

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับ - ส่งสัญญาณเสียงแบบสเปกตรัม

Spread Spectrum Transmitter and Receiver



โดย
นายปัญญา จิรราชิพ
นางสาวสุนิสา เสนปาน

ฉพ.
๒๕๒๔๑
๒๕๔๙

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72698
วัน,เดือน,ปี... 2.1... ส.ย. 2550

b. 11๖๖ 1513
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

ผ่านการตรวจรูปเล่มแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจขึ้นต้นแล้ว
(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ - ส่งสัญญาณเสียงแบบสเปกตรัมแพร่
Spread Spectrum Transmitter and Receiver

โดย

นายปัญญา จิรจราชิต 46012017

นางสาวสุนิสา เสนอปาน 46012033

อาจารย์ที่ปรึกษา

ศ.ดร. วิวัฒน์ ภิรานนท์

รศ.ดร. วิภา แสงพิสิทธิ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับ – ส่งสัญญาณเสียงแบบสเปกตรัมแพร่

Spread Spectrum Transmitter and Receiver

ผู้จัดทำ

1. นายปัญญา จิรจราชิต 46012017

2. นางสาวสุนิสา เสนปาน 46012033


อาจารย์ที่ปรึกษา
(ศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์)


อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. วิภา แสงทีลิตธิ์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ – ส่งสัญญาณเสียงแบบสเปกตรัมแผ่
Spread Spectrum Transmitter and Receiver

โดย นายปัญญา จิรจราชิพ 46012017

นางสาวสุนิสา เสนปาน 46012033

อาจารย์ที่ปรึกษา ศ.ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์
รศ.ดร. วิภา แสงพิสิทธิ์

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้สร้างเครื่องรับและเครื่องส่งโดยใช้หลักการของสเปกตรัมแผ่แบบไดเรกซี –
เควนซ์ ในส่วนภาคส่ง สัญญาณเสียงจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัล ต่อจากนั้นสัญญาณดิจิทัลนี้จะถูก
กระจายสเปกตรัมออก โดยการนำสัญญาณดิจิทัลเอ็กซ์คลูซีฟออร์กับสัญญาณรหัสแบบสุ่ม จากนั้น
นำไปมอดูเลตแบบ BPSK แล้วทำการส่งออกไปทางภาครับตามสายโคแอกเซียล และที่ภาครับจะทำการกู้
สัญญาณเสียงเดิมคืนกลับมา

ABSTRACT

This project is to establish transmitter and receiver by using direct sequence spread spectrum.
In the transmitter, an analog voice is converted to digital signal. Next, this digital signal exclusive or
pseudonoise code to widen spectrum of signal, which is modulated by BPSK and then be transmitted
via a coaxial cable. In the receiver, The modulated signal is taken to decode. The original voice will be
recovered.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรนี้สามารถดำเนินการไปได้ด้วยความช่วยเหลือจากบุคคลต่างๆ จึงขอกล่าวขอบคุณ ศ.ดร.วิวัฒน์ ภิรานนท์ และ รศ.ดร.วิภา แสงพิสิทธิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่านที่คอยให้คำแนะนำ มิใช่แต่ในเรื่องทางวิชาการเท่านั้น แต่ยังให้ข้อคิด ข้อเตือนใจ ที่สามารถนำไปใช้ในการดำเนินชีวิตได้

ขอขอบคุณ ครู อาจารย์ ที่สั่งสอนให้ความรู้มาตั้งแต่ระดับชั้นอนุบาล จนมาถึง ระดับปริญญาตรี ความรู้ต่างๆ ที่ได้ ข้าพเจ้าจะนำไปใช้ให้เกิดประโยชน์แก่ตนเองและสังคมให้มากที่สุด

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่อบรมสั่งสอนเลี้ยงดู และ สนับสนุนในเรื่องการศึกษาเป็นอย่างดี ตั้งแต่เด็กจนมาถึงวันนี้ได้

ขอขอบคุณ นางสาวศิวพร คมสัน ที่ช่วยตรวจทาน และ แก้ไขคำผิดในปริญญาบัตรนี้
ขอขอบคุณ เพื่อนๆ AS รุ่นที่ 1 ทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจ และ ให้คำแนะนำมาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 การสื่อสารดิจิทัล	2
2.2 การสื่อสารสเปกตรัมและคุณสมบัติ	2
2.3 ชนิดของการสื่อสารสเปกตรัม	6
2.3.1 การสื่อสารระบบโคเร็กซ์แควนซ์สเปกตรัม	6
2.3.2 การสื่อสารระบบฟรีแควนซ์ฮอปปีงสเปกตรัม	10
2.4 ประโยชน์ของระบบสเปกตรัม	13
2.5 รหัส PN	15
2.5.1 รหัส m – sequence	15
2.6 การสร้างรหัส PN	17
2.7 ระบบบีทีเอสเคที่ไม่ต้องการใช้การกู้สัญญาณคลื่นพาห้	18
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	23
3.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง	23
3.1.1 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 kHz	23
3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz	25
3.1.3 วงจรขยายสัญญาณเสียง	26
3.1.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 kHz	26
3.1.5 วงจรสร้างสัญญาณ PN code	35
3.1.6 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	36
3.1.7 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์	36
3.1.8 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz	37
3.1.9 วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ	38
3.1.10 วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์	38
3.1.11 วงจรรวมสัญญาณ	39
3.2 การออกแบบวงจรภาครับ	39
3.2.1 วงจรบีทีเอสเคดีมอดูเลเตอร์	40
3.2.2 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา	42
3.2.3 วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์	43
3.2.4 วงจรสร้างสัญญาณ PN code	43
3.2.5 วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม	44
3.2.6 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 kHz	45
3.2.8 วงจรขยายกำลังเสียง	45
3.3 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล และวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาลอก	46
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	51
4.1 การทดลองและผลการทดลองของวงจรภาคส่ง	51
4.1.1 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 kHz	51
4.1.2 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz	52
4.1.3 วงจรขยายสัญญาณเสียง	53
4.1.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 kHz	54
4.1.5 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล	55
4.1.6 วงจรสร้างสัญญาณ PN code	56
4.1.7 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	56
4.1.8 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์	58
4.1.9 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz	58
4.1.10 วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ	59
4.1.11 วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์	60
4.1.12 วงจรรวมสัญญาณ	60
4.2 การทดลองและผลการทดลองของวงจรภาครับ	
4.2.1 วงจรบีทีเอสเคดีมอดูเลเตอร์	61
4.2.2 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา	62
4.2.3 วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์	63
4.2.4 วงจรสร้างสัญญาณ PN code	64
4.2.5 วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม	64
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	66
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบพื้นฐาน โดยทั่วไปของระบบการสื่อสาร	2
รูปที่ 2.2 หลักการของการสื่อสารแบบสเปกตรัม	4
รูปที่ 2.3 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม	5
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการทำสเปกตรัม	8
รูปที่ 2.5 วงจรภาคส่งของระบบไคร์คซีแควนสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	9
รูปที่ 2.6 วงจรภาครับของระบบไคร์คซีแควนสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	9
รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบลักษณะของเวลาและความถี่ ของระบบ DS และ FH	11
รูปที่ 2.8 รูปเครื่องส่งแบบฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม	11
รูปที่ 2.9 รูปเครื่องรับของฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม	12
รูปที่ 2.10 การแผ่กระจายของสเปกตรัมโดย (ก) คือการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนขาว (ข) คือการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามา	14
รูปที่ 2.11 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m - sequence	15
รูปที่ 2.12 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัสแอม - ซีแควนที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่างๆ	17
รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างการสร้าง PN code จากซีพีจีเอสเตอร์	17
รูปที่ 2.14 การทำงานของซีพีจีเอสเตอร์เพื่อสร้าง PN code	19
รูปที่ 2.15 การเข้าและถอดรหัสทีเอสเคแบบเดิม	20
รูปที่ 2.16 การเข้าและถอดรหัสทีเอสเคแบบใหม่	21
รูปที่ 3.1 แผนผังการทำงานของวงจรภาคส่ง	23
รูปที่ 3.2 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 kHz	24
รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณความถี่ 10.24 MHz	24
รูปที่ 3.4 วงจรหารความถี่ 16 เท่า	24
รูปที่ 3.5 วงจรหารความถี่ 10 เท่า	25
รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz	25
รูปที่ 3.7 วงจรขยายสัญญาณเสียง	26
รูปที่ 3.8 การวาง โหนดวงจร Sallen and Key	26
รูปที่ 3.9 วงจร Sallen and Key ที่มี $K=3-1/Q$	28
รูปที่ 3.10 วงจร Sallen and Key ที่มี $K=1$	29
รูปที่ 3.11 ตำแหน่งของ $\omega_s, \omega_p, \alpha_{\min}$ และ α_{\max}	29
รูปที่ 3.12 การกำหนด Q ของวงจรในแต่ละส่วน	30
รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4	31
รูปที่ 3.14 วงจรนอกรีฟิเตอร์	31

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านรวม	34
รูปที่ 3.16 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณรหัส	35
รูปที่ 3.17 วงจรสร้างสัญญาณรหัส	36
รูปที่ 3.18 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	36
รูปที่ 3.19 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์	36
รูปที่ 3.20 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz	37
รูปที่ 3.21 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz	37
รูปที่ 3.22 วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ	38
รูปที่ 3.23 วงจรบีทออสเคิลเลเตอร์	38
รูปที่ 3.24 วงจรรวมสัญญาณ	39
รูปที่ 3.25 แผนผังการทำงานของวงจรภาครับ	40
รูปที่ 3.26 วงจรยกกำลังสอง	41
รูปที่ 3.27 วงจรขยายสัญญาณ	41
รูปที่ 3.28 วงจรแปลงสัญญาณ 2 ระดับ เป็น 1 บิต	41
รูปที่ 3.29 วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา	42
รูปที่ 3.30 วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์	43
รูปที่ 3.31 วงจรสร้างสัญญาณรหัส	44
รูปที่ 3.32 วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม	44
รูปที่ 3.33 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz	45
รูปที่ 3.34 วงจรขยายกำลังเสียงโดยใช้ LM386	45
รูปที่ 3.35 วงจรเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ Continuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator	46
รูปที่ 3.36 วงจรเข้ารหัสแบบเคลตัมออสเคิลเลเตอร์	49
รูปที่ 3.37 วงจรถอดรหัสแบบเคลตัมออสเคิลเลชัน	49
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 10.24 MHz	51
รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่ 16 เท่า	52
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่ 10 เท่า	52
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz	53
รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณเสียง	53
รูปที่ 4.6 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	55
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	55
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PN code	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	57
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณเข้ารหัสแบบสเปกตรัม	57
รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ได้จากวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์	58
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz	59
รูปที่ 4.13 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ	59
รูปที่ 4.14 สัญญาณที่ได้จากวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์	60
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ	61
รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณบีทีเอสเครวมกับสัญญาณพาหะ 512 kHz	61
รูปที่ 4.17 สัญญาณที่ได้จากวงจรบีทีเอสเคดีมอดูเลเตอร์	62
รูปที่ 4.18 สัญญาณที่ได้จากวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา	62
รูปที่ 4.19 สัญญาณที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์	63
รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณเข้ารหัสแบบสเปกตรัมที่ภาครับ	63
รูปที่ 4.21 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PN code	64
รูปที่ 4.22 สัญญาณที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม	65

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ผลที่ได้จากบิตเข้าที่พหุของรีจิสเตอร์ในรูปที่ 2.10 ที่กำหนดค่าเริ่มต้นในรีจิสเตอร์เป็น [1, 0, 1]	18
ตารางที่ 3.1 การทำของวงจรสร้างสัญญาณรหัส	35
ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านภาคส่ง	54



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

การทำสเปกตรัมในยุคแรกๆ นั้นมีจุดหมายในทางทหาร สำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับส่งสัญญาณ แต่ปัจจุบันได้นำมาใช้ในด้านการสื่อสาร เนื่องจากเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลได้มากกว่า ระบบ TDMA และ FDMA

ระบบ TDMA และ FDMA จะใช้วิธีการจัดสรรคลื่นความถี่เป็นช่วงความถี่แคบๆ สำหรับผู้ใช้แต่ละคน ในขณะที่ระบบ CDMA ซึ่งใช้การทำสเปกตรัม ข้อมูลจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่กว้างมากพร้อมๆ กับผู้ใช้คนอื่นๆ โดยเมื่อพิจารณาที่ผู้ใช้แต่ละคนจะถือว่าสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น เป็นสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นจึงไม่จำกัดจำนวนลูกข่าย แต่จะขึ้นอยู่กับความต้องการคุณภาพในการสื่อสารเท่าใด การทำสเปกตรัมที่นิยมในปัจจุบันมี 2 วิธีคือ Direct – sequence และ Frequency Hopping ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันในด้านหลักการทำงาน หากแต่ว่าทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกันที่มีชื่อเรียกว่ารหัส PN (Pseudorandom Noise) เป็นส่วนสำคัญ

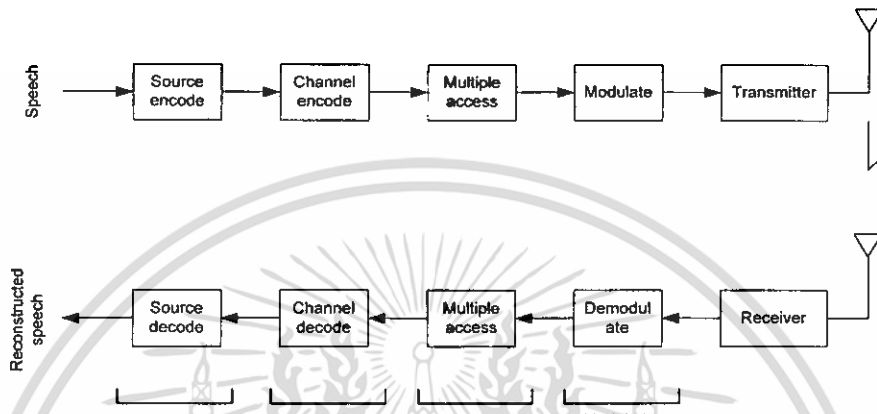
รหัส PN คือ ลำดับของสัญญาณ ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการลำดับขั้นตอนที่ชัดเจนหากแต่รหัสที่ได้ มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่ม วิธีการสร้างรหัสนี้สามารถทำได้หลายวิธี วิธีการหนึ่งที่ได้รับนิยมนิยม และนำมาใช้ในปริยญาณพจน์นี้คือ วิธี Binary m – sequence ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณสุ่ม แต่จริงๆ แล้วเป็นสัญญาณมีคาบ เนื่องจากการซ้ำกันเมื่อผ่านไปเป็นเวลานาน

ตัวอย่างง่าย ๆ สำหรับใช้ในการอธิบายถึงวิธีการทำสเปกตรัม Direct – sequence ในแต่ละขั้นตอน สมมติระบบที่สนใจมีจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมด 3 คน ซึ่งแต่ละคนจะได้รับรหัส PN ที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลออก จะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำการสเปกตรัม โดยนำบิตข้อมูลไปคูณกับรหัส PN ของคน ซึ่งจะก่อให้เกิดการบิดสูงขึ้น สัญญาณที่ทำการสเปกแล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั้นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของ 3 สัญญาณรวมกันไป ซึ่งดูเหมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่ และยากต่อการแยกสัญญาณ สำหรับขั้นตอนของการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้น สามารถทำได้โดยการนำรหัส PN ของตนเองไปคูณกับสัญญาณที่ได้รับ

สำหรับปริยญาณพจน์นี้จะใช้การทำสเปกตรัมวิธี Direct – sequence ในการศึกษา และสร้างเครื่องรับ – ส่งสัญญาณเสียงสำหรับหนึ่งผู้ใช้งาน ซึ่งสามารถพัฒนาต่อให้รองรับผู้ใช้งานพร้อมกันหลายๆ คนได้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1 การสื่อสารดิจิทัล



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบพื้นฐานโดยทั่วไปของระบบการสื่อสาร

จากรูปที่ 2.1 เป็นการแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลชนิดหนึ่ง ในขั้นตอนแรกแหล่งกำเนิดข้อมูล เช่น เสียงของมนุษย์ จะถูกเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัลด้วยตัวที่ทำหน้าที่เข้ารหัสแหล่งข้อมูล แล้วนำผ่านตัวเข้ารหัสช่องสัญญาณ เพื่อเข้ารหัสให้กับข้อมูลที่เป็นดิจิทัลที่ส่งมา โดยมีจุดมุ่งหมายเพื่อที่จะลดผลกระทบต่างๆ ที่อาจเกิดขึ้นช่องสัญญาณ ต่อมานำข้อมูลที่ได้ไปจัดเรียงด้วยตัวที่ทำหน้าที่เข้าถึงแบบหลายทางทำให้ผู้ใช้มากกว่าหนึ่งรายก็จะสามารถใช้สเปกตรัมร่วมกันได้ ส่วนต่อมาคือส่วนที่ทำหน้าที่มอดูเลททำหน้าที่เปลี่ยนข้อมูลจากข้อมูลเบสแบนด์ ไปเป็นสัญญาณที่มีลักษณะอยู่ในช่วงที่สามารถส่งผ่านได้ ซึ่งจะถูส่งโดยตัวส่ง ทางด้านรับ สัญญาณที่ส่งผ่านมาจะถูกรับด้วยตัวรับ ในขั้นแรกสัญญาณจะถูกดีมอดูเลท จากสัญญาณ RF ไปเป็น สัญญาณเบสแบนด์ ส่งต่อไปยังส่วนที่ทำหน้าที่เข้าถึงแบบหลายทาง ทำการแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้ที่ใช้สเปกตรัมร่วมกันแต่ละรายออกจากกัน หลังจากนั้นตัวที่ทำการถอดรหัสช่องสัญญาณ และแก้ไขข้อผิดพลาดให้ถูกต้อง หลังจากนั้นตัวที่ทำหน้าที่ถอดรหัสแหล่งกำเนิด ทำหน้าที่แปลงสัญญาณเบสแบนด์กลับไปเป็นสัญญาณเสียงดั้งเดิม

2.2 การสื่อสารสเปกตรัมแปรผันและคุณสมบัติ

การสื่อสารสเปกตรัมแปรผัน จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระ ไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะส่งผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมนั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแปรผัน มีความหนาแน่นของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแปรผัน ต่อ แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแปรผัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_p = \frac{W}{B_i} \quad (2.1)$$

โดยที่ W คือ แบนด์วิธของการส่งสัญญาณ

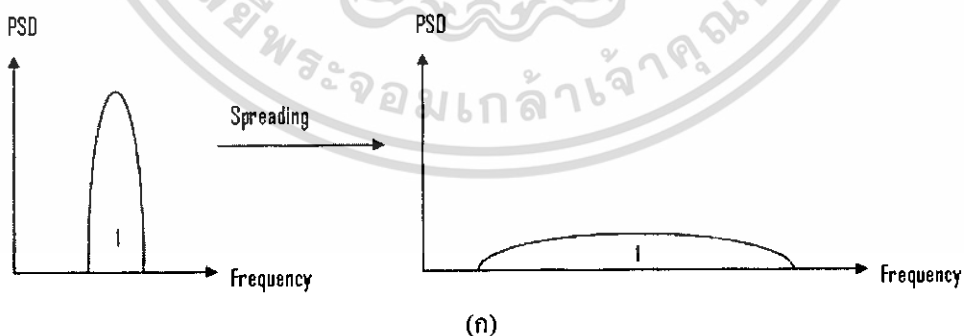
B_i คือ แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูล

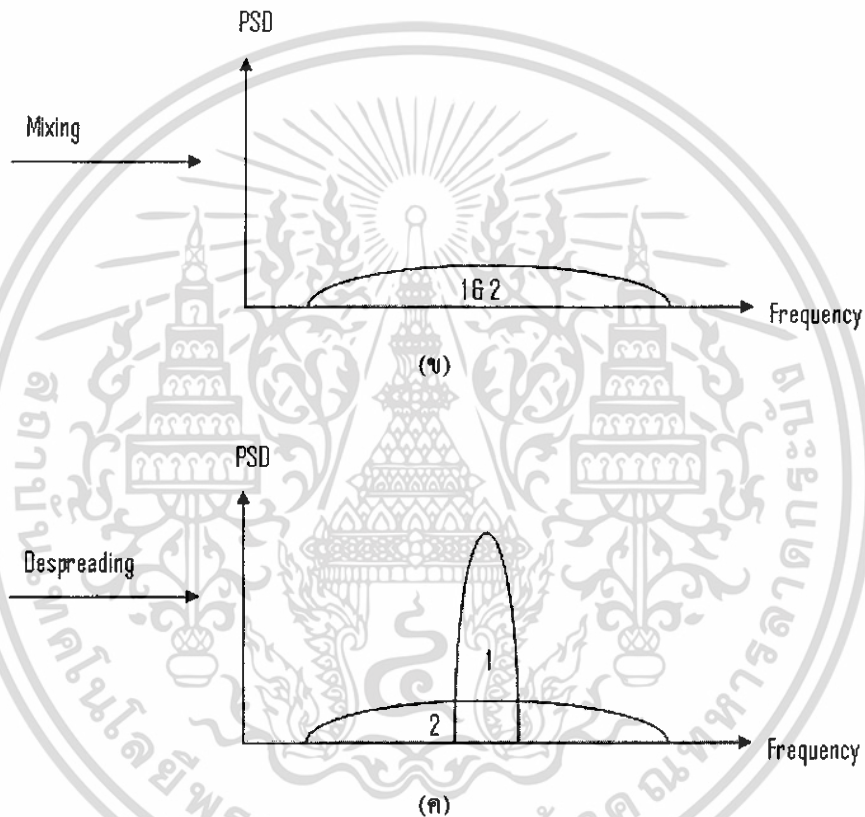
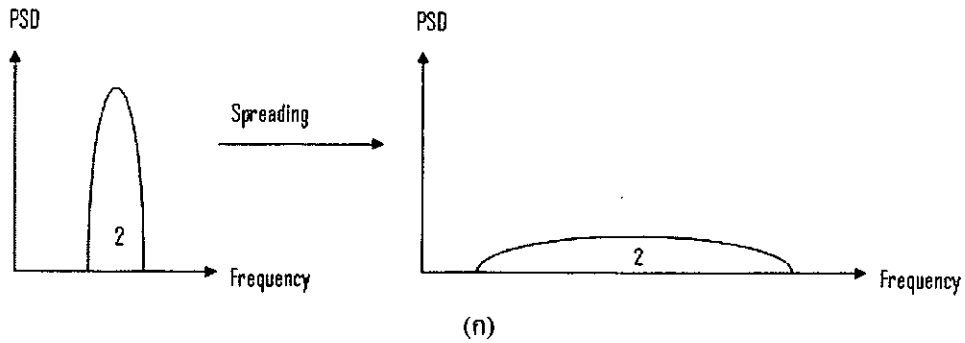
เครื่องรับจะทำอัตสหสัมพันธ์ (Auto - Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างเข้าจังหวะกับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา แสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสนี้ที่ใช้ในด้านส่ง

เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้น สเปกตรัมสเปกตรัม จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัม มีดังนี้

1) ความสามารถสูงในการมัลติเพล็กซ์ (Multiple Access Capability)

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัมสเปกตรัม ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้ โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัส ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross - Correlation) ที่ต่ำระดับหนึ่ง ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นเมื่อทำอัตสหสัมพันธ์ สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการ ก็จะเป็นการดีสเพนด์ สัญญาณของผู้ใช้คนอื่นๆ ดังกล่าวกลับคืนมา ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมสเปกตรัมจากผู้ใช้คนอื่นๆ จะยังคงมีลักษณะเหมือนเดิม ด้วยเหตุนี้ ภายในแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ ดังนั้นจึงสามารถทำการตรวจจับสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ แสดงดังรูปที่ 2.2





รูปที่ 2.2 หลักการของการสื่อสารแบบสเปรดสเปกตรัม

- (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปรดสเปกตรัม ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ
- (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปรดสเปกตรัมของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน
- (ค) แสดงการดีสเปรดที่ภาครับ โดยมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่กลับคืนมา

2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath interference)

สำหรับช่องสัญญาณวิทยุ นั้นเส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมาจากเส้นทางต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

