงเบนไม่เกิน 75กิโลเฮิรตซ์ แสดงว่าเรามอดดูเลตเต็มที่ 100%ซึ่งเรานิยมเขียนเป็นสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%การมอดดูเลต = $(f_d/f_{d\,max})$ X 100

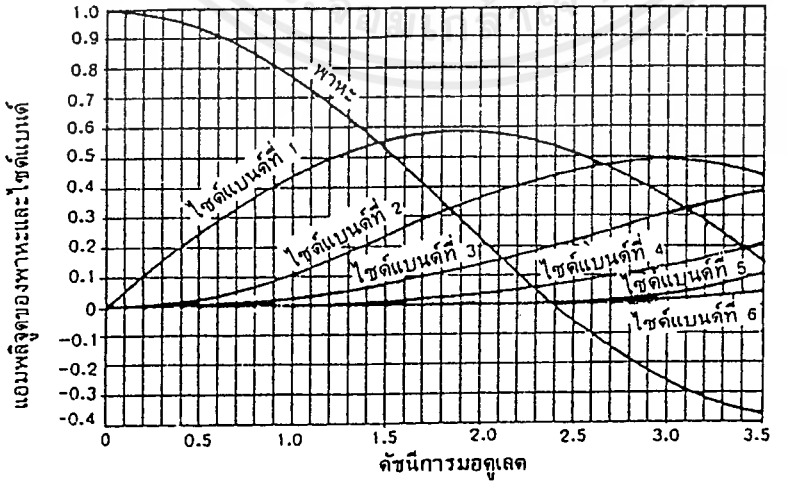
ในที่นี้ f_dคือการเบี่ยงเบนเนื่องจากสัญญาณเข้ามอดดูเลต

$f_{d\,max}$ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุดของระบบ

2.10.2 ไซด์แบนด์ FM

ความแตกต่างระหว่างระบบ AM กับ FM ที่เห็นได้ชัดก็คือ ไซด์แบนด์ ระบบ AM ถ้าเรามอดดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซด์แบนด์จำนวน 2 ตัวคือ USB กับ LSB แต่ในระบบ FM ถ้าเรามอดดูเลตด้วยสัญญาณรูปซายน์จะเกิดไซน์แบนด์จำนวนอนันต์ เนื่องจากการเบี่ยงเบนความถี่ของพาหะทำให้เกิดความถี่เพิ่มขึ้นอีกมากมายความจริงแล้วไซด์แบนด์ที่ห่างจากความถี่กลางมากๆ มักมีแอมพลิจูดเล็กมากจนไม่ต้องคำนึงถึง

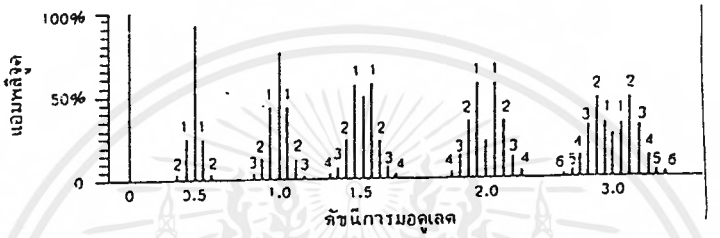
ในระบบ AM ไซด์แบนด์อาจเสริมหรือหักล้างจากพาหะที่มีแอมพลิจูดคงที่ ซึ่งมีผลให้กรอบคลื่นของพาหะเปลี่ยนแปลง แต่ในระบบ FM สัญญาณ FM จะรักษาแอมพลิจูดไว้คงที่เสมอ ซึ่งหมายความว่ากำลังของคลื่นพาหะย่อมกระจายไปอยู่ในไซด์แบนด์ ความสัมพันธ์ของพาหะกับไซด์แบนด์ในระบบ FM ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดดูเลต เนื่องจากดัชนีการมอดดูเลตเป็นตัวกำหนดจำนวนของไซด์แบนด์ที่สำคัญ และแอมพลิจูดของพาหะกับไซด์แบนด์ต่างๆจะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดดูเลตเป็นศูนย์ จะมี แต่คลื่นพาหะอย่างเดียว (เท่ากับ 1 หน่วย) คลื่นไซด์แบนด์เป็นศูนย์เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเพิ่มขึ้นจำนวนไซด์แบนด์จะเพิ่มขึ้น แอมพลิจูดของไซด์แบนด์ก็จะใหญ่ขึ้น แต่แอมพลิจูดของพาหะกลับเล็กลงจนกระทั่งดัชนีการมอดูเลตเท่ากับ 2.4 คลื่นพาหะจะเป็นศูนย์ ตอนนี้กำลังของคลื่น FM จะไปอยู่ไซด์แบนด์ทั้งสิ้น เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเพิ่มขึ้นอีก (เป็นลบแสดงว่าเฟสตรงข้ามกับตอนแรก เช่น เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเป็น 3.1 แอมปริจูดของพาหะจะเท่ากับ -0.3 หน่วย)



รูปที่ 2.25แสดงแอมปริจูดของพาหะและไซด์แบนด์ในระบบ FM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟในรูปที่ 2.26เขียนได้เป็นตารางดังในรูปที่2.28 เพื่อให้ดูง่ายขึ้นในที่นี้เราตัดไซด์แบนด์ที่มีแอมปริจูดน้อยกว่า 1 เปอร์เซนต์ของพาหะเดิม (ก่อนมอดดูเลต) ออกไปไม่คำนึงถึง เช่น เมื่อดัชนีการมอดดูเลตเท่ากับ 0.5 แอมปริจูดของพาหะจะเท่ากับ 0.94 หน่วย ไซด์แบนด์คู่แรกมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.24 หน่วย ไซด์แบนด์คู่ที่สองถัดไปมีแอมพลิจูดเท่ากับ 0.33หน่วย ไซ์แบนด์อื่นนอกจากนี้มีแอมพลิจูดน้อยจนสามารถตัดทิ้งไปได้ เมื่อดัชนีการมอดูเลตสูงขึ้น การกระจายคลื่นไซด์แบนด์จะเป็นดังรูปที่ 2.27



รูปที่2.27แสดงรูปคลื่น FM ในเชิงความถี่

ดัชนีการมอดูเลต	พาหะ	ไซด์แบนด์คู่ที่ 1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
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	—	—	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—	—	—
9.0	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—	—
10.0	-0.25	0.04	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01	—	—
12.0	-0.05	-0.22	-0.08	0.20	0.18	-0.07	-0.24	-0.17	0.05	0.23	0.30	0.27	0.20	0.12	0.07	0.03	0.01
15.0	-0.01	0.21	0.04	0.19	-0.12	0.13	0.21	0.03	-0.17	-0.22	-0.09	0.10	0.24	0.28	0.25	0.18	0.12

รูปที่2.28 แสดงการกระจายคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ที่ดัชนีการมอดดูเลตค่าต่างๆ

2.10.3 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

ในระบบ FM จำนวนไซด์แบนด์และแอมพลิจูดของไซด์แบนด์ขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดดูเลตโดยความถี่ของไซด์แบนด์มีค่าสัมพันท์กับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดดูเลต กล่าวคือไซด์แบนด์คู่แรกมีความถี่เท่ากับ $f_d + f_m$ ไซด์แบนด์คู่ที่สองมีความถี่เท่ากับ $f_d+2 f_m$,... ฯลฯ

ฉะนั้นแบนด์วิดท์ของคลื่น FM ต้องครอบคุมจำนวนไซด์แบนด์ที่สำคัญทุกตัว นั่นคือแบนด์วิดท์ขึ้นอยู่กับดัชนีการมอดูเลทและความถี่ของสัญญาณที่เข้ามอดดูเลท แต่ดัชนีการมอดดูเล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ f_d / f_m ดังนั้นถ้าเราทราบความถี่เบี่ยงเบนและความถี่ของสัญญาณมอดูเลท เราก็สามารถคำนวณแบนด์วิทด์ได้

ตัวอย่างเช่น ความถี่ของสัญญาณเสียงที่เข้ามอดดูเลทเท่ากับ 3 กิโลเฮิรตซ์ ความถี่เบี่ยงเบนเท่ากับ 18 กิโลเฮิรตซ์ เราคำนวณค่าดัชนีการมอดดูเลทได้ดังนี้

$$m = f_d / f_m$$

$$= 18 \text{ Khz} / 3 \text{ Khz} = 6$$

นำค่า m=6ไปหาไซด์แบนด์สำคัญที่พิจรณาได้จากตารางจะเห็นว่าเมื่อดัชนีการมอดูเลทเท่ากับ 6 จำนวนไซด์แบนด์จะมีอยู่ 9 คู่ เราจึงคำนวณหาแบนด์วิทด์ได้ดังนี้

$$BW = f_m * \text{จำนวนไซด์แบนด์} * 2$$

$$= 3 \text{ Khz} * 9 * 25$$

$$= 54 \text{ Khz}$$

ความจริงแล้วในทางปฏิบัตินิยมใช้สูตรคำนวณแบนด์วิดท์แบบประมาณจากค่า $f_{d\,max}$ และ $f_{m\,max}$เลย ไม่ต้องเสียเวลานับจำนวนไซด์แบนด์ ดังนี้

$$BW = 2(m+1) f_{m\,max}$$

หรือ $BW = 2(f_{d\,max}+f_{m\,max})$

เมื่อ $m = f_{d\,max}/f_{m\,max}$

จากตัวอย่างดังกล่าวเราคำนวณได้ว่า $BW = 2 * (6+1) * 3$

$$= 42 \text{ Khz}$$

หรือ $BW = 2 * (18+3)$

$$= 42 \text{ Khz}$$

เสมือนกับว่าเราพิจารณาใช้จำนวนไซด์แบนด์เพียง 7 คู่ เมื่อเทียบกับการคำนวณในตอนต้น

2.10.4 พรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิส

รูปคลื่นส่วนใหญ่จะประกอบด้วยองค์ประกอบฮาร์มอนิกมากมาย และทางด้านความถี่สูงมักจะมีแอมปริจูดต่ำๆ ตัวอย่างเช่น เสียงพูดซึ่งอยู่ในย่านความถี่ประมาณ 300-3400 เฮิรตซ์ แต่เสียงพูดทั่วไปมักจะอยู่ช่วง 500 เฮิรตซ์ สำหรับผู้ชาย และ 800 เฮิรตซ์สำหรับผู้หญิง เป็นต้น แต่สัญญาณรบกวนในระบบ FM จะตรงข้าม คือ สัญญาณรบกวนFM จะมีแอมพลิจูดสูงขึ้นเป็นสัดส่วนกับความถี่ ดังนั้นเราจะเขียนรูปเทียบกันดังรูป 2.25 จะเห็นว่าที่ความถี่ด้านสูงมีสัญญาณรบกวนมากกว่าด้านต่ำ วิธีการแก้ไขให้คุณภาพสัญญาณทางด้านความถี่สูงดีขึ้น ก็โดยการใช้วิธียกระดับหรือเน้น (emphasis) สัญญาณให้มีแอมพลิจูดสูงขึ้นในย่านความถี่ด้านสูง กรรมวิธีเรียกว่า พรีเอ็มฟาสิส (pre-emphasis)

สัญญาณมอดดูเลตจะผ่านขบวนการพรีเอ็มฟาสิสที่เครื่องส่งเพื่อให้สัญญาณความถี่สูงเน้นแรงขึ้น แล้วจึงมอดูเลตที่เครื่องส่งออกอากาศต่อไป ทำให้สัญญาณความถี่สูงมีความแรงขึ้นจนสัญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ญาณรบกวนได้ยาก เมื่อคลื่นมาถึงเครื่องรับและหลังจากทำการดีมอดแล้วเราจะต้องคืนสัญญาณที่เน้นความถี่สูงให้เหมือนเดิม ดังนั้นเราจึงต้องมีวงจรกดความถี่สูงลง กรรมวิธีนี้เรียกว่า ดีเอ็มฟาสิส (de-emphasis)

วงจรที่ใช้ในกรรมวิธีพรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิส ก็คือ วงจรฟิลเตอร์นั่นเอง คุณสมบัติของฟิลเตอร์ในตอนพรีเอ็มฟาสิสกับดีเอ็มฟาสิสจะต้องเป็นตรงข้ามกัน ในระบบกระจายเสียง FM โดยมากเรากำหนดคุณสมบัติของวงจรฟิลเตอร์ (ทั้งพรีเอ็มฟาสิสและดีเอ็มฟาสิส) เป็นค่าคงตัวเวลา (time constant) เท่ากับ 75 ไมโครวินาที ซึ่งแอมจูดจะค่อยๆเพิ่มขึ้น (พรีเอ็มฟาสิส) ตั้งแต่ความถี่ 2122 เฮิรตซ์ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใน MCS - 51

3.1 รูปแบบของการส่งข้อมูลอนุกรม

MCS-51 มีพอร์ตสำหรับสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมที่สามารถรับและส่งข้อมูลแบบอนุกรมได้โดยผู้ใช้ไม่จำเป็นต้องต่อชิปที่ทำหน้าที่รับหรือส่งข่อมูลแบบอนุกรมโดยเฉพาะเพิ่มเติมอย่างไรเลย การนำ MCS-51 ไปประยุกต์ใช้งานที่ต้องมีการติดต่อสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมกับวงจรภายนอกอื่นๆจึงทำได้สะดวกและมีความคล่องตัวสูงมาก

พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมที่มีใน MCS-51 สามารถทำงานได้ในแบบ full duplex หมายความว่า MCS-51 สามารถรับและส่งข้อมูลได้พร้อมๆกัน โดยในการรับข้อมูลจะมีการบัฟเฟอร์ข้อมูลให้ด้วย จึงทำให้ MCS-51 สามารถกำหนดการรับข้อมูลไบต์ที่สองซึ่งถูกส่งเข้ามาก่อนที่ไบต์แรกที่ได้รับเข้ามาจะถูกอ่านจากรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะที่ใช้สำหรับรับข้อมูล (receive register) เพื่อนำไปเก็บไว้ในหน่วยความจำต่อไป (หากไบต์แรกยังไม่ถูกอ่านเมื่อได้รับไบต์ที่สองแล้วข้อมูลจะหายไปหนึ่งไบต์)

พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใน MCS-51 ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตจำนวนสองตัวแต่ละตัวมีชื่อเรียกตามหน้าที่ดังนี้

- รีจิสเตอร์สำหรับรับข้อมูลใช้รับข้อมูลที่ส่งเข้ามาจากภายนอก
- รีจิสเตอร์สำหรับส่งข้อมูล (transmit register)ใช้ส่งข้อมูลจาก MCS-51 ออกไปภายนอก

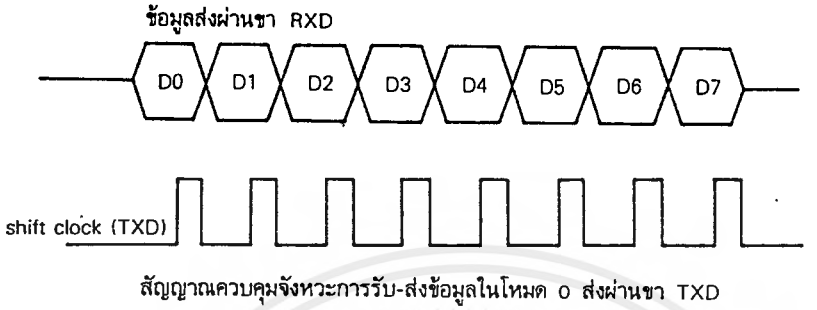
รีจิสเตอร์ทั้งสองมีตำแหน่งเดียวกันในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะคือตรงกับตำแหน่งของรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SBUF (ตำแหน่ง 99H) ในหน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูลภายในชิปที่ใช้เป็นรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ การเข้าถึงข้อมูลในรีจิสเตอร์แต่ละตัว MCS-51 จะทราบเองว่าผู้ใช้ต้องการติดต่อกับรีจิสเตอร์ตัวใด โดยตรวจสอบจากรหัสคำสั่ง ทั้งนี้เพราะในการเขียนข้อมูลไปไว้ในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SBUF หมายถึงการโหลดข้อมูลไปที่รีจิสเตอร์สำหรับส่งข้อมูลเพื่อส่งข้อมูลออกไปภายนอก ส่วนการอ่านข้อมูลจากรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SBUF จะหมายถึงการนำค่าที่รับเข้ามาได้จากภายนอกที่เก็บไว้ในรีจิสเตอร์สำหรับรับข้อมูลมาใช้งาน

การใช้งานพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใน MCS-51 มีความสะดวกและคล่องตัวสูง ทั้งนี้เนื่องจากผู้ใช้สามารถกำหนดการทำงานที่แตกต่างกันได้ถึง 4 ประเภท โดยสามารถกำหนดได้จากค่าของบิตในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON ดังแสดงในรูปที่ 3.1 การใช้งานที่แตกต่างกัน 4 ประเภทนี้มีจุดประสงค์เพื่อความคล่องตัว ในการรับหรือส่งข้อมูลแบบอนุกรมแต่ละประเภทดังนี้

โหมด 0 การทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมด 0 ขา RXD จะใช้สำหรับรับและส่งข้อมูล ส่วนขา TXD มีไว้เพื่อใช้สร้างสัญญาณ shift clock เพื่อกำหนดจังหวะในการรับและส่งข้อมูล (ข้อมูลจะถูกส่งหรือรับตามจังหวะของสัญญาณ shift clock) ในโหมดนี้การรับส่งข้อมูลจะเป็นแบบ 8 บิต (บิตข้อมูล 8 บิต) โดยเริ่มรับและส่งบิตต่ำสุดก่อน (LSB first)

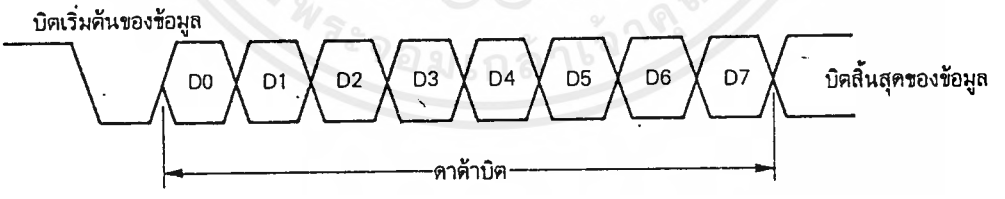
เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการรับส่งข้อมูลในการทำงานโหมด 0 ถูกกำหนดไว้ที่ 1/12 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ การทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมด 0 จะไม่มีบิตเริ่มต้นของข้อมูล(shift bit)และบิตสิ้นสุดของข้อมูล (stop bit) เพราะจังหวะการรับและส่งข้อมูลถูกกำหนดจากสัญญาณ shift clock แล้ว



