



ชุดสาธิตการส่งข้อมูลโดยสเปกตรัม
Data Link Over Spread Spectrum Demonstrator



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๔๑

ลายเซ็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ในประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๐๒๐๔๒๐



ชุดสาธิตการส่งข้อมูลโดยสเปกตรัมแพร่
Data Link Over Spread Spectrum Demonstrator

โดย

นางสาวสุนิอร นวมจิตต์ 38014577

นางสาวแสงระวี ตังกุลบริบูรณ์ 38014605

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ชุดสาธิตการส่งข้อมูลโดยสเปกตรัมแพร่

Data Link Over Spread Spectrum Demonstrator

ผู้จัดทำ

1.นางสาวสุนิอร นวมจิตต์ 38014577

2.นางสาวแสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์ 38014605

ปัทมาภรณ์ จาประไพ

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดสาธิตการส่งข้อมูลโดยสเปกตรัมแผ่กระจาย

Data Link Over Spread Spectrum Demonstrator

โดย นางสาวสุนิร นวมจิตต์ 38014577

นางสาวแสงระวี ตั้งกุลบริบูรณ์ 38014605

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียน

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นชุดทดลองที่ใช้สาธิตการทำงานของสเปกตรัมแผ่กระจายโดยวิธีในการมอดูเลตเป็นแบบไดเรกซีแควนซ์โดยส่งข้อมูลไปตามสายส่ง เมื่อถึงทางด้านรับก็จะทำการดีเทกต์สัญญาณกลับมาโดยที่ความถี่ของคลื่นพาห้จะอยู่ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่าที่ใช้งานจริง คืออยู่ในย่านความถี่เสียง

ABSTRACT

This project is a spread spectrum model based on direct sequence. The data is transmitted by using BPSK technique. At receiver, the data will be detected by tracking circuit and BPSK demodulator. In testing ,the carrier frequency is in audio range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.1 ระบบของสเปกตรัม	2
2.2 ประโยชน์ของระบบสเปกตรัม	2
2.3 ความหนาแน่นของกำลังงานลดลง	4
2.4 ให้ผลความแตกต่างของเวลาที่นำเชื้อถือ	5
2.5 การใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน	6
2.6 รูปแบบของสเปกตรัมที่กำจัดการแทรกสอด	6
2.7 รูปแบบของเทคนิคสเปกตรัม	7
2.8 ลำดับของสัญญาณรบกวนเทียบ	8
2.9 คุณสมบัติเรดคอมเนส	9
2.10 ลำดับของซีพีริจิสเตอร์	9
2.11 ฟังก์ชันที่เอ็นออโตคอร์รีเลชัน	11
2.12 ระบบสเปกตรัมแบบไดเรคซีเวนซ์	12
2.13 ตัวอย่างของไดเรคซีเวนซ์	13
2.14 การแทรกคิง	16
2.15 การแทรกคิงของสัญญาณแบนด์กว้าง	18
2.16 การแทรกคิงของสัญญาณ บสแบนด์แบบเต็มเวลา	21
2.17 ระบบที่เอสเคทีไม่ต้องการใช้การกู้สัญญาณคลื่นพาห้	24
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	28
3.1 เครื่องส่ง	28
3.2 เครื่องรับ	32
3.3 เครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส	35
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	42
4.1 เครื่องส่ง	42
4.2 เครื่องรับ	44
4.3 เครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส	44
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	50
ภาคผนวก	
หนังสืออ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพและตาราง

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงการแผ่กระจายของสเปกตรัม	3
รูปที่ 2.2 แสดงเรดิโอมิเตอร์ (radio meter)	5
รูปที่ 2.3 แสดงการวัดไทม์ดีเลย์ (time delay)	6
รูปที่ 2.4 แสดงเทคนิคพื้นฐานของสเปกตรัม	7
รูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบพื้นฐานของการสื่อสารทางดิจิทัล	8
รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างของชิฟรารีจิสเตอร์ (shift register)ที่มีการป้อนกลับ (feedback) แบบเชิงเส้น	10
รูปที่ 2.7 แสดง พังก์ชันของพีเอ็นออโตคอร์เรลชัน (PN Autocorrelation)	12
รูปที่ 2.8 แสดงระบบสเปกตรัมแบบไดเรกซีควเอนซ์ (Direct Sequence)	15
รูปที่ 2.9 แสดงสัญญาณในระบบสเปกตรัมที่เป็นแบบไดเรกซีควเอนซ์ (Direct sequence)	16
รูปที่ 2.10 แสดงการแทรกคิงแบบดีเลย์ล็อก	17
รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณป้อนกลับที่ Y	18
รูปที่ 2.12 แสดงแทรกคิงสำหรับสัญญาณแบนด์กว้าง	18
รูปที่ 2.13 แสดงรูปสัญญาณของโค้ดแทรกคิง	20
รูปที่ 2.14 แสดงการดีเลย์สูงสุดในการแยกสัญญาณไฟตรงสำหรับแทรกคิงสัญญาณเบสแบนด์	21
รูปที่ 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแทรกคิงแบบดีเลย์ล็อก	22
รูปที่ 2.16 แสดงการแยกสัญญาณไฟตรงในแบบดีเลย์ล็อกสำหรับโค้ดที่มีความยาวสูงสุดในกรณีที่มีค่าต่าง ๆ กัน	23
รูปที่ 2.17 แสดงแผนภูมิการเข้าและถอดรหัสพีเอสเคแบบเดิม	26
รูปที่ 2.18 แสดงแผนภูมิการเข้าและถอดรหัสพีเอสเคแบบใหม่	27
รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง	28
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสร้างสัญญาณข้อมูลข่าวสาร	28
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณรหัส	29
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์	30
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรรวมของเครื่องส่ง	31
รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ	32
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรคูณ	32
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ sallen and key	33
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรรวมเครื่องรับ	35
รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์	36
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรเอนเวลโลปดีเทกเตอร์	36
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	37
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์	37
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรโวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์	39
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรไบนารีเกนเนอเรเตอร์	39
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรซีเรียลอินพาลาเรลเอาท์	40
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรรวมของเครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส	41
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ได้ที่เครื่องส่ง	42
รูปที่ 4.2 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว	43
รูปที่ 4.3 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรบวก	43
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณข้อมูลข่าวสารทางเครื่องส่งกับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ได้ทางเครื่องรับ	44
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณอินพุตที่เครื่องรับและสัญญาณที่ได้เมื่อผ่านวงจรยกกำลังสอง	45
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่เป็นเลท (late)	45
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่เป็นเออร์ลี่ (early)	46
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์	46
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณอินพุตของวีซีโอและเอาต์พุตวีซีโอ	47
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณรหัสที่เป็นเลทกับสัญญาณรหัสที่แท้จริง	47
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณรหัสที่แท้จริงกับสัญญาณรหัสที่เป็นเออร์ลี่	48
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณรหัสทางเครื่องส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณรหัสทางเครื่องรับ	48
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่แท้จริง	49
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณข้อมูลทางด้านเครื่องส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณทางด้านเครื่องรับ	49
ตารางที่ 3.1 แสดงสถานะแต่ละสเตทของซีพีวีจีเตอร์	29-30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันโลกเราได้มีการพัฒนาทางด้านการสื่อสารอย่างรวดเร็ว ซึ่งการสื่อสารนับเป็นปัจจัยที่สำคัญอย่างหนึ่งต่อการพัฒนาประเทศของทุกๆประเทศ โดยเมื่อประชากรเพิ่มขึ้นก็ย่อมต้องมีการติดต่อสื่อสารกันมากขึ้นไม่ว่าจะเป็นในทางด้านธุรกิจ การศึกษาและอีกหลายๆด้าน ตลอดจนปัจจุบันได้นำไปใช้ทางด้านการแพทย์แล้ว โดยการสื่อสารได้แบ่งเป็นระบบดิจิทัล (digital) และระบบอนาล็อก (analog) โดยในระบบอนาล็อกนั้น มีการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access :FDMA) แต่ช่องสัญญาณความถี่ไม่เพียงพอต่อการใช้งาน จึงได้มีการนำระบบดิจิทัลมาใช้เช่น ในระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiple Access :TDMA) ก็ยังไม่เพียงพอต่อการใช้งาน เช่นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ ซึ่งแต่เดิมนั้นก็มีการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งช่วงเวลาซึ่งก็ยังไม่เพียงพอต่อการให้บริการ จนในปัจจุบันได้เริ่มมีการนำระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัส (Code Division Multiple Access :CDMA) โดยพื้นฐานแล้วจะใช้หลักการของสเปกตรัมแผ่กระจาย (Spread Spectrum)