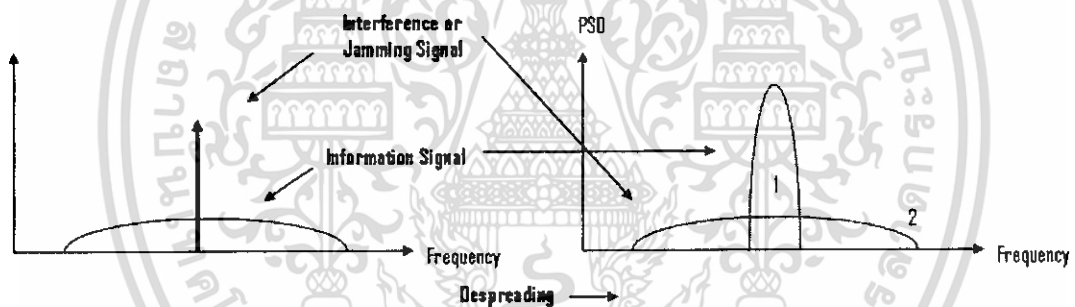
กัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆ นั้นเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งเหมือนกัน แต่จะมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ซึ่งการทำสเปกตรัมสามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางได้

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักฟัง และ ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเดียวกันเท่านั้น จึงทำให้มีความเป็นส่วนตัวสูงของแต่ละผู้ใช้

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference rejection)

การทำสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนด้วยสัญญาณแบนด์แคบ (Interference signal) จะทำให้แถบความถี่ของสัญญาณนั้นแคบออก นั่นคือจะทำให้สัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแถบความถี่ของสัญญาณข้อมูล มีกำลังงานลดลง แสดงดังรูปที่ 2.3 สัญญาณสเปกตรัมแบนด์แคบ ซึ่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกดักฟังที่เครื่องรับ ส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณแทรกสอดนั้นแคบกว้างขึ้น ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 2.3 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารแบบสเปกตรัม

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti Jamming Capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การทำสเปกตรัม เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้ทางทหาร

6) ความน่าจะเป็นที่จะถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัม มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

2.3 ชนิดของการสื่อสารสเปกตรัม

วิธีการทำสเปกตรัม สามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธีหลัก คือ

- ไคเร็กซ์ีแควนซ์สเปกตรัม (Direct Sequence Spread Spectrum : DSSS)
- ฟรีแควนซีฮอปปีงสเปกตรัม (Frequency Hopping Spread Spectrum : FHSS)

ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันโดยหลักการ แต่ว่าทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกัน ที่มีชื่อเรียกว่า PN (Pseudorandom Noise) เป็นส่วนสำคัญ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่เราจะต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างและคุณสมบัติของรหัส PN ด้วย

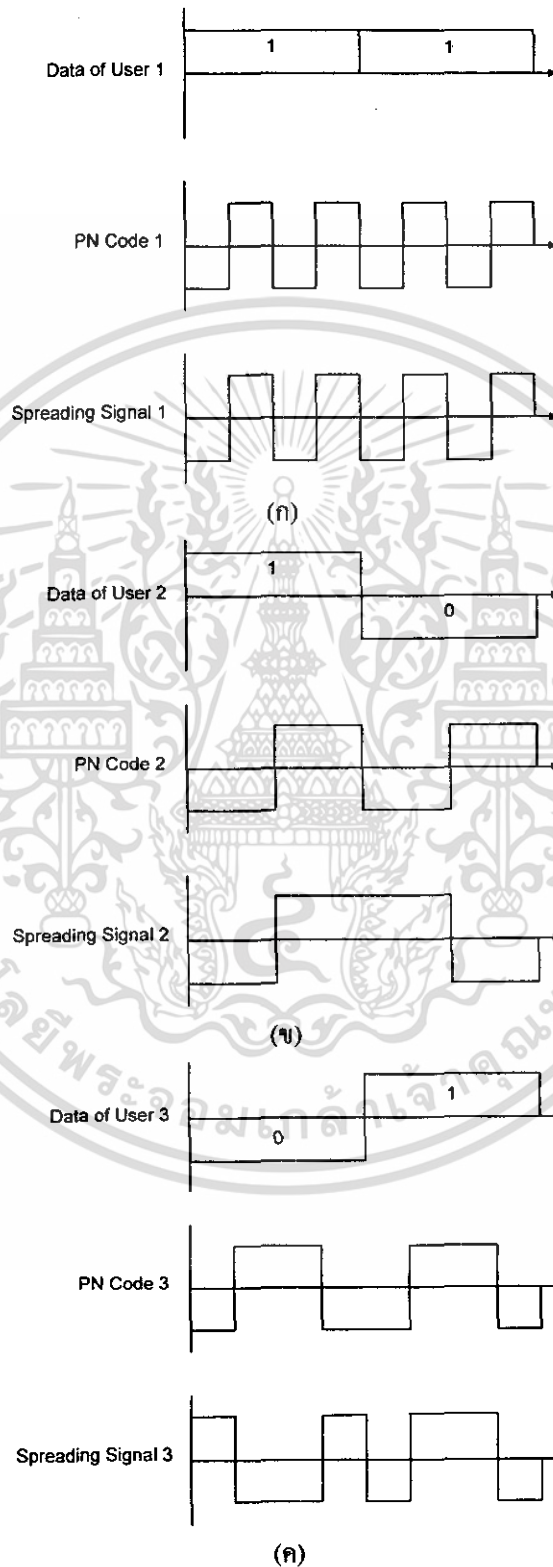
2.3.1 การสื่อสารระบบไคเร็กซ์ีแควนซ์สเปกตรัม

ในส่วนแรกนี้เราจะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการสเปกตรัมแบบ ไคเร็กซ์ีแควนซ์ โดยเราจะยกตัวอย่างง่าย ๆ สำหรับใช้ในการบรรยายถึงกรรมวิธีการทำสเปกตรัมในแต่ละขั้นตอน สมมติว่าในระบบที่เราสนใจ มีจำนวนผู้ใช้ 3 คน ซึ่งแต่ละคนจะได้รับชุด PN ที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลออกจะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำ สเปกตรัมโดยการนำบิตข้อมูลไปคูณกับชุดรหัส PN ของตนเองซึ่งจะทำให้อัตราบิตมีขนาดสูงขึ้น (หมายเหตุ : โดยทั่วไปอัตราบิตหลักจากการทำสเปกตรัมแล้วจะเรียกว่า อัตราชิป (Chip Rate) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งในตัวอย่างนี้อัตราชิปมีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่าตัวของอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้ สำหรับตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.4 สังเกตว่าสัญญาณ 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และสัญญาณ 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกตรัมแล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั่นหมายความว่าถ้าใครจะรับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของ 3 สัญญาณรวมกัน ซึ่งดูเหมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่และยากต่อการแยกแยะออกมา จากรูปที่ 2.4 ประกอบ

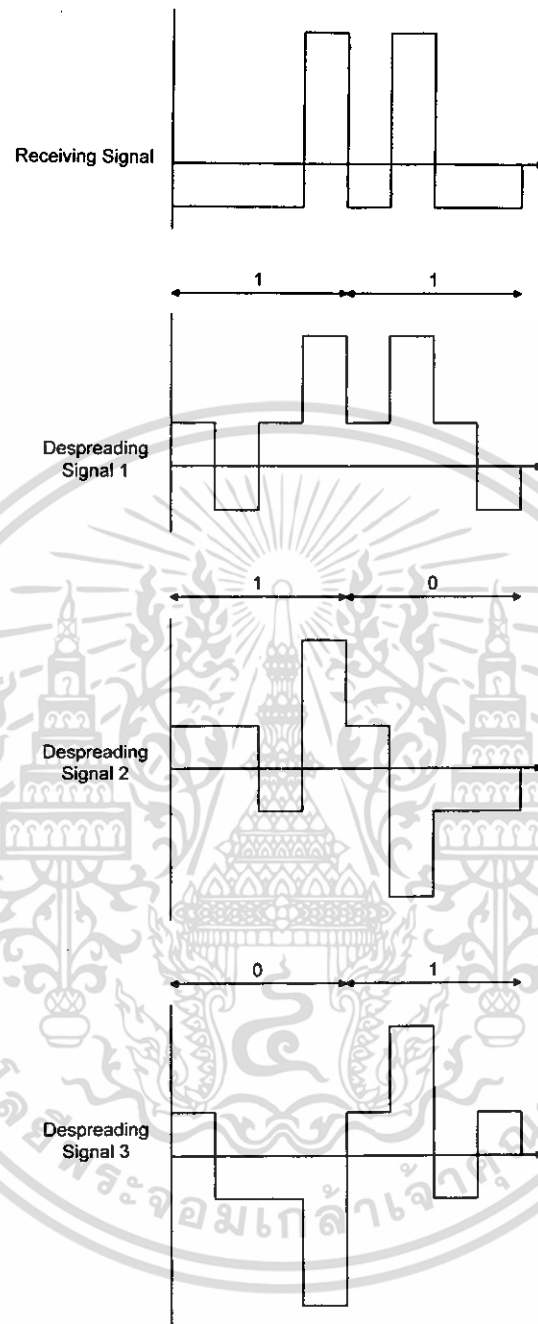
สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้น ก็สามารถทำได้โดยการนำชุดรหัส PN ของผู้ใช้แต่ละคน ไปคูณกับสัญญาณที่รับได้และทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิปหรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป ยกตัวอย่างเช่น ถ้าบิตของรหัสผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวมจะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4 ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำการนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0

สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเอง ออกมาจากสัญญาณรวมได้ ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัส PN ของผู้ใช้คนหนึ่ง ไปคูณกับส่วนสัญญาณที่สเปกตรัมออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่น ถ้าเรานำชุดรหัส PN ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนสัญญาณที่สเปกตรัมออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 ทั้งหมด ซึ่งจริงๆถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณี จะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่สเปกตรัมด้วยชุดรหัส PN ชุดหนึ่งจะไม่สามารถดึงสเปกตรัมออกด้วยชุดรหัส PN ชุดอื่น ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณ

ของผู้ใช้หลายคนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปรดสเปกตรัมก็คือ การเลือกชุดรหัสที่มีคุณสมบัติพิเศษดังที่อธิบายไว้ในเบื้องต้นนั่นเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



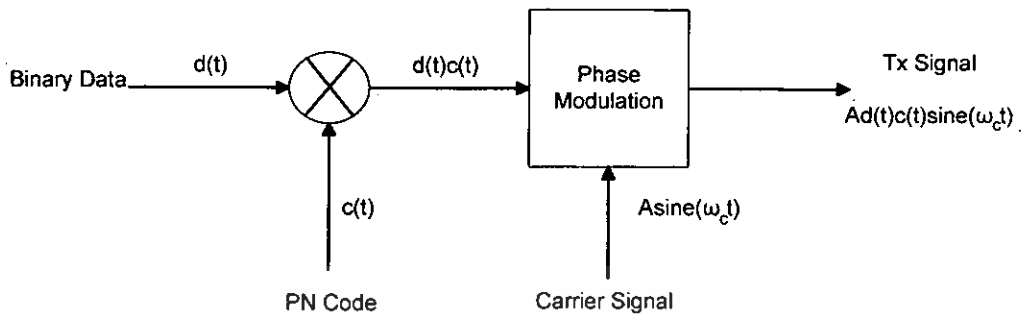
(ง)

รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการทำสเปรดสเปกตรัม

- (ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 1 ณ วงจรภาคส่ง
- (ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 2 ณ วงจรภาคส่ง
- (ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ณ วงจรภาคส่ง
- (ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้น ณ วงจรภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

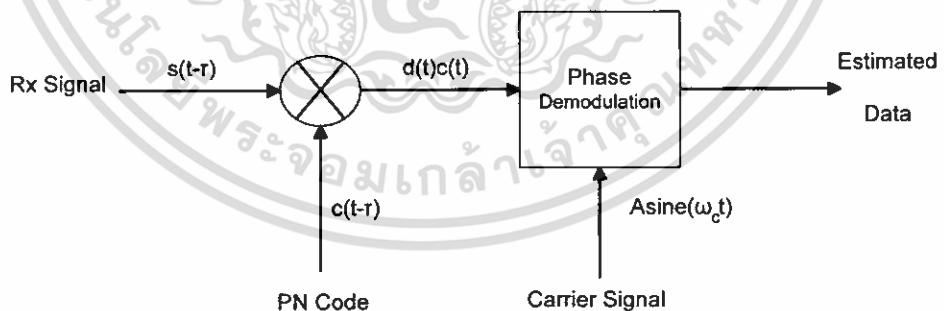
2.3.1.1 วงจรภาคส่งของระบบโคเรลซีแควนสเฟรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.5 วงจรภาคส่งของระบบโคเรลซีแควนสเฟรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

วงจรภาคส่งของระบบโคเรลซีแควนสเฟรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลกับรหัส PN และส่วนของวงจรมอดูเลตแบบ BPSK ดังแสดงในรูปที่ 2.5 สัญญาณขาเข้า $d(t)$ ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำโดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัส PN $c(t)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปเท่ากับ T_c โดย T_c สั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่า การสเฟรคสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูล ที่มีอัตราของชิปที่สูงขึ้นกว่าเดิมมากซึ่งหมายถึงว่าต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วยจากนั้นก็นำสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูง

2.3.1.2 วงจรภาครับของระบบโคเรลซีแควนสเฟรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.6 วงจรภาครับของระบบโคเรลซีแควนสเฟรคสเปกตรัมที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

วงจรมีใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูล $d(t)$ ออกมาจากสัญญาณ RF ที่รับได้ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนในรูป

$$s(t - \tau) = d(t - \tau)c(t - \tau)\sin(\omega_c(t - \tau)) \quad (2.2)$$

โดยที่ τ คือ Delay time

สัญญาณ $s(t - \tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับ PN ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าหน่วงเวลาให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

$$c(t - \tau)s(t - \tau) = d(t - \tau)\sin(\omega_c(t - \tau)) \quad (2.3)$$

ทั้งนี้เพราะ $c(t - \tau)c(t - \tau) = 1$ ณ ที่เวลาใดๆ

ขั้นตอนนี้คือ การดีสเพรคของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้น เมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วยสองส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ดังนี้

$$d(t - \tau)A\sin(\omega_c(t - \tau))\sin(\omega_c(t - \tau)) = d(t - \tau)A\{\cos(2\omega_c(t - \tau))\}/2 \quad (2.4)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุกๆ คาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้นสัญญาณ $\sin(2\omega_c(t - \tau))$ เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมามีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรต จึงมีเพียงสัญญาณ $d(t - \tau)$ ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา หมายเหตุ : ขั้นตอนการคูณรหัส PN กับส่วนของวงจรดีมอดูเลเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้ โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์เหมือนกัน จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่า ถ้าหากภาครับไม่รู้ชุดรหัส PN ที่ใช้ในภาคส่งก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมา

2.3.2 การสื่อสารระบบพีริแควนซีออปปีงแพรคสเปกตรัม

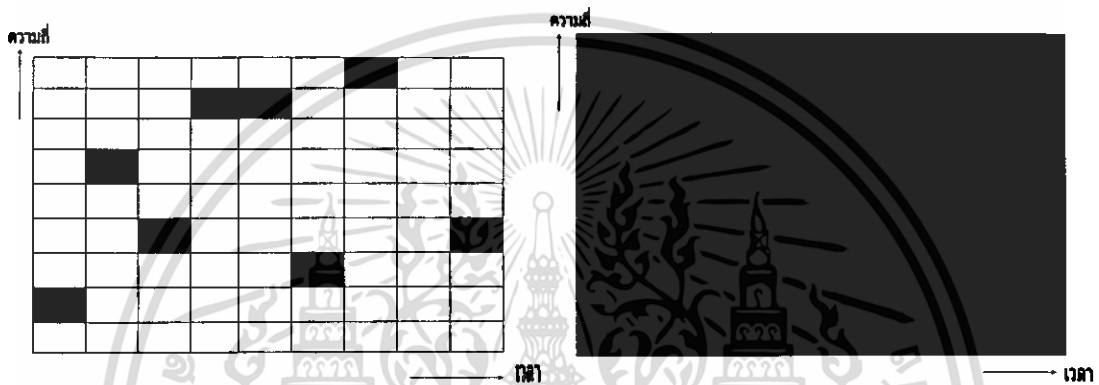
วิธีที่สอง สำหรับการทำสเปคตรัมกับสัญญาณข้อมูลคือ การเปลี่ยนความถี่ในแต่ละคาบเวลา โดยในทุกความถี่ที่เปลี่ยนจะเป็นความถี่ที่ถูกเลือกออกมาจากช่วงความถี่ 2^k เท่าของย่านความถี่สัญญาณข้อมูลที่มอดูเลตแล้ว

รหัส PN ในวิธีการนี้ไม่ใช่การนำไปคูณกับสัญญาณข้อมูลโดยตรง แต่รหัส PN จะถูกใช้ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงของความถี่คลื่นพาห์ โดยสัญญาณที่ถูกส่งออกจะมีลักษณะเปลี่ยนความถี่จากความถี่หนึ่งไปความถี่ถัดไป การทำสเปคตรัมแบบนี้จึงถูกเรียกว่า การกระโดดความถี่ ส่วนในภาครับ สัญญาณที่รับได้จะถูกถอดออกมาโดยใช้สัญญาณที่มีการกระโดดความถี่อย่างสอดคล้องกับรหัส PN ที่เหมือนกับในภาคส่ง

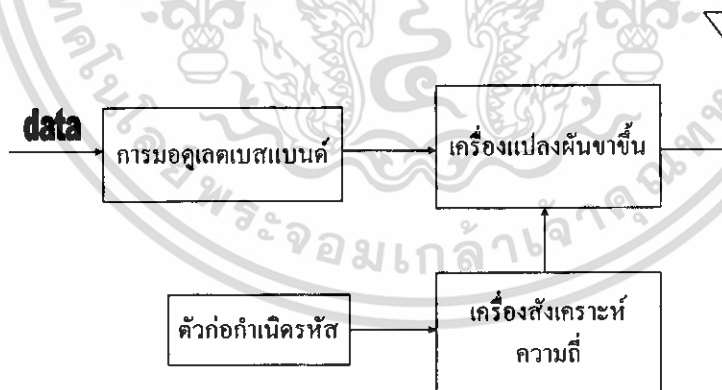
วิธีการของความถี่ก้าวกระโดดนี้ความถี่คลื่นพาห์ของสัญญาณข่าวสารที่นำมามอดูเลตจะไม่คงที่ แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในช่วงเวลา T ความถี่คลื่นพาห์จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะ เป็นไปตามสัญญาณรหัสซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด (Hop-Set)

ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกับกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจัดลำดับโดยตรงจะใช้แบนด์วิคท์ทั้งหมดใช้ในการส่งข้อมูล ในขณะที่วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิคท์เพียงส่วนเล็กๆเพื่อใช้ในการส่งแต่ละครั้งและความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

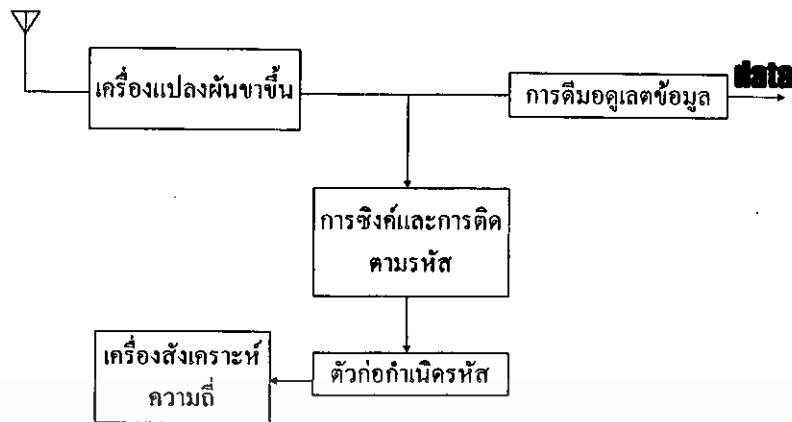
เมื่อระบบความถี่ก้าวกระโดดทำการส่งในช่วงความถี่ย่อยดังรูปที่ 2.7 การส่งในระบบ DS จะส่งในช่วงเวลาเดียวกันตลอดช่วงความถี่ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่ 1 จะน้อยกว่าในระบบ FH อย่างไรก็ตามก็ระบบ DS ส่งความถี่ที่ต่อเนื่องกันทุกคาบเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะส่งในช่วงความถี่นี้เฉพาะในช่วงเวลานั้น ระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน ซึ่งความแตกต่างในการใช้ความถี่ของระบบ FH และ DS แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบลักษณะของเวลาและความถี่ ของระบบ DS และ FH



รูปที่ 2.8 รูปเครื่องส่งแบบพรีแควนซีฮอปปีงสเปรดสเปคตรัม



รูปที่ 2.9 รูปเครื่องรับของฟรีควีนซีฮอปปีงสเปรดสเปกตรัม

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตรวมกับคลื่นพาห์ ด้วยเทคนิคการมอดูเลตที่นำมาใช้กับความถี่ก้าวกระโดด เช่น มอดูเลตแบบ FM สำหรับสัญญาณที่เป็นอนาล็อกและการมอดูเลตแบบ FSK กับสัญญาณที่เป็นดิจิทัลและการสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูง ที่ควบคุมจากสัญญาณรหัสและความถี่คลื่นพาห์จะถูกแปลงความถี่ขึ้นเพื่อใช้ในการส่ง และทำการแปลงกลับที่เครื่องรับ โดยเครื่องรับแปลงความถี่ลงเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ ซึ่งข้อมูลจะได้กลับมาหลังจากการตีมอดูเลตแล้ว การสร้างความถี่ก้าวกระโดดจะต้องซิงโครไนซ์กับแพทเทิร์นการก้าวกระโดดความถี่ (hopping pattern) ของคลื่นพาห์ที่ได้รับ จึงจะเกิดการดีสเพรคที่ถูกต้อง

การก้าวกระโดดความถี่ ยังสามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ ถ้าจำนวนของการกระโดดมากกว่าอัตราข้อมูล กล่าวว่าเป็นการกระโดดแบบเร็ว ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่ง 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1 บิตจะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกัน ถ้าจำนวนการกระโดดน้อยกว่าอัตราข้อมูลกล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า การครอบครองแบนด์วิดท์ของสัญญาณในการกระโดดความถี่ครั้งหนึ่งๆไม่ขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณในการสื่อสาร แต่จะขึ้นอยู่กับสัญญาณก้าวกระโดดและความถี่ในการก้าวกระโดด โดยที่ความถี่ในการก้าวกระโดดแต่ละครั้งประมาณ $1/T_h$ และ T_h เป็นช่วงความถี่ในการก้าวกระโดด ความถี่ที่เปลี่ยนแปลงนั้นจะลดกำลังงานก่อนทำการส่งความถี่ก้าวกระโดดในแต่ละครั้ง และเพิ่มกำลังส่งเมื่อความถี่ก้าวกระโดดถูกเปลี่ยนแปลง

3.1.2.1 คุณสมบัติของฟรีควีนซีฮอปปีงสเปรดสเปกตรัม

1. การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

กรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกันหลายความถี่ โดยความถี่ส่วนใหญ่จะถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกันกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต้องมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง กรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในความถี่เดียวกันที่ต่ำกว่า สัญญาณของผู้ใช้จะรับได้อย่างถูกต้อง เมื่อสัญญาณ

แทรกสอดของผู้ใช้งานที่เกิดขึ้นจะเกิดในแบนด์เดียวกัน แก้ไขโดยการเข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาด (error-correcting code) จะให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

2. การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีการกระโดดความถี่แบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห้จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้น สัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห้ย่อยหลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิถีที่เกิดขึ้นจากความถี่คลื่นพาห้ที่แตกต่างกัน จะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับ ผลตอบสนองที่ความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้สามารถลดผลของการแทรกสอดหลายวิถีได้ ซึ่งในระบบ DS-CDMA จะกำจัดการแทรกสอดหลายวิถีนี้ได้ดีกว่า

3. สัญญาณการแทรกสอดแบบแบนด์แคบ

การแทรกสอดแบบแบนด์แคบที่ความถี่หนึ่งของความถี่ก้าวกระโดด ถ้าให้ G_p เป็นการก้าวกระโดดความถี่ (G_p คือ อัตราขยายการประมวลผล) ของผู้ใช้อ้างอิง โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอด $1/G_p$ เปรอ์เซ็นต์ต่อเวลา ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าวสามารถลดลงได้ด้วยตัวประกอบ G_p

4. ความน่าจะเป็นของการถูกตัดจิบของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