รูปที่ 3.1 แสดงข้อมูลที่รับและส่งในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 0

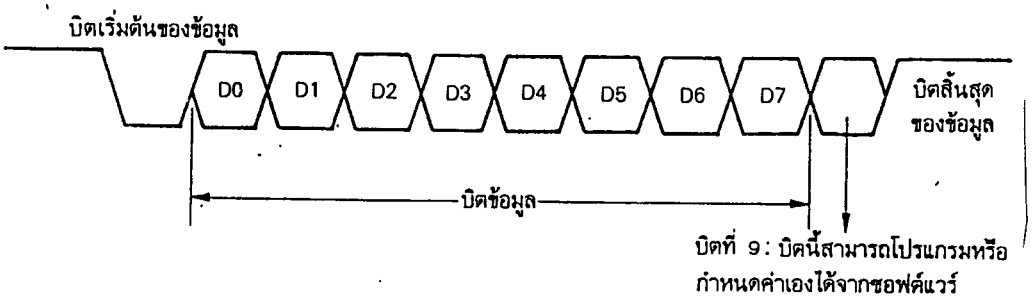
โหมด 1 การทำงานแบบที่สองหรือการทำงานโหมด 1 นี้ มีการรับและส่งข้อมูลครั้งละ 10 บิต ข้อมูลจะถูกส่งออกไปภายนอกผ่านทางขา TXD และรับข้อมูลเข้ามาทางขา RXD ข้อมูลทั้ง 10 บิตประกอบด้วยบิตเริ่มต้นของข้อมูล 1 บิต (มีค่าเป็น 0 เสมอ) บิตข้อมูล 8 บิต (รับและส่งบิตต่ำสุดก่อน) และบิตสิ้นสุดของข้อมูลอีก 1 บิต (มีค่าเป็น 1 เสมอ) ในขณะทำการรับข้อมูล ค่าในบิตสิ้นสุดของข้อมูลที่ได้รับได้จะไปอยู่ในบิต RB8 ของรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมดนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้ ดังจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป



รูปที่ 3.2 แสดงข้อมูลที่รับและส่งในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 1

โหมด 2 การทำงานแบบที่สาม หรือการทำงานโหมด 2 จะมีการรับและส่งข้อมูลครั้งละ 11 บิต ข้อมูลจะถูกส่งออกภายนอกผ่านทางขา TXD และรับเข้ามาผ่านทางขา RXD ข้อมูลที่รับและส่งทั้ง 11 บิตประกอบด้วยบิตเริ่มต้นของข้อมูล 1 บิต (มีค่าเป็น 0 เสมอ) บิตข้อมูล 8 บิต (รับหรือส่งบิตต่ำสุดก่อน) ตามด้อยบิตที่ 9 (ต่อจากบิตข้อมูลบิตสุดท้าย) ซึ่งเป็นบิตที่สามารถกำหนดให้มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งได้ (programmable 9th data bit) และบิตสุดท้ายคือบิตสิ้นสุดของข้อมูล (มีค่าเป็น 1 เสมอ) ดังนั้นจำนวนบิตที่รับส่งได้ทั้งหมด 11 บิต จะประกอบด้วยบิตต่างๆดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงข้อมูลที่รับและส่งในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 2 และ 3

ในขณะทำการส่งข้อมูล บิตที่ 9 จะได้จากค่าในบิต TB8 ของรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON ดังแสดงในรูปที่ 3.4 บิตนี้สามารถถูกกำหนดให้มีค่าเป็น 0 หรือ 1 อย่างไรก็ได้ ส่วนใหญ่ในการใช้งานจริงมักจะใช้บิตนี้สำหรับตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลที่รับหรือส่ง (parity bit)โดยจะนำบิต P (parity) ในรีจิสเตอร์ PSW ไปไว้ในบิต TB8 ส่วนในขณะรับข้อมูลบิตที่ 9 จะไปปรากฏอยู่ในบิต RB8 ของรีจิสเตอร์ SCON โดยไม่สนใจบิตสิ้นสุดของข้อมูล ค่าอัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลโหมดนี้ถูกกำหนดไว้ที่ 1/32 หรือ 1/64 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

โหมด 3 การทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมแบบสุดท้าย คือการทำงานในโหมด 3 ในการทำงานโหมดนี้ข้อมูลจำนวน 11 บิตถูกส่งผ่านขา TXD และถูกรับเข้ามาทางขา RXD ข้อมูลทั้ง 11 บิตประกอบด้วยบิตเริ่มต้นของข้อมูล 1 บิต (เป็น 0 เสมอ) บิตข้อมูล 8 บิต (รับและส่งบิตต่ำสุดก่อน) ตามด้วยบิตที่ 9 ซึ่งเป็นบิตที่สามารถกำหนดค่าได้เหมือนในโหมด 2 (programmable 9th bit) และบิตสุดท้ายคือบิตสิ้นสุดของข้อมูล (เป็น 1 เสมอ) อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลสามารถเปลี่ยนแปลงได้ดังจะศึกษาในรายระเอียดต่อไป ดังนั้นจะเห็นว่ารูปแบบการรับส่งข้อมูลในโหมด 3 จะเหมือนกับโหมด 2 ทุกอย่าง แต่ในโหมดนี้สามารถกำหนดค่าอัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลได้ตามความต้องการของผู้ใช้

การทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมทั้ง 4 โหมดที่กล่าวมานี้ การส่งข้อมูลจะเริ่มทันทีเมื่อมีคำสั่งใดๆที่ใช้รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SBUF เป็นรีจิสเตอร์ปลายทาง (destination register) เช่น

```
MOV SBUF,A
```

ส่วนในการรับข้อมูลจะเริ่มต้นโดยมีเงื่อนไขดังนี้

- ในโหมด 0 เริ่มเมื่อค่าในบิต RI = 0 และบิต REN = 1
- ในโหมดอื่นๆการรับข้อมูลเริ่มเมื่อ MCS-51 ได้รับบิตเริ่มต้นของข้อมูลเข้ามา โดยที่บิต REN ในขณะนั้นต้องมีค่า 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การสื่อสารระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์หลายตัว

การทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมด 2 และ 3 ของ MCS-51 จะมีรูปแบบการใช้งานพิเศษนอกเหนือจากการรับส่งข้อมูลธรรมดาตามที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือการใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในการติดต่อสื่อสารระหว่างซีพียูด้วยกันเอง (multiprocessor communications) ดังมีรายละเอียดต่อไปนี้

ข้อมูลที่รับหรือส่งในการใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 2 หรือ 3 เพื่อติดต่อระหว่างซีพียูด้วยกันจะมีจำนวนทั้งสิ้น 11 บิต การกำหนดใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใช้ติดต่อสื่อสารระหว่างซีพียูด้วยกันเองสามารถกำหนดได้จากบิต SM2 ในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON ดังแสดงในรูปที่ 3.4

บิตที่ 9 ที่รับเข้ามาในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมทั้งสองโหมดจะถูกนำไปไว้ในบิต RB8 ของรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON ตามด้วยบิตสิ้นสุดของข้อมูลเหมือนการรับส่งข้อมูลทั่วไปที่กล่าวมาแล้ว ถ้าบิต SM2 ถูกเซต (เลือกให้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใช้ติดต่อระหว่างซีพียูด้อยกันเอง) และบิตสิ้นสุดของข้อมูลถูกรับเข้ามาแล้ว หากบิต RB8 (บิตที่ 9 ที่รับเข้ามา) มีค่าเป็น 1 จะส่งผลไปกระตุ้นให้วงจร ส่วนควบคุมการอินเตอร์รัปต์ของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมเริ่มทำงานเพื่ออินเตอร์รัปต์ซีพียูต่อไป หากบิต RB8 มีค่าเป็น 0 วงจรส่วนควบคุมการอินเตอร์รัปต์ของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมจะไม่ทำงานแต่อย่างใด รายละเอียดการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมที่ใช้ติดต่อระหว่างซีพียูด้วยกันเองมีดังนี้

เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวแม่หรือตัวหลัก (master processor) ต้องการส่งข้อมูลจำนวนหนึ่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูก (slave) ตัวใดตัวหนึ่งจากที่มีหลายตัวในระบบ ขั้นแรกไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวแม่จะต้องส่งข้อมูลขนาด 1 ไบต์ที่มีชื่อเรียกเฉพาะว่า “แอดเดรสไบต์” (address byte)ค่าแอดเดรสไบต์นี้จะเป็นค่าที่ระบุหมายเลขประจำหรือตำแหน่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกในระบบที่เป็นเป้าหมายของไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวแม่ต้องการติดต่อด้วย ค่าแอดเดรสไบต์ที่ไมโครคอนโทรเลอร์ตัวแม่ส่งไปมีข้อแตกต่างจากข้อมูลทั่วไปที่รับส่งกันระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีชื่อเรียกเฉพาะว่า “ดาต้าไบต์” (data byte) ดังนี้

- แอดเดรสไบต์ : บิตที่ 9 จะเป็น 1
- ดาต้าไบต์ : บิตที่ 9 จะเป็น 0

หากไมโครโปรเซสเซอร์ตัวลูกมีการเซตบิต SM2 = 1 แล้ว (ใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมใน MCS-51 ติดต่อระหว่างซีพียูด้วยกันเอง)ถ้าข้อมูลที่รับเข้ามาเป็นดาต้าไบต์จะไม่สามารถอินเตอร์รัปต์ซีพียูได้ แต่หาหข้อมูลที่ได้รับเป็นแอดเดรสไบต์ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกทุกตัวจะถูกอินเตอร์รัปต์ การทำเช่นนี้เพื่อที่ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกทุกตัวที่เชื่อมต่อกับตัวแม่จะ

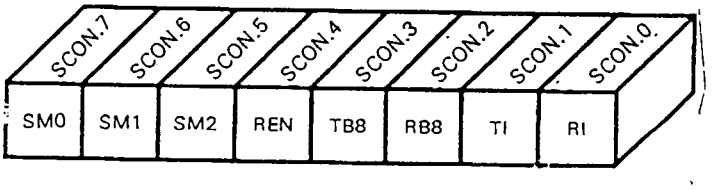
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถตรวจสอบแอดเดรสไบต์ที่ได้รับเข้ามาว่ามีค่าตรงกับหมายเลขตำแหน่งของตัวเองหรือไม่ หากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกตัวใดมีค่าหมายเลขตำแหน่งของตัวเองตรงกับแอดเดรสไบต์ที่ได้รับเข้ามา ก็จะเคลียร์บิต SM2 และเตรียมรับดาต้าไบต์ซึ่งจะตามเข้ามาภายหลังจากที่ได้รับแอดเดรสเรียบร้อยแล้วสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกอื่นๆที่ตรวจสอบแอดเดรสไบต์ดูแล้วและปรากฏว่าไม่ตรงกับหมายเลขตำแหน่งของตัวเองจะยังคงปล่อยให้บิต SM2 ถูกเซตต่อไป และกลับไปทำงานเดิมที่ค้างอยู่ก่อนได้รับการอินเตอร์รัปต์ต่อโดยไม่สนใจดาต้าไบต์ซึ่งตามเข้ามาหลังแอดเดรสไบต์ นั่นคือหากไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกตัวใดตรวจสอบพบว่าแอดเดรสไบต์ที่ได้รับเข้ามาไม่ตรงกับค่าตำแหน่งของตัวเอง มันจะไม่สนใจดาต้าไบต์ที่ส่งเข้ามาตามหลังแอดเดรสไบต์เลย แต่ในขณะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวแม่ส่วนแอดเดรสไบต์ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตัวลูกจะถูกอินเตอร์รัปต์เพื่อตรวจสอบค่าแอดเดรสไบต์ดูว่ามีค่าตรงกับตำแหน่งของตัวเองหรือไม่ทุกครั้ง

บิต SM2 จะไม่มีผลในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 0 แต่การทำงานในโหมด 1 บิต SM2 สามารถถูกใช้เพื่อตรวจสอบบิตสิ้นสุดของข้อมูล(validity of the stop bit) โดยในการรับข้อมูลของโหมด 1 ถ้าบิต SM2 = 1 จะเป็นการตรวจสอบบิตสิ้นสุดของข้อมูลโดยหากบิตสิ้นสุดของข้อมูลมีค่าไม่เป็น 1 การอินเตอร์รัปต์ ของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมจะไม่เกิดขึ้น

3.3 รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON (Serial Port Control Registor) แต่ละบิตในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON จะใช้สำหรับควบคุมและตรวจสอบการทำงานของพอร์ตสื่อสารอนุกรมใน MCS-51 ดังนั้นก่อนใช้งานพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม ผู้เขียนโปรแกรมจำเป็นต้องทราบความหมายของบิตต่างๆในรีจิสเตอร์นี้ แต่ละบิตในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON ในรูปที่ 3.4 มีความหมายดังต่อไปนี้

รีจิ สเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON เข้าถึงข้อมูลได้ในระดับบิต



รูปที่ 3.4 แสดงรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON

บิต	ชื่อบิต	
SCON.7	SMO	บิตเลือกการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมดต่างๆ
SCON.6	SM1	บิตเลือกการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมดต่างๆ

0 0 โหมด 0 : ทำงานเป็น shift register อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ... ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1/12 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์

0 1 โหมด 1 : 8 Bit UART อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูลกำหนดเองได้

1 0 โหมด 2 : 9 Bit UART อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูล = 1/32 หรือ 1/64 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์

1 1 โหมด 3 : 9 Bit UART อัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูล กำหนดเองได้

SCON.5 SM2 บิตเลือกการใช้งานพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมด 2 และ 3 เพื่อใช้ติดต่อระหว่างซีพียูด้วยกันเอง

1 : ใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในการติดต่อระหว่างซีพียูด้วยกันเอง เมื่อข้อมูลบิตที่ 9 ที่ได้รับมีค่าเป็น 0 (ดาต้าไบต์) บิต R1 จะไม่ถูกเซต แต่หากข้อมูลบิตที่ 9 มีค่าเป็น 1 (แอดเดรสไบต์) บิต R1 จะถูกเซต

0 : ใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 1 และโหมด 3 ตามปกติ

ในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 1 หากบิต SM2 ถูกเซต บิต R1 จะไม่ถูกเซตจนกว่าบิตสิ้นสุดของข้อมูลจะถูกรับเข้ามา

ในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 0 บิตนี้ควรถูกเคลียร์ให้เป็น 0

SCON.4 REN บิตควบคุมการอนุญาตให้มีการรับข้อมูล ดังนี้

1 : อนุญาตให้มีการรับข้อมูลจากภายนอกได้

0 : ไม่อนุญาตให้มีการรับข้อมูลจากภายนอก

SCON.3 TB8 บิตข้อมูลบิตที่ 9 ซึ่งจะถูกส่งออกไปในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 2 และ 3 การเซตหรือเคลียร์กระทำด้วยคำสั่งในโปรแกรมเท่านั้น

SCON.2 RB8 บิตข้อมูลบิตที่ 9 ที่ได้รับเข้ามาจากภายนอกในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 2 และ 3 ส่วนในการทำงานโหมด 1 ถ้าบิต SM2 =0 บิตนี้จะเป็นบิตสิ้นสุดของข้อมูลที่รับเข้ามาได้ และไม่ถูกกำหนดการใช้งานในโหมด 0

SCON.1 TI บิตบอกสถานะสัญญาณอินเตอร์รัปต์ที่เกิดจากการส่งข้อมูล ถูกเซตโดยฮาร์ดแวร์เมื่อข้อมูลบิตที่ 8 ถูกส่งออกไปแล้วในการทำงานโหมด 0 ส่วนในการทำงานโหมดอื่นๆ จะถูกเซตโดยฮาร์ดแวร์เมื่อเริ่มส่งบิตสิ้นสุดของข้อมูลออกไป และจะต้องถูกเคลียร์โดยคำสั่งในโปรแกรมเท่านั้น

SCON.0 RI บิตบอกสถานะสัญญาณอินเตอร์รัปต์ที่เกิดจากการรับข้อมูล ถูกเซตโดยฮาร์ดแวร์เมื่อได้รับข้อมูลบิตที่ 8 เรียบร้อยแล้วในการทำงานโหมด 0 หรือที่จุดครึ่งทางของช่วงรับบิตสิ้นสุดของข้อมูลในโหมดอื่น (มีข้อยกเว้นในกรณีที่ใช้พอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมติดต่อระหว่างซีพียูด้วยกันเอง) และต้องถูกเคลียร์โดยคำสั่งในโปรแกรมเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีจิสเตอร์ตัวนี้ไม่เพียงแต่ใช้ควบคุมการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมดต่างๆเท่านั้น บางบิตของรีจิสเตอร์นี้ยังใช้เป็นที่เก็บข้อมูลบิตที่ 9 สำหรับการรับและการส่งข้อมูลในโหมด 2 และ 3 (บิต TB8 และ RB8) และนอกจากนี้รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ SCON ยังมีบิตที่ควบคุมการอินเตอร์รัปต์ของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม (serial port interrupt) นั่นคือ บิต TI และ RI รวมอยู่ด้วย

3.4 อัตราเร็วในการรับและส่งข้อมูล

bit rate หมายความถึงอัตราเร็วในการรับหรือส่งข้อมูล โดยใน MCS-51 ค่าอัตราเร็วในการรับและส่งข้อมูลจะมีค่าเท่าใดก็ขึ้นอยู่กับการทำงานในแต่ละโหมดของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมดังนี้

bit rate โหมด 0 = ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ / 12

หากใช้คริสตอลความถี่ 12 เมกกะเฮิรตซ์ ค่า bit rate ของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมด 0 จะมีค่าสูงถึง 1 เมกกะเฮิรตซ์

- ในโหมด 2 ค่า bit rate ขึ้นอยู่กับค่าของบิต SMOD ที่อยู่ในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ PCON โดย

บิต SMOD = 0 ค่า bit rate จะเป็น 1/64 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

บิต SMOD = 1 ค่า bit rate จะเป็น 1/32 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้

หลังจากการรีเซต MCS-51 ค่าในบิต SMOD จะเป็น 0 เสมอ และเราสามารถเขียนสูตรสำหรับคำนวณค่า bit rate ได้ดังสมการนี้

$$\text{bit rate โหมด 2} = (2^{(SMOD)} \times (\text{ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้})) / 64$$

หากใช้คริสตอลลดความถี่ 12 เมกกะเฮิรตซ์ bit rate สูงสุดในการทำงานโหมดนี้คือ 375K bit/sec