ระบบสเปกตรัมแผ่กระจายได้ถูกพัฒนาขึ้นมาโดยการนำมาใช้งานครั้งแรกได้นำมาใช้ทางด้านการทหาร หลังจากนั้นก็ได้มีการศึกษาค้นคว้าวิจัยจนสามารถนำไปใช้งานได้หลายๆด้านเช่น ระบบที่สามารถป้องกันสัญญาณรบกวน ระบบดาวเทียม ฯลฯ

ระบบสเปกตรัมแผ่กระจายโดยทั่วไปมีอยู่ 2 วิธีคือแบบโคเรลซีควเอนซ์ (Direct Sequence) และแบบฟรีควเอนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping) โดยวิธีโคเรลซีควเอนซ์ แต่ละบิตข้อมูลจะถูกแทนด้วยบิตที่ถูกเข้ารหัสจำนวนมากที่เรียกว่าชิพ (chip) และในวิธีฟรีควเอนซ์ฮอปปีง จะมีช่องความถี่ N ช่องซึ่งช่องสัญญาณที่ใช้อยู่จะกระโดดไปมาระหว่างช่องความถี่ N ช่องที่มีแบบแผนการกระโดดเป็นไปตามรหัส

ในส่วนของโครงการนี้เป็นการสาธิตการส่งข้อมูลโดยวิธีสเปกตรัมแผ่กระจายเพื่อ ศึกษาถึงหลักการพื้นฐานและการทำงานของระบบ โดยในชุดสาธิตจะประกอบไปด้วยเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยวิธีที่ใช้ในโครงการนี้คือวิธีโคเรลซีควเอนซ์ โครงการนี้เหมาะสำหรับการศึกษาพื้นฐานการทำงานของระบบสเปกตรัมแผ่กระจาย เพื่อนำไปใช้ในการประยุกต์ใช้งานต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ระบบของสเปกตรัม

ในการศึกษาระบบการสื่อสาร สิ่งแรกที่มีความสัมพันธ์กับการทำงานของระบบการสื่อสารก็คือ ประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ (bandwidth) และกำลังงาน อย่างไรก็ตามในการประยุกต์ใช้งานก็ต้องคำนึงถึงความสามารถในการต่อต้านสัญญาณรบกวน (noise) การจัดการแทรกสอด ความสามารถในการใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน (multiple access) ความสามารถที่เครื่องรับเครื่องอื่นไม่สามารถรับสัญญาณได้ (Low probability of intercept) ซึ่งสิ่งต่างๆเหล่านี้มีความสำคัญในการนำไปใช้ในทางทหาร ระบบการสื่อสารที่ทำงานได้ดีตามคุณสมบัติที่กล่าวมาแล้วนั้น คือการใช้เทคนิคของสเปกตรัม เนื่องจากว่าแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีมากกว่าแบนด์วิดท์ที่น้อยสุดที่ต้องการในการส่งสัญญาณ ข้อมูลข่าวสารมากๆ

ระบบที่สามารถกำหนดได้ว่าเป็นระบบสเปกตรัมจะต้องมีลักษณะดังต่อไปนี้ คือ

1. แบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ จะต้องมากกว่าแบนด์วิดท์ที่น้อยสุดที่ต้องการในการส่งสัญญาณ ข้อมูลข่าวสารอยู่มากๆ
2. การกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณจะทำได้โดยการมอดูเลต (modulate) สัญญาณข้อมูลข่าวสารกับสัญญาณสเปกตรัม (spreading signal) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าสัญญาณรหัส (code) และสัญญาณรหัสจะต้องไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลข่าวสาร
3. ที่เครื่องรับจะสามารถทำการดึงสัญญาณกลับคืนมาโดยใช้การคอร์รีเลต (correlate) ของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่ใช้ในการกระจาย ข้อมูลข่าวสารทางเครื่องส่ง

การมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม (Frequency Modulation), พีซีเอ็ม (Pulse Code Modulation) เป็นการกระจายสัญญาณข้อมูลข่าวสารจริงแต่ก็ไม่เหมาะสมกับระบบสเปกตรัม เพราะว่าไม่ได้สอดคล้องกับเงื่อนไขที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

2.2 ประโยชน์ของระบบสเปกตรัม (Interference Suppression Benefits)

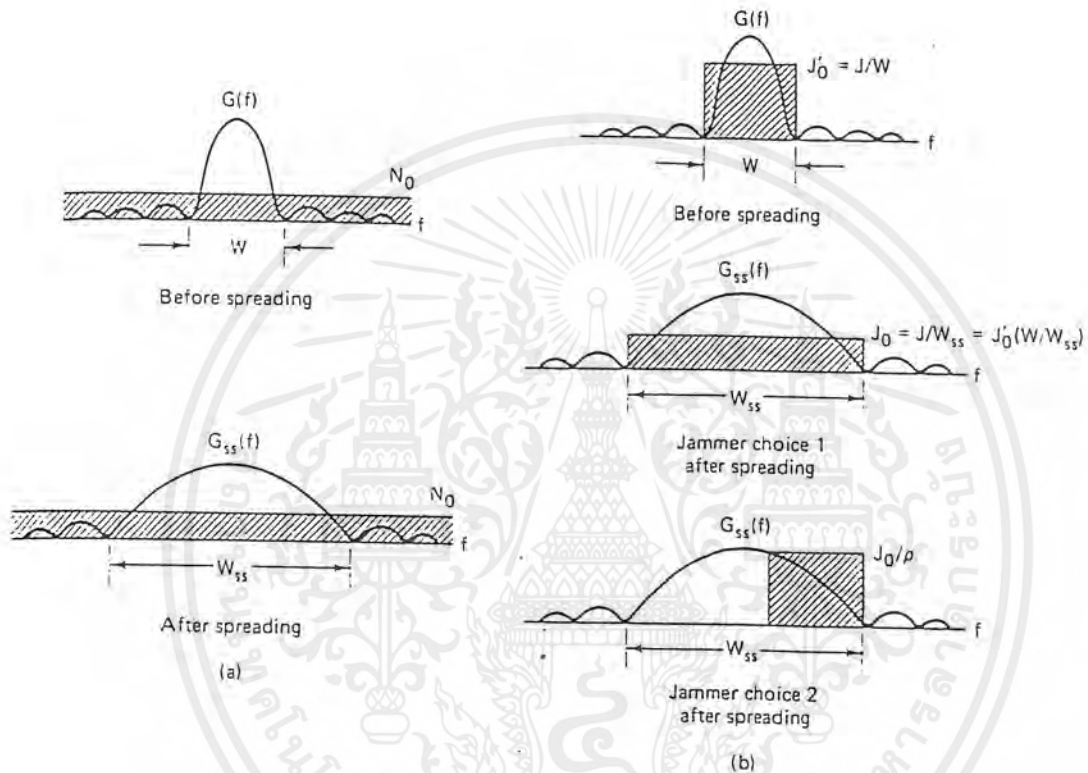
รูปแบบสมการคณิตศาสตร์ที่ได้อธิบายสัญญาณรบกวนขาว (White Gaussian Noise) ว่ามีการกระจายกำลังงานที่ไม่จำกัดอย่างสม่ำเสมอตลอดทุกความถี่และการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพอาจจะเกิดขึ้นได้โดยการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานไม่จำกัดเพราะว่าสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานจำกัดเท่านั้นจึงจะสามารถแทรกสอดกับสัญญาณสเปกตรัมได้ สำหรับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์แถบๆ สัญญาณรบกวนในแบนด์วิดท์ของสัญญาณสามารถลดลงได้ แนวความคิดของการต่อต้านสัญญาณรบกวนในระบบสเปกตรัมเป็นดังนี้คือ พิจารณาสัญญาณที่ใช้ส่ง ภายในจะมีกลุ่มเล็กๆของสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ใช้อยู่ ณ ที่เวลาใดๆ เราสมมติว่าสัญญาณรบกวนไม่สามารถที่จะทราบกลุ่มของสัญญาณที่ใช้งานอยู่ในขณะนั้น สัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ (W) และมีช่วงเวลา T กลุ่มของสัญญาณสามารถประมาณได้ว่ามีแบนด์วิดท์เป็น $2WT$ โดยให้การผิดพลาดของระบบเป็นฟังก์ชัน (function) ของ N_0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่านั้น การต่อต้านสัญญาณรบกวนขาวโดยการกระจายแบนด์วิดท์ที่มากกว่า $2WT$ ไม่ได้ทำให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนขาวจะถูกกำจัดโดยสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานจำกัด และความไม่แน่นอนของกลุ่มสัญญาณ ซึ่งจะทำให้ทางเลือกของสัญญาณรบกวนถูกกำจัดดังต่อไปนี้

1. สัญญาณรบกวนจะแทรกตัวเข้าไปในสัญญาณสเปกตรัมทั้งหมดของระบบด้วยค่าของกำลังงานที่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้แต่ละกลุ่มสัญญาณมีค่ากำลังงานที่น้อย