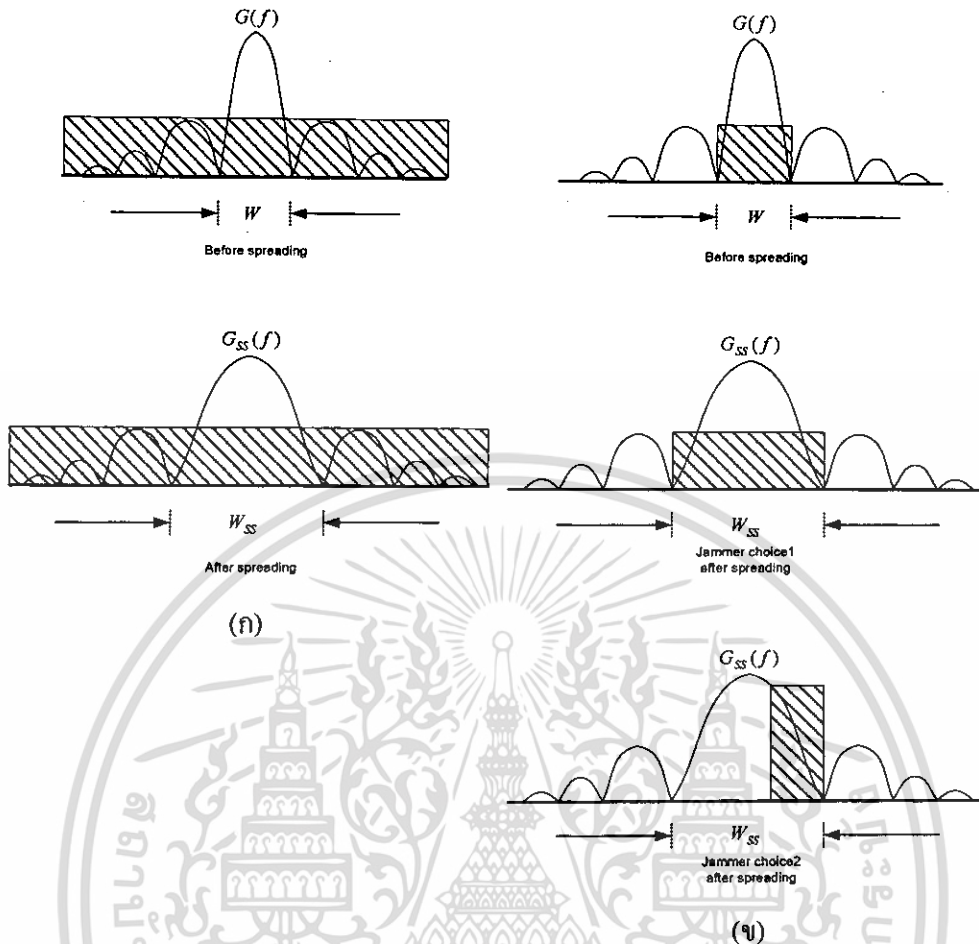
ความยากในการรับสัญญาณของ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับการมีกำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS แต่อาศัยความถี่ของสัญญาณที่จะส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและความต่อเนื่องของช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

2.4 ประโยชน์ของระบบสเปกตรัมเปกตรัม

รูปแบบสมการคณิตศาสตร์ที่ได้อธิบายสัญญาณรบกวนขาว (White Gaussian Noise) ว่ามีการกระจายกำลังงานที่ไม่จำกัดอย่างสม่ำเสมอตลอดทุกความถี่และการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพ อาจอาจเกิดขึ้นได้โดยการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานไม่จำกัด เพราะสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานจำกัดเท่านั้นจึงจะสามารถแทรกสอดกับสัญญาณสเปกตรัมเปกตรัมได้ สำหรับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์แคบ ๆ สัญญาณรบกวนในแบนด์วิดท์ของสัญญาณสามารถลดลงได้ แนวความคิดของการต่อต้านสัญญาณรบกวนในระบบสเปกตรัมเปกตรัมเป็นดังนี้คือ พิจารณาสัญญาณที่ใช้ส่ง ภายในจะมีกลุ่มเล็ก ๆ ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ใช้อยู่ ณ เวลาใด ๆ เราสมมติว่าสัญญาณรบกวนไม่สามารถที่จะทราบกลุ่มของสัญญาณที่ใช้งานอยู่ในขณะนั้น สัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ (W) และมีช่วงเวลา (T) กลุ่มของสัญญาณสามารถประมาณได้ว่ามีแบนด์วิดท์เป็น $2WT$ โดยให้การผิดพลาดของระบบเป็นฟังก์ชันของ N_0 เท่านั้น การต่อต้านสัญญาณรบกวนขาวโดยการกระจายแบนด์วิดท์ที่มากกว่า $2WT$ ไม่ได้ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนขาวจะถูกกำจัดโดยสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานจำกัดและความไม่แน่นอนของกลุ่มสัญญาณ ซึ่งจะทำให้ทางเลือกของสัญญาณรบกวนถูกกำจัดดังต่อไปนี้

2.4.1 สัญญาณรบกวนจะแทรกตัวเข้าไปในสัญญาณสเปกตรัมเปกตรัมทั้งหมดของระบบด้วยค่าของกำลังงานที่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้แต่ละกลุ่มสัญญาณมีค่ากำลังงานที่น้อยลง

2.4.2 สัญญาณรบกวนจะแทรกตัวเข้าไปในสัญญาณสเปกตรัมเปกตรัมได้เพียงเล็กน้อย



(ก)

(ข)

รูปที่ 2.10 การแผ่กระจายของสเปกตรัมโดย

- (ก) คือการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนขาว
- (ข) คือการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามา

จากรูปที่ 2.10 เป็นการเปรียบเทียบการกระจายของสเปกตรัมที่แสดงด้วยสัญญาณรบกวนขาว และสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามา โดยกำหนดให้ความหนาแน่นกำลังงานเชิงสเปกตรัม (Power Spectrum Density: PSD) ของสัญญาณก่อนกระจายเป็น $G(f)$ และความหนาแน่นกำลังงานเชิงสเปกตรัมหลังการกระจายแล้วเป็น $G_{ss}(f)$ ซึ่งจะพิจารณาในแกนความถี่ ในรูปที่ 2.10(ก) ซึ่งให้เห็นว่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมแถบข้างเดียวของสัญญาณรบกวนขาว (N_0) ซึ่งเป็นผลของการกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณจาก W ไปเป็น W_{ss} นั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลง โดยที่ค่าของกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนขาวจะมีค่าไม่จำกัด ดังนั้นการกระจายของสัญญาณไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้น ในรูปที่ 2.10(ข) แสดงให้เห็นถึงรูปของสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ (ที่มีค่าจำกัด) J และมีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม $J = J/W$ โดยที่ W เป็นแบนด์วิดท์ที่ไม่ได้ถูกกระจายและถูกรบกวน เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณถูกระบายมีความเป็นไปได้ที่สัญญาณรบกวนจะทำให้เกิด 2 กรณีดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ 1 จะมีผลทำให้สเปกตรัมกำลังงาน (Power spectrum) ของสัญญาณรบกวน J_0 ถูกทำให้ลดลง W/W_{ss} ซึ่งผลของความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม จะเป็น $J_0 = J/W_{ss}$ ซึ่งเรียกว่า Broadband Jammer Noise Spectrum Density

กรณีที่ 2 จะมีผลทำให้จำนวนของกลุ่มสัญญาณที่ถูกรบกวนนั้นมีค่าน้อยลง อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวนที่สามารถที่จะเพิ่มความหนาแน่นจาก J_0 เป็น J_0/ρ โดยที่ $0 \leq \rho \leq 1$ โดยที่ ρ เป็นสัดส่วนโดยตรงกับทั้งแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลที่กระจายอยู่และแบนด์วิธที่ถูกสัญญาณรบกวนเข้าแทรกสอดเข้ามา

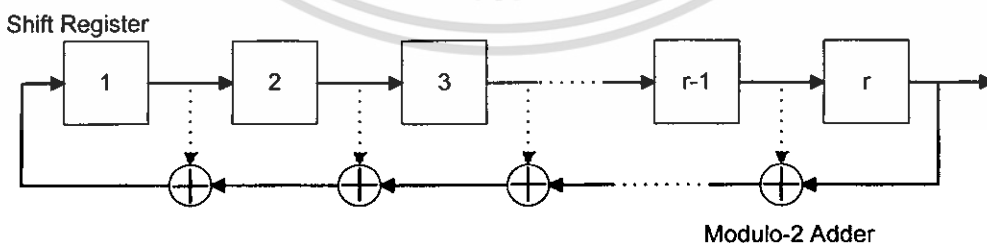
สัญญาณรบกวนอาจจะมิได้เกิดขึ้นจากการกระทำที่ตั้งใจเท่านั้น บางครั้งสัญญาณรบกวนอาจเกิดจากรากฏการณ์ทางธรรมชาติ และบางครั้งเกิดจากการแทรกสอดภายในตัวเอง ซึ่งเกิดจากคลื่นเดินทางมาจากหลาย ๆ เส้นทาง

2.5 รหัส PN

รหัส PN คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่มมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง เช่น นำมาใช้ในการเข้าจังหวะของสัญญาณ (Signal synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (cryptography) และการทำสเปกตรัมแผ่ (spread spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัส เอ็ม - ซีควเอน (M- Sequence) รหัสโกลด์ (Gold code) รหัสคาสามิ (Kasami code) เป็นต้น รหัสชนิดที่ได้รับความนิยมมากเป็นพิเศษคือวิธีการที่เรียกว่า binary maximum - length - sequence หรือที่เรียกกันทั่วไปในชื่อ binary M- Sequence

2.5.1 รหัส m - sequence

รหัส M- Sequence (maximum - length - sequence) เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อกันแบบอนุกรม โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟต์รีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก จากรูปที่ 2.11 ประกอบ จากรูปเส้นประหมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ m ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไปจำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของลำดับสัญญาณ PN ที่ได้



รูปที่ 2.11 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส m - sequence

รหัส เอ็ม-ซีเควน สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวสูงสุดได้คือ มีความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ ชิป เมื่อ r คือจำนวนของชิพตรีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

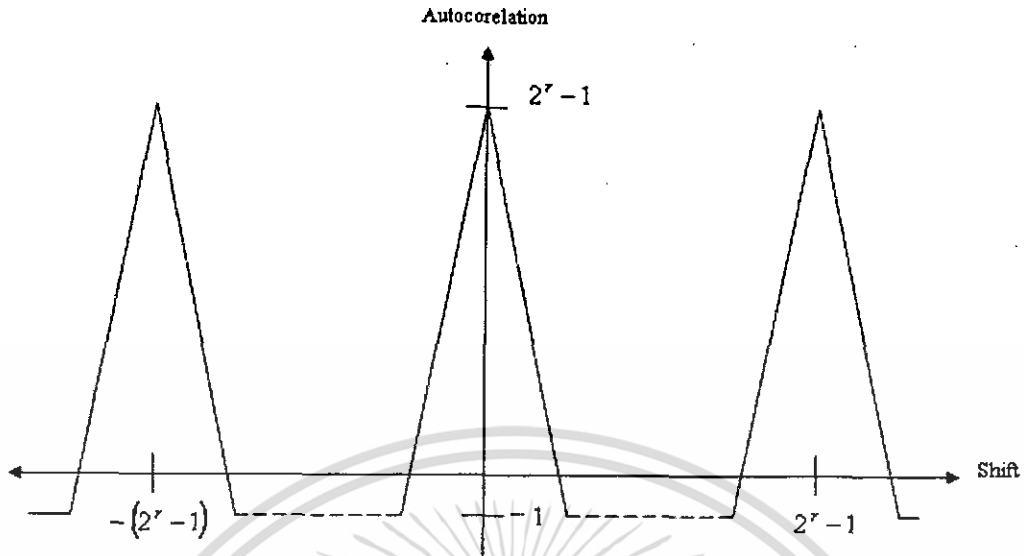
คุณสมบัติข้อที่ 1 รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิพที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่า ชิพที่มีค่าเป็น ศูนย์อยู่หนึ่งชิพเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิพตรีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^{10} - 1 = 1,023$ ชิป จะประกอบด้วยชิพที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิพที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิป

คุณสมบัติข้อที่ 2 ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุด จะมีช่วงของชิพที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้เรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัสเอ็ม - ซีเควน จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด p ชิปเกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{r-(p+2)}$ ครั้ง โดย p มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $r-2$ เมื่อ r คือจำนวนของชิพตรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $r-1$ จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด r จำนวน 1 รันเสมอ

คุณสมบัติข้อที่ 3 อัดสหสัมพันธ์ของชุดรหัส เอ็ม-ซีเควน จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการ ให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าของอัดสหสัมพันธ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้นโดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^r - 1$ ดู รูปที่ 2.12 ประกอบ หมายถึง ในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์สามารถกระทำโดยนำค่าของชิพจากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่าอัดสหสัมพันธ์ซึ่งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้ -1 แทนชิพที่มีค่าเป็นศูนย์ และ 1 แทนชิพที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัดสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดเหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิพของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่างๆตามต้องการ

คุณสมบัติข้อที่ 4 เมื่อนำรหัส เอ็ม-ซีเควน ชุดหนึ่งมาบวกแบบโมดูล 2 กับชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิพ จะได้ชุดรหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิพไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5 หากพิจารณาค่าของชิพตรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่งจะพบว่า ค่าหรือสถานะของชิพตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่นๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิพตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มี การเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของ ชิพตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจร ชิพตรีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าดั้งเดิมของชิพตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

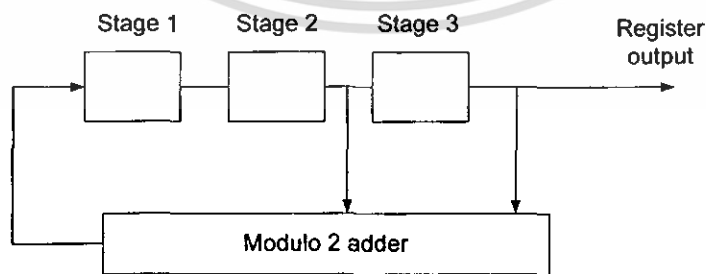


รูปที่ 2.12 ค่าอัตโนมัติสัมพันธ์ของรหัสเอ็ม - ซีเควนที่มีการเลื่อนไปของชิพที่ค่าต่างๆ

จากรูปที่ 2.12 แบบและลักษณะการเกิดของรหัสนี้ ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่า รหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริงๆ ทั้งที่รหัส เอ็ม-ซีเควน เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบคือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

2.6 การสร้างรหัส PN

ชุดรหัส PN code สามารถสร้างได้โดยการป้อนกลับชิพรีจิสเตอร์ ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.10 เป็นการ ใช้ชิพรีจิสเตอร์ 3 ตัว แต่ละบิตจะถูกชิพหรือเลื่อนไปยังแสดงต่างๆของชิพรีจิสเตอร์ เอาท์พุทของแสดงสุดท้ายและแสดงที่อยู่ระหว่างกลางอีก 1 แสดง จะถูกนำมารวมเข้าด้วยกันและป้อนกลับ ไปยังอินพุทของแสดงแรก ชิพรีจิสเตอร์จะเริ่มต้นการทำงานด้วยค่าเริ่มต้นที่ได้กำหนดไว้ และเมื่อชิพรีจิสเตอร์ได้รับสัญญาณนาฬิกา และบิตก็จะถูกเลื่อนผ่านไปยังแสดงต่างๆ วิธีนี้มีความต่อเนื่องของชิพรีจิสเตอร์ที่จะสร้างบิตเอาท์พุทที่จะป้อนไปเป็นบิตอินพุทของแสดงแรก



รูปที่ 2.13 แสดงตัวอย่างการสร้าง PN code จากชิพรีจิสเตอร์

บิตเข้าที่ทุกของสเตจสุดท้ายก็คือ PN code ตัวอย่างต่อไปนี้จะแสดงการสร้างรหัสโดยใช้รีจิสเตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.13 กำหนดให้ใช้ค่าเริ่มต้นในรีจิสเตอร์เป็น [1, 0, 1] เข้าที่ทุกของสเตจที่ 3 เป็นเข้าที่ทุกของรีจิสเตอร์ เมื่อป้อนสัญญาณนาฬิกาเข้าไปบิตเข้าที่ทุกของรีจิสเตอร์ก็จะเลื่อนออกมา โดยผลลัพธ์ที่ได้แสดงไว้ใน ตารางที่ 2.1

	Output	Output	Output	Output
Shift	Stage 1	Stage 2	Stage 3	Register
0	1	0	1	1
1	1	1	0	0
2	1	1	1	1
3	0	1	1	1
4	0	0	1	1
5	1	0	0	0
6	0	1	0	0
7	1	0	1	1

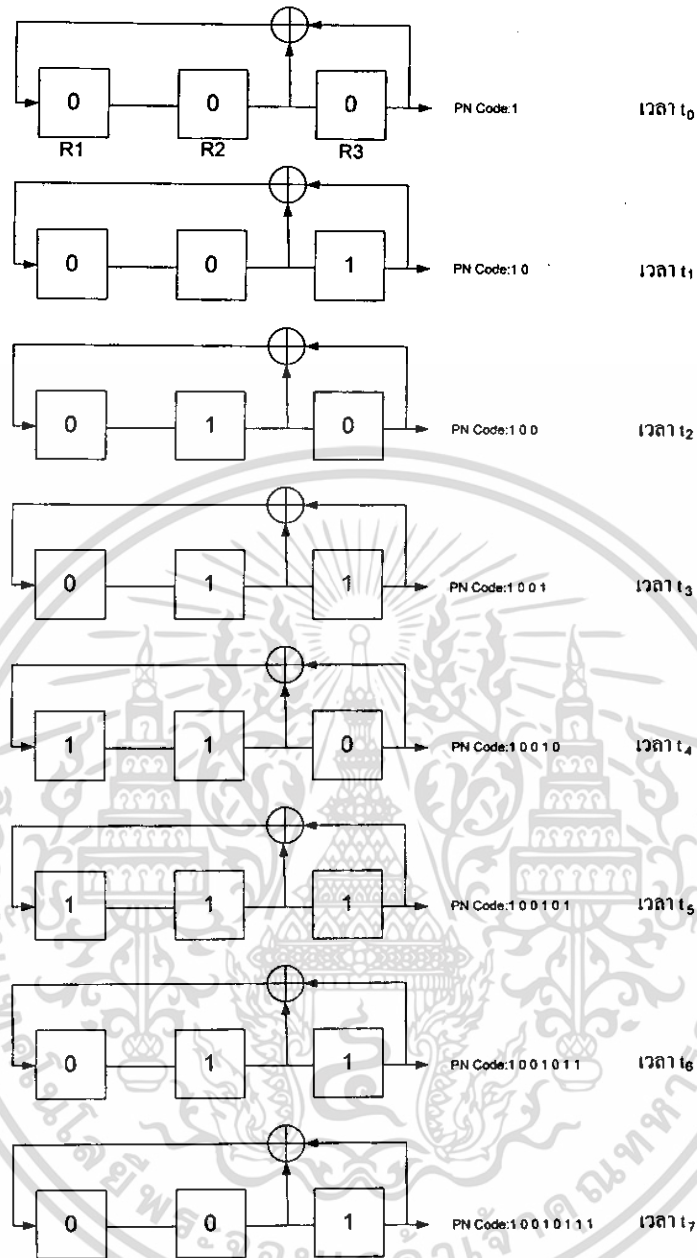
ตารางที่ 2.1 ผลที่ได้จากบิตเข้าที่ทุกของรีจิสเตอร์ในรูปที่ 2.10 ที่กำหนดค่าเริ่มต้นในรีจิสเตอร์เป็น [1, 0, 1]

จากรูปที่ 2.14 จะพบว่าเมื่อปล่อยให้วงจรทำงานตามจังหวะของสัญญาณ Clock ไปเรื่อย ๆ ค่าในชิฟรีจิสเตอร์จะมีการชิฟเปลี่ยนค่าไปเช่นกัน ทำให้เกิดเป็นรหัส PN Code ต่าง ๆ กันไปตามเวลา ซึ่งในการชิฟในครั้งที่ 7 ค่าในชิฟรีจิสเตอร์จะกลับไปเป็นค่าเริ่มต้นที่ได้กำหนดไว้ และในการชิฟครั้งต่อไปก็จะได้ผลออกมาเช่นเดิม ดังนั้นความยาวช่วงคาบของ PN code มีค่าเท่ากับ 7 และรูปแบบของ PN code ที่ออกมาจากชิฟรีจิสเตอร์คือ

$$P = [1\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0]$$

2.7 ระบบบีทีเอสเคที่ไม่ต้องการใช้การกู้สัญญาณคลื่นพาห้

ในระบบการสื่อสารข้อมูลกระบวนการในการเข้ารหัส และ ถอดรหัสลับได้ว่าเป็นกระบวนการที่มีความสำคัญมากกระบวนการหนึ่ง โดยปกติจะมีการจัดประเภทการเข้ารหัสออกเป็น 4 ประเภทด้วยกัน ซึ่งหนึ่งในสี่ประเภทนั้นก็คือ การเข้ารหัสสัญญาณจากข้อมูลที่เป็นดิจิทัลให้ไปอยู่ในรูปสัญญาณที่ต่อเนื่อง และการเข้ารหัสข้อมูลประเภทนี้ ยังมีการแบ่งกรรมวิธีย่อยในการเข้ารหัสออกเป็นหลายประเภทหลักๆด้วยกัน 3 ประเภทคือเอเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางแอมพลิจูด) เอฟเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางความถี่) และทีเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางเฟส)



รูปที่ 2.14 การทำงานของชิพรีจิสเตอร์เพื่อสร้าง PN code

นอกจากนั้นยังมีการเข้ารหัสในลักษณะของการผสมอีกเช่น QAM เป็นต้น อย่างไรก็ตามการเข้ารหัสสัญญาณทางเฟสเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมค่อนข้างมาก เพราะนอกจากจะมีภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนใกล้เคียงกับการเข้ารหัสสัญญาณทางความถี่แล้ว กระบวนการที่ใช้ในการเข้ารหัสและถอดรหัสยังมีความยืดหยุ่นและสามารถเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณได้ที่มีัดจำนวนสูงๆ ทั้งนี้ก็เพราะว่า การแบ่งแยกความถี่ที่แตกต่างกันที่อยู่ใกล้กันมากๆจะทำได้ยาก แต่ในกรณีของเฟสจะทำได้ง่ายกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกระบวนการเข้าและถอดรหัสทางเฟสโดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลักๆ คือ แบบพีเอสเค และแบบดีพีเอสเค โดยที่แบบพีเอสเคจะใช้การอ้างอิงเฟสกับสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งในการกู้เอาข้อมูลกับคืนมาจะต้องอาศัยคลื่นพาห์ที่หามาได้จากกระบวนการกู้สัญญาณคลื่นพาห์ที่อยู่ทางด้านเครื่องรับจึงจะสามารถกู้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาได้ และสำหรับดีพีเอสเค เพื่อเป็นการแก้ปัญหาในเรื่องสัญญาณคลื่นพาห์คั้งในกรณีพีเอสเค ระบบของดีพีเอสเคจะใช้การอ้างอิงเฟสกับสัญญาณอ้างอิงหนึ่งบิต สำหรับการเข้ารหัสบิตแรก และการเข้ารหัสสำหรับบิตต่อๆ ไปจะเทียบเฟสกับสัญญาณของบิตที่เข้ารหัสไปก่อนหน้าแล้วที่อยู่ติดกัน ดังนั้นในการถอดรหัสในกระบวนการดีพีเอสเค จึงไม่จำเป็นต้องอาศัยสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งมีความยุ่งยากและซับซ้อนอยู่พอสมควร จึงเกิดกระบวนการในการเข้าและถอดรหัสในกระบวนการพีเอสเคที่ไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนมาที่เครื่องรับ เพื่อใช้ในการตีเทคต์ข้อมูลกลับคืนมา โดยจะมีการสร้างสัญญาณพีเอสเคตามปกติ และก่อนส่งจะมีการบวกสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ที่เครื่องส่งไปด้วย และเมื่อไปถึงเครื่องรับ เครื่องรับก็จะอาศัยเพียงวงจรยกกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำ และตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลที่เหมาะสม ก็จะทำให้สามารถตีเทคต์ข้อมูลกลับคืนมาได้ โดยไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์มาก่อนแล้วค่อยไปทำการตีเทคต์ข้อมูลอีกครั้ง