- bit rate ในโหมด 1 และ 3 จะถูกกำหนดโดยอัตราการเกิด overflow ของไทม์เมอร์ 1 (timer 1 overflow rate) แต่ถ้าเป็น 8052 ที่มีรีจิสเตอร์สำหรับใช้เป็น ไทม์เมอร์หรือเคาน์เตอร์เพิ่มให้อีก 1ตัว จะสามารถใช้ไทม์เมอร์ 2 ที่มีเพิ่มมานี้เป็นตัวกำหนด bit rate ได้ ทำให้มีรีจิสเตอร์สำหรับใช้เป็นไทม์เมอร์หรือเคาน์เตอร์ที่สามารถนำมากำหนด bit rate รวมจำนวน 2 ตัว (ไทม์เมอร์ 1 และ ไทม์เมอร์ 2) โดยอาจใช้ตัวใดตัวหนึ่งในการกำหนด bit rate สำหรับการรับข้อมูล ส่วนอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวหนึ่งกำหนด bit rate สำหรับการส่งข้อมูล ทำให้การรับและส่งข้อมูลมีค่า bit rate ที่ต่างกันได้ รายละเอียดของการใช้ไทม์เมอร์ 1 หรือไทม์เมอร์ 2 เป็นตัวกำหนดค่า bit rate มีดังนี้

3.4.1 เมื่อใช้ไทม์เมอร์ 1 เป็นตัวกำหนด bit rate เมื่อไทม์เมอร์ 1 ถูกใช้เป็นตัวกำหนด bit rate สำหรับการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมในโหมด 1 และ 3 ค่าของ bit rate ที่ได้จะถูกกำหนดด้วยอัตราการเกิด overflow ของไทม์เมอร์ 1 และขึ้นอยู่กับบิต SMOD ในรีจิสเตอร์ PCON ซึ่งเขียนเป็นสมการที่ใช้คำนวณหา bit rate ได้ดังนี้

$$\text{bit rate โหมด 1,3} = (2^{(SMOD)} \times (\text{อัตราการเกิด overflow ของไทม์เมอร์ 1})) / 32$$

เนื่องจากเมื่อเกิด overflow ในไทม์เมอร์ตัวใด จะทำให้เกิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์เพื่อบอกให้ซีพียูทราบ ดังนั้นเมื่อเรานำไทม์เมอร์ 1 มาเป็นตัวกำหนด bit rate จึงควรห้ามการเกิดอินเตอร์รัปต์ขึ้นในระหว่างการรับหรือส่งข้อมูล และเนื่องจากตัวไทม์เมอร์ 1 เองยังสามารถถูกกำหนดให้ทำงานเป็นไทม์เมอร์หรือเคาน์เตอร์อย่างใดอย่างหนึ่ง ซึ่งโหมดการทำงานย่อยลงไปอีก 4 โหมด ดังนั้นในการใช้งานพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมจึงต้องทำความเข้าใจในเรื่องไทม์เมอร์และเคาน์เตอร์ให้ละเอียด

การใช้งานพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมที่พบบ่อยที่สุดนั้นไทม์เมอร์ 1 จะถูกกำหนดให้ทำงานเป็นไทม์เมอร์ในโหมด 2 (Auto-Reload) ในกรณีนี้ bit rate จะถูกกำหนดโดยสมการดังนี้

$$\text{bit rate โหมด 1,3} = 2^{SMOD} \times \text{ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้} / 32 \times 12 \times (256 - TH1)$$

ดังนั้นค่าที่ต้องโหลดไปไว้ยังรีจิสเตอร์ TH1 เพื่อให้ได้ค่า bit rate จะสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$H1 = 256 - ((2^{SMOD} \times \text{ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้}) / 384 \times \text{bit rate})$$

เราสามารถที่จะสร้าง bit rate ค่าต่ำๆด้วยไทม์เมอร์ 1 ได้โดยปล่อยให้ไทม์เมอร์ 1 อินเตอร์รัปต์ซีพียูได้ และกำหนดการทำงานให้เป็นไทม์เมอร์ขนาด 16 บิต (โหมด 1) และใช้ไทม์เมอร์ 1 อินเตอร์รัปต์ซีพียูเพื่อโหลดค่าใหม่เองด้วยซอฟต์แวร์ขณะเกิด overflow เนื่องจากในการทำงานโหมด 1 ของไทม์เมอร์ 1 ไม่สามารถโหลดค่าใหม่เองด้วยฮาร์ดแวร์ได้ (ไม่สามารถทำงานแบบ Auto-Reload)

ตารางที่ 3.1 เป็นค่า bit rate ค่าต่างๆ ที่ใช้กันมากและบอกว่าสามารถใช้ได้จากไทม์เมอร์ 1 อย่างไร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ค่าที่ต้องนำไปไว้ในรีจิสเตอร์ของไทม์เมอร์ 1 เมื่อใช้ bit rate ค่ามาตรฐานต่างๆ

bit rate	ความถี่ของคริสตอล	บิต SMOD	ไทม์เมอร์ 1		
			C / T	โหมด	ค่าที่ใช้โหลด
Mode0 Max: 1 MHZ	12 MHZ	X	X	X	X
Mode2 Max: 375K	12 MHZ	1	X	X	X
Mode1,3: 62.5K	12 MHZ	1	0	2	FFH
19.2 K	11.059 MHZ	1	0	2	FDH
9.6 K	11.059 MHZ	0	0	2	FDH
4.8 K	11.059 MHZ	0	0	2	FAH
2.4 K	11.059 MHZ	0	0	2	F4H
1.2 K	11.059 MHZ	0	0	2	E8H
137.5 K	11.059 MHZ	0	0	2	1DH
110 K	6MHZ	0	0	2	72H
110 K	12 MHZ	0	0	1	FEEBH

จากตารางที่ 3.1 จะเห็นว่าในการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 0 จะมีความเร็วในการส่งมากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับโหมดอื่นที่ความถี่คริสตอลค่าเดียวกัน และจะเห็นว่าหากเลือกใช้คริสตอลความถี่ 11.059 เมกะเฮิรตซ์ จะสามารถตั้งค่า bit rate ในโหมด 1 และ 3 เป็นค่ามาตรฐานที่ใช้กันทั่วไปได้ เช่น 1200,2400,4800,9600,19200 จึงเป็นเหตุผลสำคัญที่ในระบบควบคุมส่วนใหญ่เลือกใช้คริสตอลความถี่ 11.059 เมกะเฮิรต์ซ

ในตารางที่ 3.1 นอกจากจะแสดงค่า bit rate ค่าต่างๆ เปรียบเทียบให้เห็นแล้ว ตารางนี้ยังแสดงค่าที่ต้องโหลดไปไว้ในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ TH1 ที่ค่า bit rate มาตราฐานต่างๆให้ทราบอีกด้วย ผู้เขียนโปรแกรมสามารถนำค่านี้ไปใช้ได้เลย แต่หากต้องการใช้ค่า bit rate อื่นๆที่นอกเหนือไปจากตารางนี้ จะต้องคำนวณค่าที่ต้องโหลดให้รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ TH1 จากสมการที่แสดงไปแล้วเอง ดังตัวอย่างในรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

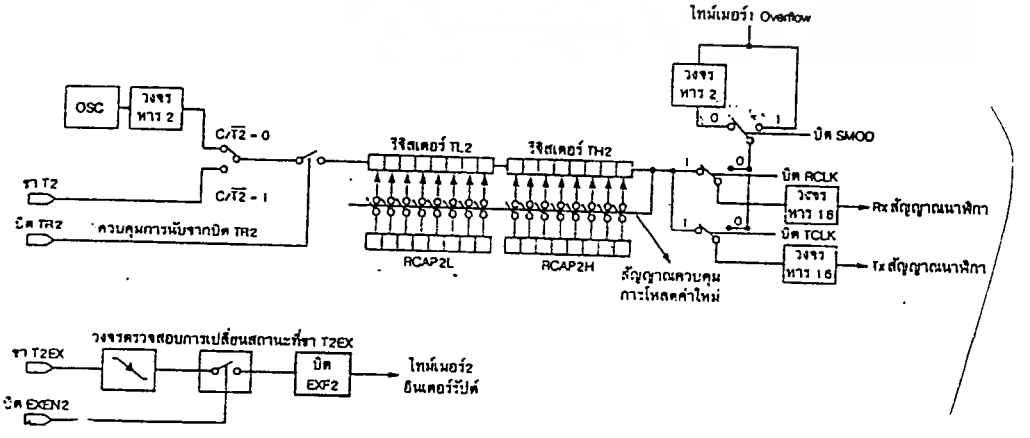
```
; Frequency              = 11.0 MHz
; Desired Baud Rate      = 19.2 kBaud
;
;  TH1 = 256 - (2) x (11.0 x 10^6) / (32) x (12) x (19200)
;
;      = 253 = FDH

MOV  SCON, #0F0H   ; Serial port Mode 3, SM2 = 1,
                   ; REN = 1
ORL  PCON, #80H    ; SMOD1 = 1
MOV  TMOD, #20H    ; Timer 1 Mode 2
MOV  TH1,  #0FDH   ; Reload value for desired baud
                   ; rate
SETB TR1           ; Turn on Timer 1
```

รูปที่ 3.5 แสดงตัวอย่างการคำนวณหาค่าจากสมการเทียบกับการเปิดค่าจากตาราง ในการกำหนดการทำงานของพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 3 โดยใช้ไทม์เมอร์ 1

การใช้ไทม์เมอร์ 2 ในการกำหนด bit rate สำหรับ MCS-51 เบอร์ที่มีไทม์เมอร์ 2 เพิ่มให้ผู้ใช้อีก 1 ตัว เช่นเบอร์ 8052 ผู้ใช้สามารถนำไทม์เมอร์ 2 ที่มีเพิ่มขึ้นนี้มาเป็นตัวกำหนด bit rate โดยการเซตบิต TCLK และ/หรือบิต RCLK ในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ จะเห็นว่าบิต TCLK , RCLK จะเป็นสวิทช์เลือกระหว่างการใช้อัตราการเกิด overflow ของไทม์เมอร์ 2 หรือ ไทม์เมอร์ 1 เป็นตัวกำเนิด bit rate ดังนั้นในกรณีที่ใช้ 8052 ค่า bit rate สำหรับการส่งและการรับสามารถที่จะต่างกันได้ในเวลาเดียวกัน (ให้บิต RLCK มีค่าเป็น 1 ส่วน TCLK มีค่าเป็น 0 หรือกลับกัน) การกำหนดบิต RCLK และ/หรือ TCLK ให้เป็น 1 จะเป็นการกำหนด ให้ไทม์เมอร์ 2 ถูกใช้เป็นตัวกำหนด bit rate ให้แก่พอร์ตสื่อสารอนุกรมดังแสดงในรูปที่ 3.6

การใช้ไทม์เมอร์ 2 เป็นตัวกำหนด bit rate (bit rate generator mode) จะมีการทำงานเหมือนโหมด Auto-Reload ตรงที่การเกิด overflow ในรีจิสเตอร์ TH2 ทำให้รีจิสเตอร์ที่ประกอบขึ้นเป็นไทม์เมอร์ 2 (รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ TL2 และ TH2) ถูกโหลดด้วยค่าขนาด 16 บิต จากรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ RCAP2L และ RCAP2H ซึ่งต้องได้รับการตั้งค่าไว้ล่วงหน้าด้วยซอฟต์แวร์เรียบร้อยแล้ว



รูปที่ 3.6 ไทม์เมอร์ 2 ในการทำงานเป็นตัวกำหนด bit rate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อไทม์เมอร์ 2 ทำงานในโหมดนี้ ค่า bit rate ของการรับหรือการส่งข้อมูลในโหมด 1 และ 3 จะถูกกำหนดโดยอัตราการเกิด overflow ของรีจิสเตอร์ไทม์เมอร์ 2 ตามสมการดังนี้

bit rate โหมด 1,3 = (อัตราการเกิด overflow ของไทม์เมอร์ 2) / 16

เนื่องจากไทม์เมอร์ 2 สามารถถูกกำหนดการใช้งานเป็นไทม์เมอร์หรือเคาน์เตอร์อย่างใดอย่างหนึ่ง ในการใช้งานทั่วไปที่นำไทม์เมอร์ 2 มาใช้เป็นตัวกำหนด bit rate มักจะกำหนดให้ทำงานเป็นไทม์เมอร์ซึ่งมีรายละเอียดการทำงานแตกต่างจากการใช้ไทม์เมอร์ 2 เป็นไทม์เมอร์ในโหมดอื่นเล็กน้อย กล่าวคือ ปกติเมื่อใช้ไทม์เมอร์ 2 เป็นไทม์เมอร์ในโหมดอื่นมันจะถูกเพิ่มค่าทุกแมชชีนไซเคิล แต่เมื่อใช้งานเป็นไทม์เมอร์ในโหมดที่ใช้สำหรับกำหนดค่า bit rate สำหรับพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรม ไทม์เมอร์ 2 จะถูกเพิ่มค่าทุกๆสเตทในแต่ละแมชชีนไซเคิล (ใน 1 แมชชีนไซเคิลมี 6 สเตท) เท่ากับความถี่ ½ ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ ดังนั้นสมการสำหรับหาค่า bit rate ของพอร์ตสื่อสารอนุกรมเมื่อใช้ไทม์เมอร์ 2 คือ

bit rate โหมด 1,3 = ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ / (32×(65536-(RCAP2H,RCAP2L))

RCAP2L,RCAP2H ในสมการคือค่าที่ต้องโหลดไว้ในรีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ RCAP2L และ RCAPH ตามลำดับ ค่านี้ถูกกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มที่ไม่คิดเครื่องหมายขนาด 16 บิต

ค่าที่ต้องโหลดไปไว้ในรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H เพื่อให้ได้ค่า bit rate ตามที่ต้องการสามารถคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้

(RCAP2H ,RCAP2L) = 65536 - (ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้) / 32×bit rate

สำหรับค่าที่ต้องโหลดไปไว้ใน RCAP2L และ RCAP2H เมื่อต้องการตั้งค่า bit rate มาตรฐานมีดังแสดงในตารางที่ 3.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าที่ต้องโหลดไปไว้ในรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H ของไทม์เมอร์ 2 เพื่อให้ได้ค่า bit rate มาตรฐาน

Bit rate	ความถี่ออสซิลเลเตอร์	ไทม์เมอร์ 2	
		RACP2H	RACP2L
375K	12MHz	FF	FF
9.6K	12MHz	FF	D9
4.8K	12MHz	FF	B2
2.4K	12MHz	FF	64
1.2K	12MHz	FB	C8
300	12MHz	FB	1E
110	12MHz	F2	AF
300	6MHz	FD	8F
110	6MHz	F9	57

```
; Frequency                 = 12 MHz
; Desired Baud Rate         = 9600 Baud
;
;   (RCAP2H, RCAP2L)        = 65536 - (12 X 10^6) / (32) X (9600)
;
;
;                           = 65497 = FFD9H

MOV SCON, #0F0H         ; Serial port Mode 3, SM2 = 1,
                        ; REN = 1
MOV RCAP2H, #0FFH       ; Reload values for desired
MOV RCAP2L, #0D9H       ; baud rate
MOV T2CON, #34H         ; Timer 2 as baud rate
                        ; generator, turn on Timer 2
```

รูปที่ 3.7 ตัวอย่างการกำหนดการทำงานพอร์ตสื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมโหมด 3 โดยใช้ไทม์เมอร์ 2

ไทม์เมอร์ 2 ในการทำงานเป็นตัวกำหนด bit rate มีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 3.6จากรูปนี้จะเห็นได้ว่าไทม์เมอร์ 2 ถูกใช้เป็นตัวกำหนด bit rate ก็ต่อเมื่อบิต RCLK,TCLK ตัวใดตัวหนึ่งมีค่าเป็น 1 (RCLK+TCLK =1) ใน รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ T2CON (บิตทั้งสองจะเป็นตัวเลือกระหว่างการใช้ไทม์เมอร์ 1 หรือ ไทม์เมอร์ 2 เป็นตัวกำหนด bit rate) และเมื่อเปรียบเทียบกับรูป 3.6 จะสังเกตุได้ว่าการเกิด overflowในรีจิสเตอร์ TH2 จะไม่ทำให้บิต TH2 ถูกเซต ดังนั้นการเกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

overflow ของไทม์เมอร์ 2 เมื่อใช้เป็นตัวกำหนด bit rate จะไม่ทำให้เกิดอินเตอร์รัปต์สำหรับไทม์เมอร์หรือเคาน์เตอร์ ผู้ใช้จึงไม่จำเป็นต้องห้ามการเกิดอินเตอร์รัปต์ของไทม์เมอร์ 2 ในระหว่างที่ใช้งานเป็นตัวกำหนด bit rate และจากด้านล่างของรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าถ้าบิต EXEN2 ถูกเซตเป็น 1 การเปลี่ยนสถานะของสัญญาณจาก 1 เป็น 0 (1 to 0 transition) ที่ขา T2EX ของ MCS-51 จะมีผลไปเซตบิต EXF2 ทำให้สามารถอินเตอร์รัปต์ซีพียูได้โดยจะไม่มีการโหลดค่าจากในรีจิสเตอร์ RCAP2L และ RCAP2H ไปยังรีจิสเตอร์ของไทม์เมอร์ 2 เลย ทั้งนี้เพื่อให้ในระหว่างการใช้ไทม์เมอร์ 2 เป็นตัวกำหนด bit rate ยังสามารถนำขา T2EX มาใช้รับสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากภายนอกของไทม์เมอร์ 2 ได้ถ้าต้องการ และจากรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าบิต SMOD ไม่มีผลในการเพิ่มค่า bit rate เมื่อใช้ไทม์เมอร์ 2 เป็นตัวกำหนด bit rate