2. สัญญาณรบกวนจะแทรกตัวเข้าไปในสัญญาณสเปกตรัมได้เพียงเล็กน้อย



รูปที่ 2.1 แสดงการแผ่กระจายของสเปกตรัม โดย

(a) คือการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนขาว

(b) คือการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามา

จากรูปที่ 2.1 เป็นการเปรียบเทียบการกระจายของสเปกตรัมที่แสดงด้วยสัญญาณรบกวนขาว และสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามา โดยกำหนดให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectrum Density : PSD) ของสัญญาณก่อนกระจายเป็น $G(f)$ และความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมหลังการกระจายแล้วเป็น $G_{ss}(f)$ ซึ่งจะพิจารณาในทางความถี่ ในรูปที่ 2.1a ซึ่งให้เห็นว่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมแถบข้างเดียวของสัญญาณรบกวนขาว (N_0) ซึ่งเป็นผลของการกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W ไปเป็น W_{ss} นั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลง โดยที่ค่าของกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนขาวจะมีค่าไม่จำกัด ดังนั้นการกระจายของสัญญาณไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้น ในรูปที่ 2.1b แสดงให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เห็นถึงกำลังของสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ (ที่มีค่าจำกัด) J และความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม $J_0 = J/W$ โดยที่ W เป็นแบนด์วิดท์ที่ไม่ได้ถูกกระจายและถูกรบกวน เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณถูกกระจายสัญญาณรบกวนสามารถเลือกกระทำ ใน 2 ทางเลือกดังต่อไปนี้

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

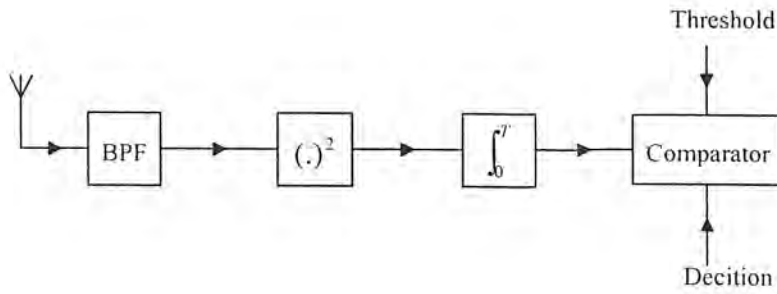
ทางเลือกที่ 2 จะมีผลทำให้จำนวนของกลุ่มสัญญาณที่ถูกรบกวนนั้นมีค่าน้อยลง อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนสามารถที่จะเพิ่มความหนาแน่นจาก J_0 เป็น J_0/ρ โดยที่ $0 \leq \rho \leq 1$ โดยที่ ρ เป็นสัดส่วนโดยตรงกับทั้งแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่กระจายและแบนด์วิดท์ที่สัญญาณรบกวนเข้าแทรก

ถ้าสัญญาณรบกวนนั้นเลือกทางเลือกที่ไม่ดีนักในการเข้ารบกวน ก็จะมีผลเล็กน้อยมาก เมื่อเทียบกับทางเลือกที่ดีกว่า ถ้ากลุ่มสัญญาณมีมากก็จะทำให้มีการต่อต้านการรบกวนจากสัญญาณรบกวนได้มาก

สัญญาณรบกวนไม่เป็นผลจากการกระทำที่ตั้งใจเท่านั้น บางครั้งสัญญาณรบกวนอาจเกิดจากปรากฏการณ์ทางธรรมชาติ และบางครั้งเกิดจากการแทรกสอดภายในตัวเอง ซึ่งเกิดจากคลื่นเดินทางมาจากหลายๆเส้นทาง

2.3 ความหนาแน่นของกำลังงานลดลง (Energy Density Reduction)

สามารถที่จะพิจารณาถึงสถานะที่มีความต้องการ ให้การติดต่อสื่อสารนั้นทำงานโดยปราศจากการรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารโดยเครื่องรับที่เราไม่ต้องการให้รับได้ ระบบนี้จะถูกออกแบบให้ใช้สำหรับงานเฉพาะที่รู้จักกันคือความสามารถที่เครื่องรับเครื่องอื่นไม่สามารถรับสัญญาณได้ (Low probability of intercept :LPI) ซึ่งระบบนี้จะถูกออกแบบให้เครื่องรับใดๆสามารถที่จะแยกสัญญาณข้อมูลข่าวสารออกมาได้ยากมาก เป้าหมายของระบบคือการใช้กำลังของสัญญาณน้อยๆ และให้มีโครงสร้างสัญญาณที่เหมาะสมซึ่งจะมีผลทำให้การตีเทคต์ (detect) ข่าวสารเป็นไปได้น้อยที่สุด ซึ่งสอดคล้องกับระบบสเปกตรัม โดยที่สัญญาณจะมีการกระจายไปทั่วแบนด์วิดท์ มากกว่าการมอดูเลตแบบธรรมดา ผลของกำลังของสัญญาณโดยเฉลี่ยแล้วจะมีการกระจายอยู่ทั่วๆ แบนด์วิดท์ และกระจายอย่างไม่เป็นระเบียบ ซึ่งไม่เพียงแต่จะทำให้สัญญาณรบกวนเข้ามารบกวนได้ยากแล้ว ยังทำให้เครื่องรับใดๆที่ไม่มีการซิงโครไนซ์ (synchronize) ของสัญญาณรหัสที่จำลองขึ้นไม่สามารถรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารได้ ซึ่งจะทำให้สัญญาณสเปกตรัมถูกกลบด้วยสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.2 แสดงเรดิโอมิเตอร์ (radio meter)

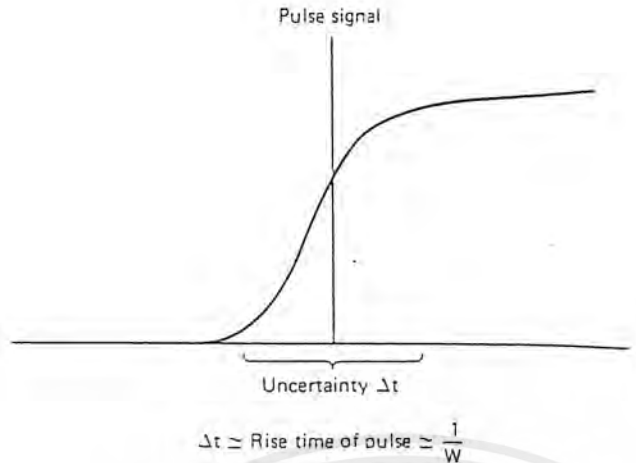
เรดิโอมิเตอร์ (radio meter) เป็นเครื่องมือวัดอย่างง่าย การวัดกำลังงานที่สามารถจะใช้ในการตีเทกต์สัญญาณสเปกตรัมที่มีแบนด์วิดท์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2 ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำ (band pass filter) ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ W และมีวงจรยกกำลังสอง เพื่อให้แน่ใจว่าเอาต์พุต (out put) จะเป็นค่าบวก และวงจรอินทิเกรต (integrator) ณ ที่เวลา $t = T$ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตจะถูกเปรียบเทียบกับระดับสัญญาณที่ตั้งไว้ ถ้าเอาต์พุตมีค่ามากกว่าระดับสัญญาณที่ตั้งไว้ ก็แสดงว่ามีสัญญาณ ถ้าในกรณีอื่น ก็ถือว่าไม่มีสัญญาณ

2.4 ให้ผลความแตกต่างของเวลาที่นาฬิกาละเอียด (Fine Time Resolution)

สัญญาณสเปกตรัมถูกนำไปใช้สำหรับหาระยะทางหรือกำหนดตำแหน่งได้โดย การวัดเวลาที่ถูกลงไปของสัญญาณพัลส์ (pulse signal) ซึ่งเคลื่อนที่ผ่านช่องสัญญาณ (channel) ความไม่แน่นอนของการวัดเวลาที่ถูกลงไป (delay time) จะเป็นส่วนกลับกับแบนด์วิดท์ของสัญญาณพัลส์ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 โดยกำหนดให้ความไม่แน่นอนของการวัดเป็น Δt เป็นสัดส่วนโดยตรงกับไรส์ไทม์ (rise time) ของพัลส์ และแปรผกผันกับแบนด์วิดท์

$$\Delta t \approx \frac{1}{W} \quad \dots\dots 2.1$$

ถ้าแบนด์วิดท์มากขึ้น จะทำให้การวัดระยะทางแม่นยำขึ้น ถ้ามีสัญญาณรบกวนขาวรบกวนอยู่ในช่องสัญญาณ การใช้พัลส์เดี่ยว (one shot) เป็นตัวรับ ผลที่ได้ไม่น่าเชื่อถือเท่าไรนัก อย่างไรก็ตาม เทคนิคของสเปกตรัม จะใช้สัญญาณรหัสที่ยาวเป็นลำดับและต่อเนื่องแทนสัญญาณพัลส์เดี่ยว เครื่องรับจะทำการคอร์เรเลตสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่ถูกจำลองขึ้น ซึ่งผลของการคอร์เรเลตจะทำให้ได้ค่าของการวัดระยะทางที่ถูกต้องแม่นยำ