หลักการและวงจร

พิจารณาหลักการเบื้องต้น โดยใช้ตัวอย่างบีพีเอสเค ให้

$\phi_c(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นพาห์

$\phi_1(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสข้อมูล "1"

และ $\phi_2(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสข้อมูล "0"

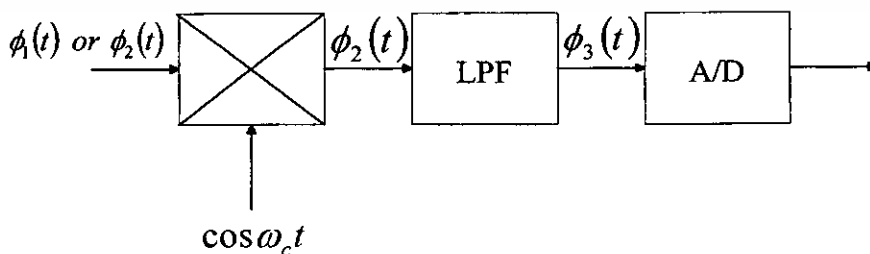
สำหรับการเข้ารหัสแบบบีพีเอสเค และถ้าให้ข้อมูล "1" เข้ารหัสกับเฟส 0 องศา และข้อมูล "0" เข้ารหัสกับเฟส 180 องศา ดังนั้น

$$\phi_c(t) = \cos(\omega_c t)$$

$$\phi_1(t) = \cos(\omega_c t - 0)$$

$$\phi_2(t) = \cos(\omega_c t - 180)$$

ซึ่งกระบวนการในการกู้ข้อมูลกลับคืนมาจะใช้การคูณกันระหว่าง $\phi_c(t)$ กับ $\phi_c(t)$ หรือ $\phi_2(t)$ กับ $\phi_c(t)$ แล้วนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านตัวกรองความถี่ต่ำ และแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลที่เหมาะสมดังรูป



รูปที่ 2.15 การเข้าและถอดรหัสพีเอสเคแบบเดิม

โดยที่จะได้

$$\phi_3(t) = \begin{cases} \phi_c(t)\phi_1(t) \\ \phi_c(t)\phi_2(t) \end{cases}$$

เป็น $\phi_c(t)\phi_1(t)$ เมื่อข้อมูลเป็น "1" เป็น $\phi_c(t)\phi_2(t)$ เมื่อข้อมูลเป็น "0"

$$= \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega_c t)}{2} \\ \frac{1}{2} - \frac{\cos(2\omega_c t)}{2} \end{cases}$$

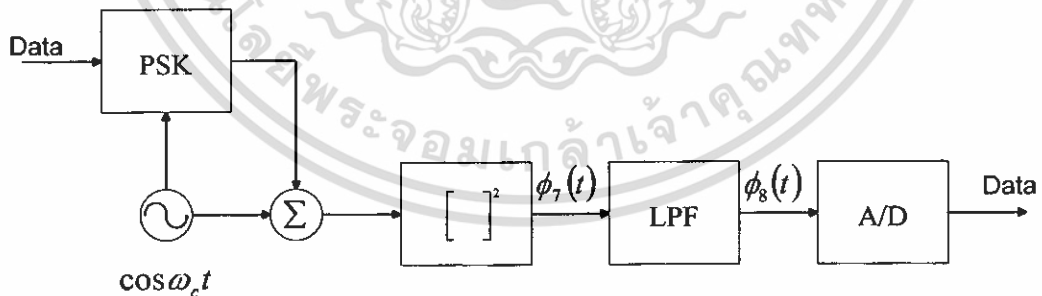
เป็น $\frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega_c t)}{2}$ เมื่อข้อมูลเป็น "1"

เป็น $\frac{1}{2} - \frac{\cos(2\omega_c t)}{2}$ เมื่อข้อมูลเป็น "0"

$$\phi_4(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{cases}$$

เป็น $\frac{1}{2}$ เมื่อข้อมูลเป็น "1" เป็น $-\frac{1}{2}$ เมื่อข้อมูลเป็น "0"

ซึ่งจะเห็นว่าที่ตัวรับจำเป็นต้องมีกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพหุกลับคืนมาเพื่อใช้ในการถอดรหัสข้อมูล และเพื่อเป็นการลดปัญหาดังกล่าวระบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่จะได้เสนอต่อไปนี้ เมื่อทำการสร้างสัญญาณทางเฟสได้เรียบร้อยแล้ว ก่อนที่จะส่งไปเครื่องรับจะทำการบวกสัญญาณคลื่นพหุเข้าไปด้วยก่อนทำการส่ง และทางเครื่องรับจะนำสัญญาณดังกล่าวไปยกกำลังสอง ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ และ A/D เพื่อแปลงเป็นข้อมูลต่อไป ดังรูป



รูปที่ 2.16 การเข้ารหัสและถอดรหัสพีเอสเคแบบใหม่

และในทำนองเดียวกับที่กล่าวไปแล้ว ถ้าให้ $\phi_5(t)$ เป็นสัญญาณที่เข้ารหัสกับข้อมูล "0" และ $\phi_6(t)$ สัญญาณที่เข้ารหัสกับข้อมูล "1"แล้วจะได้ว่า

$$\phi_5(t) = \cos(\omega_c t) + \cos(\omega_c t \pm 180)$$

$$\phi_6(t) = \cos(\omega_c t) + \cos(\omega_c t) = 2 \cos(\omega_c t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นที่ตัวรับจะได้

$$\phi_7(t) = \begin{cases} \phi_5^2 \\ \phi_6^2 \end{cases}$$

เป็น ϕ_5^2 เมื่อข้อมูลเป็น "0" เป็น ϕ_6^2 เมื่อข้อมูลเป็น "1"

$$= \begin{cases} (\cos(\omega_c t) - \cos(\omega_c t - 180))^2 \\ (2\cos(\omega_c t))^2 \end{cases}$$

เป็น $(\cos(\omega_c t) - \cos(\omega_c t - 180))^2$ เมื่อข้อมูลเป็น "0"

เป็น $(2\cos(\omega_c t))^2$ เมื่อข้อมูลเป็น "1"

และเมื่อสัญญาณ $\phi_7(t)$ ถูกนำไปผ่านตัวกรองความถี่ต่ำที่เหมาะสมแล้วจะได้

$$\phi_8(t) = \begin{cases} 0 \\ 1 \end{cases}$$

เป็น 0 เมื่อข้อมูลเป็น "0" เป็น 1 เมื่อข้อมูลเป็น "1"

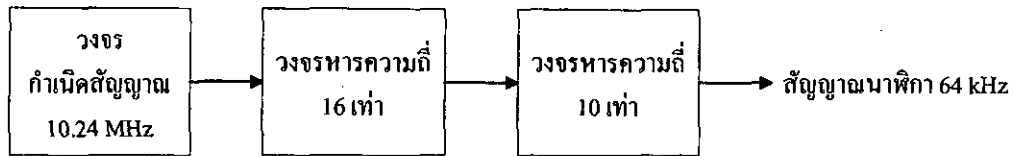
$$= \begin{cases} A^2 + A^2 \cos \theta_1 \\ A^2 + A^2 \cos \theta_2 \end{cases}$$

เป็น $A^2 + A^2 \cos \theta_1$ เมื่อข้อมูลเป็น "0"

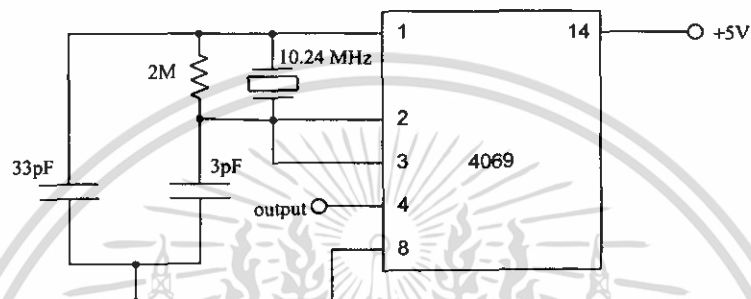
เป็น $A^2 + A^2 \cos \theta_2$ เมื่อข้อมูลเป็น "1"

ถ้า A คือแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ และสัญญาณที่เข้ารหัสทางเฟสแล้ว θ_1 และ θ_2 เป็นมุมที่ทำให้การเข้ารหัส

ซึ่งจะเห็นว่าสามารถเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณข้อมูลได้ นอกจากนั้นยังสามารถนำไปใช้กับสัญญาณที่มีการเข้ารหัสแบบเฟสได้มากกว่า 2 เฟส เป็น M-array เฟสได้ โดยการคิดแปลงเพียงตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณข้อมูลเท่านั้น



รูปที่ 3.2 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 kHz

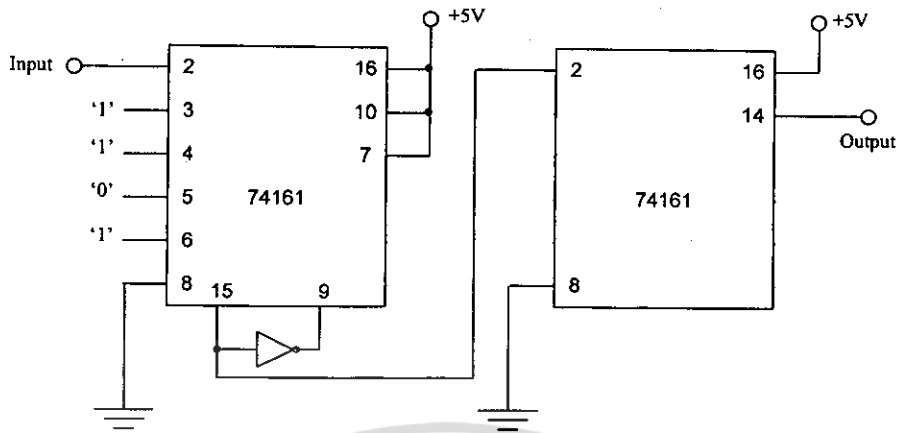


รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณความถี่ 10.24 MHz



รูปที่ 3.4 วงจรหารความถี่ 16 เท่า

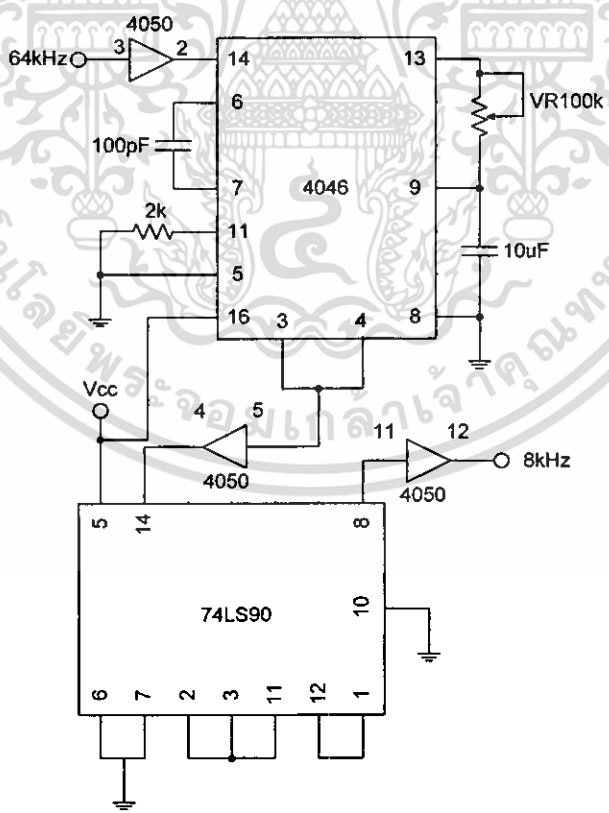
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 วงจรหารความถี่ 10 เท่า

3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

เนื่องจากในส่วนของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลต้องการใช้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 8 kHz ในการแซมปลิงสัญญาณเสียง จึงได้นำสัญญาณนาฬิกา 64 kHz มาผ่านวงจรหารความถี่ 8 เท่า เพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกา 8 kHz

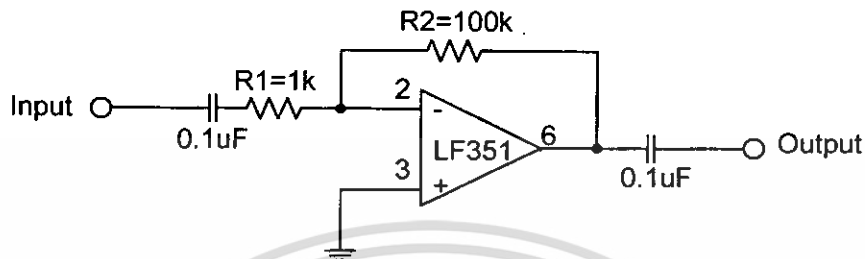


รูปที่ 3.6 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3 วงจรขยายสัญญาณเสียง

เนื่องจากสัญญาณเสียงที่ได้จากไมโครโฟนมีขนาดต่ำ จึงต้องมีวงจรขยายสัญญาณให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้น โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) โดยออกแบบให้มีอัตราขยายได้สูงสุด 100 เท่า



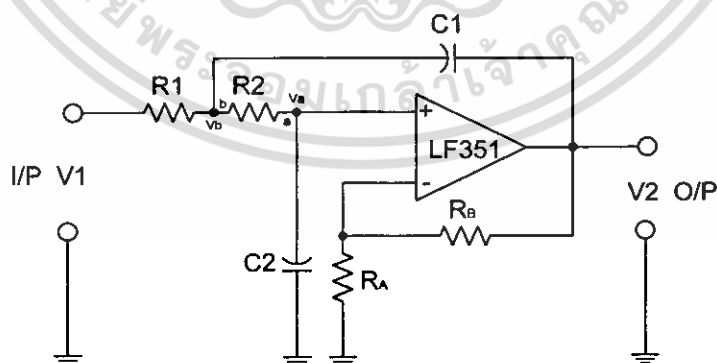
รูปที่ 3.7 วงจรขยายสัญญาณเสียง

3.1.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 kHz

การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำ โดยต้องการให้ความถี่คัทออฟอยู่ที่ 3.4 kHz และความถี่ที่มากกว่า 4 kHz มีขนาดน้อยมากเพื่อป้องกันการเกิดเอเลียสซิง (aliasing) และใช้เพื่อกู้สัญญาณเดิมกลับคืนหลังจากความถี่ต่ำผ่านวงจรแปลงดิจิทัลเป็นอนาลอก จากคุณลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4 จะพบว่าที่ความถี่มากกว่า 4 kHz ยังมีขนาดของสัญญาณที่หลงเหลือจากการกรองมากจึงจำเป็นต้องใช้วงจรนอกรีตฟิลเตอร์ ในการช่วยลดขนาดสัญญาณที่ความถี่มากกว่า 4 kHz ดังนั้นในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะประกอบด้วย 2 ส่วน

1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4
2. วงจรนอกรีตฟิลเตอร์

3.1.4.1 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 4



รูปที่ 3.8 การวางโหนดวงจร Sallen and Key

จากรูป 3.8 สามารถหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_2}{V_a} = 1 + \frac{R_B}{R_A} = K \quad (3.1)$$

Node (a)

$$V_a \left[SC_2 + \frac{1}{R_2} \right] - \frac{1}{R_2} v_b = 0 \quad (3.2)$$

Node (b)

$$v_b \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_1 \right] - \frac{1}{R_1} v_1 - \frac{1}{R_2} v_a - SC_1 v_2 = 0 \quad (3.3)$$

จากสมการ (3.2)

$$V_a \left[\frac{SR_2 C_2 + 1}{R_2} \right] = \frac{1}{R_2} V_B \quad (3.4)$$

$$V_b = V_a [SR_2 C_2 + 1] \quad (3.5)$$

แทน v_b ในสมการ (3.3) จะได้

$$V_a [SR_2 C_2 + 1] \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_1 \right] - \frac{1}{R_1} V_1 - \frac{1}{R_2} V_a - SC_1 V_2 = 0 \quad (3.6)$$

จากสมการที่ (3.1)

$$V_a = \frac{V_2}{K}$$

แทน V_a ลงในสมการ (3.6)

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K/R_1 R_2 C_1 C_2}{S^2 + S \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{K}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

จากสมการทั่วไปของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$$T(s) = \frac{K \omega_0^2}{S^2 + (\omega/Q)S + \omega_0^2} \quad (3.7)$$

จากสมการ ถ้าเราให้ $C_1=C_2=1$ และ $R_1=R_2=1$ เพื่อลดความซับซ้อนของสมการลงจะได้ดังนี้

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{K}{S^2 + (3-K)S + 1} \quad (3.8)$$

จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

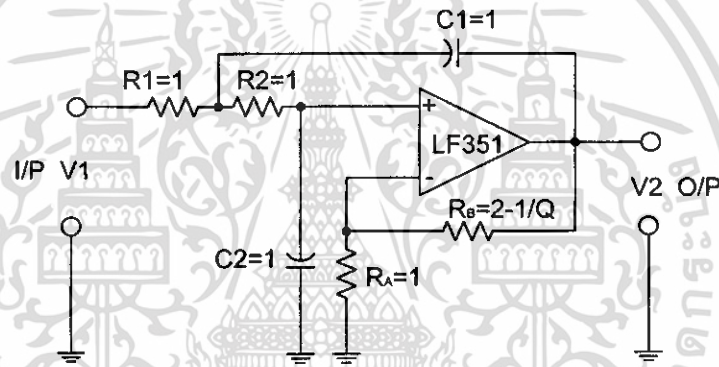
$$Q = \frac{1}{3-K} \quad (3.9)$$

การออกแบบที่ 1 โดยที่ $K = 3 - 1/Q$
สำหรับการออกแบบเราจะใช้ค่า

$$K = 3 - \frac{1}{Q} = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad (3.10)$$

เมื่อให้ $R_A = 1$

$$\text{จะได้ } R_B = 2 - \frac{1}{Q}$$



รูปที่ 3.9 วงจร Sallen and Key ที่มี $K=3-1/Q$

การออกแบบที่ 2 โดยที่ $K=1$

จากสมการ (3.8) เมื่อ $K=1$ จะได้

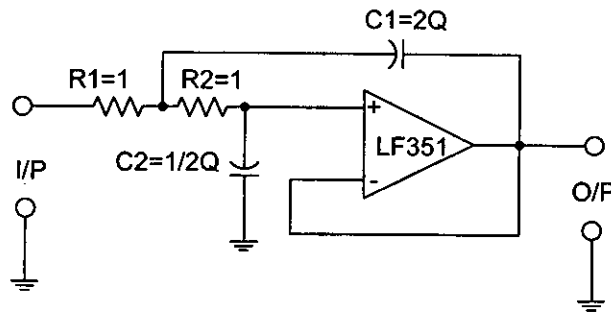
$$\frac{R_B}{R_A} = 0 \quad \therefore R_B = 0$$

ให้ $R_1 = R_2 = 1$ และ $\omega_0 = 1$ จะมี 2 เงื่อนไข คือ

$$\frac{2}{C_1} = \frac{1}{Q} \quad \text{และ} \quad C_1 C_2 = 1$$

$$C_1 = 1Q \quad \text{และ} \quad C_2 = \frac{1}{2Q}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 วงจร Sallen and Key ที่มี K=1

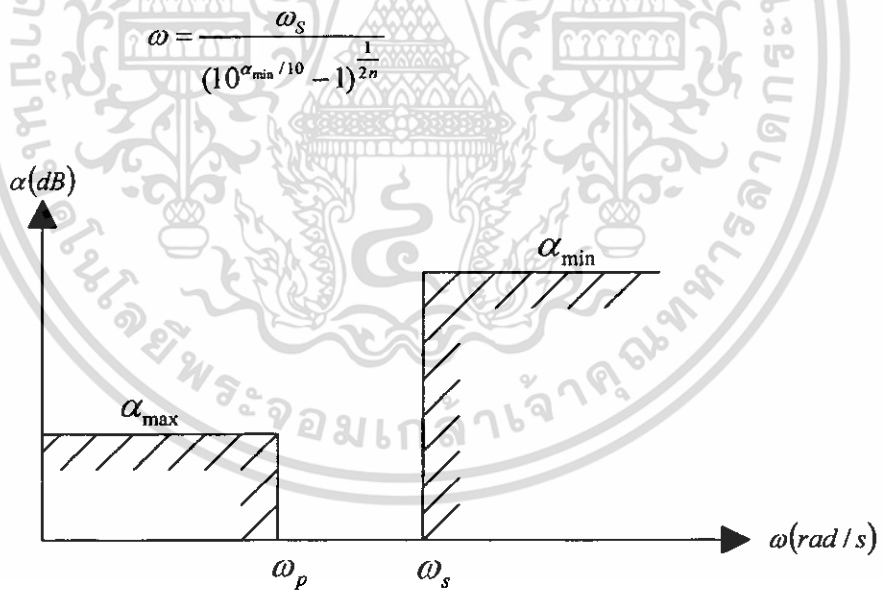
ψ คือ มุมของโพลและ n คือ อันดับของวงจรกรองความถี่ที่ต่ำผ่าน
 $\psi = \pm 90^\circ / n$ โดยมุมของโพลจะแยกออกเป็น $\psi = 180^\circ / n$
 เมื่อ $n=4$ จะได้

$$\psi = \pm 22.5^\circ, \pm 67.5^\circ$$

จาก

$$Q = \frac{1}{2 \cos \psi}$$

เมื่อแทนค่ามุมของโพลจะได้ค่า Q เท่ากับ 0.541 และ 1.306



รูปที่ 3.11 แสดงตำแหน่งของ $\omega_s, \omega_p, \alpha_{min}$ และ α_{max}

จากรูปที่ 3.11 สามารถกำหนดค่าได้ดังนี้

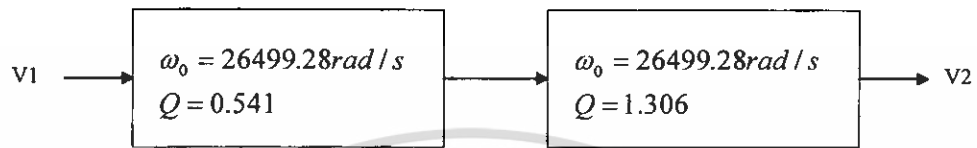
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\alpha_{\min} = 30db$$

$$\omega_p = 10kHz$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi \times 10kHz}{(10^{30/10} - 1)^{1/8}} = 26499.28rad/s$$

$$\omega_s = 4kHz$$



รูปที่ 3.12 แสดงการกำหนด ω_0 และ Q ของวงจรในแต่ละส่วน

$$kf = \omega_0 = 26499.28rad/s$$

จาก

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{kmkf} \text{ และ } R_{new} = kmR_{old}$$

ให้

$$C_{new} = 10nf$$

$$\therefore km = \frac{C_{old}}{C_{new}kf} = \frac{1}{10 \times 10^{-9} \times 26499.28} = 3773.02$$

จากรูปที่ 3.11 สามารถออกแบบวงจรส่วนแรกได้ค่า

$$R = 3773.02\Omega$$

$$C = 10nf$$

$$R_B = 2 - \frac{1}{Q}$$

เราจะต้องให้ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านมีการพุ่งเกิน (over shoot) เกิดขึ้นเล็กน้อยเพื่อใช้หลังจากการรวมกับวงจรนอกรีฟิวเตอร์แล้วจะไม่ทำให้ผลตอบสนองทางความถี่รวมลดลงมากเกินไปในช่วงความถี่ 3 kHz ดังนั้นจึงเพิ่มค่า Q ขึ้นจาก เป็น

$$R_B = 2 - \frac{1}{0.62} = 0.387$$

$$R_B = kmR_{old} = 1.5kHz$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.12 สามารถออกแบบวงจรส่วนสองได้

$$R = 3773.02\Omega$$

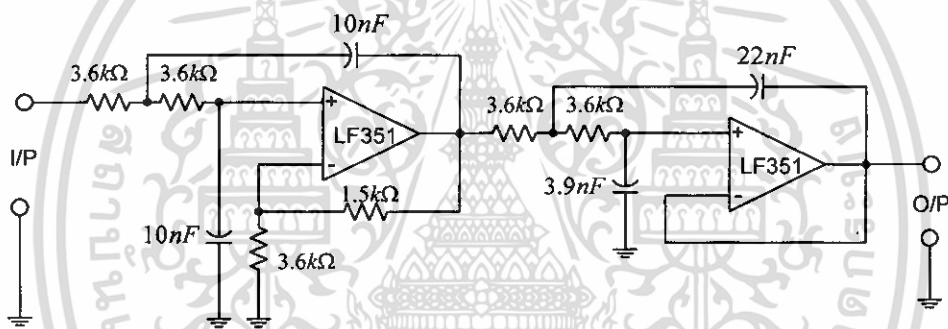
$$C_1 = 2Q = 1.306 \times 2 = 2.612$$

$$C_{new} = \frac{C}{k m k f} = 26.12 n f$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q} = \frac{1}{2 \times 1.306} = 0.382$$