สิ่งหนึ่งที่ควรระลึกไว้เสมอในการใช้งานไทม์เมอร์ 2 เป็นตัวกำหนด bit rate นั่นคือเมื่อไทม์เมอร์ 2 กำลังเป็นไทม์เมอร์ (บิต RCLK+TCLK = 1 และบิต TR2 = 1) เพื่อกำหนด bit rate ผู้ใช้ไม่ควรอ่านหรือเขียนข้อมูลใดๆลงไปยังรีจิสเตอร์ของไทม์เมอร์ 2 (รีจิสเตอร์ใช้งานเฉพาะ TL2,TH2) ทั้งนี้เพราะสภาพการทำงานเช่นนี้รีจิสเตอร์ของไทม์เมอร์ 2 จะถูกเพิ่มค่าทุกๆสเตทในแต่ละแมชชีนไซเคิล ทำให้ข้อมูลที่ได้ จากการอ่านหรือเขียนไม่ถูกต้อง แต่เราจะเขียนหรืออ่านข้อมูลจากรีจิสเตอร์ RCAP (รีจิสเตอร์ RCAP2L,RCAP2H) ได้ ถึงแม้การเขียนข้อมูลไปยังรีจิสเตอร์ทั้งสองนี้อาจทำให้เกิดการผิดพลาดได้หากข้อมูลที่เขียนลงไปตรงกับช่วงเวลาการโหลดค่าใหม่จากรีจิสเตอร์นี้ไปยังรีจิสเตอร์ของไทม์เมอร์ 2 ครั้งต่อไปพอดี (การเปลี่ยนค่าในรีจิสเตอร์ RCAP มีไว้เพื่อให้ผู้ใช้สามารถเปลี่ยนค่า bit rate ได้) ดังนั้นในกรณีที่ผู้ใช้ต้องการเปลี่ยนแปลงค่าใดๆในรีจิสเตอร์ของไทม์เมอร์ และรีจิสเตอร์ RCAP ควรจะเคลียร์บิต TR2 เพื่อให้ไทม์เมอร์ 2 หยุดทำงานเสียก่อน จากนั้นจึงสามารถกระทำการใดๆกับรีจิสเตอร์ทั้งสองตัวนี้ได้ตามต้องการ

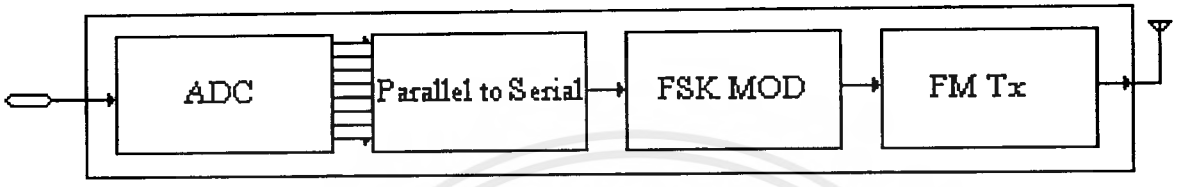
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่4

การออกแบบและสร้างวงจรใช้งาน

อุปกรณ์ส่งสัญญาณจากการวัดแบบไร้สายประกอบด้วยส่วนประกอบหลักคือ

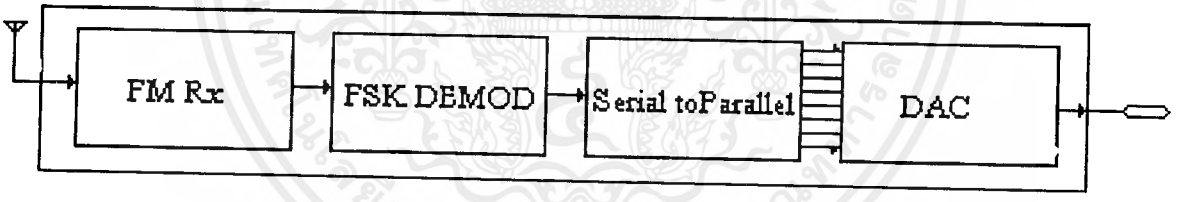
-ภาคส่งสัญญาณ สามารถแสดงส่วนประกอบต่างๆดังนี้



ภาคส่ง

รูปที่ 4.1 แสดงส่วนประกอบภาคส่ง

-ภาครับสัญญาณ สามารถแสดงส่วนประกอบต่างๆดังนี้



ภาครับ

รูปที่ 4.2 แสดงส่วนประกอบภาครับ

4.1 ภาคส่งสัญญาณ จากรูป 4.1ภาคส่งสัญญาณประกอบด้วยส่วนการทำงาน 4 ส่วนคือ

4.1.1 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)

4.1.2 การแปลงสัญญาณจากขนานเป็นอนุกรมโดย MCS8031 (Parallel to Series Converter by MCS8031)

4.1.3วงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่(frequency shift keying)

4.1.4 วงจรมอดดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

4.2 ภาครับสัญญาณ จากรูปที่ 4.2 ภาครับสัญญาณประกอบด้วยส่วนการทำงาน ส่วนคือ

4.2.1 วงจรดีมอดดดูเลตทางความถี่ (Frequency Demodulation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2วงจรดีมอดดูเลตสัญญาณแบบเลื่อนความถี่(FSK Demodulation)

4.2.3 การแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นขนานโดยMCS8031 (Series to Parallel Converter by MCS0831)

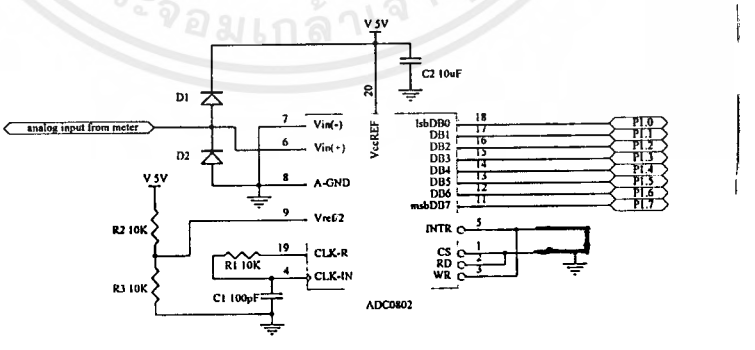
4.2.4 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก (Digital to Analog Converter) โดยมีรายละเอียดในแต่ละส่วนดังต่อไปนี้

4.1 ภาคส่ง (Transmitter)

4.1.1 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล (Analog to digital Converter)

ทำงานโดยการใช้ไอซี ADC0802 ซึ่งเป็น ADC ที่มีคุณสมบัติการทำงานที่ง่ายต่อการเชื่อมต่อกับไมโครโปรเซสเซอร์และที่งานแบบตัวเดียว จากรูปที่ 4.3 เป็นวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล โดยมีชุดความต้านทานและตัวเก็บประจุ R_1 ,C_1 เป็นตัวสร้าง สัญญาณนาฬิกา 1 เมกกะเฮิรตซ์ภายในตัวA/D ส่วน R_2 ,R_3 เป็นตัวสร้างแรงดันอ้างอิง 2.5 โวลท์ ที่ขา Vref/2 (ขา 9)สัญญาณ อินพุทจะเข้าทางขา 6 โดยมีไดโอด D_1 ,D_2 เป็นตัวป้องกันไม่ให้สัญญาณที่เข้ามามีค่าเกิน 5.0 โวลท์ เนื่องจากจะทำให้ ADC เสียหายได้ จากนั้นสัญญาณจะถูกเปลี่ยนจากอนาลอกเป็นดิจิตอลและส่งออกทางเอาท์พุทเพื่อส่งไปยัง ไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป

ความถี่ในการแซมปลิงของ ADC จะขึ้นกับการอ่านค่าจากส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยที่ ถ้าหากโปรแกรมถูกเขียนให้อ่านค่าได้เร็วก็จะทำให้ความถี่ แซมปลิ่งสูง แต่จะต้องไม่เร็วไปกว่าคอนเวอร์ชั่นไทม์ (Conversion Time) ของ ADC ซึ่งเท่ากับ 100 ไมโครวินาที



รูปที่ 4.3 วงจร Analog to Digital Convertor

4.1.2 การแปลงสัญญาณจากขนานเป็นอนุกรมโดย MCS8031 (Parallel to Series Converter by MCS8031) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ แปลงสัญญาณจากที่สัญญาณที่ออกจาก ADC ส่งมาเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ แบบขนานให้กลายเป็นสัญญาณอนุกรม โดยที่จะทำการส่งข้อมูลในรูปของแพกเกจ อะซิงโครนัส โดยการควบคุมการส่งต่างๆ ทำโดยการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร 8031เป็นหลัก โดยที่ค่าของสัญญาณดิจิตอลที่มาจาก ADC จะถูกรับเข้ามาทาง พอร์ท1 ของไมโครคอนโทรเลอร์และจะส่งดังกล่าวไปยังรีจิสเตอร์ SBUF เพื่อรอส่งออกทางขา TxD ของไมโครคอนโทรเลอร์ไปยังส่วนการส่งคลื่นวิทยุ