รูปที่ 2.3 แสดงการวัดไทม์ดีเลย์ (time delay)

2.5 การใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน (Multiple Access)

สเปกตรัมแพร่สามารถใช้ได้กับเทคนิคของการใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน (multiple access) โดยการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันระหว่างผู้ใช้งานหลายๆ ด้วยการใช้เทคนิคซีดีเอ็มเอ (CDMA: Code Division Multiple Access) เพราะว่าเป็นเวลาเดียวกันนั้น ผู้ใช้จะใช้สัญญาณรหัสที่ไม่เหมือนกัน ซึ่งผลของการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันนั้น จะทำให้เกิดการติดต่อสื่อสารที่เป็นส่วนตัวระหว่างผู้ใช้ ด้วยการใช้สัญญาณรหัสที่แตกต่างกัน ผู้ใช้ที่มีสัญญาณรหัสไม่ตรงกัน ก็จะไม่สามารถ ตรวจสอบการใช้งานของผู้ใช้ที่มีสัญญาณรหัสตรงกันได้

2.6 รูปแบบของสเปกตรัมที่กำจัดการแทรกสอด (Model For Spread-Spectrum Interference Rejection)

รูปที่ 2.4 แสดงระบบสเปกตรัมที่มีการกำจัดการแทรกสอด ที่ตัวมอดูเลต (modulator) สัญญาณข้อมูลข่าวสาร $x(t)$ ที่มีอัตราของ bit rate = R bit/sec ถูกคูณด้วยสัญญาณรหัส $g(t)$ ที่มีอัตราเร็วของสัญญาณรหัส R_p chip/sec สมมติว่าแบนด์วิดท์ของการส่งสำหรับ $x(t)$ และ $g(t)$ เป็น R Hz และ R_p Hz ตามลำดับ การคูณในทางเวลาสามารถเปลี่ยนเป็นในทางความถี่ดังนี้

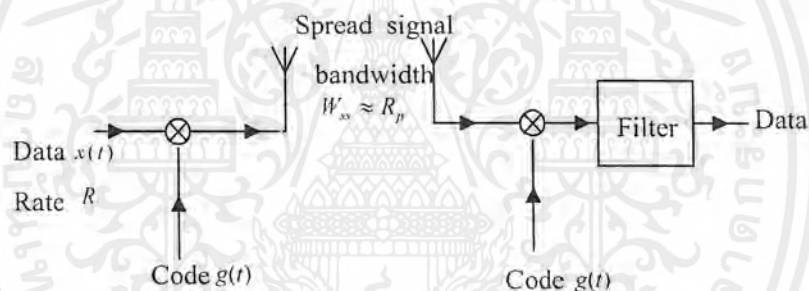
$$x(t)g(t) \leftrightarrow x(\omega)g(\omega) \quad \dots\dots 2.2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นถ้าสัญญาณมีแบนด์วิดท์แคบๆ เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกกระจายแล้ว ผลของการคูณสัญญาณ $x(t)g(t)$ เราสามารถจะประมาณแบนด์วิดท์ว่าเท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่กระจายแล้ว และที่ตัวคีมอดูเลต (demodulator) สัญญาณที่รับได้จะถูกคูณด้วยแบบจำลองของสัญญาณรหัส ที่มี การซิงโครไนซ์ ซึ่งจะทำให้มีการรวมสัญญาณที่กระจายกันอยู่ วงจรกรองความถี่ที่มีแบนด์วิดท์ R ก็จะกำจัดความถี่ที่สูงกว่า R ออกไป ถ้ามีสัญญาณที่ไม่ต้องการปรากฏที่เครื่องรับ การคูณด้วย $g(t)$ จะเป็นการกระจายสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป และในทำนองเดียวกันการคูณด้วย $g(t)$ ที่เครื่องส่งก็เป็นการกระจายสัญญาณข้อมูลข่าวสารเช่นกัน พิจารณาผลของสัญญาณรบกวนที่พยายามแทรกตัวเข้ามาอยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร การคูณสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณรหัสจะทำให้สัญญาณรบกวนถูกกระจาย ไปที่แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกกระจาย

สาระสำคัญของความสามารถในการกำจัดการแทรกสอดของสัญญาณอื่นๆ มีดังนี้

1. การคูณโดยสัญญาณรหัสครั้งแรก จะเป็นการกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณ
2. การคูณโดยสัญญาณรหัสครั้งที่สอง และค่าความถี่ของวงจรถองความถี่ จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับมา
3. สัญญาณข่าวสารจะได้โดยการคูณครั้งที่สอง แต่สัญญาณแทรกสอดจะได้โดยการคูณครั้งแรก



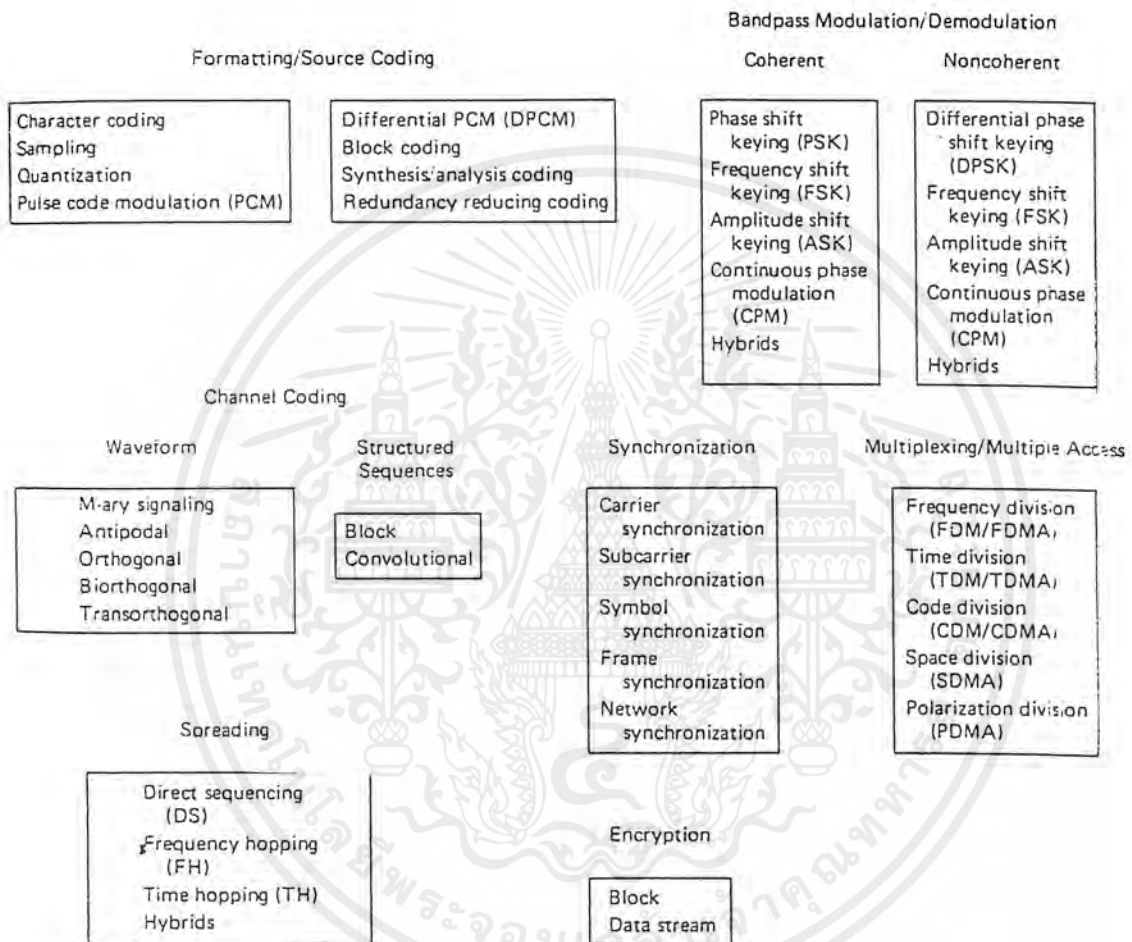
รูปที่ 2.4 แสดงเทคนิคพื้นฐานของสเปรดสเปกตรัม

2.7 รูปแบบของเทคนิคสเปรดสเปกตรัม (A Catalog of Spreading Techniques)