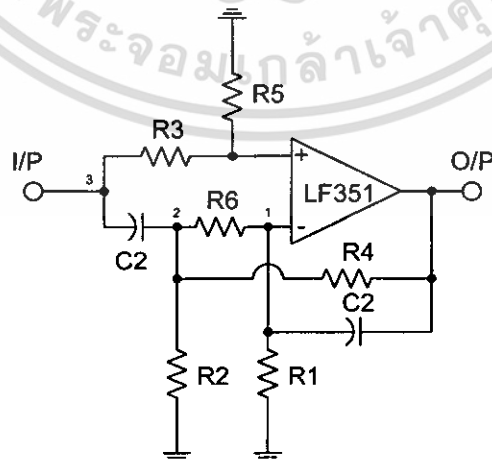
$$C_{new} = \frac{C_{old}}{k m k f} = 3.82 n f$$

เมื่อนำค่าที่ได้มาต่อวงจร จะได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4

3.1.4.2 การออกแบบวงจรนอซ์ฟิลเตอร์



รูปที่ 3.14 วงจรนอซ์ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.14 สามารถวิเคราะห์หาฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร สามารถหาได้ดังนี้

$$v \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} \right) - \frac{1}{R_3} v_m = 0$$

$$v_1 = \left[\frac{R_5}{R_3 + R_5} \right] V_m$$

เมื่อ $k = \frac{R_5}{R_3 + R_5}$

$$v_1 = k v_m$$

Node(1)

$$v_2 = k R_6 \left[\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_1} + S C_1 \right] V_m - S C_1 R_6 V_0 \quad (3.11)$$

Node(2)

$$V_2 \left[S C_2 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_4} \right] - \frac{V_0}{R_4} - S C_2 V_m - \frac{1}{R_6} V_1 = 0 \quad (3.12)$$

แทน (3.11) ใน (3.12)

$$\left[k R_6 \left(\frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_1} S C_1 \right) V_m - S C_1 R_6 V_0 \right] \left[S C_2 + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6} + \frac{1}{R_4} \right] - \frac{V_0}{R_4} - S C_2 V_m - \frac{k}{R_6} V_m = 0$$

เมื่อ $R_{24} = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}$

จะได้

$$\frac{V_o}{V_m} = \frac{k \left[S^2 + S \left(\frac{1}{R_6 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_4 C_2} - \frac{1}{R_6 C_1} \left(\frac{R_3}{R_5} \right) \right) + \frac{R_6 + R_1 + R_{24}}{R_{24} R_6 R_1 C_1 C_2} \right]}{S^2 + S \left(\frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \right) + \frac{1}{R_6 R_4 C_1 C_2}} \quad (3.13)$$

$$T(S) = \frac{S^2 + \omega_z^2}{S^2 + (\omega_o / Q)S + \omega_o^2} \quad (3.14)$$

ให้ $S = j\omega = 0$ และเทียบความสัมพันธ์สมการที่ (3.13) และ (3.14)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} = \frac{R_1 + R_{24} + R_6}{R_1 R_{24} R_6 C_1 C_2} X(R_4 R_6 C_1 C_2)$$

$$\frac{\omega_z^2}{\omega_0^2} = 1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_6}{R_1} + \frac{R_6 R_4}{R_1 R_2} \quad \text{เมื่อ } \omega_0 = 1$$

$$\omega_z^2 = 1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_1} + \frac{R_6}{R_1} + \frac{R_6 R_4}{R_1 R_2} \quad (3.15)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_4 R_6 C_1 C_2} \quad \text{เมื่อ } \omega_0 = 1$$

$$R_4 R_6 C_1 C_2 = 1 \quad (3.16)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2} \quad \text{เมื่อ } \omega_0 = 1$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{R_2 + R_4}{R_2 R_4 C_2} \quad (3.17)$$

$$R_3 = \frac{R_5 C_1}{C_2} + \frac{(R_2 + R_4) R_6 R_5 C_1}{R_2 R_4 C_2} + \frac{R_5 R_6}{R_1} \quad (3.18)$$

จาก $\frac{\omega_0}{Q} = \frac{1}{R_6 C_2} + \frac{1}{R_{24} C_2}$

เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ ให้ $R_6 = R_{24} = 1$ และ $\omega_0 = 1$

$$\therefore C_2 = 2Q = 2 \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.16)

$$C_1 = \frac{1}{2QR_4} \quad (3.20)$$

จาก $R_{24} = \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} = 1$

$$R_2 = \frac{R_4}{R_4} - 1 \quad (3.21)$$

กำหนดให้

$$R_4 = 1.05$$

$$\therefore R_2 = 21$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.20)

$$\therefore C_1 = 0.476$$

กำหนดให้

$$\omega_2^2 = 1.25$$

แทนค่า R_2, R_4, R_6 และ ω_2^2 ในสมการที่ (3.11)

ดังนั้นจะได้ $R_1 = 1.05$

จากสมการที่ (3.18) ให้ $R_5 = 1$

$$\therefore R_3 = 0.571$$

จากค่า R และ C ที่ทำได้ จะสามารถหาค่าที่ใช้งาน ได้ดังนี้

$$R_{new} = k_m R_{old} \text{ และ } C = \frac{C_{old}}{k_m k_f}$$

$$\omega_0 = 2\pi \times 5kHz = 31415.92 rad/s$$

กำหนดให้ $k_m = 1511.97$ และ $k_f = 31415.92$

จะได้ค่าต่างๆในวงจรดังนี้

$$R_1 = 15.87 K\Omega$$

$$R_2 = 31.75 K\Omega$$

$$R_3 = 863.33 K\Omega$$

$$R_4 = 1.587 K\Omega$$

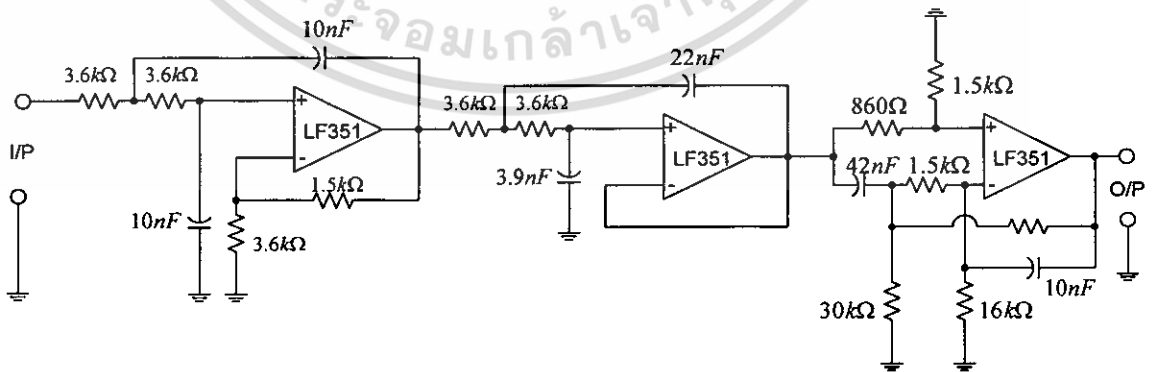
$$R_5 = 1.511 K\Omega$$

$$R_6 = 1.511 K\Omega$$

$$C_1 = 10nF$$

$$C_2 = 10nF$$

เมื่อนำวงจรออกซ์ฟิลเตอร์ร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 4 จะได้วงจรกรองความถี่ต่ำรวมแสดงดังในรูปที่ 3.15

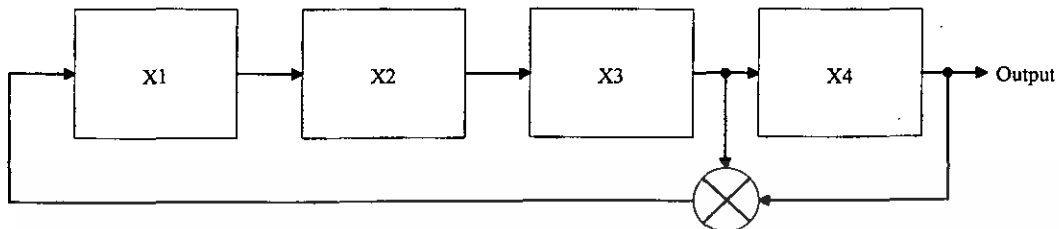


รูปที่ 3.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 วงจรสร้างสัญญาณ PN code

วงจรสร้างสัญญาณรหัสสอกรแบบโดยใช้รีจิสเตอร์ 4 ตัว ซึ่งสร้างจาก D Flip-Flop โดยมีการป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุตจากรีจิสเตอร์ตัวที่ 3 และ 4 โดยจะสร้างรหัสแบบสุ่มที่จะซ้ำค่าเดิมทุกๆ 15 บิต



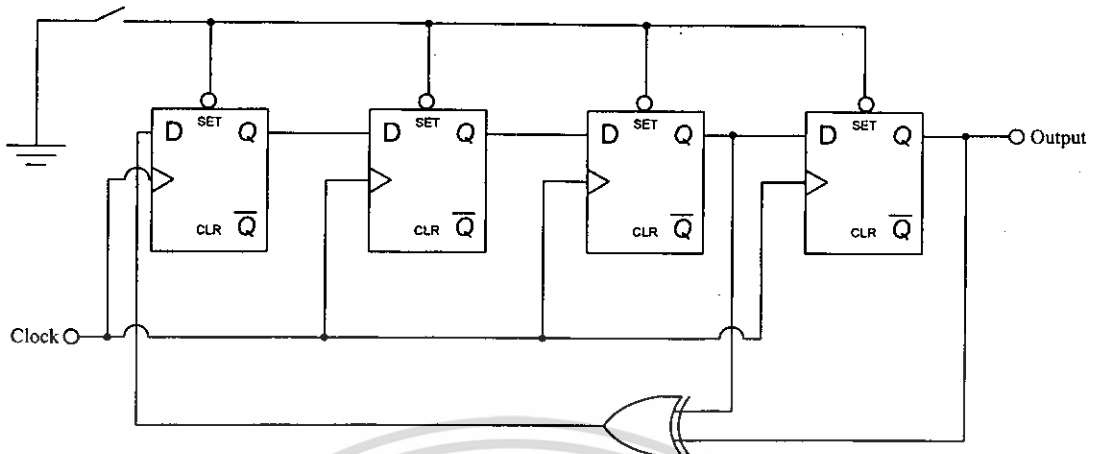
รูปที่ 3.16 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณรหัส

กำหนดให้ค่าตั้งต้นในรีจิสเตอร์เป็น 1100 ตามลำดับ จะสัญญาณรหัสเป็น 001101011110001 วนรอบไปเรื่อยๆ สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.1

บิตที่	X1	X2	X3	X4 (Output)
1: ค่าตั้งต้น	1	1	0	0
2	0	1	1	0
3	1	0	1	1
4	0	1	0	1
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	1	1	1	0
8	1	1	1	1
9	0	1	1	1
10	0	0	1	1
11	0	0	0	1
12	1	0	0	0
13	0	1	0	0
14	0	0	1	0
15	1	0	0	1
เริ่มคาบใหม่	1	1	0	0

ตารางที่ 3.1 การทำงานของวงจรสร้างสัญญาณรหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.17 วงจรสร้างสัญญาณรหัส

3.1.6 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม

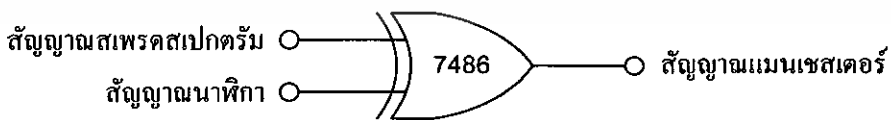
วงจรนี้จะทำหน้าที่แฉสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูล โดยนำสัญญาณข้อมูลมา Exclusive - OR กับสัญญาณรหัส



รูปที่ 3.18 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม

3.1.7 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

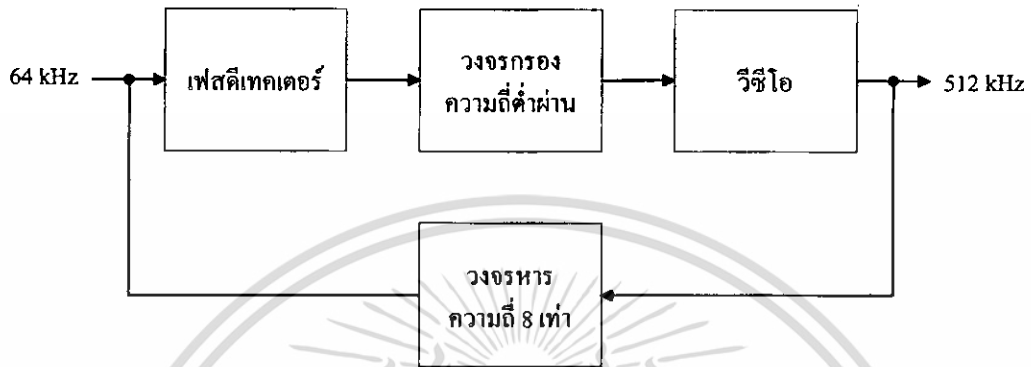
เมื่อได้สัญญาณสเปกตรัมแล้ว เราจะทำการเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์ เพื่อให้ภาครับสามารถทำการกู้คืนสัญญาณนาฬิกาได้



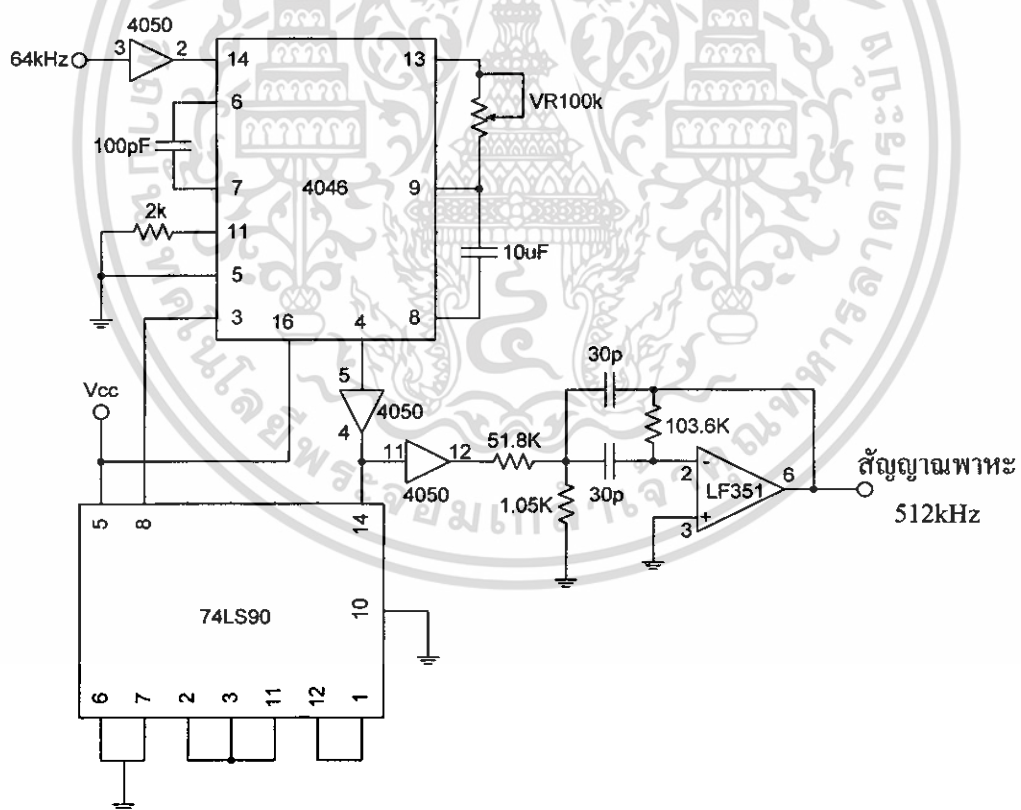
รูปที่ 3.19 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

3.1.8 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

วงจรนี้จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณไซน์ความถี่ 512 kHz เพื่อใช้เป็นสัญญาณพาหะในวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์โดยใช้วงจรเฟสล็อกกลุ่บนำสัญญาณนาฬิกา 64 kHz ไปคูณ 8 ก็จะได้สัญญาณ 512 kHz พอดี โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจึงต้องนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ผ่าน 512 kHz จะได้สัญญาณรูปไซน์ออกมา



รูปที่ 3.20 แผนผังการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

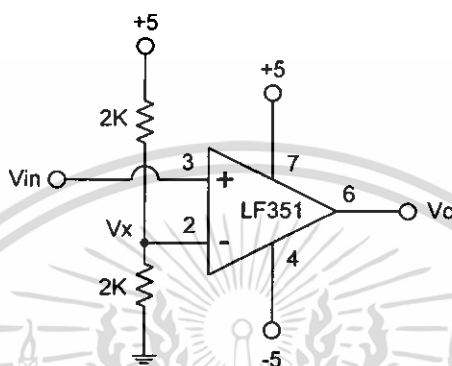


รูปที่ 3.21 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.9 วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ

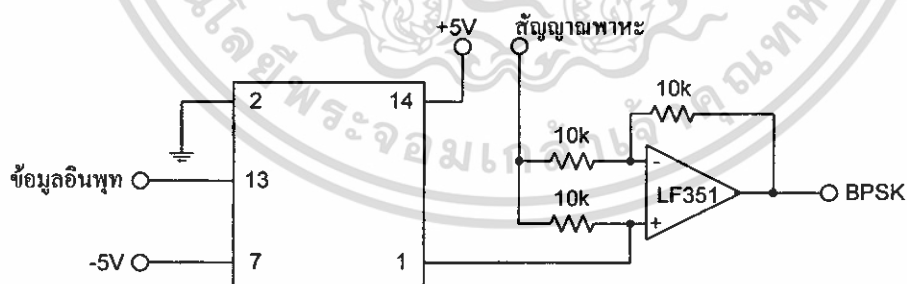
ใช้ Op-Amp เป็นตัวเปรียบเทียบระดับแรงดันที่เข้ามาที่ขาอินพุตบวกของ Op-Amp โดยจะเปลี่ยนค่าแรงดันอินพุตที่เข้ามาจาก 0V กับ 5V ให้เป็นแรงดันบวก ออกแบบให้ระดับแรงดันอ้างอิงเท่ากับ 2.5V ถ้าแรงดันอินพุตมีค่ามากกว่า 2.5V เอาท์พุทของ Op-Amp จะมีค่าเป็นบวก แต่ถ้าแรงดันอินพุตมีค่าน้อยกว่า 2.5 V เอาท์พุทของ Op-Amp จะมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 3.22 วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ

3.1.10 วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

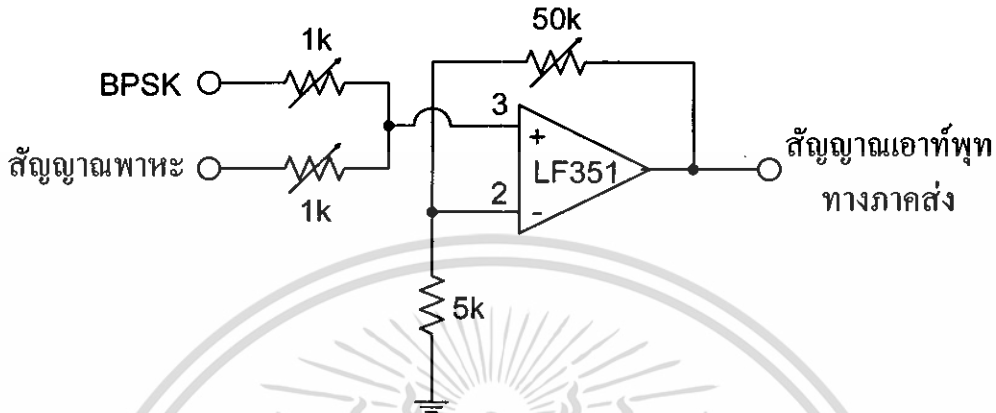
วงจรมีใช้ไอซีเบอร์ 4066 ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ปิดเปิดให้กับวงจรถายสัญญาณ ทำให้เกิดการขยายสัญญาณเป็น 2 ลักษณะ คือ เมื่อข้อมูลเข้ามาเป็น "1" วงจรถายขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ถ้าข้อมูลเข้ามาเป็น "0" วงจรถายขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ทำให้สัญญาณพาหะที่ผ่านวงจรมีสวิตช์ควบคุมด้วยสัญญาณข้อมูลนี้ จะเป็นสัญญาณแบบ BPSK



รูปที่ 3.23 วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

3.1.11 วงจรรวมสัญญาณ

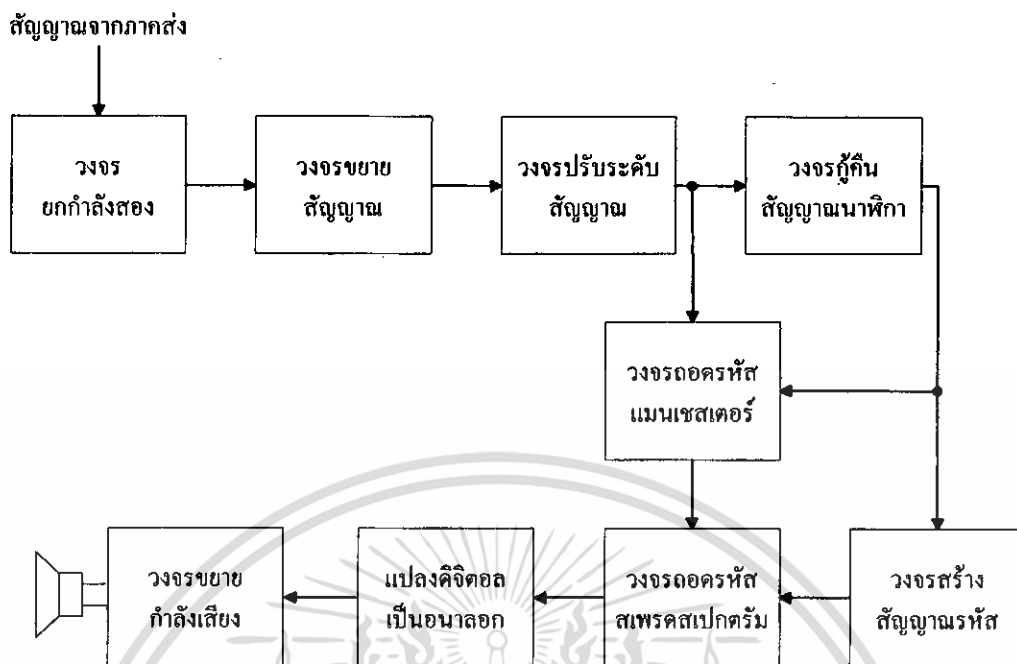
วงจรรวมสัญญาณนี้จะทำการรวมสัญญาณระหว่างสัญญาณ BPSK กับสัญญาณพาหะ เพื่อให้เป็นระบบที่ไม่ต้องกู้สัญญาณพาหะทางภาครับ โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ BPSK รวมกับสัญญาณพาหะ และทำการส่งไปตามสายโคแอกเซียลให้กับทางภาครับ



รูปที่ 3.24 วงจรรวมสัญญาณ

3.2 การออกแบบวงจรภาครับ

ทางภาครับนั้นจะรับสัญญาณที่ทางภาคส่งส่งมาตามสายโคแอกเซียล ซึ่งเป็นสัญญาณ BPSK รวมกับสัญญาณพาหะ 512 kHz ทางภาครับจะทำการกู้สัญญาณรหัสดิจิทัลกลับคืนมาโดยอาศัยหลักการกู้สัญญาณโดยไม่ต้องกู้สัญญาณพาหะ ซึ่งทำได้โดยนำไปผ่านวงจรยกกำลังสอง โดยสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองนั้นจะอยู่ในรูปของสัญญาณรหัสดิจิทัลแบบแมนเชสเตอร์ปนอยู่กับสัญญาณพาหะที่มีความถี่สองเท่า ซึ่งเป็นสัญญาณความถี่สูง เพราะฉะนั้นสัญญาณจะเป็นรูปของสัญญาณดิจิทัลที่มีความถี่สูงขึ้นอยู่กับทฤษฎีเราจะกรองความถี่สูงนี้ออก แต่จากรูปสัญญาณพบว่าถ้าเราทำการขยายระดับสัญญาณให้มีระดับที่เหมาะสมในการปรับระดับแรงดันแล้ว จะทำการปรับระดับแรงดันให้เป็นสัญญาณดิจิทัลได้ โดยสัญญาณดิจิทัลที่ได้จะอยู่ในรูปของรหัสแมนเชสเตอร์ซึ่งจะถูกนำไปใช้ในการกู้สัญญาณนาฬิกา เมื่อได้สัญญาณนาฬิกาแล้ว ก็จะมีการถอดรหัสแมนเชสเตอร์ และทางภาครับจะทำการสร้างสัญญาณรหัสขึ้นมาเพื่อนำไปถอดรหัสสัญญาณสเปคสเปกตรัมเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา

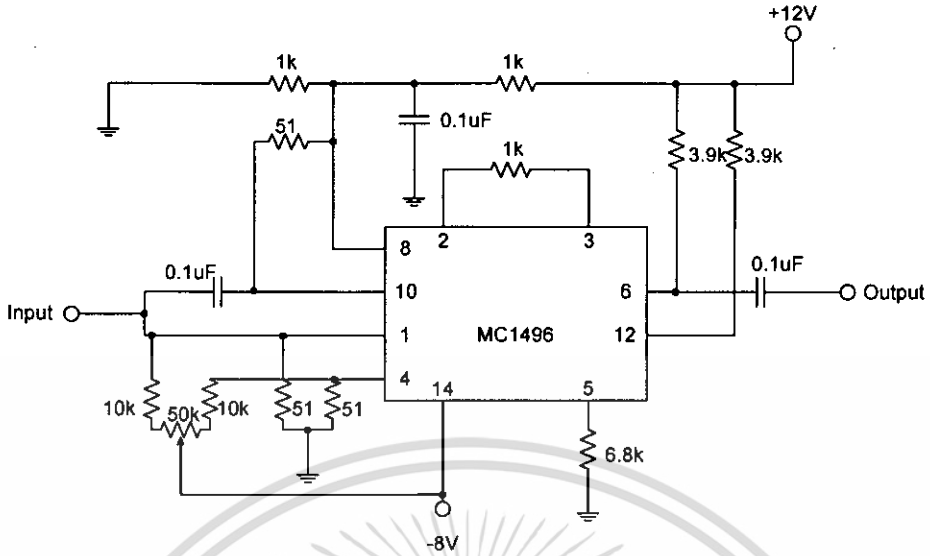


รูปที่ 3.25 แผนผังการทำงานของวงจรภาครับ

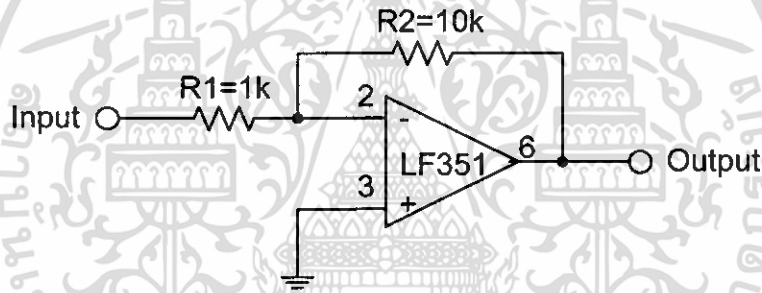
3.2.1 วงจรบีทีเอสเคเอ็มอูเลเตอร์

ประกอบด้วยวงจร 3 ส่วนคือ

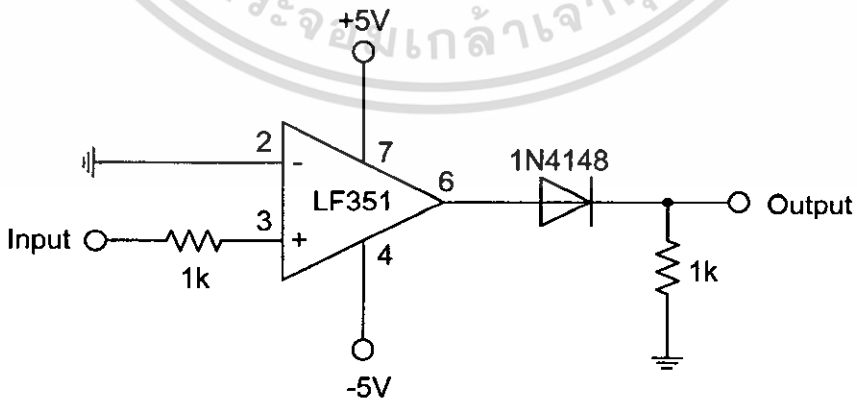
- วงจรยกกำลังสอง ทำหน้าที่ในการนำสัญญาณที่รับได้ มายกกำลังสอง เพื่อทำการกู้สัญญาณดิจิทัลแบบไม่ต้องกู้สัญญาณพาหะ โคนใช้วงจรทูน MC1496 มาทำเป็นวงจรยกกำลังสอง โดยการป้อนสัญญาณอินพุตทั้งสองเป็นสัญญาณเดียวกัน
- วงจรขยายสัญญาณ ทำหน้าที่ในการขยายระดับสัญญาณ ให้มีระดับสูงขึ้นเพื่อนำไปทำการปรับระดับสัญญาณ
- วงจรแปลงสัญญาณ 2 ระดับ เป็น 1 บิต วงจรนี้จะทำการแปลงสัญญาณให้เป็นสัญญาณดิจิทัลที่มีระดับแรงดัน 0V กับ 5V และนอกจากนี้ยังสามารถทำให้สัญญาณที่มีความถี่สูงขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณที่เรีบด้วย



รูปที่ 3.26 วงจรยกกำลังสอง



รูปที่ 3.27 วงจรขยายสัญญาณ

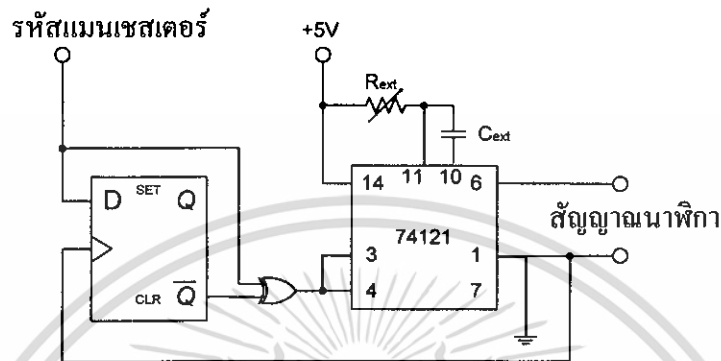


รูปที่ 3.28 วงจรแปลงสัญญาณ 2 ระดับ เป็น 1 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกา

ข้อมูลในบิต D_1 ที่ได้จากวงจรตีมอดูเลตแบบไมกึ่งสัญญาณพาหะที่เป็นสัญญาณแมนเชสเตอร์ ถูกนำมาเข้าวงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาเพื่อให้ได้สัญญาณนาฬิกากลับคืนมา สำหรับใช้ในวงจรทางภาครับ ในวงจรจะใช้ ดี-ฟลิปฟล็อป, เอกซ์คลูซีฟออร์เกท และ โมโนสเตเบิล



รูปที่ 3.29 วงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกา

โดยค่าความต้านทาน (R) และ ค่าตัวเก็บประจุ (C) ที่ใช้ในวงจรกึ่งสัญญาณนาฬิกาในรูปที่ 3.29 แสดงการคำนวณ ได้ดังนี้

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{64\text{kHz}} = 15.625\ \mu\text{s}$$

จาก

$$T = KCR$$

โดยที่

$$K \approx 0.7$$

$$T = \text{ความกว้างของพัลส์ของสัญญาณนาฬิกา} \quad \text{หน่วย ns}$$

$$C = \text{ค่าของตัวเก็บประจุ} \quad \text{หน่วย pF}$$

$$R = \text{ค่าความต้านทาน} \quad \text{หน่วย k}\Omega$$

กำหนดให้ $C = 0.01\ \text{pF}$

$$R = \frac{T}{KC} = \frac{15.625 \times 10^{-6}}{0.7 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 2232.14\ \Omega$$

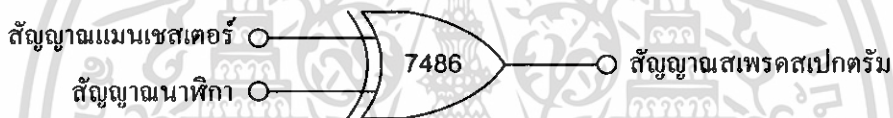
ค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ได้จะเป็นตัวกำหนดค่าคงที่เวลาในการต่อวงจรจะกำหนดให้ค่าความต้านทานเป็นแบบปรับค่าได้เพื่อสามารถปรับค่าเวลาของโมโนสเตเบิลได้ เวลาใช้งานจะปรับค่าคาบเวลา ให้ได้ค่าควิตีไซเคิล มากกว่า 50 % เล็กน้อย โดยสัญญาณนาฬิกาที่ได้จริงจะกลับเฟสกับทางภาคส่ง จึงเลือกสัญญาณที่ขา \bar{Q} ซึ่งมีค่าควิตีไซเคิล ต่ำกว่า 50 % เล็กน้อย แต่มีเฟสตรงกับภาคส่ง เพื่อที่จะกู้ข้อมูลเดิมได้ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มต้นการทำงานสัญญาณรหัสแมนเชสเตอร์ จะแยกเข้าขา D ของดี-ฟลิปฟล็อป และขา 1 ของเอกซ์คลูซีฟออร์เกทเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ซึ่งจะทำให้โมโนสเตเบิลทำงานเนื่องจากโมโนสเตเบิลทำงานที่ขอบข้างของสัญญาณ สัญญาณพัลส์จะถูกสร้างออกมาที่ขา 6 ของไอซีซึ่งจะมีความกว้างพัลส์เท่ากับค่าคงที่เวลา RC สัญญาณที่ขา 1 จะเป็นส่วนกลับของสัญญาณที่ขา 6 ซึ่งเราจะนำไปเข้าขาสัญญาณนาฬิกาของดี-ฟลิปฟล็อป เพื่อทริกให้ฟลิปฟล็อปปรับสัญญาณแมนเชสเตอร์ที่ขอบขาขึ้นของสัญญาณนาฬิกา จะทำให้สัญญาณขา 2 ของเอกซ์คลูซีฟออร์เกท ตรงข้ามกับสัญญาณที่เข้าขา 1 ทำให้เอาท์พุทของเอกซ์คลูซีฟออร์เกทเป็น 1 เมื่ออินพุททางขา 1 เปลี่ยนตามรหัสแมนเชสเตอร์แต่ขา 2 ไม่เปลี่ยนเนื่องจากไม่มีสัญญาณนาฬิกาทริก จึงทำให้สถานะของเอกซ์คลูซีฟออร์เกทเปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 เกิดขอบขาลงไปทริกโมโนสเตเบิลวนไปเรื่อยๆ อยู่เช่นนี้ จะได้สัญญาณนาฬิกาออกมาที่ขา 1 ของโมโนสเตเบิล

3.2.3 วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์

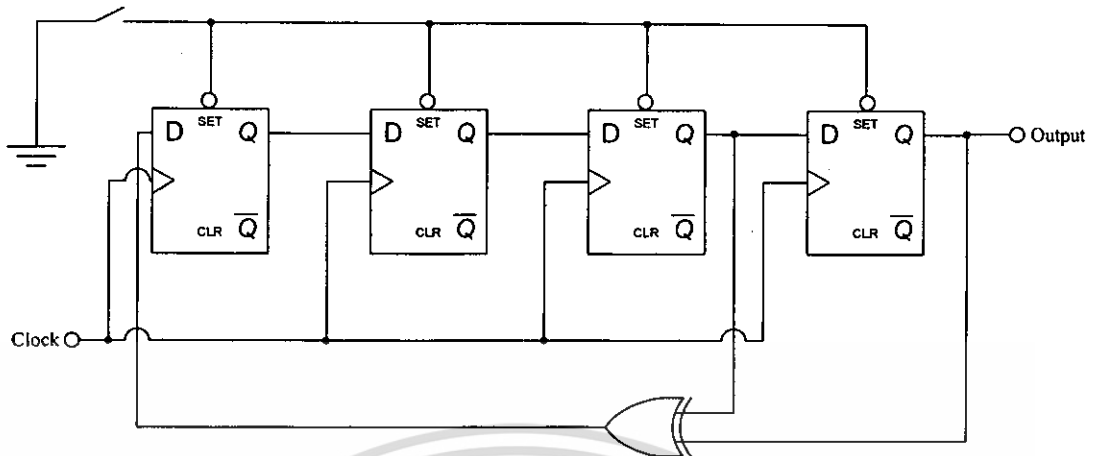
การถอดรหัสแมนเชสเตอร์ทำได้โดยการนำสัญญาณนาฬิกาที่รู้ได้มา Exclusive - OR กับสัญญาณรหัสแมนเชสเตอร์ จะได้เป็นสัญญาณสเปกตรัม



รูปที่ 3.30 วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์

3.2.4 วงจรสร้างสัญญาณ PN code

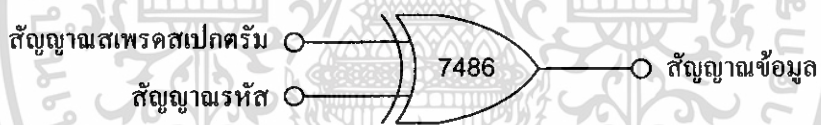
ทำหน้าที่สร้างสัญญาณรหัสให้กับทางภาครับ เพื่อใช้ในการถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม ซึ่งรหัสที่ได้ต้องเหมือนกับสัญญาณรหัสที่ใช้ในภาคส่ง



รูปที่ 3.31 วงจรสร้างสัญญาณรหัส

3.2.5 วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม

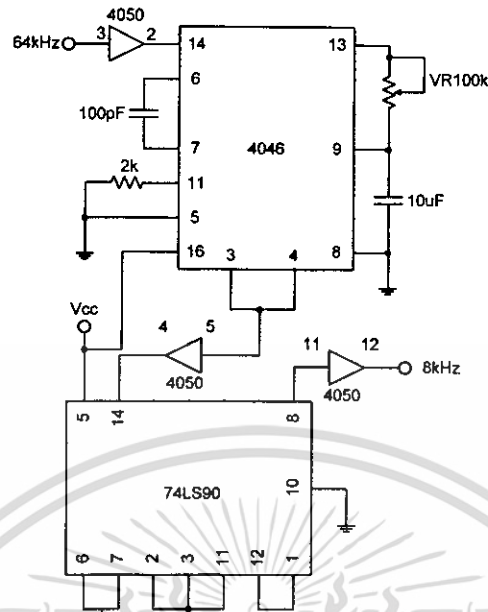
การถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัมทำได้โดยการนำสัญญาณรหัสที่ภาครับสร้างขึ้น มา Exclusive – OR กับสัญญาณสเปกตรัม จะทำให้ได้ข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.32 วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม

3.2.6 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

เนื่องจากในส่วนของภาคส่งใช้สัญญาณนาฬิกา 8 kHz ในการเขมปลิ่งสัญญาณเสียง ดังนั้นในภาครับจึงต้องใช้สัญญาณนาฬิกา 8 kHz เช่นเดียวกันในการแปลงสัญญาณเสียงกลับคืนมา โดยนำสัญญาณนาฬิกา 64 kHz ที่ได้จากวงจรคู่สัญญาณนาฬิกา มาผ่านวงจรหารความถี่ 8 เท่า จะได้สัญญาณนาฬิกา 8 kHz ตามที่ต้องการ



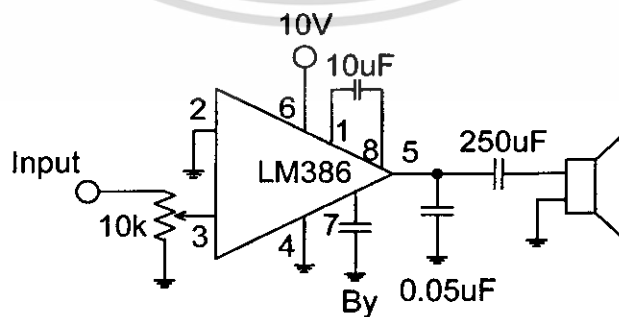
รูปที่ 3.33 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

3.2.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 kHz

เนื่องจากสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณเสียง มีความถี่สูงปนอยู่ด้วย จึงต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน กรองเอาเฉพาะสัญญาณเสียงเท่านั้น ซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะใช้หลักการเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 3.1.4

3.2.8 วงจรขยายกำลังเสียง

เอาต์พุตจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมีขนาดต่ำ จึงต้องใช้วงจรขยายกำลังเสียงเพื่อขับออกลำโพง โดยใช้วงจรตามการประยุกต์ใช้งานของ LM356 ดังรูป



รูปที่ 3.34 วงจรขยายกำลังเสียงโดยใช้ LM386

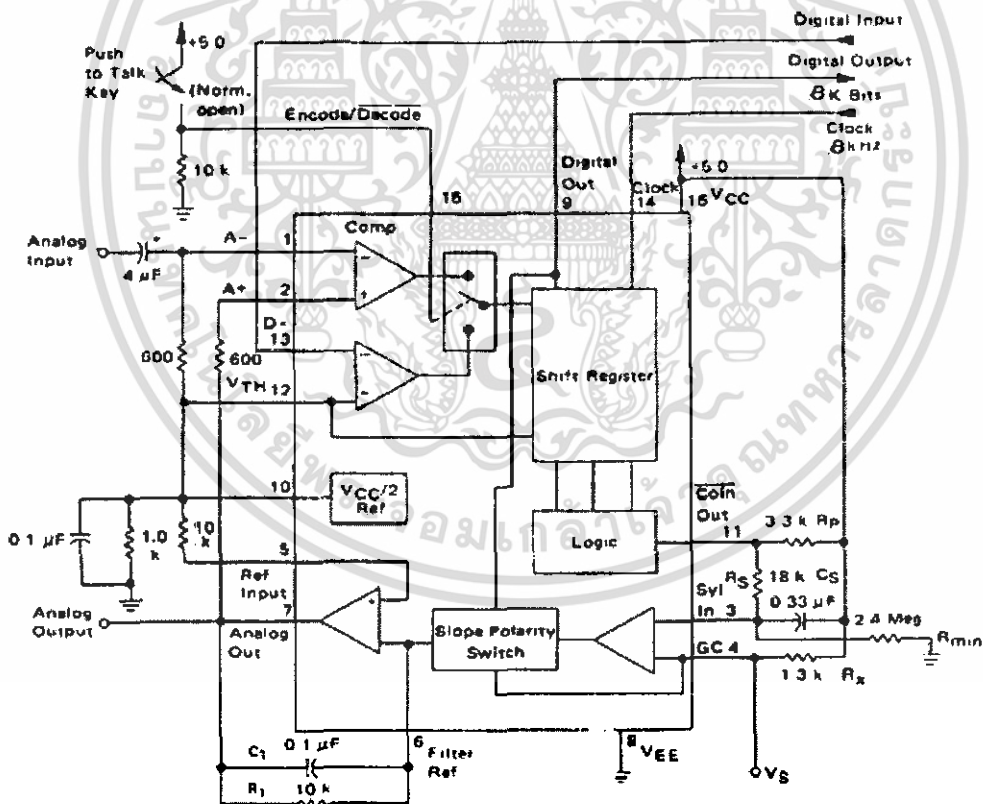
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอก

ในการออกแบบวงจรจะใช้ไอซีเบอร์ MC3418 ซึ่งเป็น Continuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator การต่อให้ทำงานเป็นวงจรเข้ารหัสและถอดรหัสแสดงดังในรูปที่ 3.35 ไอซีเบอร์นี้เป็น CVSD แบบใช้งานทั่วไป ผู้ใช้สามารถออกแบบปรับปรุงได้ มีสิ่งที่ต้องการกำหนดและออกแบบ 7 ข้อคือ

1. กำหนดความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (clock rate)
2. ขนาดของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ต้องใช้ (3 หรือ 4 บิต)
3. เลือกอัตราขยายรูป
4. กำหนดขนาดขั้น (step) ที่เล็กที่สุด
5. ออกแบบฟังก์ชันถ่วง โอนของอินทิเกรชันฟิลเตอร์
6. ออกแบบฟังก์ชันถ่วง โอนของ syllabic filter
7. ออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ขั้นตอนในการออกแบบวงจรพื้นฐานในรูปที่ 3.35 แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 3.35 วงจรเข้ารหัสและถอดรหัสแบบ Continuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator

3.3.1 สัญญาณนาฬิกา

ในการออกแบบขั้นต้น เราต้องกำหนดคาบเวลาของ CVSD ซึ่งจำนวนบิตเรทนี้ก็คือ สัญญาณนาฬิกาที่ต้องใช้นั่นเอง เนื่องจากวงจรสร้างสัญญาณที่เป็นอนุกรมออกมาเลย ดังนั้นบิตเรทและสัญญาณนาฬิกาหรือความถี่ที่ต้องการแซมปลิง ก็คือตัวเดียวกันนั่นเอง ถ้าความถี่ของสัญญาณนาฬิกาสูง S/N ก็จะสูงไปด้วย

3.3.2 ขนาดของชิพรีจิดเตอร์

หลังจากการกำหนดบิตเรทแล้ว ก็ต้องทำการกำหนดขนาดของชิพรีจิดเตอร์ ซึ่งเป็นตัวเก็บข้อมูลของสัญญาณในช่วงเวลาที่ได้ผ่านมาก่อนหน้านี้แล้ว เพื่อควบคุมอัตราขยายของอินทิเกรเตอร์ ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับสัญญาณนาฬิกาด้วย ดังนั้นที่อัตราส่วนต่ำกว่า 16 kHz ควรใช้รีจิดเตอร์ขนาด 3 บิต ซึ่งจะให้ผลดีที่สุด และจาก 16 kbit ขึ้นไปจะใช้ 3 หรือ 4 บิต อย่างไรก็ตามอย่างหนึ่ง สำหรับ 4 บิต จะให้ S/N ที่ราบเรียบกว่า เพราะว่ารีจิดเตอร์มีการเก็บข้อมูลที่ยาวกว่า อย่างไรก็ตามผลตอบสนองของทรานเซียน จะไม่ดีเท่าที่ควร เนื่องจากการคอมแพนชิ่ง ดังนั้นไอซีเบอร์ MC3418 ซึ่งมีรีจิดเตอร์ 3 ตัวนั้นใช้กับระบบที่ใช้บิตเรทค่าส่วน MC3418 รีจิดเตอร์ 4 ตัว ใช้ระบบที่มีบิตเรทสูงตั้งแต่ 64 kbit ขึ้นไปจะทำงานได้ดี

3.3.3 การเลือกค่าอัตราขยายดูป

อัตราขยายของวงจรในรูปที่ 3.35 ถูกตั้งค่าโดยค่าความต้านทาน R_x ซึ่งค่า R_x นี้ต้องทำให้ขนาดขั้น (step size) ของอินทิเกรเตอร์มีความเหมาะสมกับสัญญาณที่มีระดับสูงๆ ได้ เพื่อที่จะไม่ทำให้อัตราส่วนการบีบอัดนั้นมีค่าเกินกว่า 25% ดังนั้นค่าอัตราขยายจึงขึ้นอยู่กับ

1. ระดับและความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุท
2. ฟังก์ชันถ่ายโอน ของอินทิเกรชันฟิลเตอร์