การส่งสัญญาณทำ โดยการใช้พอรต์สื่อสารข้อมูลแบบอนุกรมและทำการเซตค่า บอดเรตโดยการเซตค่าลงใน รีจิสเตอร์ SCON โดยจะทำการส่งข้อมูลในโหมด 1 คือเป็นแบบอะซิงโครนัส10บิต โดยมีบิตเริ่มเป็น 0 และบิตสิ้นสุดมีค่าเป็น 1 ทำการส่งข้อมูลออกด้วยบอดเรตเท่ากับ 2400 BPS โดยการเซตค่าที่ TMOD ดังโปรแกรมการส่งนี้

```
        org     0000H
        sjmp    OVER        ;กระโดดไปที่ ส่วนการเซตค่า
        org     0023H
        sjmp    SEND
OVER:   mov     SCON,#40H   ;ส่วนการเซตค่าต่างๆในรีจิสเตอร์
        mov     TMOD,#20H
        mov     TH1,#0f4H   ;ตั้ง bit rate เป็น 2400
        setb    TR1
        setb    EA
        setb    EX0
        setb    TI
LOOP:   setb    ES          ;โปรแกรมหลัก
        jnb     TI,$        ;รอการอินเตอร์รัปต์จากTIเพื่อกระโดดไปที่0023H
        sjmp    LOOP        ;ทำซ้ำอีกครั้ง
SEND:                       ;ส่วนการส่งค่า
        clr     ES          ;เซตค่าต่างๆเพื่อเตรียมส่งข้อมูล
        clr     TI
        mov     A,p1        ;นำค่าจาก P1 มาเก็ไว้ใน A
        mov     SBUF,A      ;นำค่าจาก A ไปใส่ SBUF
        reti                ;กลับไปโปรแกรมหลักอีกครั้ง
        end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

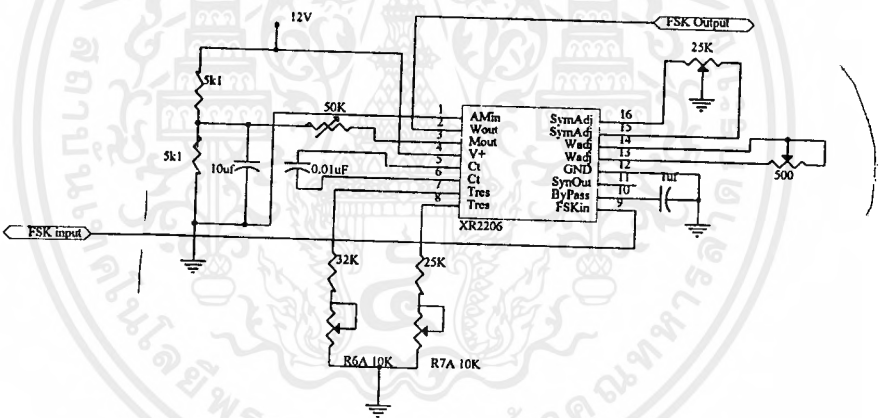
ตามโปรแกรมข้างต้น 8031 จะทำการแปลงข้อมูลที่ถูกส่งมาแบบขนานส่งออกไปในรูปแบบอะซิงโครนัสอนุกรม ความเร็ว 2400 บิตต่อวินาที ในการนำค่าเข้าทาง P1 1ครั้งก็คือการทำการแซมปลิงค่าสัญญาณจาก ADC 1ครั้ง เพราะฉะนั้นจะทำการแซมปลิงค่าได้เป็น

$$\text{Sampling rate} = 2400\text{bps}/(\ 8\text{bit} + 1\text{bit start} + 1\text{bit stop}\ )$$
$$= 240 \text{ ครั้งต่อวินาที}$$

เพราะฉะนั้นสัญญาณที่จะนำมาทำการวัดจะต้องมีความถี่ไม่เกิน 120 เฮิรตซ์เป็นอย่างมากที่สุดตามเงื่อนไขข้อไนควิตซ์

4.13วงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่(frequency shift keying)

เป็นส่วนที่แปลงสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์นำมามอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่เพื่อเตรียมสัญญาณให้พร้อมสำหรับการมอดดูเลตทางความถี่ เนื่องจากอัตราบิทของสัญญาณคือ 2400Hz เราจึงใช้ความถี่ 2400 Hz แทนระดับแรงดัน 1(high) และความถี่ 3600 Hz แทนระดับแรงดัน 0 (low)



รูป 4.4 วงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่

จากรูปเป็นวงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ XR 2206 ซึ่งเป็นโมโนลิทิคฟังชั่นเจนเนอร์เรเตอร์ มีความสามารถในการผลิตคลื่นรูป ซายน์,สามเหลี่ยม,Ramp ตั้งแต่ความถี่น้อยๆจนถึงความถี่หลายร้อยกิโลเฮิร์ทโดยต่อกลับวงจรภายนอกอีกเล็กน้อย การออกแบบวงจรอธิบายดังต่อไปนี้

คาปาซิเตอร์จัดเวลา(Timing capacitor)ต่อระหว่างขา5และขา6จะเป็นอินพุทของVCOมีค่าที่เหมาะสมอยู่ระหว่าง 1,000pF-100uFจะทำงานร่วมกับความต้านทานจัดเวลา(Timing Resistor) เพื่อใช้กำหนดความถี่ของสัญญาณซายน์ทั้งสองโดยความถี่ที่ต้องการสามารถปรับได้ตามสมการ 4.1

$$\text{ความถี่} = 1/RC \quad \text{.....(4.1)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ C คือคาปาซิเตอร์จัดเวลา(Timing capacitor)

R คือตัวต้านทานจัดเวลา(Timing Resistor)

ความต้านทานจัดเวลา(Timing Resistor) ช่วงที่เหมาะสมในการใช้งานจะอยู่ในช่วงระหว่าง4-200 กิโลโอห์มเพื่อรักษาเสถียรภาพของอุณภูมิ(Temperature Stability) และความเพี้ยนของสัญญาณให้อยู่ในช่วงที่มีประสิทธิภาพ

ไอซีจะใช้ตัวต้านทานจัดเวลาที่ขา 7 ในการให้กำเนิดสัญญาณรูปซายน์ ถ้าระดับสัญญาณที่ขา 9มีขาค่ามากกว่า 2V และใช้ตัวต้านทานจัดเวลาที่ขา 8 เมื่อสัญญาณที่เข้ามามีขนาดน้อยกว่า 2V

เลือกค่าคาปาซิเตอร์จัดเวลา(Timing capacitor) =0.01uF

-ความต้านทานจัดเวลาที่ขา 7 ใช้กับลอจิก 1มีความถี่ 2400Hz

ตัวต้านทานที่ขา7 = $1/(2400*0.01*10^{-6})$

= 41.666 KOhm

-ความต้านทานจัดเวลาที่ขา8ใช้กับลอจิก 0 มีความถี่ 3600Hz

ตัวต้านทานที่ขา 8 = $1/(3600*0.01*10^{-6})$

= 27.777KOhm

4.1.4วงจรมอดดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

เป็นส่วนที่แปลงสัญญาณที่ส่งมาจากวงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่ นำมามอดดูเลทแบบความถี่เพื่อส่งสัญญาณออกอากาศ วงจรนำมาจากวิทยุรับส่ง FM ได้นำมาแก้ไขเพื่อใช้ส่งสัญญาณออกอากาศ

จากรูปที่ 4.5 ในส่วนที่1(ประกอบด้วย R_1-R_5 ,C_1-C_3,Q_6)เดิมเป็นปรีแอมป์สำหรับคอนเดนเซอร์ไมค์ทำการเปลี่ยนค่า R_1เพื่อให้เหมาะสมกับสัญญาณ

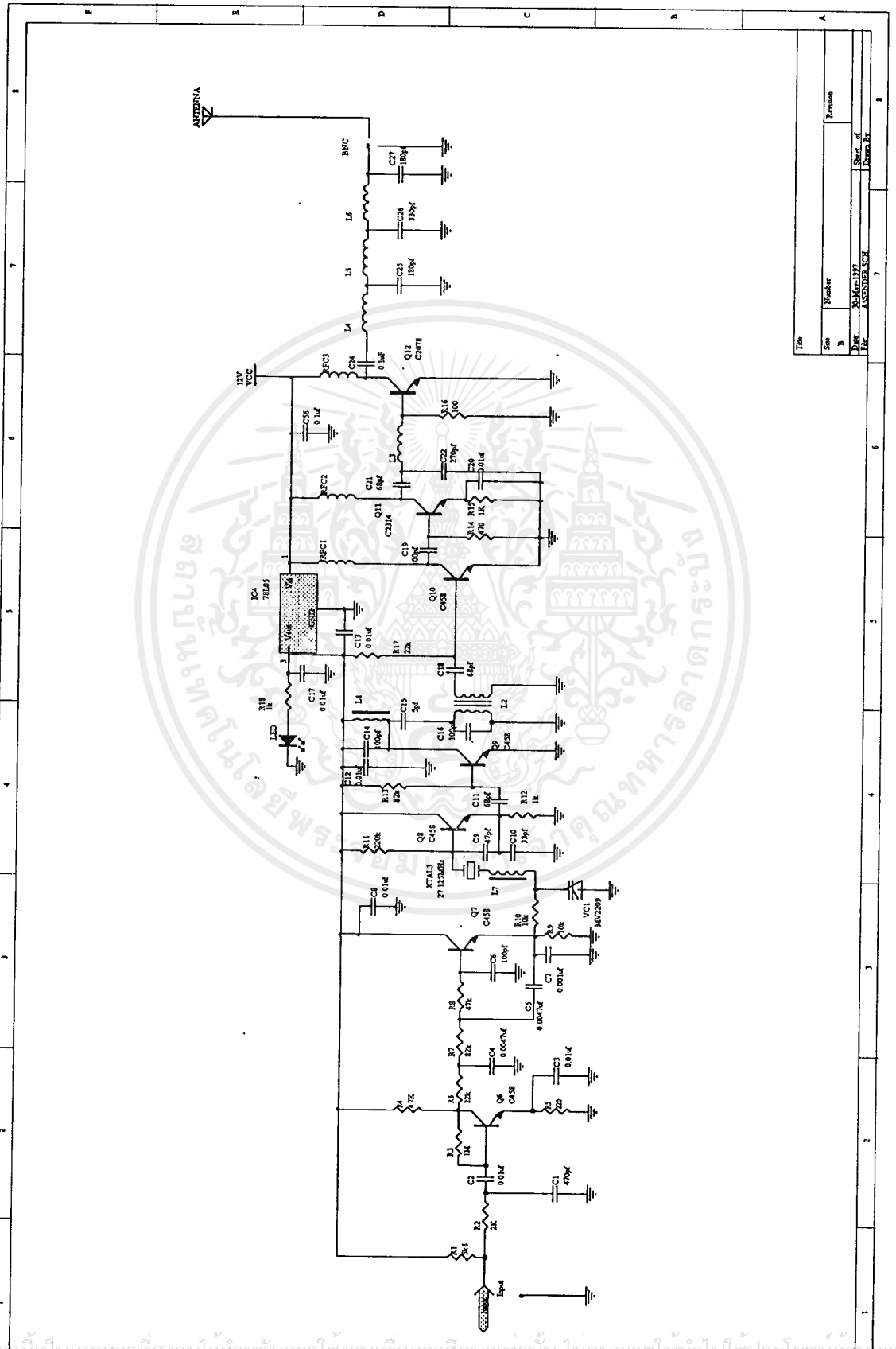
ส่วนที่ 2 เป็น low-pass filter (ประกอบด้วย R_7-R_9 ,C_4-C_8,Q_7) จะยอมให้ความถี่ของสัญญาณผ่านได้เท่านั้น

ส่วนที่ 3 เป็นวงจรกำเนิดความถี่(ประกอบด้วย R_{10}-R_{12} ,C_9-C_{11},Q_8,L_1,XTAL27.125,VC)จะกำเนิดความถี่โดยใช้ฮาโมนิกส์ที่ 3 ของคริสตอล

จากความถี่ที่ปะปนออกมากับความถี่ 27.125 เมกะเฮิรตซ์ ซึ่งเราต้องการเพียงความถี่หลังเท่านั้น จึงต้องทำการกำจัดความถี่ที่ปะปนมาด้วยออกไป โดยใช้วงจรแทงก์ L_2 และ C_{16} ต่ออยู่ในลักษณะดับเบิลจูน ก็จะได้เฉพาะความถี่ 27.125 เมกะเฮิรตซ์ ดัปปลิ้งผ่าน C18 ไปเข้าภาคปรีไดร์ฟเวอร์ต่อไป

ทรานซิสเตอร์ Q_{10} ทำหน้าที่ขยายความถี่อาร์เอฟ ให้มีความแรงอยู่ในระดับหนึ่งเสียก่อน Q_{12} เป็นเพาเวอร์เอาต์พุตทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่อาร์เอฟออกสู่สายอากาศ โดยแมทช์ชิ่งผ่านC_{24} และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน L_4-L_6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

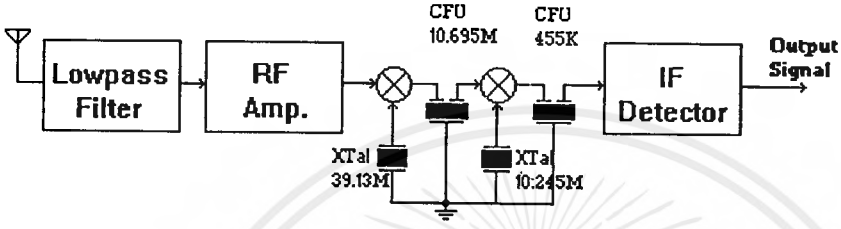


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ภาครับ (Reciver)

4.2.1 วงจรภาครับวิทยุ

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่จับคลื่นวิทยุและทำการแปลงสัญญาณจากความถี่คลื่นวิทยุให้กลับมาเป็นสัญญาณดิจิตอลแบบเดิมโดยที่ส่วนดีมอดดูเลทนี้ใช้ ไอซีเบอร์ MC3361 เป็นตัวดีมอดตามรูปที่4.6



รูปที่ 4.6ก. บล็อกไดอะแกรมของภาครับ

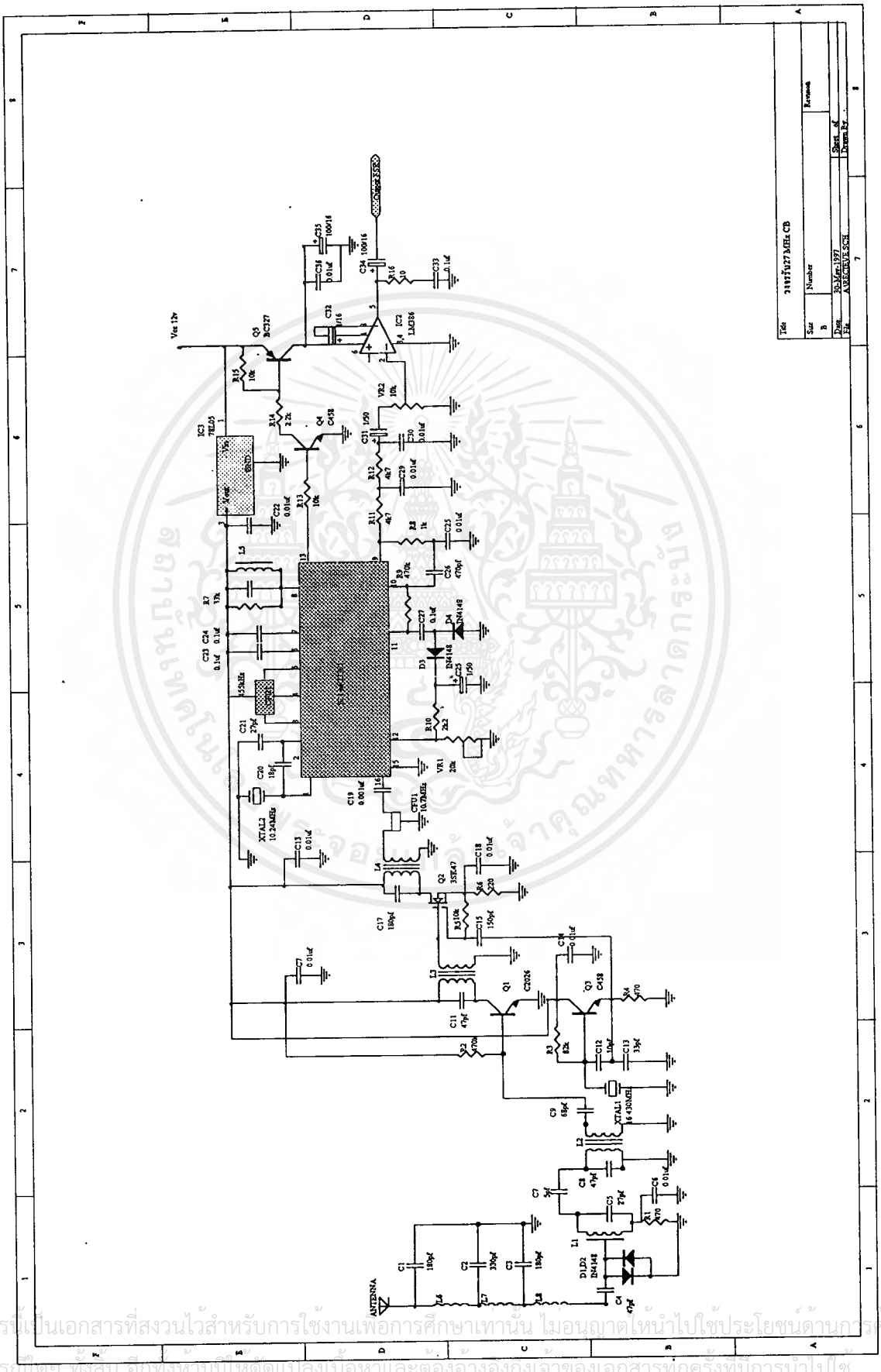
การทำงานของภาครับจะเริ่มจากความถี่อาร์เอฟ 27.125 เมกะเฮริตซ์ ที่ส่งมาจากเครื่องส่งจะเข้ามายังสายอากาศ (L_6-L_8 , C_1-C_3 เป็นแมทช์ชิ่งของของภาคส่งซึ่งมิได้ตัดออกจากวงจรเมื่อนำมาใช้)

สัญญาณจะถูกส่งมายังชุดกรองความถี่อาร์เอฟและภาคขยายอาร์เอฟ มี C_4 เป็นตัวเก็บประจุคัปปลิ้งสัญญาณ L_1, C_2, C_8, L_2 ทำหน้าที่จูนด์รับเอาเฉพาะความถี่ 27.125 เมกะเฮิรตซ์เท่านั้น ส่วนความถี่อื่นจะถูกบายพาสลงกราวด์ไป มี C_7 คัปปลิ้งสัญญาณระหว่างคอยล์ทั้งสอง C_9 คัปปลิ้งสัญญาณที่ผ่านการจูนด์เอาเฉพาะความถี่เข้าสู่ขาเบสของ Q_1 ซึ่งเป็นภาคขยายความถี่อาร์เอฟ

ส่วนต่อมาเป็นวงจร

ทรานซิสเตอร์ Q3 ทำหน้าที่เป็นชุดกำเนิดความถี่มูลฐาน ทำงานร่วมกับ XTAL1 โดยมี C12, C13 ทำหน้าที่รักษาเสถียรภาพการกำเนิดความถี่ของคริสตอล C15 จะคัปปลิ้งความถี่ออสซิลเลเตอร์มาเข้าสู่ขาเกต G1 ของ Q2 เพื่อการผสมความถี่กับความถี่อาร์เอฟที่คัปปลิ้งผ่าน L3 มาเข้าขาเกต G2 ของ Q2 ซึ่ง Q2 นี้เป็นทรานซิสเตอร์มอสเฟตแบบเกตคู่ สัญญาณที่ออกไปขาซอสของ Q2 จะเป็นความถี่ที่ถูกลดลงมาเป็นความถี่ไอเอฟ ค่าความถี่เท่ากับ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ L4 ทำหน้าที่ปรับอัตราการขยายและเรโซแนนท์ความถี่ของ Q2 ความถี่ไอเอฟนี้จะผ่าน L4 เข้าสู่วงจรกรองความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ เท่านั้นผ่านได้ ความถี่อื่นจะถูกบล็อกไม่ให้ผ่าน C19 จะคัปปลิ้งความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ เข้าสู่ขา 16 ของ MC3361 ซึ่งภายในไอซีนี้จะประกอบไปด้วยวงจรมิกเซอร์ชุดที่สอง และออสซิลเลเตอร์ชุดที่สอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6ข. วงจร FM. Demodulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-เลือกตัวต้านทาน R0ซึ่งค่าควรอยู่ในช่วง10-100 กิโลโอหม์ เลือกค่าความต้านทานของ R0 เลือกใช้ค่า 10 กิโลโอหม์ แล้วทำการคำนวณค่าคาปาซิสเตอร์ C0 ดังสมการต่อไปนี้

$$C0 = 1/(R0*f0)$$

$$= 1/(20*10^3*3,000)$$

$$= 17\ nF \quad \sim 20\ nF$$

คำนวณค่าความต้านทาน R1 จากสมการ

$$R1 = R0*\left[f0/(f2-f1)\right]$$

$$= 20*10^3*\left[3,000/(3,600-2,400)\right]$$

$$= 50,000 \text{โอหม์}$$

-คำนวณค่าคาปาซิสเตอร์ C1 เพื่อกำหนดลูปแดมปิ้ง (Loop Damping) ซึ่งควรจะมีค่าประมาณ 0.5 ดังนั้นจะได้ค่าของคาปาซิสเตอร์ C1

$$C1 = C0/4$$

$$= 20\ npF/4$$

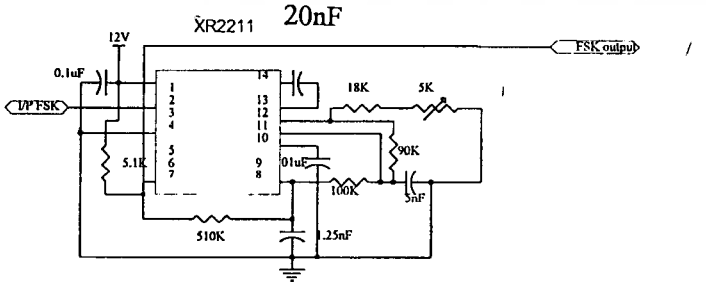
$$= 5\ nF$$

-คำนวณค่าของคาปาซิสเตอร์ Cf ถ้ากำหนดค่าความต้านทาน Rf มีขนาด 100 กิโลโอหม์และ ความต้านทาน Rb มีค่า 510 กิโลโอหม์จะหาค่า Cf ตามสมการ

$$Cf = 3 / \text{Baud Rate} \quad uF$$

$$= 3 / 2,400$$

$$= 1.25\ nF$$



รูป4.7 วงจรมอดดูเลตโดยเลื่อนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นภาคมิกเซอร์ภายในและภาคออสซิลเลเตอร์ภายในก็จะทำการผสมสัญญาณความถี่ไอเอฟ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ เข้ากับความถี่ออสซิลเลเตอร์มูลฐานที่ได้จากคริสตอล XTAL2 ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ ที่ต่ออยู่ที่ขา 1 และขา 2 ของไอซี MC3361 มี C20 เป็นตัวรักษาค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์ จากนั้นจะเหลือความถี่ไอเอฟ 455 กิโลเฮิรตซ์ จะออกมาทางขา 3 ของ MC3361 เข้าสู่ชุดกรองความถี่ CFU1

ที่ชุดกรองความถี่ CFU1 นี้ จะกรองเอาเฉพาะความถี่ 455 กิโลเฮิรตซ์ ผ่านได้เท่านั้น เข้าสู่ขา 5 ของ MC3361 โดยมี C23, C24 ทำหน้าที่เป็นวงจรดีคัปปลิ้ง ขดลวด L5, R7 ที่ต่ออยู่กับขา 8 ของ MC3361 ทำหน้าที่เป็นวงจรควอดราเจอร์ดีเท็กเตอร์ และทำการดีเท็กเอาสัญญาณเอฟเอ็มออกมาทางขา 9 ผ่านวงจรกรองสัญญาณ R11, R12, C29, C30 และคัปปลิ้งผ่าน C31 เข้าสู่ภาคขยาย

ที่ขา 2 ของ LM386 จะเป็นขาอินพุตของภาคขยาย มี C32 ต่อระหว่างขา 1 กับขา 8 เพื่อเป็นวงจรป้อนกลับสัญญาณ R16, C33 ทำหน้าที่ป้องกันการออสซิลเลตที่ความถี่สูง C34 คัปปลิ้งสัญญาณทางเอาต์พุตออกสู่ FSK ต่อไป

4.2.2วงจรดีมอดดูเลตสัญญาณแบบเลื่อนความถี่(FSK Demodulation)

วงจรดีมอดดูเลต FSK ใช้ไอซีเบอร์ XR2211 ซึ่งถูกออกแบบมาโดยเฉพาะเพื่อทำการแปลงสัญญาณ FSK กลับมาเป็นสัญญาณดิจิตอล โดยทำงานแบบเฟสล็อกลูปสามารถใช้ได้ในย่านความถี่ 0.01 -300KHz

โครงสร้างภายในของไอซีมีโครงสร้างหลักเป็นเฟสล็อกลูปซึ่งประกอบด้วยวงจรปรีแอมป์ปลิฟลายเออร์,วงจรคูณสัญญาณอนาลอก,ใช้เป็นเฟสดีเทคเตอร์และวงจร VCO โดยตามรูปที่4.7ความถี่ของวงจรVCOถูกควบคุมด้วยตัวต้านทาน R0 ซึ่งหาได้จากสมการ4.2

$$f0 = 1/R0*C0 \qquad \text{.....4.2}$$

โดยที่ C0 คือคาปาซิเตอร์ที่ต่อระหว่างขา13 กับ 14 เพื่อเสถียรภาพของวงจรควรใช้แบบไม่มีขั้วในย่าน 200pF -10uF

การคำนวณค่าตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์

-คำนวณค่าความถี่กลางของเฟสล็อกลูป f0 โดยค่า F1 ,F2 ที่เป็นความถี่อินพุททั้งสองค่าดังนี้

$$f0=(f1+f2)/2$$

บิทเรทคือ 2400Hz f1=2400 ,f2=3600Hz

$$f0=(2400+3600)/2$$

$$=3000Hz$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเหตุ สำหรับค่าของคาปาซิสเตอร์นั้นให้ใช้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้มากที่สุด ส่วนค่าความต้านทานใกล้เคียงที่น้อยกว่าค่าที่คำนวณ ต่อกับความต้านทานปรับค่าได้เพื่อปรับค่าให้ได้ตามค่าที่คำนวณ

4.2.3การแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นขนานโดยMCS8031 (Series to Parallel Converter by MCS8031)

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่รับสัญญาณอนุกรม ที่ได้รับจากวงจรรับความถี่วิทยุ มาแปลงเป็นสัญญาณแบบขนาน 8 บิตโดยในส่วนนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS 8031 มาเป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณอนุกรม เป็นขนาน ซึ่งสัญญาณอนุกรมจะถูกส่งเข้าทางขา RxD ของ 8031 เพื่อเข้าสู่รีจิสเตอร์ SBUF และนำค่าออกทาง P1 เพื่อส่งออกไปยังส่วนแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก โดยการทำงานของพอร์ทอนุกรมจะถูกตั้งไว้ในรูปแบบเดียวกับภาคส่งเพื่อจะได้รับส่งสัญญาณกันได้การทำงานของไมโครคอนโทรเลอร์จะควบคุมโดยโปรแกรม

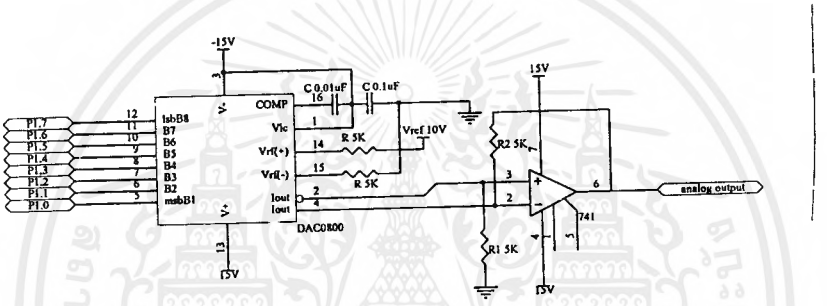
```
        org     0000H
        sjmp    OVER        ;กระโดดไปที่ ส่วนการเซตค่า
        org     0023H
        sjmp    REC
OVER:   mov     SCON,#40H   ;ส่วนการเซตค่าต่างๆในรีจิสเตอร์
        mov     TMOD,#20H
        mov     TH1,#0f4H   ;bit rate 2400
        setb    TR1
        setb    EA
        setb    EX0
        setb    RI
LOOP:   setb    ES          ;โปรแกรมหลัก
        jnb     TI,$        ;รอการอินเตอร์รัปต์จากTIเพื่อกระโดดไปที่0023H
        sjmp    LOOP        ;ทำซ้ำอีกครั้ง
REC:                        ;ส่วนการรับค่า
        clr     ES
        clr     RI
        mov     A,SBUF      ;นำค่าที่อยู่ในSBUF ไปไว้ใน A
        mov     P1,A        ;นำค่าออกทางP1
        reti                ;กลับไปโปรแกรมหลักอีกครั้ง
        end
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ได้จาก P1 ของไมโครคอนโทรเลอร์จะถูกส่งไปยังส่วนของ DAC