ในรูปที่ 2.5 แสดงจุดเด่นของเทคนิคสเปรดสเปกตรัมคือ สัญญาณข่าวสารจะครอบคลุมขนาดและตำแหน่งของข่าวสารจำนวนมากๆ สำหรับแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W และช่วงเวลา T กลุ่มของสัญญาณสามารถประมาณได้เท่ากับ $2WT$ เราสามารถเพิ่ม W โดยการกระจายสเปกตรัม หรือเพิ่ม T โดยการขยายเวลาหรือการกระโดดของเวลา (time hopping) สเปกตรัมของสัญญาณจะมีการกระจายในทางความถี่ โดยที่สัญญาณข้อมูลข่าวสารจะมีช่วงเวลาของการส่งมากกว่าการมอดูเลตธรรมดา ซึ่งข่าวสารจะถูกส่งตามสัญญาณรหัสสามารถกล่าวได้ว่าสำหรับการกระโดดของเวลา สัญญาณจะกระจายในทางเวลา ซึ่งทั้งสองกรณีทั้งการกระจายทางความถี่และการกระจายทางเวลานั้น สัญญาณรบกวนจะไม่สามารถทราบกลุ่มสัญญาณข่าวสารที่ใช้อยู่ในขณะนั้นได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.5 ระบบสเปกตรัมแบบไดเรกซีแควนซ์ (Direct Sequence) และแบบ ฟรีแควนซีฮอปปีง (Frequency Hopping) จะเป็นแบบที่ใช้กันอยู่ทั่วไป สำหรับแบบการกระโดดทางเวลา (Time Hopping) มีลักษณะเหมือนกับการกระจายของสเปกตรัมที่ว่าตำแหน่งของสัญญาณข่าวสารจะถูก ซ่อนอยู่ นอกจากนี้ยังมีแบบไฮบริดจ์ (Hybrid) ซึ่งเป็นการรวมเทคนิคต่างๆ เข้าด้วยกันเช่น DS/FH, FH/TH, DS/FH/TH ในที่นี้จะทำการพิจารณาแบบ Direct Sequence



รูปที่ 2.5 แสดงรูปแบบพื้นฐานของการสื่อสารทางดิจิทัล

2.8 ลำดับของสัญญาณรบกวนเทียม (Pseudonoise Sequence)

วิธีของสเปกตรัมที่เรียกว่า transmitted reference (TR) สามารถที่จะใช้สัญญาณรหัสที่เป็นแบบสุ่มเพื่อใช้ในการกระจายและรวมสัญญาณ เพราะว่าสัญญาณรหัสและสัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกส่งไปบนสเปกตรัมที่แตกต่างกันสำหรับ วิธี stored reference (SR) จะไม่สามารถใช้สัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสที่มีการสุ่มได้ เพราะว่าสัญญาณรหัสนี้จะต้องถูกเก็บและถูกสร้าง (generate) ที่เครื่องรับ ดังนั้นระบบ SR สัญญาณชุกโคโนยส์ (pseudonoise) หรือสัญญาณสุ่มเทียม (pseudorandom) จะต้องถูกนำมาใช้ สัญญาณสุ่มเทียมจะแตกต่างจากสัญญาณแรนดอม (random signal) ตรงที่ว่าสัญญาณแรนดอมจะไม่สามารถที่จะทำนายได้และมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ แต่สัญญาณสุ่มเทียมไม่มีการสุ่มทั้งหมด สามารถที่จะกำหนดคาบเวลาของสัญญาณได้ แต่อย่างไรก็ตาม ถึงแม้ว่าสัญญาณจะถูกกำหนดไว้ แต่สัญญาณจะปรากฏแก่ผู้ฟังที่ไม่มีสิทธิเป็นสัญญาณแบบสุ่มอย่างแท้จริง

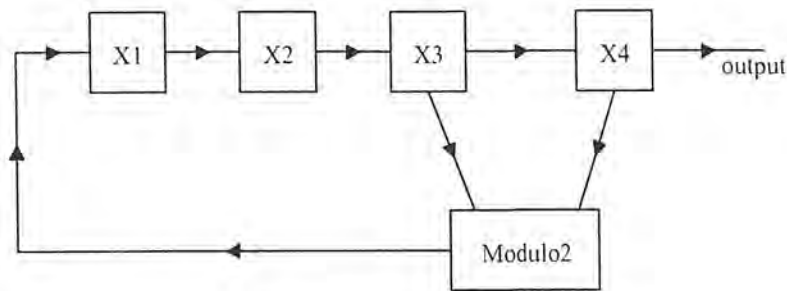
2.9 คุณสมบัติแรนดอมเนส (RANDOMNESS)

คุณสมบัติของแรนดอมเนส (randomness) เป็นสัญญาณสุ่มเทียม (pseudorandom) ให้มีลักษณะเหมือนการสุ่มจริงจะต้องมีคุณสมบัติ 3 ข้อที่สามารถตรวจสอบลำดับของคิจิตได้ดังนี้คือ

1. บาลานซ์พรอพเพอร์ตี้ (Balance property) คือในแต่ละคาบเวลาลำดับของคิจิต จำนวนคิจิต 0 จะต้องน้อยกว่าคิจิต 1 เป็นจำนวน 1 คิจิต
2. รันพรอพเพอร์ตี้ (Run property) การรัน (run) หมายถึงลำดับของเลขคิจิต ที่เป็นเลข คิจิตเดียวกันการปรากฏของเลขคิจิตตัวอื่น จะหมายถึงการเริ่มรันใหม่ ความยาวของรัน คือจำนวนของคิจิตที่อยู่จากรัน ในระหว่างการรันที่เป็น 0 และการรันที่เป็น 1 ในแต่ละคาบจะต้องมี 1 ใน 2 ของรันแต่ละชนิดของการรัน จะมีความยาวเป็น 1 ถ้ามี 1 ใน 4 จะมีความยาวเป็น 2 ถ้ามี 1 ใน 8 จะมี ความยาวเป็น 3
3. กอรัลเลชันพรอพเพอร์ตี้ (Correlation property) หมายถึงในแต่ละคาบของลำดับคิจิต ถ้านำมาเปรียบเทียบกับคาบของลำดับของคิจิตที่มีการเลื่อนเป็นวงกลม รอบตัวมันแล้ว ในกรณีที่ดีที่สุด จำนวนของ อกรีเมนต์ (agreement) จะแตกต่างจากจำนวนของดิสกรีเมนต์ (disagreement) จะต้องไม่มากกว่า 1 ซึ่งต่อไปก็จะแสดงให้เห็นถึงว่าลำดับของ PN จะถูกสร้างโดยคุณสมบัติเหล่านี้

2.10 ลำดับของชิฟริจิสเตอร์ (shift register)

พิจารณาชิฟริจิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับ (feedback) อย่างเป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 2.6 ซึ่งเป็นชิฟริจิสเตอร์ 4 สเตต (stage) โดยจะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บข้อมูลและเลื่อนข้อมูลส่วน โมดูลโอ-2 (modulo-2) จะทำหน้าที่บวกแล้วป้อนกลับไปเป็นอินพุตของชิฟริจิสเตอร์การทำงานของชิฟริจิสเตอร์จะถูกควบคุมโดยสัญญาณนาฬิกา (clock signal) โดยจะทำให้มีการเลื่อนข้อมูลจากซ้ายไปขวา โดยข้อมูลที่อยู่ที่สเตต 3 จะถูกส่งไปที่สเตต 4 แล้วข้อมูลในสเตต 3 และสเตต 4 จะถูกนำมาบวกกันโดยใช้ โมดูลโอ-2 แล้วก็ถูกป้อนกลับไปไปที่สเตต 1 เอาท์พุทก็คือการดึงข้อมูลออกมาจากสเตต 4



รูปที่ 2.6 แสดงตัวอย่างของชิฟรจิสเตอร์ (shift register) ที่มีการป้อนกลับ (feedback) แบบเชิงเส้น

โดยสมมติให้ ชั้นแรกสเตต 1 มีค่าเป็น 1 ส่วนสเตตอื่นๆมีค่าเป็น 0 หาก ดังนั้นค่าภายใน รีจิสเตอร์ (register) จะมีค่าเป็น 1 0 0 0 โดยดูจากรูปแล้วเราจะได้อาต์พุตของชิฟรจิสเตอร์ในแต่ละ สเตต จะมีค่าเป็นดังนี้

1000 0100 0010 1001 1100 0110 1011 0101
1010 1101 1110 1111 0111 0011 0001 1000

โดยค่าในชิฟรจิสเตอร์ ในสเตตสุดท้ายจะมีค่าเป็น 1000 ซึ่งมีค่าเดียวกัน กับในสเตตแรก ซึ่งจะ เห็นว่ารีจิสเตอร์ จะซ้ำค่าเดิมโดยใช้สัญญาณนาฬิกา 15 ลูก เอาต์พุตที่ดึงออกมาจากสเตต 4 ในแต่ละ สัญญาณนาฬิกา จะได้ดังนี้