เพื่อที่จะคำนวณขนาดขั้นของกระแสที่ต้องการ เราจะเริ่มต้นด้วยการอธิบายคุณลักษณะถ่ายโอนของอินทิเกรชันฟิลเตอร์ซึ่งเป็นแบบโพลเดี่ยวที่ 160 Hz ก่อน ดังแสดงในรูปที่ 3.35

$$R_1 = 10k\Omega, C_1 = 0.1\mu F$$

$$\frac{V_o}{I_i} = \frac{1}{C(s + \frac{1}{RC})} = \frac{K}{S + \omega_o}$$

$$\omega_o = 2\pi f$$

$$10^3 = \omega_o = 2\pi f$$

$$f = 159.2\text{Hz}$$

สังเกตเห็นว่าอินทิเกรชันฟิลเตอร์จะมีผลตอบสนองโพลเดี่ยวจาก 300 Hz ถึง 3Hz กระแสที่ต้องการที่จะทำให้เอาต์พุตของ อินทิเกรเตอร์ เพิ่มขึ้นจาก 0 ถึง จุดโวลต์เดจที่ต้องการ คือ

$$I_i = \frac{1.1V}{2(10k\Omega)} + \frac{0.1\mu F}{0.125ms} = 0.935mA$$

ตอนนี้ขานแรงดันของ syllabic filter คือแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงดังนั้น

$$R_x = 0.25(V_{cc}) \frac{1}{0.935mA}$$

เมื่อ $V_{cc} = 5V$

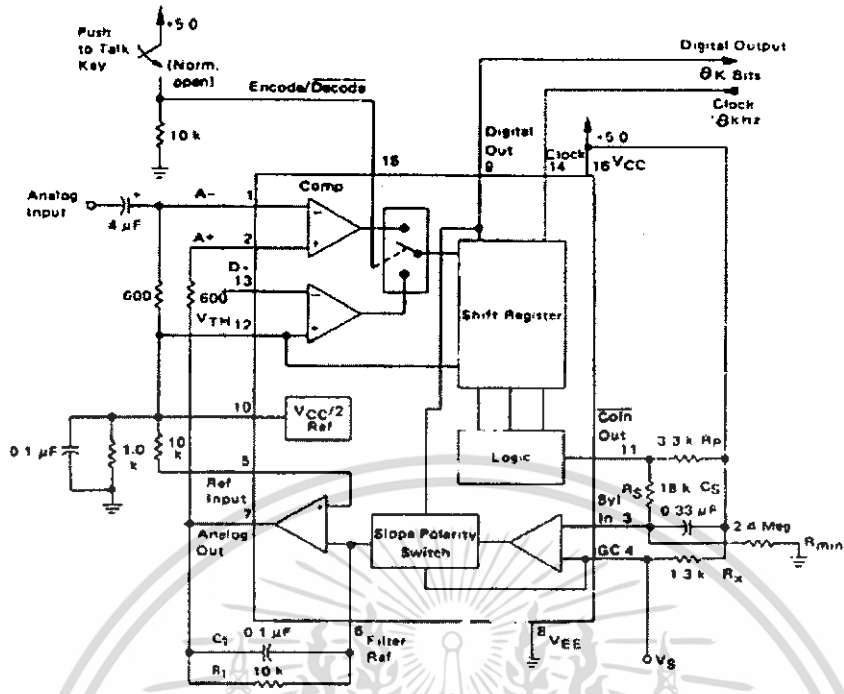
จะได้ $R_x = 1.3k\Omega$

3.3.4 ขนาดขั้นที่เล็กที่สุด (minimum step size)

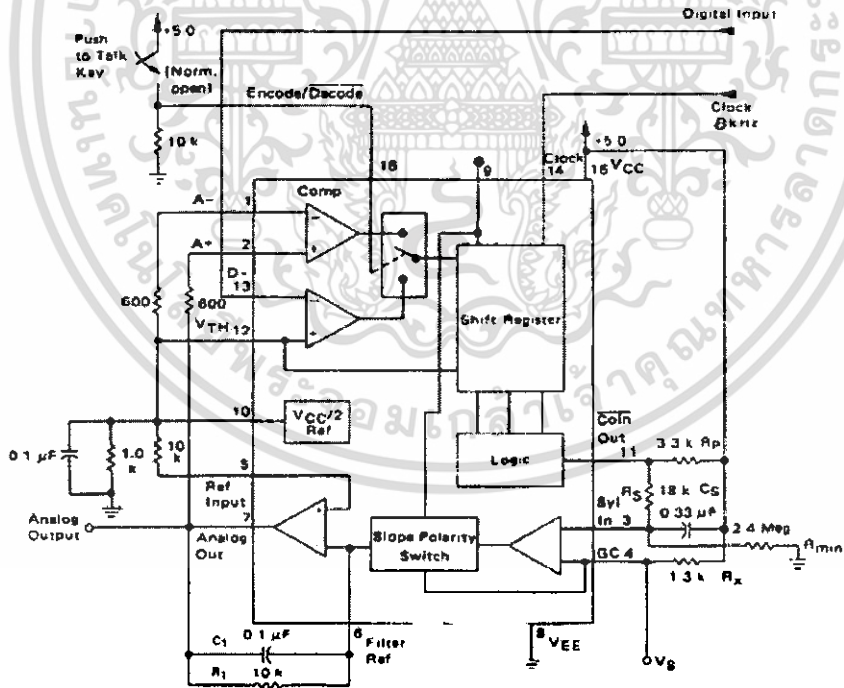
พารามิเตอร์สุดท้ายที่ต้องออกแบบสำหรับวงจรอย่างง่ายในรูปที่ 3.35 คือขนาดขั้นในขณะที่ไม่มีความสัญญาณอินพุต บิตข้อมูลดิจิตอลเอาต์พุตจะมีรูปแบบเป็น “1” , “0” สลับกัน และอนาลอกเอาต์พุต จะมีลักษณะเป็นคลื่นรูปสามเหลี่ยมเล็กๆ ค่าของขนาดขั้นในขณะที่ไม่มีความสัญญาณอินพุตนั้นถูกกำหนดจากค่าของ R_{min} เมื่อ ไม่มีความสัญญาณเข้ามาส่วนควบคุมความชันจะไม่ทำงาน เพราะไม่มีการเกิดบิต “1” หรือ “0” เรียงต่อเนื่องกัน ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม syllabic filter capacitor (C_s) จะเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามการแบ่งแรงดันของ R_s และ R_{min} จะทำให้มีแรงดันตกคร่อม C_s บ้าง ซึ่งแรงดันนี้จะทำให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยมที่เอาต์พุตอนาลอก จากสมการกระแสอินพุต

$$I_i = \frac{V_o}{R_i} + c \frac{dV_o}{dt}$$

สำหรับค่าของ V_o ที่เข้าใกล้กับ $V_{cc}/2$ เทอม V_o/R จะมีค่าน้อยมากตัดทิ้งได้ดังนั้น



รูปที่ 3.36 วงจรเข้ารหัสแบบเคลตตามอดูเลเตอร์



รูปที่ 3.37 วงจรถอดรหัสแบบเคลตตามอดูเลชั่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_i = C_s \frac{\Delta V_o}{\Delta T}$$

ที่ ΔT คือ คาบเวลาของสัญญาณพิกและ ΔV_o คือ ค่าพีคทูพีค (peak to peak) ที่ต้องการของเอาต์พุตว่าง (idel output) สำหรับวงจรในรูปที่ 3.35 เมื่อใช้งานที่บิทเรต 8 kbps จะได้ว่า

$$I_i = \frac{(0.1\mu F)(20mV)}{(62.5\mu s)} = 33\mu s$$

แรงดันบน C_s ซึ่งจ่ายกระแส $33\mu s$ จะถูกกำหนดโดย ค่าของ R_x

$$I_i R_x = V_{s\min}; \text{ สำหรับ } 33\mu s, V_{s\min} = 41.6mV$$

ในรูปที่ 3.35 R_s คือ $18k\Omega$ การแบ่งแรงดันของ R_s และ R_{\min} จะต้องผลิตเอาต์พุตออกมาให้ได้เท่ากับ $41.6mV$

$$V_{cc} \frac{R_s}{R_s + R_{\min}} = V_{s\min}$$

จากการแทนค่า $V_{cc}, R_s, V_{s\min}$ จะได้

$$R_{\min} \approx 2.4M\Omega$$

จากการคำนวณค่าต้นและจากรูปที่ 3.35 ทำให้เราได้วงจร A/D และ D/A แบบ CVSD ซึ่งทำงานที่ความถี่แรมป์ถึง 8 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3.36 และ 3.37 ตามลำดับ

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

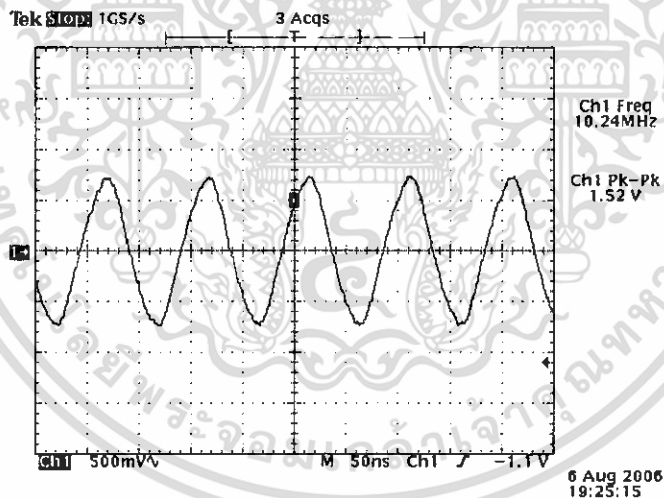
4.1 การทดลองและผลการทดลองของวงจรภาคส่ง

4.1.1 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 kHz

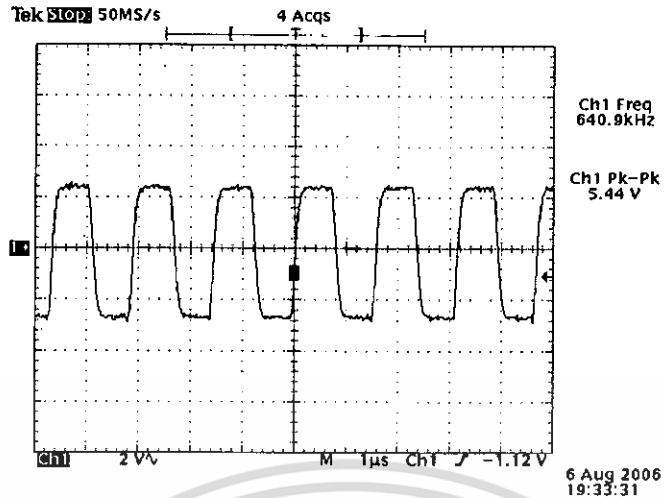
4.1.1.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 10.24 MHz ดังรูปที่ 3.3
2. วัดและบันทึกผลสัญญาณนาฬิกา 10.24 MHz
3. ต่อวงจรหารความถี่ 16 เท่า ดังรูปที่ 3.4
4. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 10.24 MHz เป็นอินพุตของวงจรหารความถี่ 16 เท่า
5. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรหารความถี่ 16 เท่า
6. ต่อวงจรหารความถี่ 10 เท่า ดังรูปที่ 3.5
7. ป้อนสัญญาณเอาต์พุตของวงจรหารความถี่ 16 เท่า เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรหารความถี่ 10 เท่า
8. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรหารความถี่ 10 เท่า

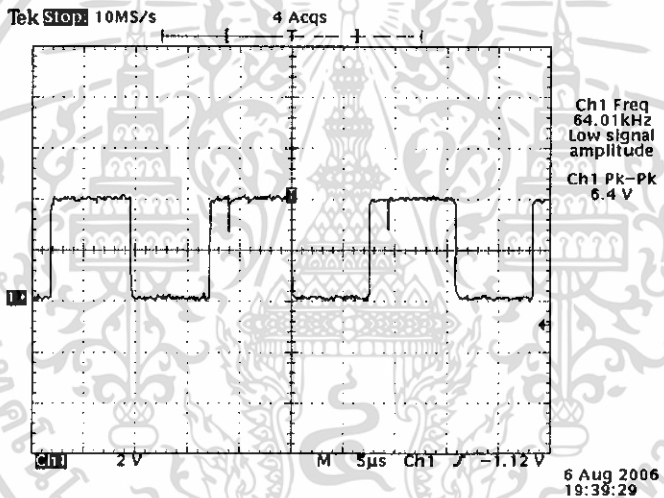
4.1.1.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 10.24 MHz



รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่ 16 เท่า



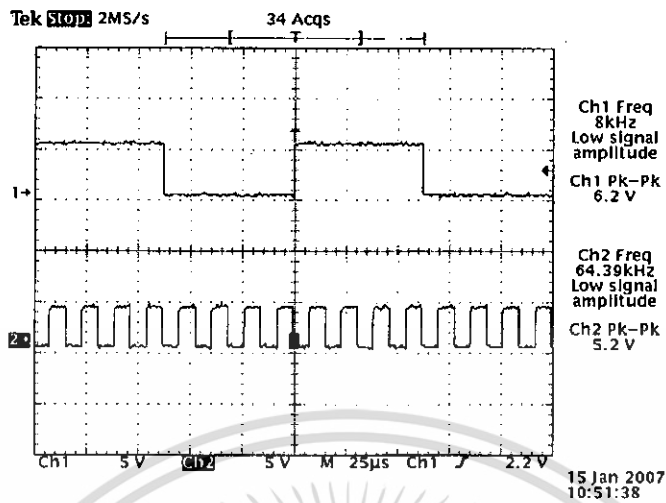
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่ได้จากวงจรหารความถี่ 10 เท่า

4.1.2 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

4.1.2.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรหารความถี่ 8 เท่า ดังรูปที่ 3.6
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 64 kHz เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

4.1.2.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณนาฬิกา 8 kHz

Ch2 : สัญญาณนาฬิกา 64 kHz

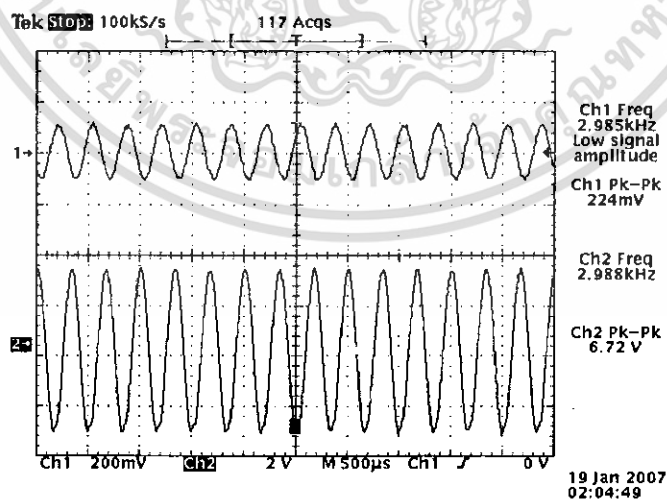
รูปที่ 4.4 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 8 kHz

4.1.3 วงจรขยายสัญญาณเสียง

4.1.3.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรขยายสัญญาณเสียง ดังรูปที่ 3.7
2. ป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 3 kHz ขนาด 200 mVp-p
3. ปรับค่าความต้านทาน ให้สัญญาณเอาต์พุตมีขนาดใหญ่ที่สุดโดยสัญญาณไม่เพี้ยน
4. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณเสียง

4.1.3.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณอินพุต

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุต

รูปที่ 4.5 สัญญาณที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4.1.4.1 ขั้นตอนการทดลอง

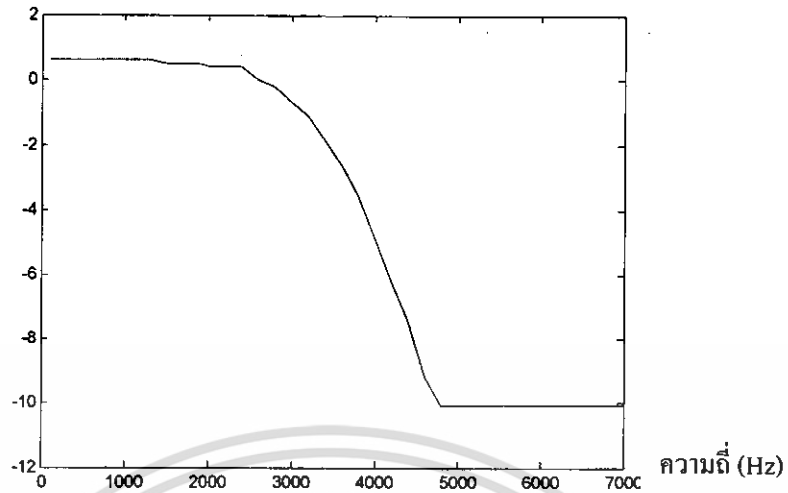
1. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ดังรูปที่ 3.15
2. ป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 100Hz – 15kHz ขนาด 1 V_{p-p} เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4.1.4.2 ผลการทดลอง

ความถี่	อัตราขยาย (dB)	ความถี่	อัตราขยาย (dB)
100 Hz	0.64	2.8 kHz	-0.2
300 Hz	0.64	3.0 kHz	-0.7
500 Hz	0.64	3.2 kHz	-1.1
700 Hz	0.64	3.4 kHz	-1.8
900 Hz	0.64	3.6 kHz	-2.6
1.1 kHz	0.64	3.8 kHz	-3.5
1.3 kHz	0.64	4.0 kHz	-4.9
1.5 kHz	0.49	4.2 kHz	-6.2
1.7 kHz	0.49	4.4 kHz	-7.4
1.9 kHz	0.49	4.6 kHz	-9.2
2.0 kHz	0.41	4.8 kHz	-10.1
2.2 kHz	0.41	5.0 kHz	-10.1
2.4 kHz	0.41	6.0 kHz	-10.1
2.6 kHz	0	7.0 kHz	-10.1

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านภาคส่ง

อัตราขยาย (dB)



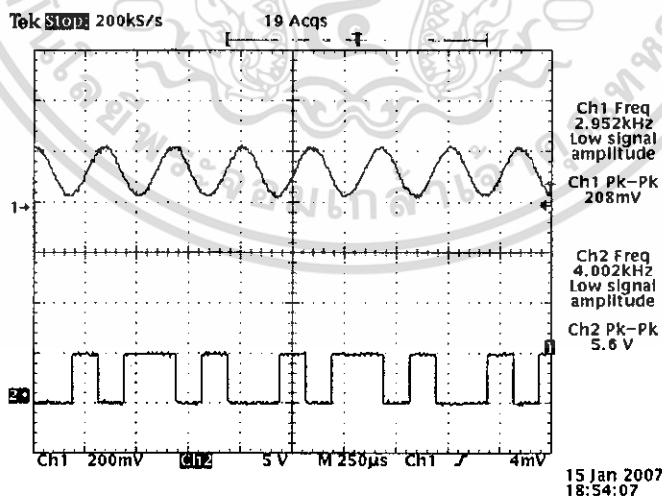
รูปที่ 4.6 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4.1.5 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

4.1.5.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ดังรูปที่ 3.36
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 8 kHz เป็นความถี่แอมพลิจูดของวงจร
3. ป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 3 kHz เป็นอินพุตของวงจร
4. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

4.1.5.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณอนาลอกที่ป้อนเป็นอินพุตของวงจร

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณดิจิทัล

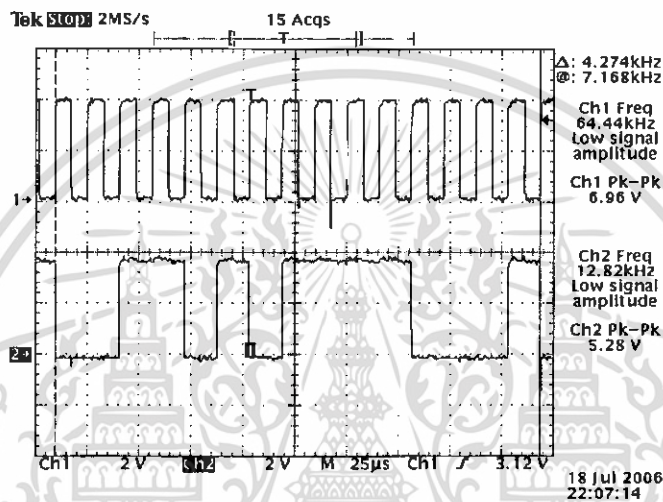
รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

4.1.6 วงจรสร้างสัญญาณ PN code

4.1.6.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรสร้างสัญญาณ PN code ดังรูปที่ 3.17
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 64 kHz เป็นสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงของวงจร
3. กำหนดค่าตั้งต้นของชิพรีจิสเตอร์เป็น 1100 ตามลำดับ
4. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PN code

4.1.6.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณนาฬิกา 64 kHz

Ch2 : สัญญาณ PN code

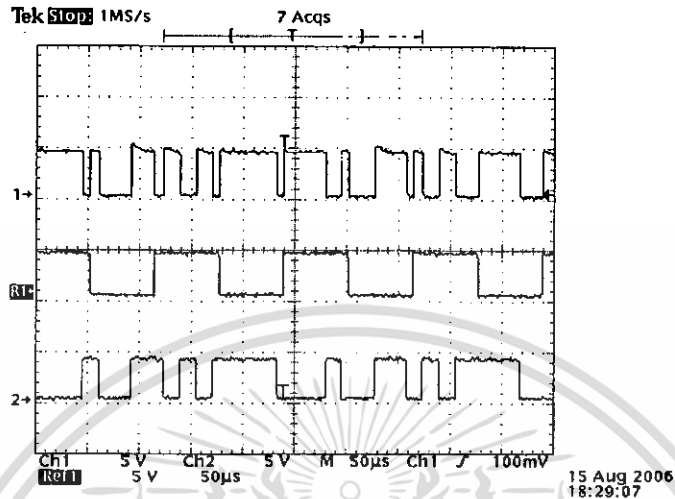
รูปที่ 4.8 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PN code

4.1.7 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปคตัมแพร่กระจาย

4.1.7.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปคตัมแพร่กระจาย ดังรูปที่ 3.18
2. ป้อนสัญญาณข้อมูลดิจิทัล และ สัญญาณ PN code เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปคตัมแพร่กระจาย

4.1.7.2 ผลการทดลอง

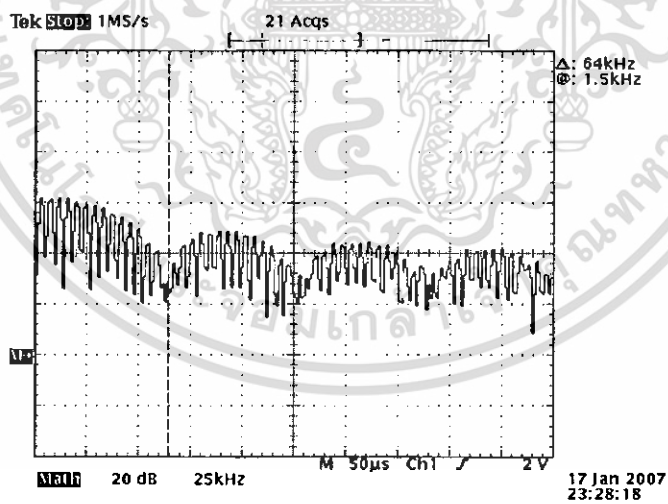


Ch1 : สัญญาณ PN code

R1 : สัญญาณข้อมูลดิจิทัล

Ch3 : สัญญาณเข้ารหัสแบบสเปรดสเปกตรัม

รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปรดสเปกตรัม



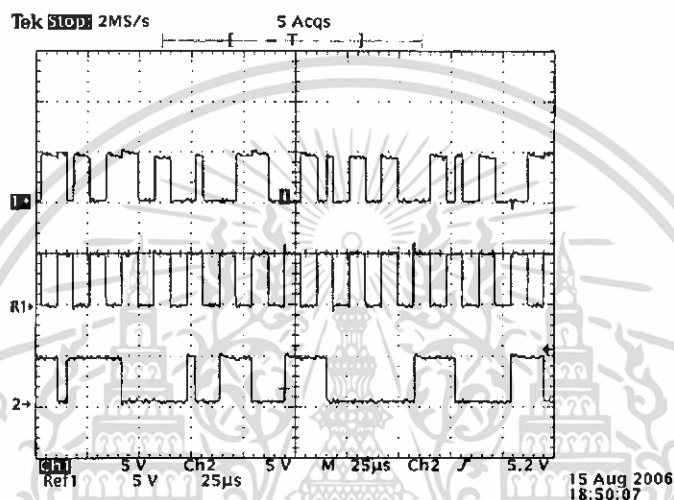
รูปที่ 4.10 สเปกตรัมของสัญญาณเข้ารหัสแบบสเปรดสเปกตรัม

4.1.8 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

4.1.8.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์ ดังรูปที่ 3.19
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 64kHz และ สัญญาณเข้ารหัสแบบสเปกตรัมเปกตรัม เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

4.1.8.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์

R1 : สัญญาณนาฬิกา 64 kHz

Ch2 : สัญญาณเข้ารหัสแบบสเปกตรัม

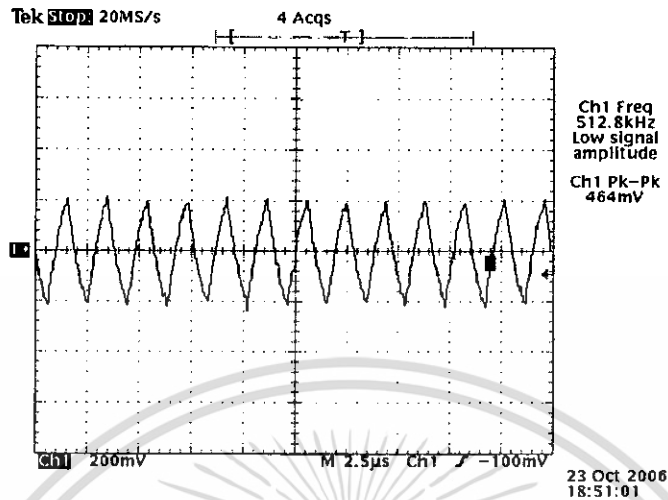
รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ได้จากวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