4.2.4วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก (Digital to Analog Converter)

เป็นวงจรทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลที่มาจาก P1 ของไมโครคอนโทรเลอร์เปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกดังเดิมที่วัดมาจากภาคส่ง ซึ่งในส่วนนี้จะใช้ ตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอกเบอร์ DAC0800 ดังรูปที่ 4.8



รูปที่4.8 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก

โดยที่ DAC0800 จะรับสัญญาณดิจิตอลจาก P1 ของ 8031 เข้าทางขาคาต้าอินทั้ง 8 ขา และส่งค่าออกเป็นกระแสทางเอาท์พุท ขา 4 (I+) กับขา 2 (I-) และมีออปแอปเบอร์ LM741 ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงกระแสเป็นแรงดัน ตามสมการ

E_0 = Vref(-255/256 +2x/256)

โดยที่

x = $D1*2^7+D2^6*+D3*2^5+D4*2^4+D5*2^3+D6*2^2+D7*2^1+D8*2^0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

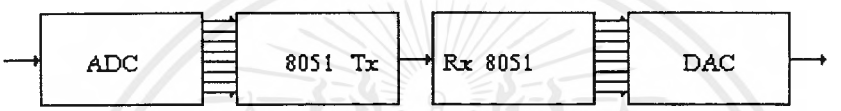
บทที่ 5

ผลการทดลอง

จุดประสงค์การทดลอง

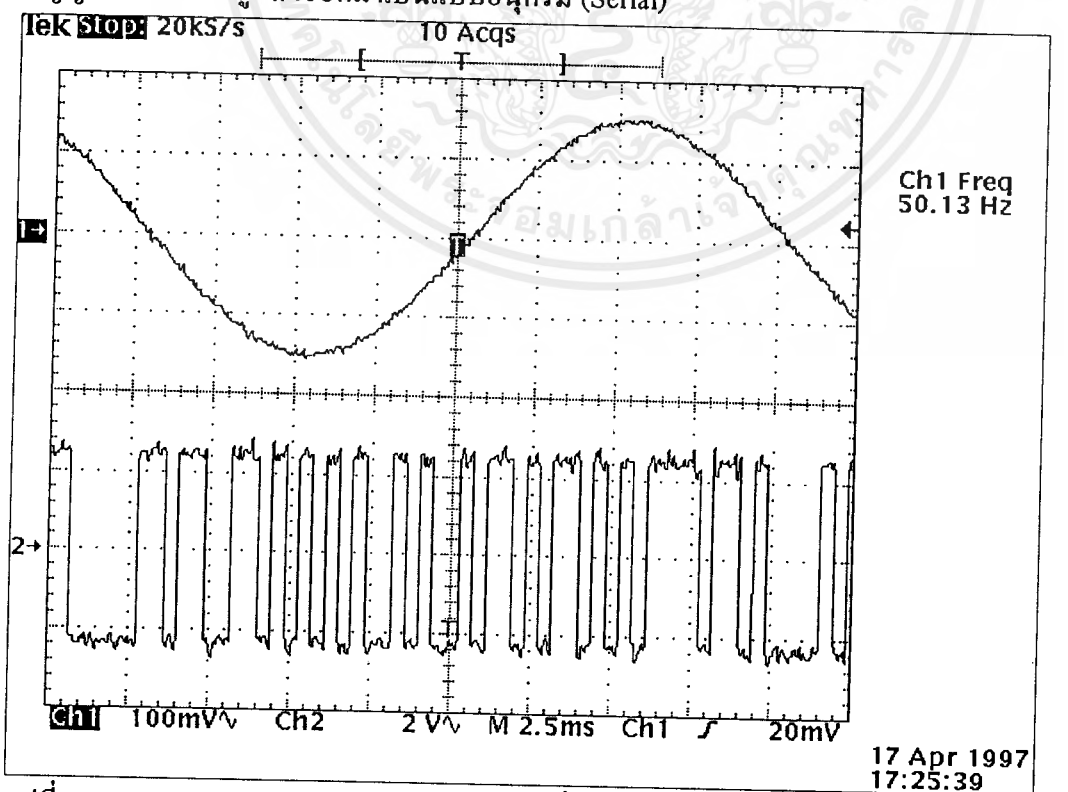
การทดลอง

1. ทำการนำสัญญาณอนาล็อกเข้าทางด้าน Input ตามรูปที่ 4.1 และ 4.2 โดยในขั้นแรกทำการทดลองโดยนำส่วนภาคส่งและรับสัญญาณ FM ของทั้ง 2 ภาคออกและนำสัญญาณที่ออกมาจากส่วน FSK ของภาคส่งเข้าทาง Input ของ Demod FSK ของภาครับ เพื่อที่จะทำการทดสอบการแปลงสัญญาณโดยไม่ผ่านการส่งผ่านคลื่นวิทยุ และใช้การโยงสายแทนดังรูปที่ 5.1



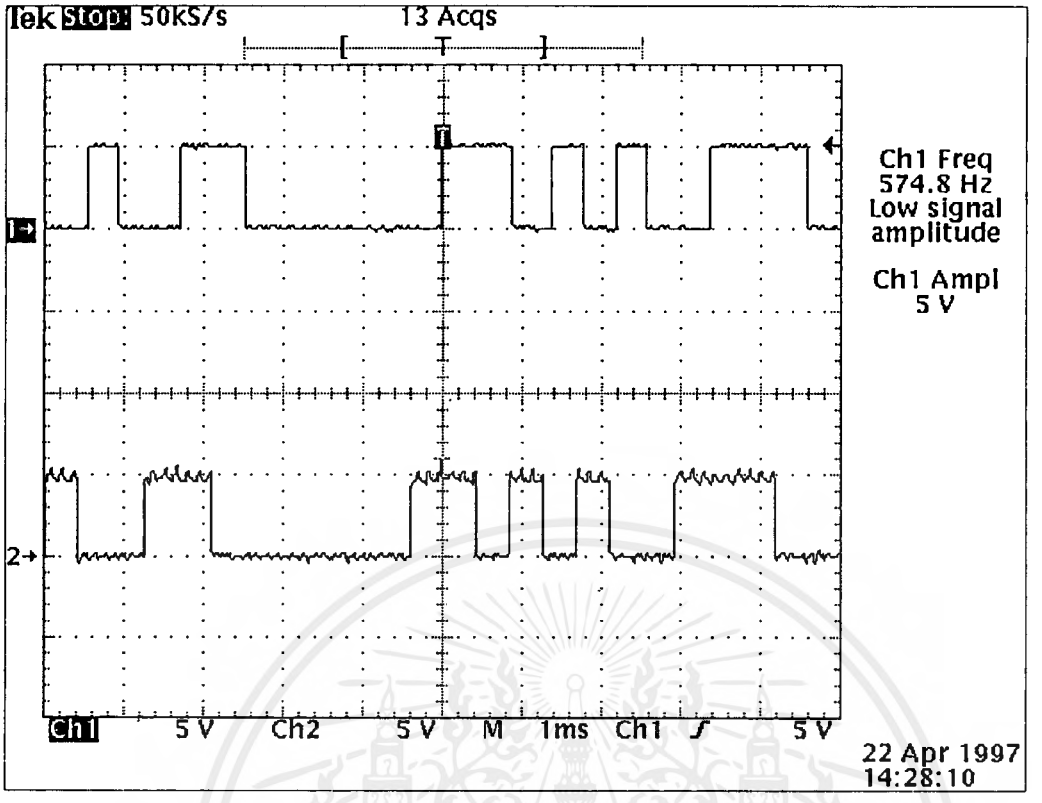
รูปที่ 5.1 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

ขั้นแรกลองป้อน Input Sine Wave ความถี่ 50 Hz นำ Scope Channel 1 จับที่ Input ของ ADC และ Channel 2 ที่ ขา T×D ของ 8031 จะได้สัญญาณดังรูปที่ 5.2 จะเห็นได้ว่า CH2 จะเป็นสัญญาณดิจิตอล ที่ถูกส่งออกมาเป็นแบบอนุกรม (Serial)



รูปที่5.2 แสดงผลของวงจร ADC และ 8031 เมื่อ CH1 เป็นอินพุทอนาลอก CH2 เป็นสัญญาณดิจิตอลจาก8031

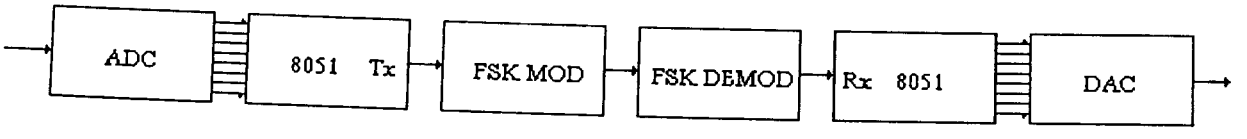
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่5.4 แสดงผลวงจรดีมอด FSK เมื่อสัญญาณ CH2 ผ่านวงจรมอด และดีมอด FSKได้สัญญาณดัง CH1

ในรูปที่ 5.4 จะพบว่าที่ Input (Channel2) จะนำ Output (Channel1) อยู่ เพราะการทำงานของ FSK และ Demod FSK และสังเกตว่าความกว้างของสัญญาณ 1 บิตของ Channel1 มีขนาดไม่เท่ากัน เป็นเพราะวงจร Demod FSK ไม่สามารถ detect การเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ ทำการปรับ R_o ในส่วน Demod FSK เพื่อทำให้ความกว้างของบิตเท่ากัน

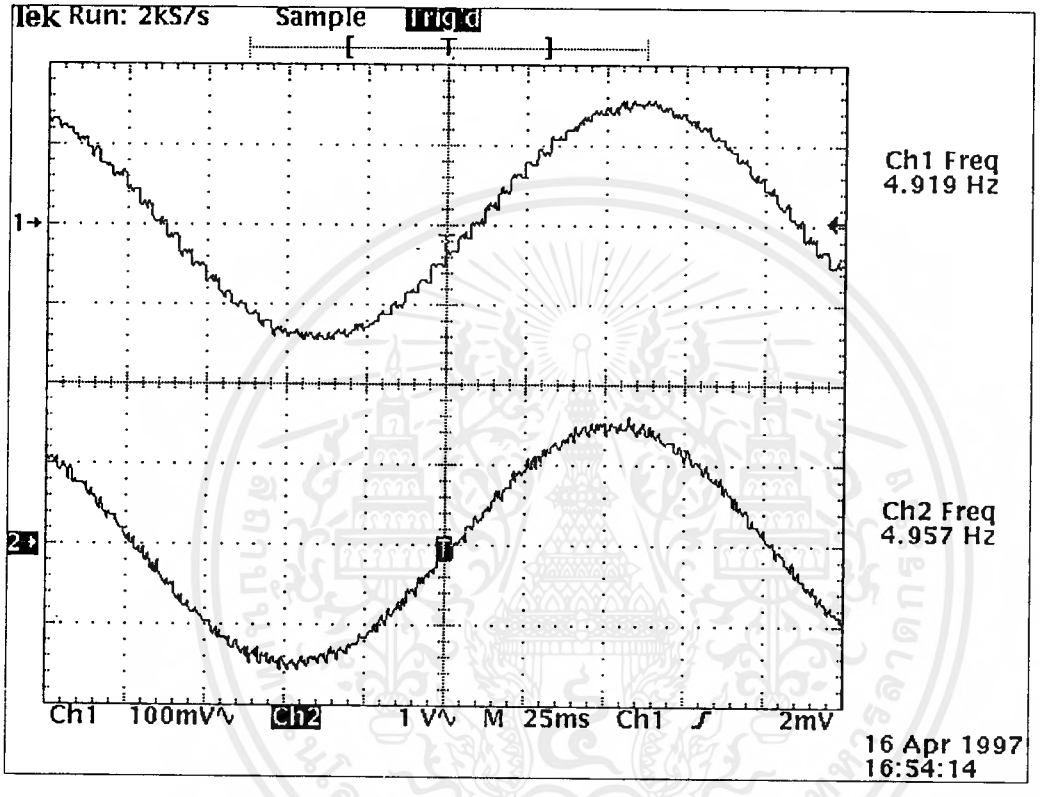
2. ในการทดลองขั้นต่อมา จะทำการทดลองส่งสัญญาณโดยนำส่วนต่างๆของอุปกรณ์ประกอบกันตามรูปที่ 5.5 คือไม่นำส่วนการส่งสัญญาณ FM และ FSK มารวมด้วย



รูปที่ 5.5 วงจรที่ใช้ในการทดลอง

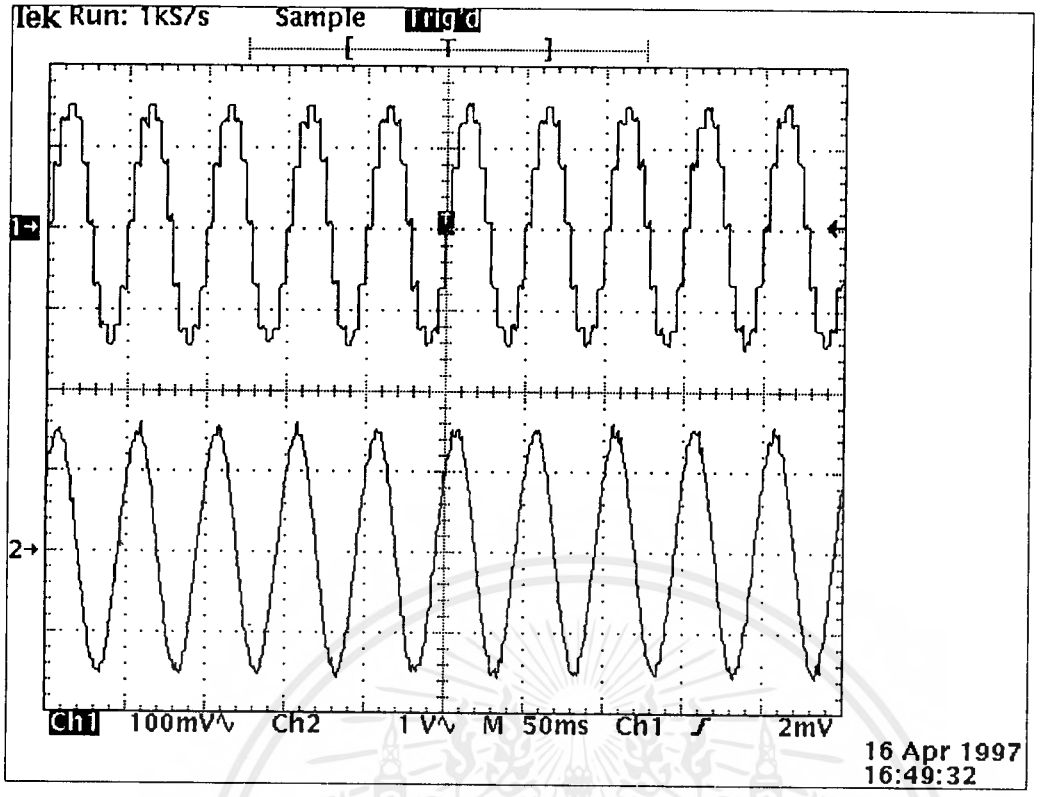
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นแรกนำสัญญาณเข้าที่ Input เป็น SineWave 5 Hz, 20 Hz, 50 Hz, 60 Hz และ 120 Hz นำ Scope CH1 จับที่ Output และ CH2 จับที่ Input เปรียบเทียบผลที่เกิดขึ้น จะสังเกตเห็นได้ว่า เมื่อ Input มีความถี่ต่ำๆ จะได้สัญญาณที่ Output ใกล้เคียงกับสัญญาณ Input มากกว่า โดยที่ความถี่ของสัญญาณที่ 120 Hz จะทำให้เกิดเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม เนื่องจากในสัญญาณ 1 คาบ จะมีการ Sampling ของ ADC เพียง 2 ครั้ง

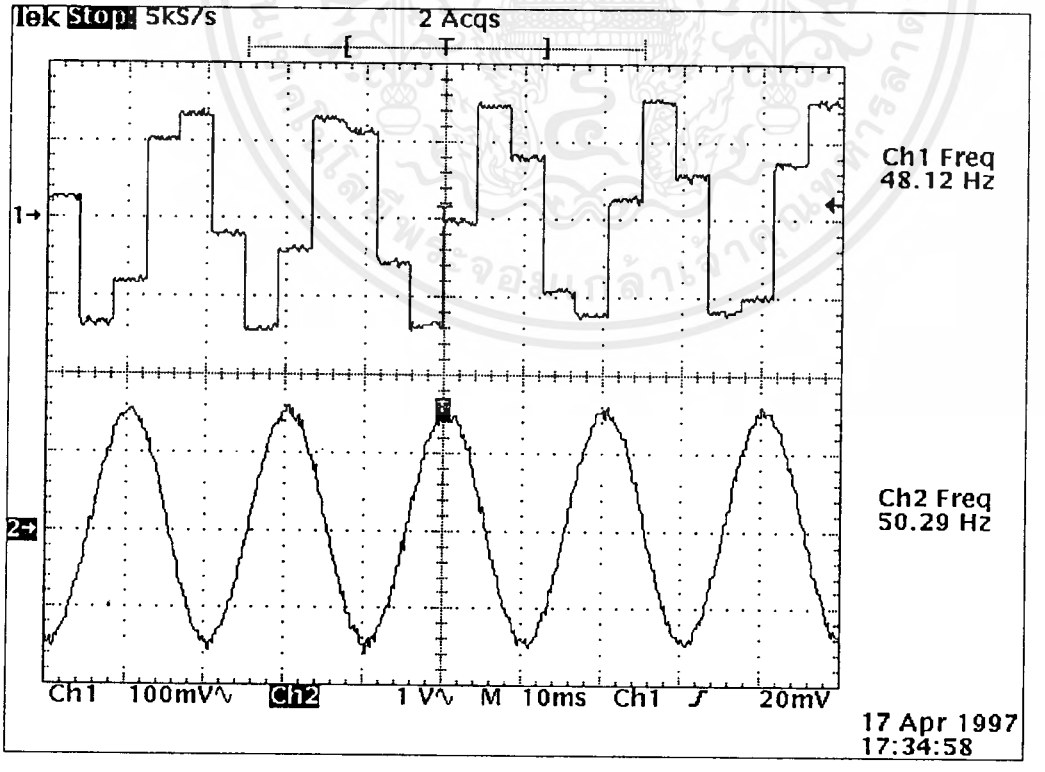


รูปที่ 5.6 แสดงผลวงจรADC, 8031, DACเมื่อ CH1 เป็นอินพุท 5Hz, CH2 เป็นเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