1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1

โดยค่าที่อยู่ซ้ายสุดจะเป็นบิตแรกที่ได้ออกมาต่อไปก็จะทำการตรวจสอบคุณสมบัติเรนคอมเนส ตามที่ได้กล่าวไปแล้ว โดยคุณสมบัติแรกคือบาลานซ์โดยพิจารณาเอาต์พุตจะเห็นว่าบิตจิจิต 0 อยู่ 7 ตัว บิตจิจิต 1 อยู่ 8 ตัว ซึ่งสอดคล้องตามคุณสมบัติ เมื่อพิจารณาคูณสมบัติรัน ที่บิตจิจิตเป็น 0 จากเอาต์พุตจะเห็น ว่ามีจำนวนรันอยู่ 4 ครั้ง โดย 1 ใน 2 มีความยาวเป็น 1 และ 1 ใน 4 มีความยาวเป็น 2 ซึ่งสอดคล้องตาม คุณสมบัติ และรันที่มีบิตจิจิตเป็น 1 ก็มีลักษณะเช่นเดียวกัน ชิฟรจิสเตอร์จะให้ค่าบิตจิจิตออกมาขึ้นกับจำนวน ของ รีจิสเตอร์เงื่อนไขเริ่มแรก ค่าลำดับของเอาต์พุตนั้นสามารถแบ่งเป็นความยาวสูงสุด (maximal length) และความยาวไม่สูงสุด (nonmaximal length) โดยที่ความยาวสุดจะพิจารณาได้จากจำนวนของ ชิฟรจิสเตอร์ ดังนั้นการซ้ำของเอาต์พุตจะต้องใช้จำนวนสัญญาณนาฬิกา เป็นจำนวน p โดย

$$p = 2^n - 1 \quad \dots\dots 2.3$$

ซึ่งจากตัวอย่างก็เป็นลำดับของความยาวสูงสุด (maximal length sequence) ถ้าการซ้ำกันของเอาต์ พุต มีเกิดขึ้นน้อยกว่า $2^n - 1$ จะถือว่า เป็นความยาวไม่สูงสุด ส่วนคุณสมบัติของคอร์รีเลชันจะแสดงให้เห็นในหัวข้อต่อไป

2.11 ฟังก์ชันพรีเอ็นออโตคอร์รีเลชัน (PN Autocorrelation)

ฟังก์ชันพรีเอ็นออโตคอร์รีเลชัน $R_x(\tau)$ ของรูปคลื่น $x(t)$ ที่มีคาบเวลา T_0 จะแสดงได้ดังนี้

$$R_x(\tau) = \frac{1}{K} \left(\frac{1}{T_0} \right) \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t)x(t-\tau)dt \quad -\infty < \tau < \infty \quad \dots 2.4$$

โดยที่

$$K = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x^2(t)dt \quad \dots 2.5$$

โดยที่ $x(t)$ แสดง รูปคลื่นพรีเอ็นโค๊ด (PN code) ซึ่งเราจะเรียกค่าแต่ละพัลส์ของพรีเอ็นโค๊ด ว่าชิพ (chip) โดยจะการนอมอลไลซ์ (normalize) ฟังก์ชันออโตคอร์รีเลชันด้วย p ซึ่งพิจารณาใน 1 คาบของพรีเอ็น

$$R_x(\tau) = \frac{1}{p} (\text{จำนวนของอกรีเมนต์} - \text{จำนวนของคิสอกรีเมนต์}) \quad \dots 2.6$$

นอมอลไลซ์ฟังก์ชันออโตคอร์รีเลชันที่เป็นความยาวสูงสุด $R_x(\tau)$ จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งจากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่า $R_x(\tau) = 1$ เมื่อมีการตรงกันของแบบจำลองสัญญาณรหัส อย่างไรก็ตามสำหรับการเลื่อนที่เป็นวงกลม ระหว่าง $x(t)$ และ $x(t-\tau)$ เมื่อ $1 \leq \tau \leq p$ ค่าของออโตคอร์รีเลชัน จะมีค่าเป็น $-1/p$ สำหรับค่า p ที่มีค่ามากๆ จะเสมือนกับว่าไม่มีการคอร์รีเลทสำหรับการเลื่อน โดยพิจารณาคุณสมบัติข้อที่ 3 โดยการพิจารณาเอาต์พุตของซีพรีจิสเตอร์โดยให้แถวแรกเป็นเอาต์พุตของรีจิสเตอร์ และแถวล่างเป็นเอาต์พุตที่สุดท้ายเลื่อนไปทางซ้าย

```

0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1
1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1
-----
d a a d d a d a d d d d a a a

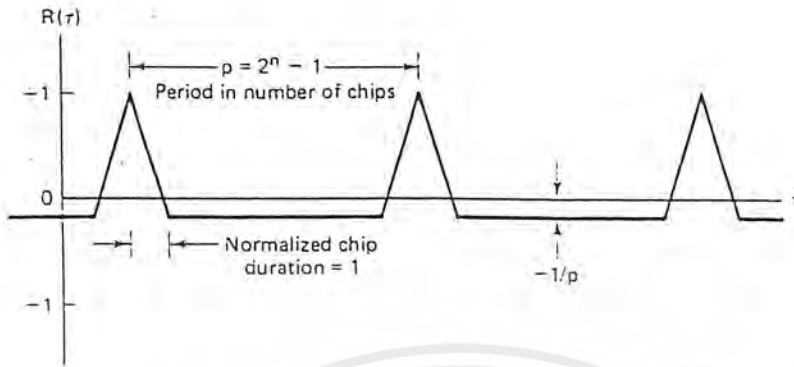
```

โดยให้อกรี (agree) แทนด้วย a และคิสอกรี (disagree) แทนด้วย d จากสมการที่ 2.6 ค่าของออโตคอร์รีเลชันของ 1 ชิพ จะได้

$$R(\tau = 1) = \frac{1}{15} (7 - 8) = -\frac{1}{15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าไม่มีการซิงโครไนซ์แล้วค่าของออโตคอร์รีเลชันจะมีค่าเป็น $-1/P$ ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติที่ 3



รูปที่ 2.7 แสดง ฟังก์ชันของพีเอ็นออโตคอร์รีเลชัน PN Autocorrelation

2.12 ระบบสเปกตรัมแบบไดเรกซีแควนซ์ (Direct Sequence)

บล็อกไดอะแกรม (block diagram) ในรูป 2.8a แสดงตัวมอดูเลตแบบไดเรกซีแควนซ์ (Direct Sequence : DS) “Direct Sequence” เป็นชื่อที่ใช้เรียกเทคนิคการแผ่กระจายสเปกตรัม โดยที่คลื่นพาห้ (carrier) จะทำการมอดูเลตครั้งแรกกับสัญญาณข้อมูลข่าวสาร $x(t)$ หลังจากนั้นจะถูกมอดูเลตอีกครั้งกับสัญญาณรหัสดที่มีความเร็วสูง (wide band) $g(t)$ พิจารณาสัญญาณคลื่นพาห้ ที่มอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลข่าวสารแล้วมีเอนเวลโลป (envelope) คงที่ มีกำลัง P ความถี่เชิงมุมเป็น ω_0 และการมอดูเลตทางเฟสของสัญญาณข้อมูลข่าวสารเป็น $\theta_x(t)$ จะได้เป็น

$$s_x(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_x(t)] \quad \dots 2.7$$

ยิ่งไปกว่านั้นการมอดูเลตแบบเอนเวลโลปที่คงที่โดยสัญญาณรหัสด $g(t)$ คลื่นที่ส่งไปจะเป็น

$$s(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_x(t) + \theta_g(t)] \quad \dots 2.8$$

ซึ่งเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกมองว่ามี 2 องค์ประกอบ คือ $\theta_x(t)$ ซึ่งเป็นของสัญญาณข้อมูลข่าวสารและ $\theta_g(t)$ เป็นของสัญญาณรหัสด

ตามที่ได้ทำการกำหนดสัญญาณข้อมูลข่าวสาร จะสามารถแสดงสมการที่เหมือนกับสมการที่ 2.7 ในรูปการคูณคลื่นพาห้ด้วย $x(t)$ และขบวนสัญญาณพัลส์ที่มีขั้วสลับกันซึ่งพัลส์มีค่าเป็น +1 หรือ -1

$$s_x(t) = \sqrt{2P}x(t) \cos \omega_0 t \quad \dots 2.9$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกับสัญญาณข้อมูลข่าวสาร การมอดูเลตกับสัญญาณรหัสมักจะเป็นบีพีเอสเค (BPSK :Binary Phase Shift Keying) และ $g(t)$ เป็นขบวนสัญญาณพัลส์ที่มีขั้วสลับกัน โดยมีค่าเป็น+1 หรือ -1 สมการที่ 2.8 ข้างต้นสามารถเขียนเป็น

$$s(t) = \sqrt{2P}x(t)g(t) \cos \omega_0 t \quad \dots 2.10$$

ตัวมอดูเลตจะใช้หลักการดังสมการข้างต้นนี้ ดังได้แสดงในรูป 2.8b ขบวนพัลส์ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารและขบวนพัลส์ของสัญญาณรหัสจะถูกนำมาคูณกันก่อนและหลังจากนั้น $x(t)g(t)$ จะไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้ ถ้าให้การกำหนดค่าของพัลส์กับค่าสัญญาณไบนารี (binary) สัมพันธ์กันดังนี้คือ