4.1.9 วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

4.1.9.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz ดังรูปที่ 3.21
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 64 kHz เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

4.1.9.2 ผลการทดลอง



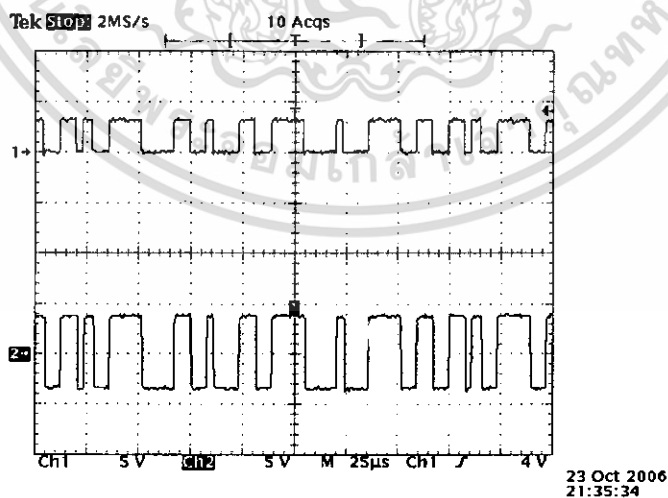
รูปที่ 4.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

4.1.10 วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ

4.1.10.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ ดังรูปที่ 3.22
2. ป้อนสัญญาณที่เข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ

4.1.10.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณเข้ารหัสแมนเชสเตอร์ก่อนปรับระดับ

Ch2 : สัญญาณแมนเชสเตอร์ที่ปรับระดับ

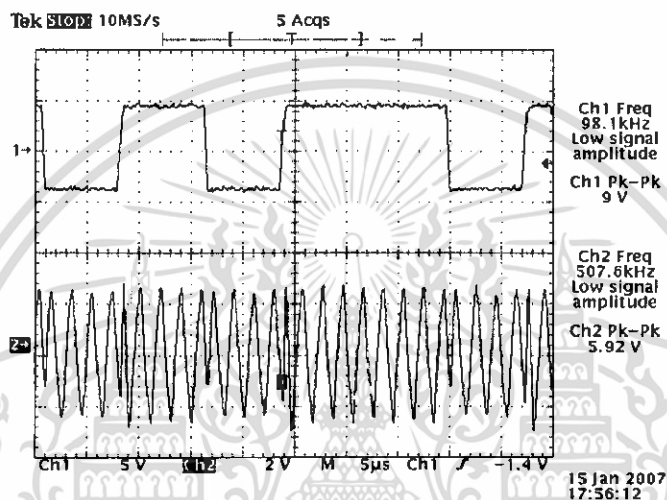
รูปที่ 4.13 สัญญาณที่ได้จากวงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ

4.1.11 วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

4.1.11.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.23
2. ป้อนสัญญาณพาหะ 512 kHz และ สัญญาณเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์ เป็นอินพุทของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

4.1.11.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณเข้ารหัสแมนเชสเตอร์

Ch2 : สัญญาณบีทีเอสเค

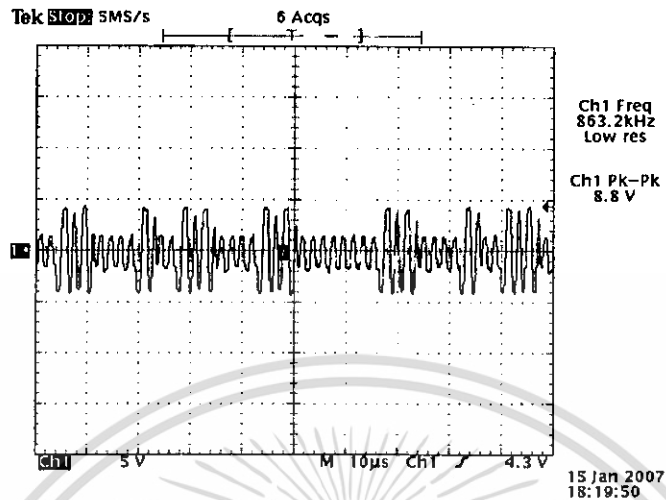
รูปที่ 4.14 สัญญาณที่ได้จากวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

4.1.12 วงจรรวมสัญญาณ

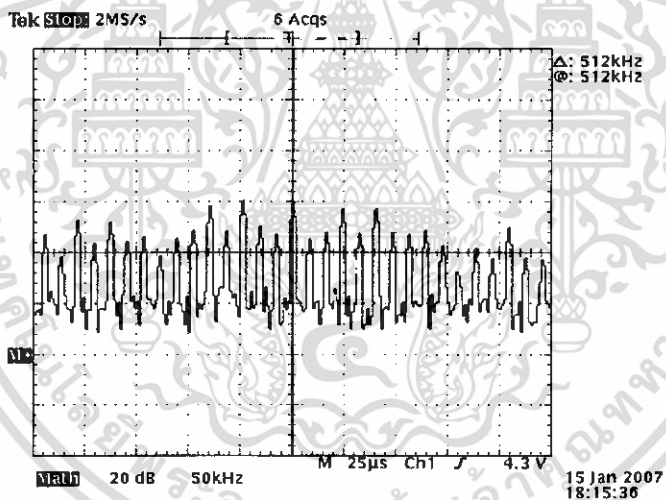
4.1.12.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรรวมสัญญาณ ดังรูปที่ 3.14
2. ป้อนสัญญาณบีทีเอสเค และ สัญญาณพาหะ 512 kHz เป็นอินพุทของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ

4.1.12.2 ผลการทดลอง



รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ



รูปที่ 4.16 สเปกตรัมของสัญญาณบีทีเอสรวมกับสัญญาณพาหะ 512 kHz

4.2 การทดลองและผลการทดลองของวงจรภากรับ

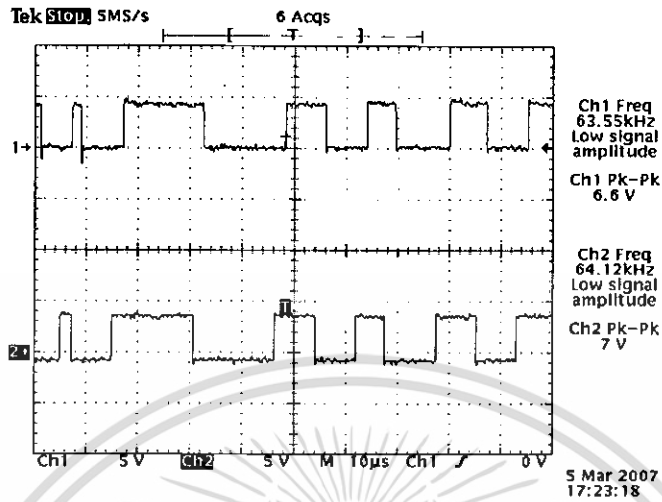
4.2.1 วงจรบีทีเอสเคติมอดูเลเตอร์

4.2.1.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่ วงจรบีทีเอสเคติมอดูเลเตอร์ ซึ่งประกอบด้วย วงจรยกกำลังสอง วงจรขยายสัญญาณ และ วงจรแปลงสัญญาณ 2 ระดับ เป็น 1 บิต
2. ป้อนสัญญาณที่รับได้จากทางภาคส่งเป็นอินพุทของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรบีทีเอสเคติมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2.2 ผลการทดลอง



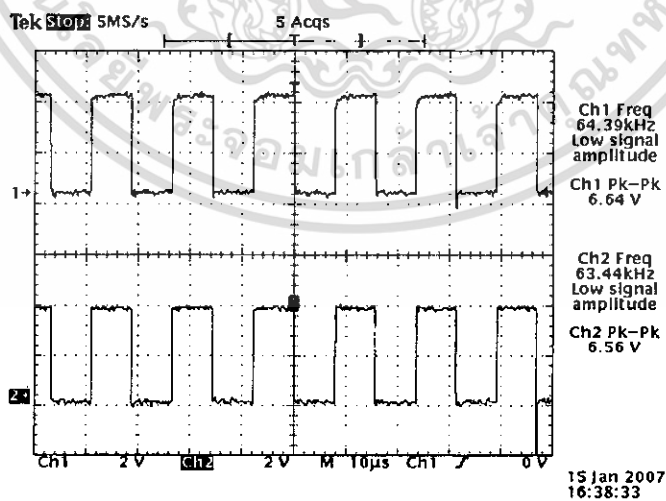
รูปที่ 4.17 สัญญาณที่ได้จากวงจรบีทีเอสเคติมอดูเลเตอร์

4.2.2 วงจรกู่สัญญาณนาฬิกา

4.2.2.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรกู่สัญญาณนาฬิกา ดังรูปที่ 3.29
2. ป้อนสัญญาณแมนเชสเตอร์ที่ถูกกลับมาได้เป็นอินพุทของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรกู่สัญญาณนาฬิกา

4.2.2.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณนาฬิกา 64 kHz ที่กู่ได้ในภาครับ

Ch2 : สัญญาณ 64 kHz ที่ภาคส่ง

รูปที่ 4.18 สัญญาณที่ได้จากวงจรกู่สัญญาณนาฬิกา

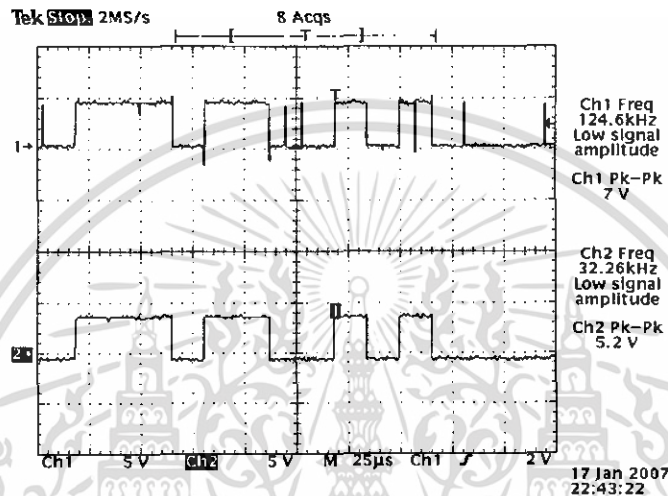
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์

4.2.3.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์ ดังรูปที่ 3.30
2. ป้อนสัญญาณ 64kHz ที่กู้ได้ และ สัญญาณแมนเชสเตอร์ที่กู้ได้เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

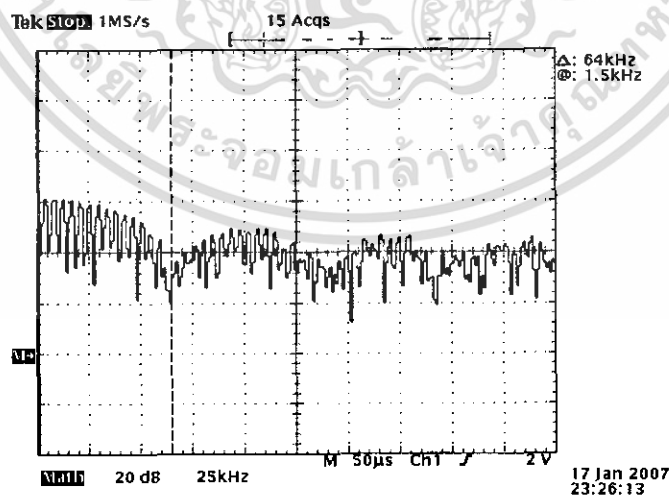
4.2.3.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณสเปกตรัมที่กู้ได้ภาครับ

Ch2 : สัญญาณสเปกตรัมทางภาคส่ง

รูปที่ 4.19 สัญญาณที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์



รูปที่ 4.20 สเปกตรัมของสัญญาณเข้ารหัสแบบสเปกตรัมที่ภาครับ

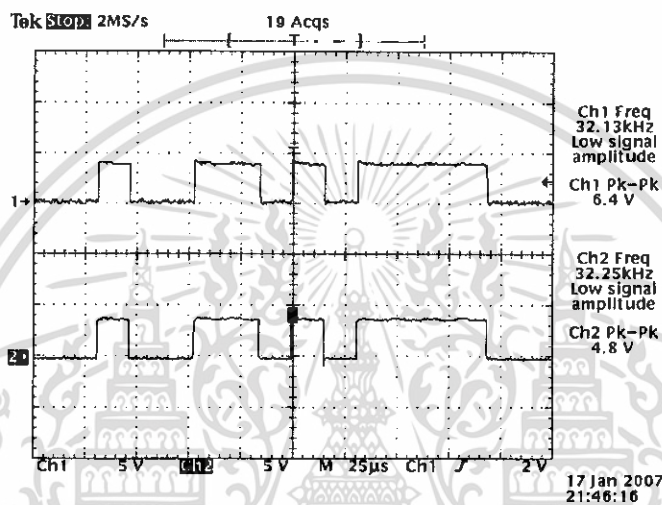
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 วงจรสร้างสัญญาณ PN code

4.2.4.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อกวงจรสร้างสัญญาณ PN code ดังรูปที่ 3.31
2. ป้อนสัญญาณนาฬิกา 64 kHz จากวงจรสัญญาณนาฬิกา
3. กำหนดค่าตั้งต้นของซีพรีจิสเตอร์เป็น 1100 ตามลำดับ
4. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PN code

4.2.4.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณ PN Code ภาครับ

Ch2 : สัญญาณ PN Code ภาคส่ง

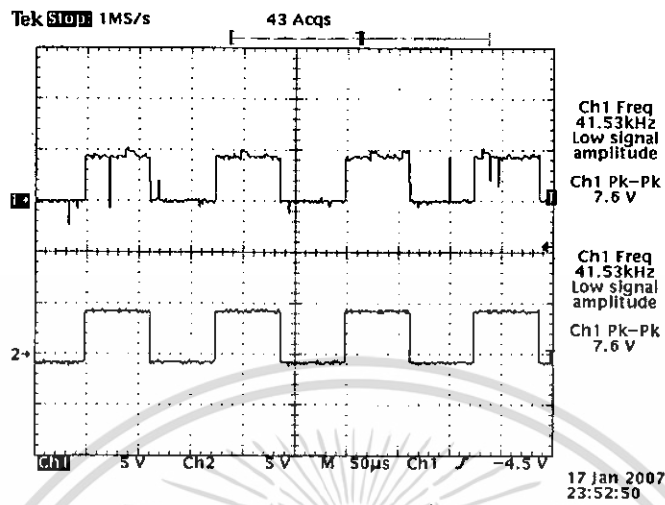
รูปที่ 4.21 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างสัญญาณ PN code

4.2.5 วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัมแปรผัน

4.2.5.1 ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อกวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบสเปกตรัมแปรผัน ดังรูปที่ 3.32
2. ป้อนสัญญาณสเปกตรัมแปรผันที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์ และสัญญาณรหัส PN ที่ภาครับสร้างขึ้น เป็นอินพุตของวงจร
3. วัดและบันทึกผลที่ได้จากวงจรถอดรหัสสัญญาณแบบสเปกตรัมแปรผัน

4.2.5.2 ผลการทดลอง



Ch1 : สัญญาณข้อมูลดิจิทัลที่ภากรับรู้ได้

Ch2 : สัญญาณข้อมูลดิจิทัลที่ภาคส่ง

รูปที่ 4.22 สัญญาณที่ได้จากวงจรลอจิกที่สัญญาณเพรคสเปกตรัม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

การทำปฏิญาณพันธันท์ เรื่อง เครื่องรับ - ส่งสัญญาณเสียงแบบสเปกตรัมสเปกตรัม โดยมุ่งเน้นหลักการของสเปกตรัมแบบโคเรกซีแควนซ์ ซึ่งการออกแบบวงจรส่วนต่างๆ ของวงจรภาคส่ง และภาครับนั้น อาศัยหลักการการออกแบบวงจรพื้นฐานต่างๆ มาประกอบกันเป็นวงจรรวม โดยการประกอบวงจรในแต่ละส่วนนั้น มีปัญหาบางอย่างบ้างแตกต่างกันไป

5.1 สรุปผลการทดลอง

วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 64 kHz

ในส่วนของวงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา ได้ทำการผลิตความถี่ 10.24 MHz ขึ้นมาก่อนแล้วจึงหารความถี่ถึง 160 เท่า ทำให้ได้สัญญาณนาฬิกา 64 kHz ตามที่ต้องการ โดยสัญญาณนาฬิกาที่ได้สามารถนำไปใช้ขับวงจรต่างๆ ภายในภาครับได้

วงจรขยายสัญญาณเสียง

วงจรขยายเสียงได้ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์เป็นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ซึ่งการทดลองสามารถขยายสัญญาณได้ 30 เท่า โดยที่สัญญาณไม่มีความเพี้ยน หลังจากได้สัญญาณที่ขยายแล้วนำไปยกระดับสัญญาณให้ขึ้นอยู่กับ DC +2 โวลต์

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ได้ออกแบบให้ความถี่คัตออฟอยู่ที่ 3.4 kHz และความถี่ที่มากกว่า 4 kHz มีขนาดน้อยมาก แต่จากการทดลองพบว่าความถี่มากกว่า 4 kHz ยังผ่านออกมาจึงต้องใช้นotch filter ในการช่วยลดสัญญาณที่มีความถี่มากกว่า 4 kHz ซึ่งก็ทำได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

การแปลงสัญญาณเสียงซึ่งเป็นสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ได้ใช้ไอซีเบอร์ MC3418 โดยใช้ความถี่ในการแซมปลิง 8 kHz ทำให้ได้สัญญาณดิจิทัลที่มีความเร็ว 8 kb/s วงจรสามารถแปลงสัญญาณได้เป็นที่น่าพอใจ

วงจรสร้างสัญญาณ PN code

วงจรถูกออกแบบโดยใช้ซีพรีจิสเตอร์ 4 ตัว ทำให้ได้สัญญาณรหัส 15 บิต ซึ่งสัญญาณรหัสที่ได้ จะมีความเร็วมากกว่า สัญญาณข้อมูลดิจิทัล 8 เท่า คือมีความเร็ว 64 kb/s ในขณะที่สัญญาณข้อมูลดิจิทัลมีความเร็ว 8 kb/s

วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัมสเปกตรัม

การสร้างสัญญาณสเปกตรัมสเปกตรัมทำได้โดยทำสัญญาณข้อมูลดิจิทัล มาเอ็กซ์คลูซีฟออร์กับสัญญาณรหัสแบบสุ่มทำให้สัญญาณข้อมูลดิจิทัล ทำให้สัญญาณข้อมูลดิจิทัลซึ่งแต่เดิมมีความเร็ว 8 kb/s มีความเร็วเพิ่มขึ้นเป็น 64 kb/s ตามความความเร็วของสัญญาณรหัส

วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบแมนเชสเตอร์

การสร้างสัญญาณแมนเชสเตอร์ทำได้โดยการนำสัญญาณสเปกตรัม มาเอ็ช้คลุ้ซีฟออร์ กับสัญญาณนาฬิกาเพื่อใช้ในการกู้สัญญาณที่ภาครับ ซึ่งวงจรสามารถทำงานได้สัญญาณตามที่ต้องการ
วงจรสร้างสัญญาณพาหะ 512 kHz

สร้างสัญญาณ 512 kHz โดยนำสัญญาณ 64 kHz มาคูณความถี่ 8 เท่า แต่สัญญาณที่ได้ยังเป็น สัญญาณรูปสี่เหลี่ยม จึงต้องนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ผ่าน 512 kHz ทำให้ได้สัญญาณไซน์ ซึ่งนำไปใช้ เป็นสัญญาณพาหะได้

วงจรแปลง 1 บิต เป็น 2 ระดับ

สัญญาณดิจิตอลเมื่อก่อนจะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหะ ต้องนำไปปรับระดับแรงดันให้อยู่ที่ ระดับ +5V. และ -5V. ซึ่งวงจรให้ผลเป็นที่น่าพอใจโดยสัญญาณไม่ผิดเพี้ยนไป

วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์จะมอดูเลตสัญญาณพาหะ กับสัญญาณแมนเชสเตอร์ที่ทำการปรับ ระดับแรงดันแล้ว โดยที่สัญญาณพาหะจะกลับเฟสเมื่อสัญญาณแมนเชสเตอร์เข้ามาเป็น '1' และจะไม่กลับ เฟสเมื่อสัญญาณแมนเชสเตอร์เข้ามาเป็น '0' โดยวงจรสามารถสร้างสัญญาณ BPSK ได้

วงจรรวมสัญญาณ

วงจรรวมสัญญาณจะรวมสัญญาณ BPSK และสัญญาณพาหะเข้าด้วยกัน เพื่อที่ภาครับจะกู้ข้อมูล โดยไม่ต้องกู้สัญญาณพาหะ วงจรสามารถรวมสัญญาณได้ และนำส่งออกไปยังภาครับได้

วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

สัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองแล้วจะอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิตอลที่มีสัญญาณความถี่สูงข้อยู่ และสัญญาณที่ได้ยังมีขนาดต่ำจึงนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณ และเปลี่ยนระดับสัญญาณให้กลับมาที่ +5V และ 0V โดยวงจรทั้ง 3 สามารถทำงานร่วมกันและกู้สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตกลับคืนมาได้ สัญญาณที่กู้มาได้คือสัญญาณแมนเชสเตอร์

วงจรกู้สัญญาณนาฬิกา

เมื่อนำสัญญาณแมนเชสเตอร์ที่กู้ได้มาผ่านวงจรกู้สัญญาณนาฬิกา จะได้สัญญาณนาฬิกา 64 kHz กลับคืนมา โดยวงจรสามารถกู้สัญญาณนาฬิกาที่เหมือนกับภาคส่งคืนมาได้

วงจรถอดรหัสสัญญาณแมนเชสเตอร์

ภาครับต้องกู้สัญญาณสเปกตรัมคืนมาก่อนจึงจะกู้ข้อมูลเดิมคืนมาได้ ซึ่งวงจรรอบแบบ โดยใช้วงจรเอ็ช้คลุ้ซีฟออร์ วงจรสามารถกู้สัญญาณสเปกตรัมกลับคืนมาได้

วงจรสร้างสัญญาณ PN code

ในการกู้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับมา ต้องใช้สัญญาณรหัสที่เหมือนกันกับทางภาคส่ง ซึ่งวงจร สามารถสร้างสัญญาณรหัสได้เหมือนกันกับทางภาคส่ง สามารถนำไปใช้ในการกู้ข้อมูลได้

วงจรถอดรหัสสัญญาณสเปกตรัม

เพื่อกู้สัญญาณข้อมูลดิจิตอลเดิมกลับคืนมา จึงนำสัญญาณสเปกตรัม มาเอ็ช้คลุ้ซีฟออร์ กับสัญญาณรหัสที่ภาครับสร้างขึ้น โดยวงจรสามารถกู้สัญญาณข้อมูลดิจิตอลเดิมกลับคืนมาได้

5.2 บทวิจารณ์

หลังจากที่ได้ทำการทดลองจากวงจรทั้งหมดแล้วพบว่าความถี่ที่ใช้ในการแชมปลั๊กสัญญาณยังน้อยเกินไปอาจทำให้เสียงที่ภาครับมีความผิดเพี้ยน และการกู้ข้อมูลดิจิทัลเดิมคืนมาทำได้ยากเนื่องจากรหัสที่ใช้ทางภาครับต้องตรงกับทางภาคส่ง โครงการนี้เป็นการรับส่งสัญญาณระหว่างผู้ใช้ 2 คนซึ่งสามารถพัฒนาให้รองรับผู้ใช้หลายคนได้ และเพื่อให้การป้องกันข้อมูลดีกว่านี้สามารถทำได้โดยเพิ่มความเร็วของสัญญาณรหัส และ จำนวนบิตของสัญญาณรหัส



หนังสืออ้างอิง

- [1] สมศักดิ์ มิตะดา, รศ., “ การออกแบบวงจรดิจิทัลและวงจรตรรกะ **Digital and Logic Design** ”, ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543
- [2] ถัญญกร วุฒิสัทธาฤทธิกิจ, รศ.ดร ., “เทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย **CDMA**”, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2548
- [3] <http://www.geocities.com/learncdma/>