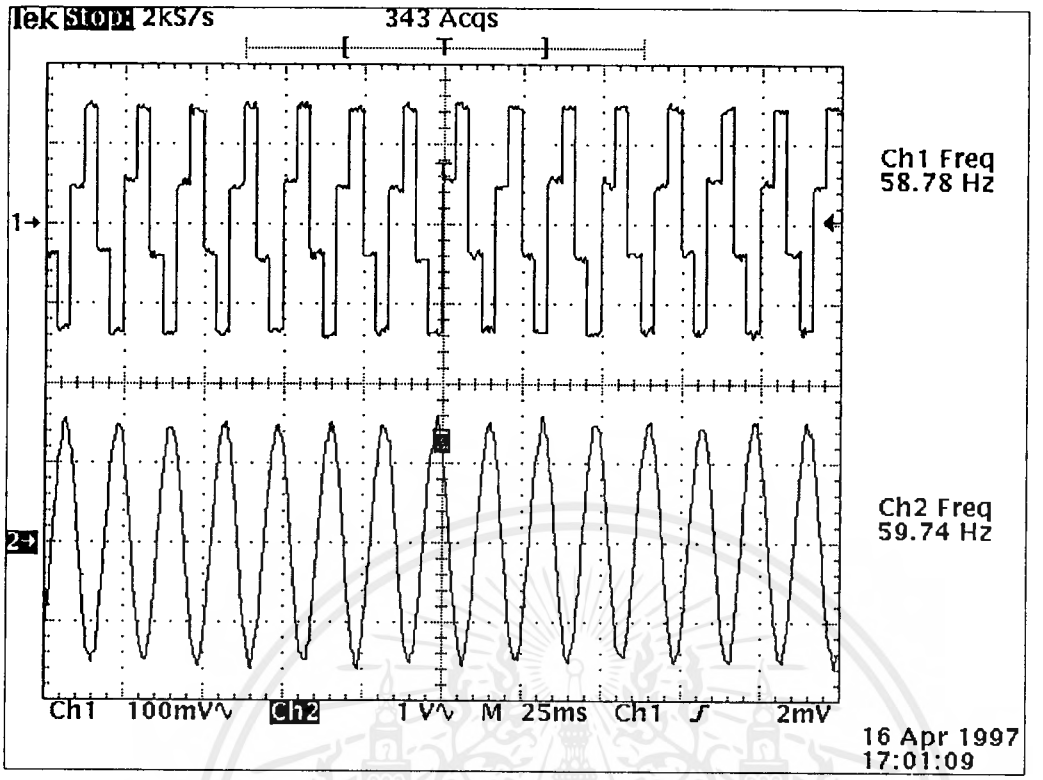


รูปที่ 5.7 แสดงผลวงจรADC, 8031, DAC เมื่อCH1เป็นอินพุท 20Hz, CH2 เป็นเอาท์พุท

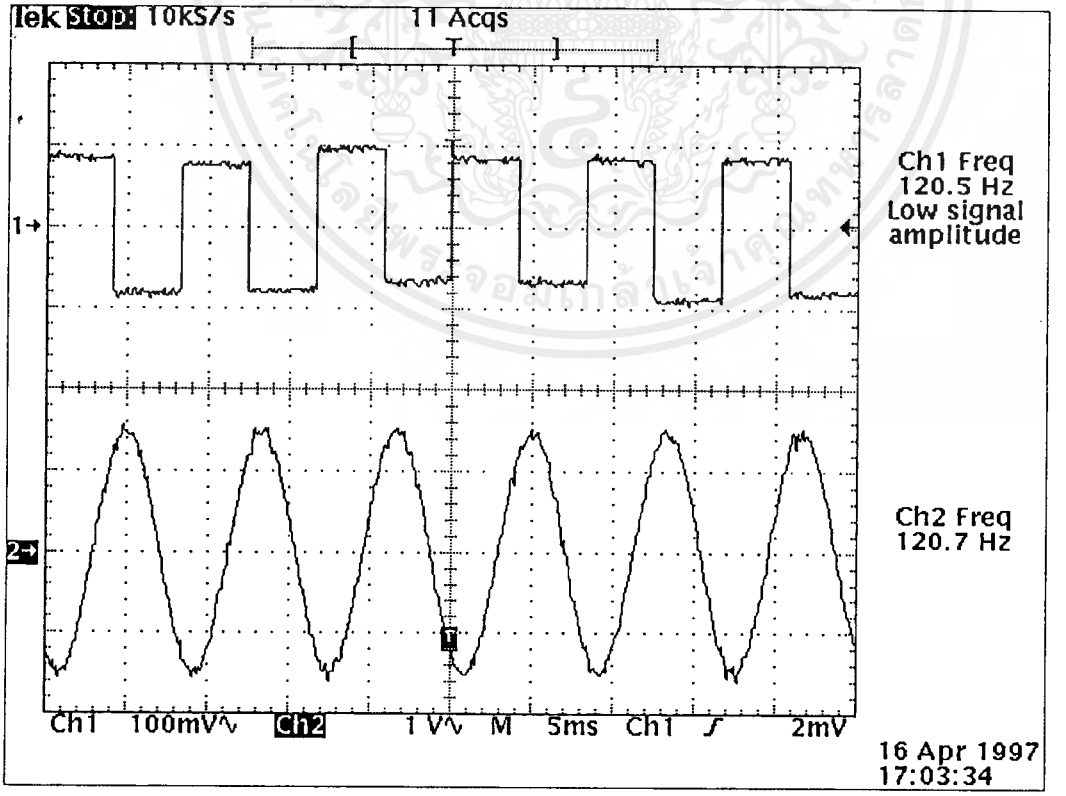


รูปที่ 5.8 แสดงผลวงจรADC, 8031, DAC เมื่อ CH1เป็นอินพุท 50Hz, CH2 เป็นเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



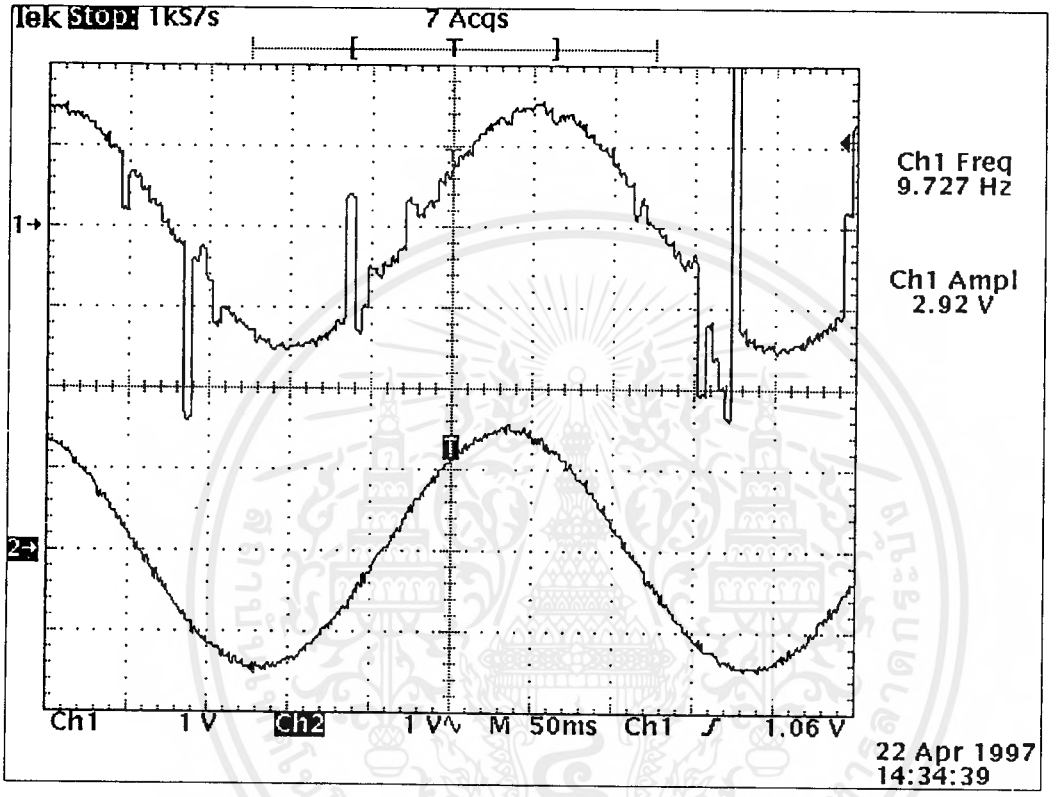
รูปที่ 5.9 แสดงผลวงจรADC, 8031, DAC เมื่อ CH1 เป็นอินพุท 60Hz, CH2เป็นเอาท์พุท



รูปที่ 5.10 แสดงผลวงจรADC, 8031, DAC เมื่อ CH1 เป็นอินพุท 120Hz, CH2 เป็นเอาท์พุท

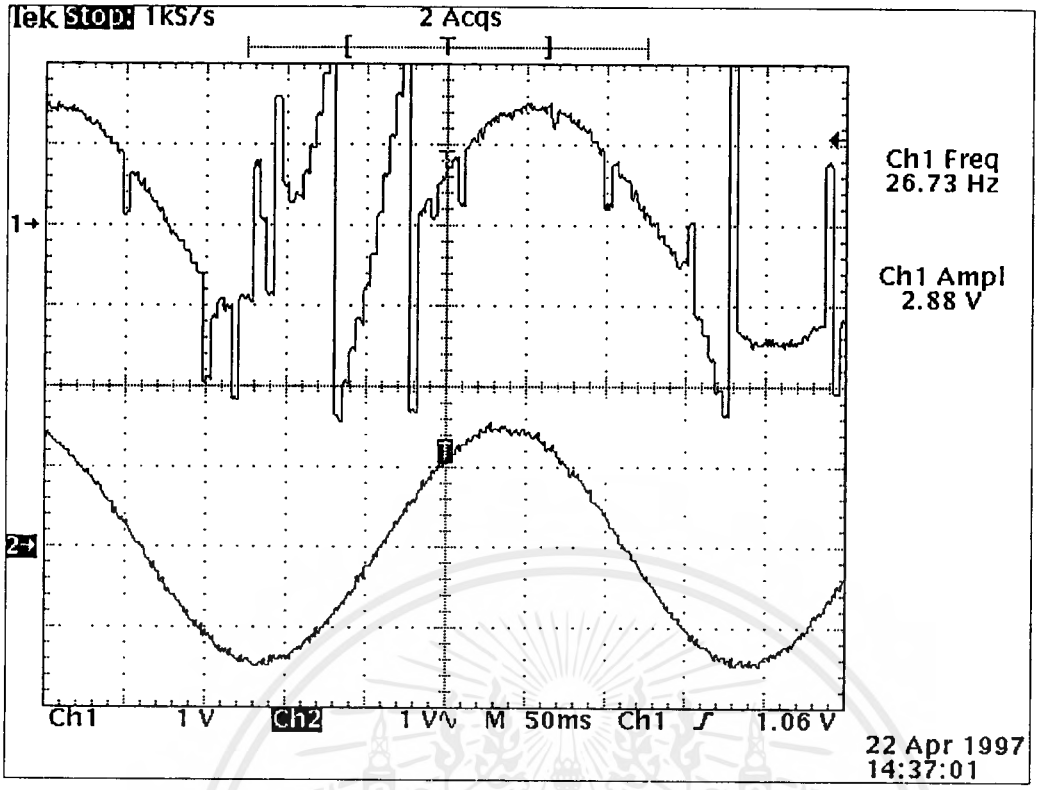
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อมาทำการต่อวงจรตามรูปที่ 5.1 คือการนำ FSK และ Demod FSK เพิ่มเข้าไปในวงจรทั้งหมด นำ Output และ Input จับที่ CH1 และ CH2 ตามลำดับทำการป้อนสัญญาณ Sine Wave ความถี่ 30 Hz เข้าที่ Input ดังรูปที่ 5.11 และ 5.12 เห็นได้ว่า จะเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณเกิดขึ้น หลังจากนำสัญญาณผ่านวงจรแล้ว ทำให้ทราบว่าเหตุที่ผิดพลาดเกิดมาจากการส่งข้อมูลแบบ FSK ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในการบรรยายรูปที่ 5.4 ข้างต้น



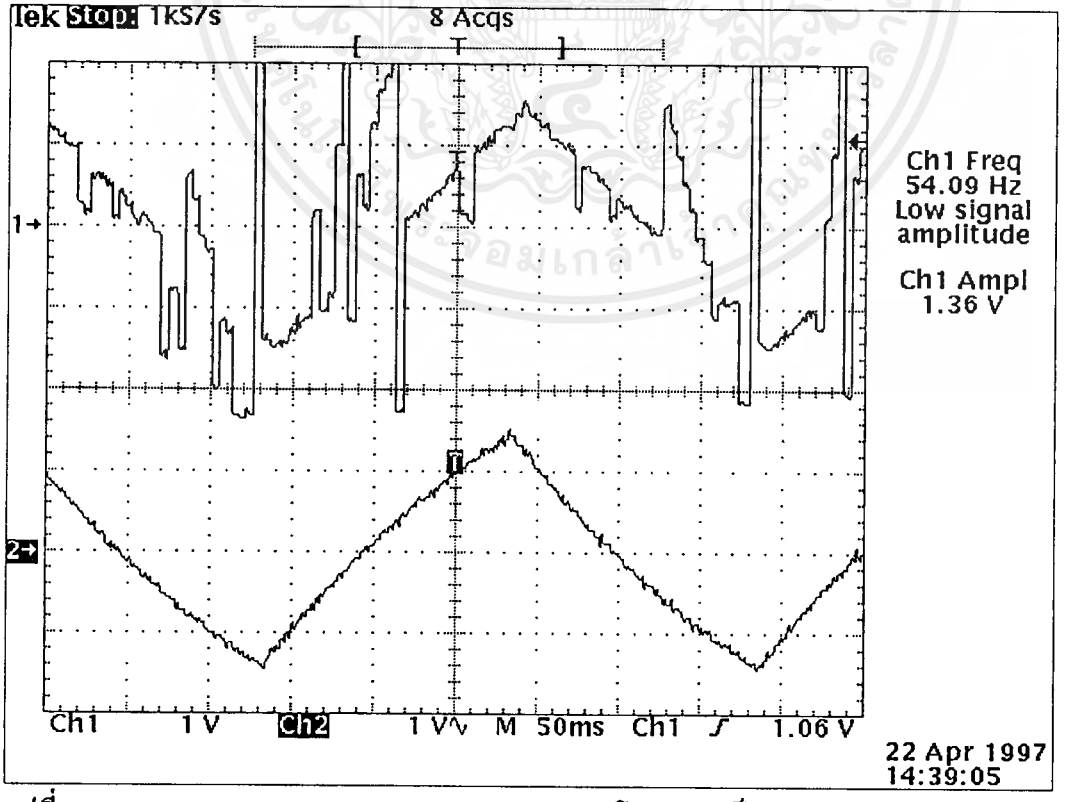
รูปที่ 5.11 แสดงผลของวงจรADC, DAC, 8031, FSK โดย CH1เป็น input 30 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



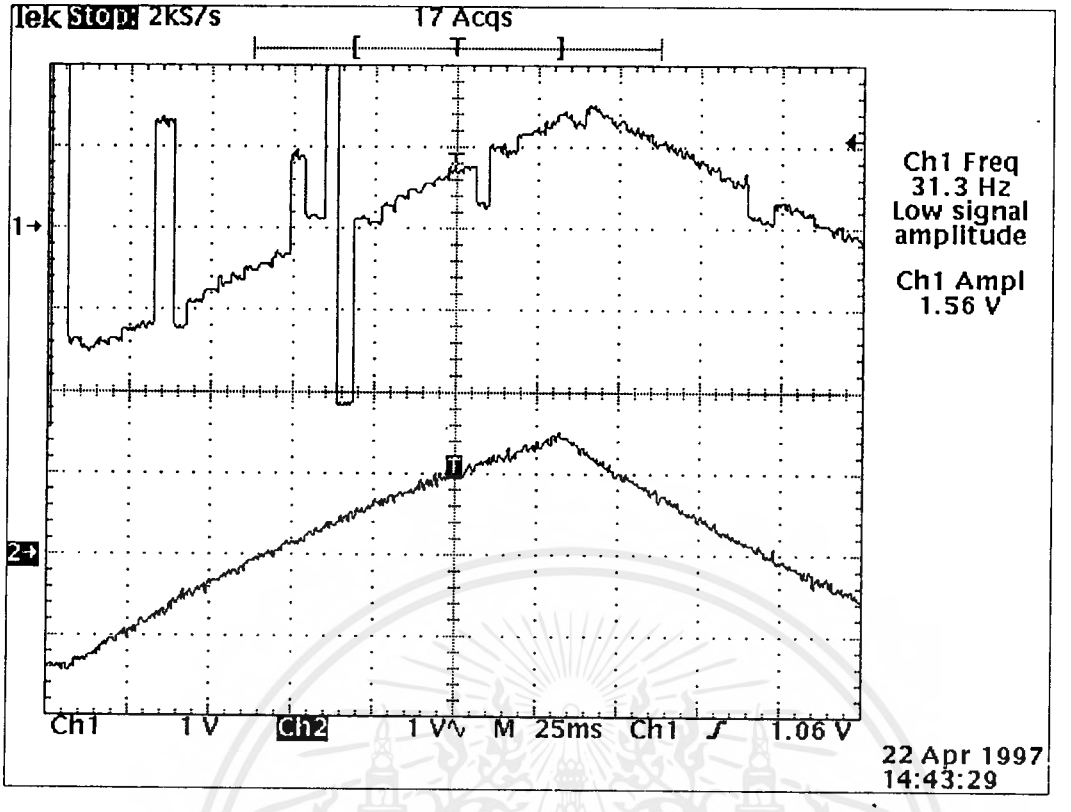
รูปที่ 5.12 แสดงผลของวงจรADC, DAC, 8031, FSK โดย CH1เป็น input 30 HZ

ลองปรับ Input ของสัญญาณให้เป็น Saw Tooth ดูบ้าง จะพบว่าก็จะเกิดการผิดพลาดขึ้นเช่นเดิม ดังรูปที่ 5.13, 5.14



รูปที่ 5.13 แสดงผลของวงจรADC, DAC, 8031, FSK โดย CH1เป็น input 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