Pulse value	Binary value
1	0
-1	1

หลังจากนั้นขั้นตอนการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค สามารถทำได้โดยการบวกแบบโมดูลุ-2 ขบวนลำดับสัญญาณข้อมูลแบบไบนารีกับขบวนสัญญาณรหัสที่เป็นไบนารีเช่นกัน

การคีมอดูเลตสัญญาณดีเอส/บีพีเอสเค (DS/BPSK:Direct Sequence/Binary Phase Shift Keying) จะทำได้โดยการคอรรีเลทหรือการมอดูเลตสัญญาณที่ได้รับกับรูปแบบของสัญญาณรหัสที่ซิงโครไนซ์กันอีกครั้งคือ $g(t - \hat{T}_d)$ ดังแสดงในรูป 2.8c ซึ่ง \hat{T}_d เป็นค่าประมาณการล่าช้าของเครื่องรับ T_d จากเครื่องส่งถึงเครื่องรับในกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดอื่นๆ สัญญาณที่ได้จากการคอรรีเลทสามารถเขียนได้เป็น

$$A\sqrt{2P}x(t - T_d)g(t - T_d)g(t - \hat{T}_d) \cos[\omega_0(t - T_d) + \phi] \quad \dots 2.11$$

ซึ่งค่าคงที่ A เป็นอัตราขยายของระบบ และ ϕ เป็นมุมเฟสที่มีความไม่แน่นอนอยู่ในช่วง $(0, 2\pi)$ เนื่องจาก $g(t) = \pm 1$ ผลคูณ $g(t - T_d)g(t - \hat{T}_d)$ จะเป็น 1 ถ้า $\hat{T}_d = T_d$ นั่นแสดงว่า ถ้าสัญญาณรหัสที่เครื่องรับซิงโครไนซ์กับสัญญาณรหัสที่เครื่องส่งจริง เมื่อเกิดการซิงโครไนซ์กันแล้ว สัญญาณที่ได้จากการคอรรีเลทโดยเครื่องรับเป็นการกระจายสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว (ยกเว้นสำหรับมุมเฟส ϕ และช่วงเวลาล่าช้า T_d) ตัวคอรรีเลทที่ทำการกระจายสัญญาณ นั้นจะถูกดำเนินการโดยตัวคีมอดูเลตที่มีความสัมพันธ์สอดคล้องกันสำหรับทำการกู้สัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับมา

2.13 ตัวอย่างของไดเรกซีเควนซ์ (Direct Sequencing)

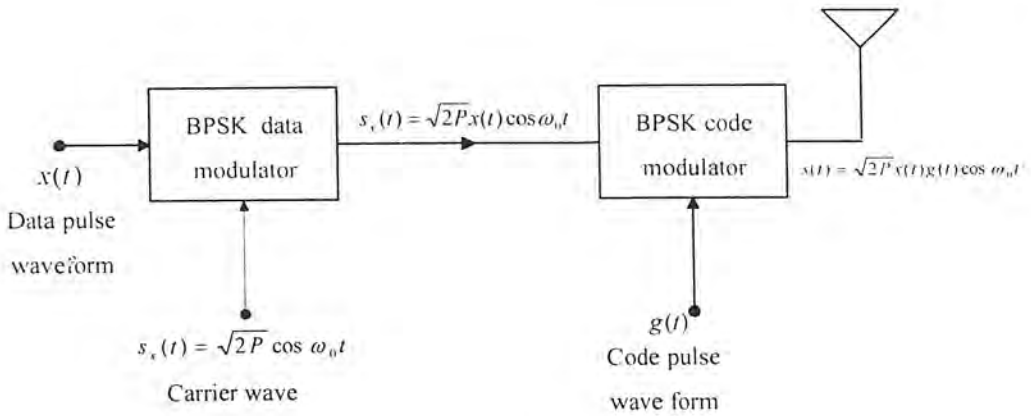
ในรูปที่ 2.9 เป็นตัวอย่างของดีเอส/บีพีเอสเค การมอดูเลตและคีมอดูเลตจะเป็นไปตามบล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

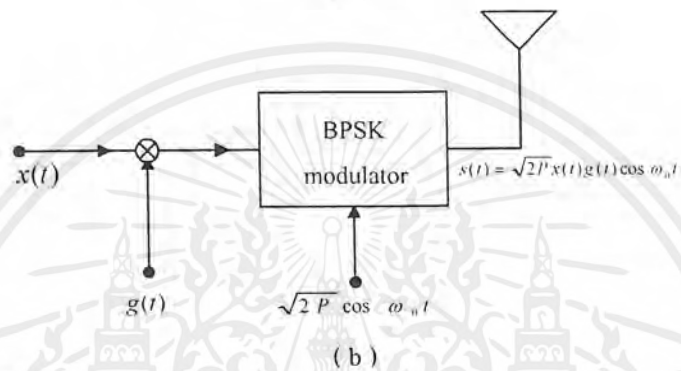
โคอะแกรมในรูป 2.8b และ 2.8c ในรูป 2.9a ได้แสดงลำดับข้อมูลข่าวสารที่เป็นไบนารี (1,0) และรูปแบบพัลส์ไบโพลาร์ (bipolar) เป็น $x(t)$ ซึ่งการกำหนดสัญญาณไบนารีกับค่าของสัญญาณพัลส์ได้อธิบายใน ส่วนที่ผ่านมาแล้ว ตัวอย่างสัญญาณไบนารีของสัญญาณรหัสและสัญญาณที่เป็นไบโพลาร์ให้เป็น $g(t)$ ดังแสดงในรูป 2.9b การบวกแบบโมดูลอ-2 ของลำดับสัญญาณข้อมูลข่าวสารกับลำดับสัญญาณรหัสและรูปแบบสัญญาณของผลคูณ $x(t)g(t)$ แสดงในรูป 2.9c

สำหรับการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค แสดงดังรูป 2.9d เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ $\theta_x(t) + \theta_g(t)$ มีค่าเป็น π เมื่อรูปแบบ $x(t)g(t)$ มีค่าเป็น -1 (หรือการบวกแบบโมดูลอ-2 ของผลรวมสัญญาณข้อมูลข่าวสารและสัญญาณรหัส ที่เป็นไบนารี 1) ในทำนองเดียวกัน เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์เป็น 0 เมื่อค่าของ $x(t)g(t)$ เป็น +1 (หรือการบวกแบบโมดูลอ-2 ของผลรวมของสัญญาณข้อมูลข่าวสารกับสัญญาณรหัส ที่เป็น 0) จะสามารถสังเกตเห็นคุณสมบัติการซ่อนสัญญาณของสัญญาณสเปกตรัมเปกตรัม โดยการเปรียบเทียบรูปแบบสัญญาณรหัสในรูป 2.9b กับรูปแบบสัญญาณในรูป 2.9c ต่อมา $x(t)$ ถูกซ่อนอยู่ภายในตัวมัน เหมือนกับจะสามารถมองเห็นการเคลื่อนที่อย่างช้าๆของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ที่อยู่ในการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็วของสัญญาณรหัสนั้นจะมองได้ยากมาก ก็คล้ายๆกับที่เป็นการยากมากที่เครื่องรับจะรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่เคลื่อนที่อย่างช้าๆ จากสัญญาณรหัสนี้ที่เคลื่อนที่อย่างรวดเร็ว โดยปราศจากการมีรูปแบบสัญญาณรหัสที่ถูกต้องแม่นยำ

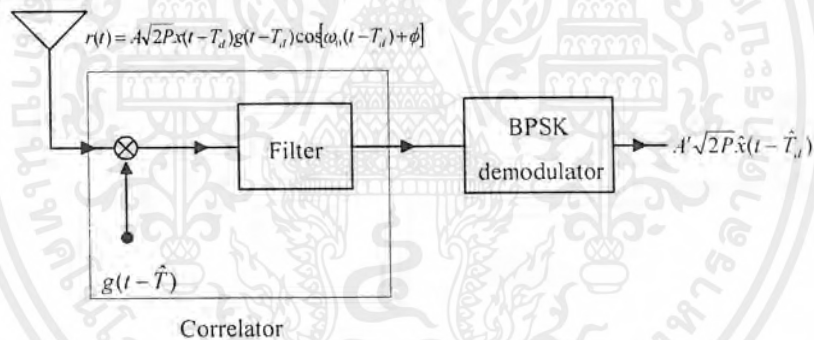
ดังแสดงในรูป 2.8c การคิมอดูเลตซีเอส/บีพีเอสเค จะมีวิธีการ 2 ขั้นตอนคือ ขั้นตอนแรกทำการกระจายสัญญาณอีกครั้งซึ่งทำโดยการกอร์เรเลตสัญญาณที่รับ ได้กับรูปแบบของสัญญาณรหัสที่ซิงโครไนซ์กัน ขั้นตอนที่สองเป็นการคิมอดูเลตสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ทำโดยตัวคิมอดูเลตที่มีความสัมพันธ์กัน ดังตัวอย่างในรูป 2.9 จะเห็นรูปแบบจำลองของสัญญาณรหัส $\hat{\theta}_g(t)$ ในรูป 2.9e เป็นการเลื่อนเฟส (0 หรือ π) ซึ่งเป็นผลที่เครื่องรับโดยการกระจายสัญญาณรหัส อีกครั้งหนึ่ง รูป 2.9f แสดงผลการประมาณเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ $\hat{\theta}_x(t)$ หลังจากทำการกระจายหรือหลังจากที่ $\hat{\theta}_g(t)$ ถูกเพิ่มไปเป็น $\theta_x(t) + \theta_g(t)$ ที่จุดนี้สามารถแสดงรูปแบบสัญญาณข้อมูลข่าวสารในทอมของเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ขั้นตอนที่สุดท้ายแสดงในรูป 2.9g เป็นการกู้โดยการประมาณสัญญาณข้อมูลข่าวสาร $\hat{x}(t)$ โดยการใช้ตัวคิมอดูเลตแบบบีพีเอสเค