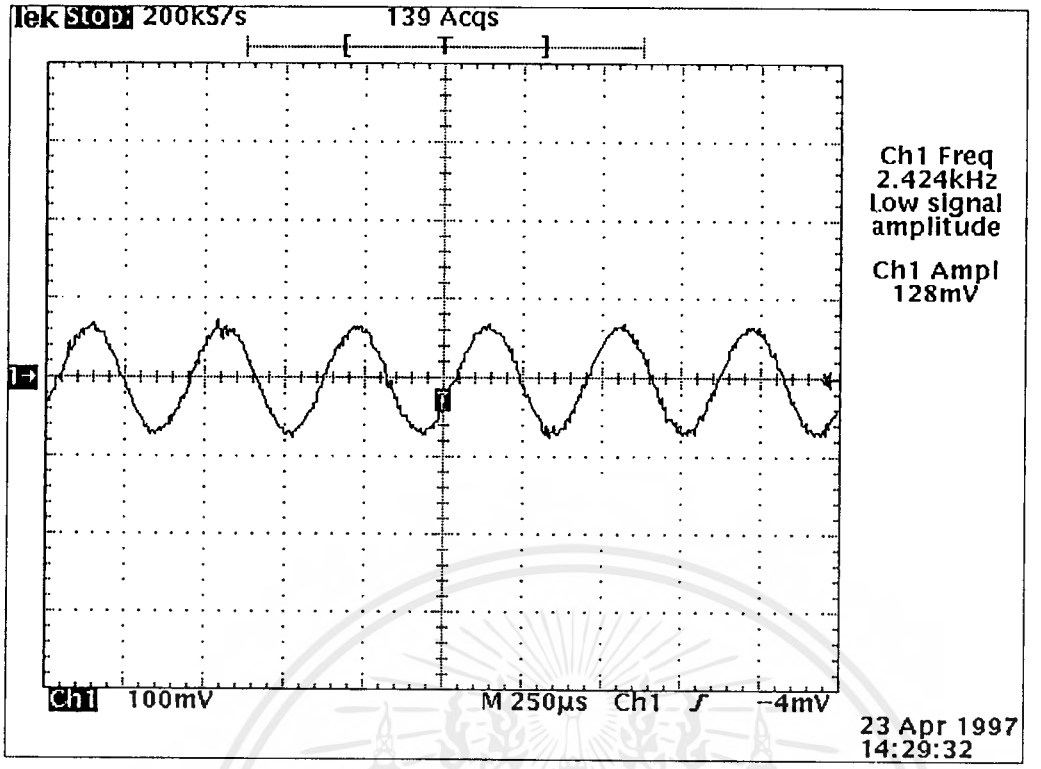


รูปที่ 5.14 แสดงผลของวงจรADC, DAC, 8031, FSK โดย CH1 เป็น input 30 Hz

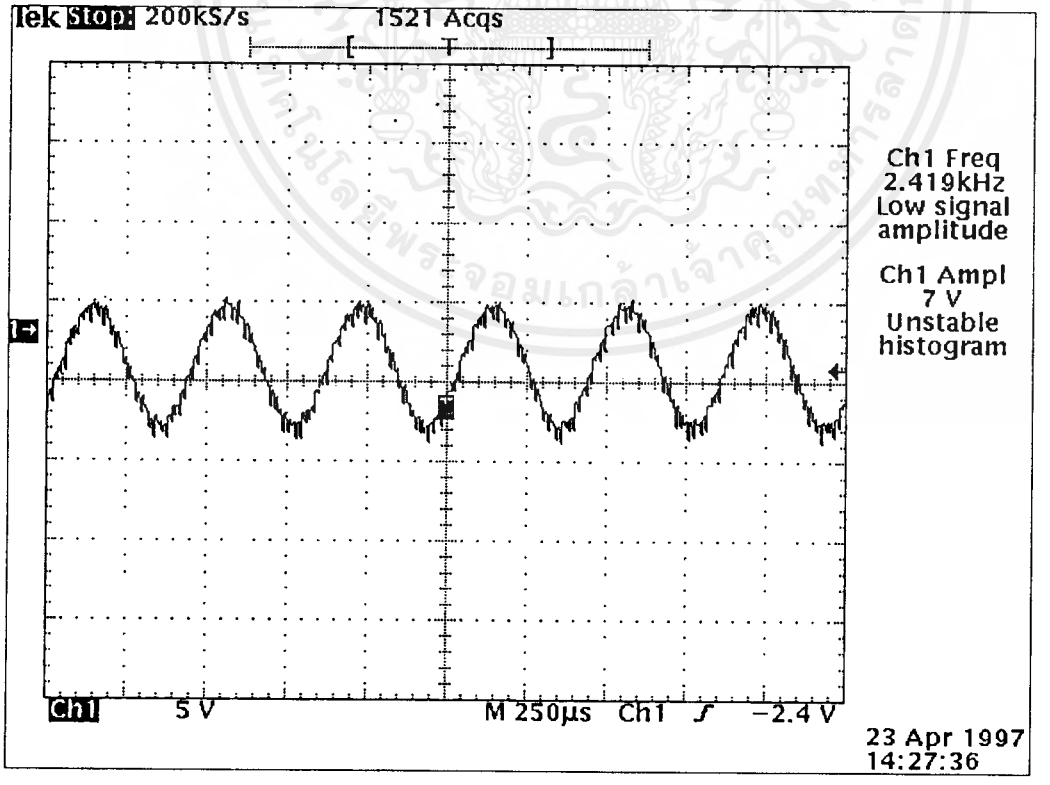
3. จากการทดลอง 2 ขั้นที่ผ่านมา ยังไม่มีการนำวงจร FM (รับและส่ง) มารวมด้วย เพื่อที่จะส่งสัญญาณผ่านวงจรแบบไร้สาย โดยเริ่มจากนำวงจร FM มาทดสอบการรับและส่งสัญญาณดู ก่อนที่จะนำไปรวมกับส่วนอื่นๆ

นำ Sine Wave 2400Hz ส่งเข้าที่ FM เพื่อทดสอบดูการรับที่ภาครับ เหตุที่ใช้ความถี่ 2400 Hz ก็เพราะเป็นความถี่ที่ FSK สร้างขึ้นในการทำการ shift frequency ตามรูปที่ 5.15 และ 5.14 โดยรูป 5.15 คือ สัญญาณด้าน Input และรูปที่ 5.16 เป็น Output

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15แสดงผลวงจรFM มอดและดีมอด เมื่อCH1 คือผลการรับสัญญาณเมื่อส่ง sinewave2400Hz



รูปที่ 5.16แสดงผลวงจรFM มอดและดีมอด เมื่อCH1 คือผลการรับสัญญาณเมื่อส่งsinewave2400Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

ผลจากการศึกษาการส่งข้อมูลแบบดิจิตอลในปริญญานิพนท์นี้ แบ่งเป็นส่วนต่างๆในการทดลองส่งสัญญาณได้ดังนี้

-ส่วนการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล และการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก ในการทดลอง หากความถี่ของสัญญาณที่วัดมีความถี่มากกว่าความถี่ไนควิสท์ หรือครึ่งหนึ่งของความถี่ที่ใช้ทำการสัญญาณ (ในการทดลองใช้ความถี่ ไนควิสท์ เป็น 120 Hz) จะทำให้สัญญาณที่ได้ ตอนแปลงสัญญาณกลับเป็นอนาล็อก มีความถี่เพี้ยนไปจากสัญญาณอินพุทที่ทำการสุ่มสัญญาณ แต่หากให้สัญญาณตอนแปลงกลับมีลักษณะให้คล้ายสัญญาณที่ทำการสุ่มความควรมีความถี่ของสัญญาณต่ำกว่า ความถี่ไนควิสท์มากๆ

-ส่วนการมอดดูเลทและดีมอดดูเลทแบบ FSK สามารถทำให้การส่งสัญญาณแบบดิจิตอลสามารถส่งผ่านการมอดูเลททางความถี่ได้ โดยสัญญาณไม่เกิดการเพี้ยนในระหว่างการส่งสัญญาณ โดยในการส่งสัญญาณกำหนดให้ความถี่2400 Hz เป็นค่า Logic 1 ความถี่3600 Hz เป็นค่า Logic 0

-ส่วนการมอดดูเลทและดีมอดดูเลทแบบ เลื่อนความถี่หรือแบบ Frequency Modulation ใช้ความถี่ในการส่งเท่ากับ 27.125 MHz แบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณเท่ากับ 5 KHz โดยสามารถส่งสัญญาณได้เป็นระยะทาง 20 m โดยไม่เกิดการเพี้ยนของสัญญาณ โดยมีรายละเอียดของข้อมูลดังนี้

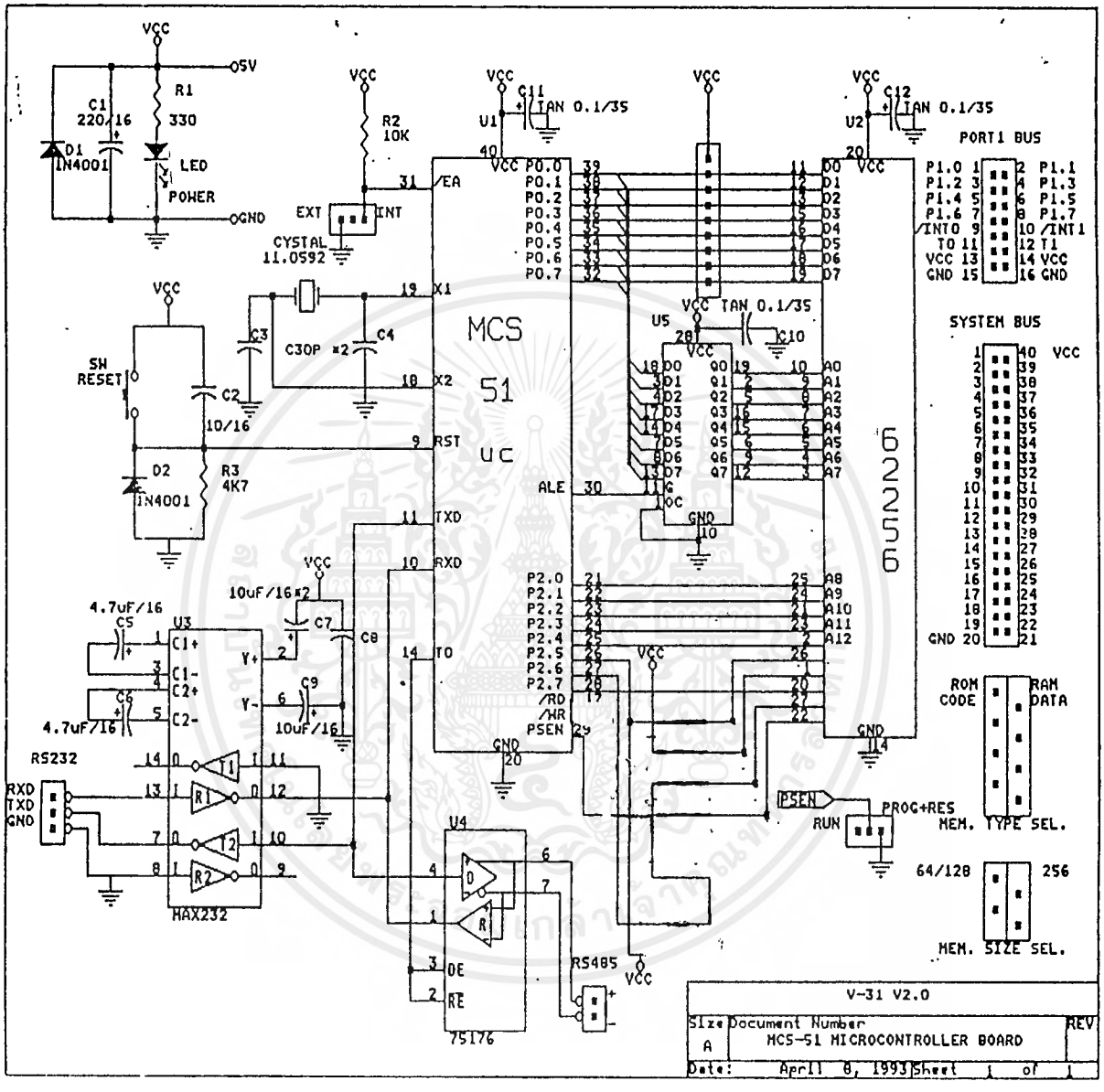
	ย่านความถี่	27.125 MHz
	ระบบการส่ง	แบบSimplex
ภาคส่ง	กำลังในการส่ง	7 Watt ที่แหล่งจ่ายแรงดัน 12 Volt
	การควบคุมความถี่	ใช้คริสตอลออสซิเลเตอร์
ภาครับ	ระบบการรับ	Supperheterodync Double Conversion
	ความถี่ไอเอฟ	First Oscillator 10.695 MHz
		Second Oscillator 455 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก วงจรไมโครคอนโทรเลอร์ MCS8031

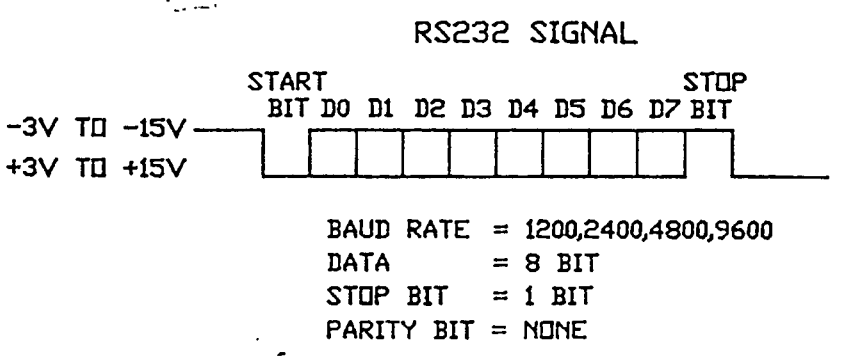


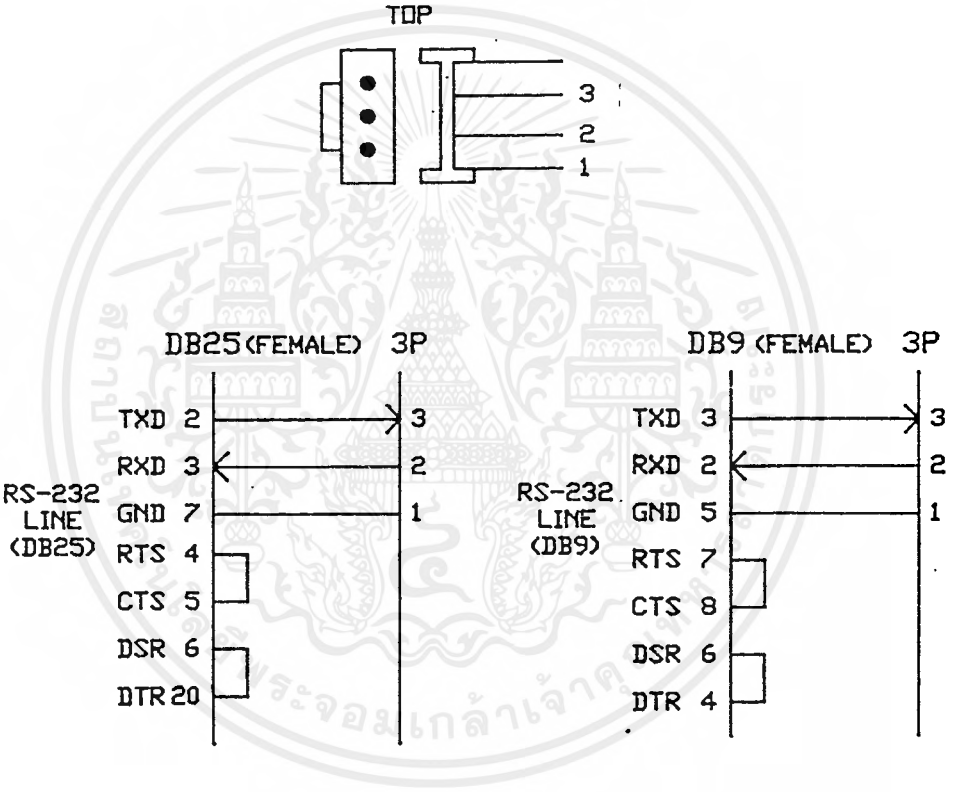
วงจรของ V-31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CPU	80C31 (40 PIN-DIP OF MCS-51)
CLOCK	11.0592 MHz
MEMORY	0/32K SOCKET (PROGRAM OR DATA SELECTABLE)
PORT	8 BIT (PORT1 OF MCS-51)
	4 BIT (/INT0,/INT1,/T0,/T1 OF MCS-51)
	1 SERIAL PORT (RS232 OR RS485 SELECTABLE)
LED	1 POWER LED
SWITCH	1 RESET SWITCH
CONNECTOR	16 PIN PORT1 BUS (WITH /INT0,/INT1,/T0,/T1)
	40 PIN MCS-51 SYSTEM-BUS
	3 PIN RS232
	2 PIN RS485
	2 PIN 5V DC
JUMPER	2 WAY JUMPER FOR /EA SELECT (EXT,INT)
	2 WAY JUMPER FOR DS5000 (RUN,PROG)
	2 WAY x 4 JUMPER FOR MEMORY SOCKET (ROM,RAM)
	2 WAY x 2 JUMPER FOR MEMORY SOCKET (8-16K,32K)
POWER SUPPLY	5V DC CURRENT 32 mA (WITH 27C256 EPROM)
PCB SIZE	8.8 x 7.1 cm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





ภาพแสดงสัญญาน RS232 และการต่อสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. Fred J. Taylor,"Principlfe of Signal and System", Mcgraw-Hill,Inc 1994

2. ศ.ดร.วัลลภ สุระกำพลธร."การประมวลผลสัญญาณเชิงเลข"ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3.เมษฐ์ ประนยานันทน์, "คู่มือและการประยุกต์การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์MCS51" ,SE-EDUCATION PUBLIC Company Limited 2521

4.http://www.national.com/design/index.html

5..http.//www.motorola.com/SPS/General/chip.html

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

- ขอขอบคุณอาจารย์ประภากร สุวรรณะให้คำปรึกษา และแนะนำเป็นอย่างดี
- ขอขอบคุณอาจารย์ชินภัทร และอาจารย์สุรเดชที่ให้คำปรึกษา
- ขอขอบคุณ คุณกิตติ เปรมพินิจ เอื้อเพื้ออุปกรณ์ในการทำงาน
- บริษัท National Semiconductor เอื้อเพื้ออุปกรณ์ และข้อมูลอุปกรณ์
- บริษัท Motorola Semiconductor เอื้อเพื้อข้อมูลอุปกรณ์
- บริษัท Exar Semiconductor เอื้อเพื้อข้อมูลอุปกรณ์
- ท่านอาจารย์ผู้ประสาทวิชา และเพื่อนๆที่ให้กำลังใจในการทำงานครั้งนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้