(a)



(b)

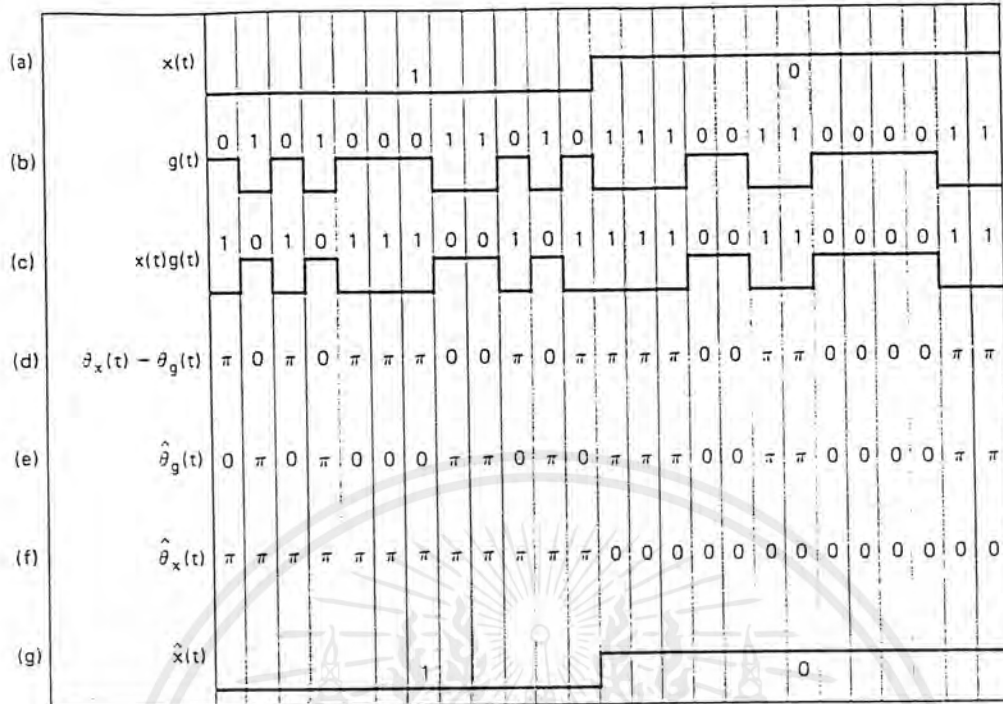


(c)

รูปที่ 2.8 แสดงระบบสเปคตรัมแบบโคเรซีแควนซ์ (Direct Sequence) โดย

- แสดง direct sequence ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK
- แสดง direct sequence ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK อย่างง่าย
- แสดงเครื่องรับ direct sequence ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดงสัญญาณในระบบสเปกตรัมที่ตรงเป็นแบบโคเรซีแควนซ์ (Direct sequence) โดยรูป

a) แสดงข้อมูล

b) แสดงสัญญาณรหัส

c) แสดงลำดับของสัญญาณที่ส่ง

d) แสดงเฟสของคลื่นพาห่ที่ใช้ส่ง

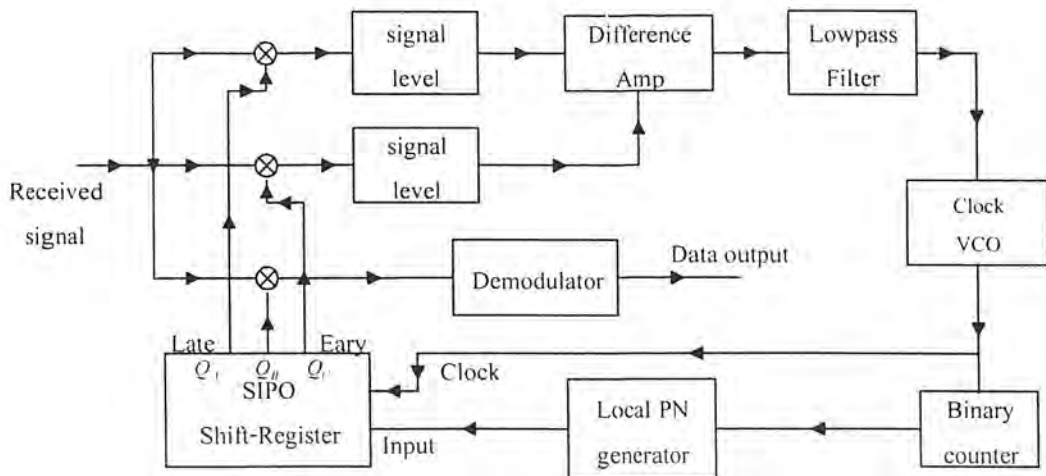
e) แสดงเฟสที่ได้จากสัญญาณรหัสทางด้านเครื่องรับ

g) แสดงเฟสที่เลื่อนไปโดยสัญญาณรหัสของเครื่องรับ

g) แสดงข้อมูลที่ตีมอดูเลตออกมา

2.14 การแทรกคิง (Tracking)

เมื่อขบวนการอคูสซิชั่น (Acquisition) ได้ทำสำเร็จแล้ว การแทรกคิงก็จะเริ่มขึ้นซึ่งเป็นขบวนการซิงโครไนซ์ของสัญญาณรหัสซึ่งถ้าเป็นระบบโคฮีเรนต์เทกชัน (Coherent detection) ก็จะทำให้เกิดการล็อกของเฟสของสัญญาณคลื่นพาห่ ในทางปฏิบัติจริงๆอาจทำการส่งสัญญาณที่ไม่มีการมอดูเลตกับข้อมูลส่งสัญญาณไปก่อนในระยะเวลาหนึ่ง เพื่อที่จะทำให้เกิดการอคูสซิชั่นขึ้นก่อนและเมื่อจะเริ่มการแทรกคิงสัญญาณข้อมูลก็จะถูกมอดูเลตส่งไปซึ่งวิธีการนี้ก็จะช่วยให้ตีเทกต์ข้อมูลได้



รูปที่ 2.10 แสดงการแทรกคิงแบบดิเลย์ล็อกกลูป

การแทรกคิงของระบบโคเรลซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบพีเอสเคแสดงในรูปที่ 2.10 โดยสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมีความถี่ศูนย์กลาง f_0 เป็นลักษณะแบบแอมพลิจูดมอดูเลชันโดยการคูณกันของสัญญาณที่รับได้และสัญญาณพีเอ็นโค้ดในแทรกคิงกลูปนั้นจะทำให้สัญญาณพีเอ็นถูกสร้างขึ้นมาเฟสที่เพิ่มขึ้นจากเฟสของสัญญาณรหัสทางเครื่องส่งเป็นเวลา τ ซึ่งค่านี้จะต้องมีค่าที่น้อยกว่าครึ่งหนึ่งของเวลาชิฟ เพื่อให้การซิงโครไนซ์กระทำได้ดี พีเอ็นโค้ด 2 ตัวที่อยู่ติดกันซึ่งจะมีคิเลอยู่ 1 ชิฟและวงจรกรองแถบความถี่ผ่านบริเวณทั้งสองตัวจะต้องมีแบนด์วิดท์ที่เท่ากัน ซึ่งมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของอัตราการส่งข้อมูล

$$B = 2R = 2/T \quad \dots\dots 2.12$$

ข้อมูลสามารถที่จะผ่านออกมาได้แต่ผลคูณของ $g(t)$ และ $g(t \pm T_c/2 + \tau)$ จะถูกเฉลี่ย เอนเวลโลปดิเทกเตอร์จะแยกข้อมูลข่าวสารออกมา เนื่องจาก $|x(t)| = 1$ ดังนั้นเอาต์พุตของ เอนเวลโลปดิเทกเตอร์จะถูกประมาณได้ว่า

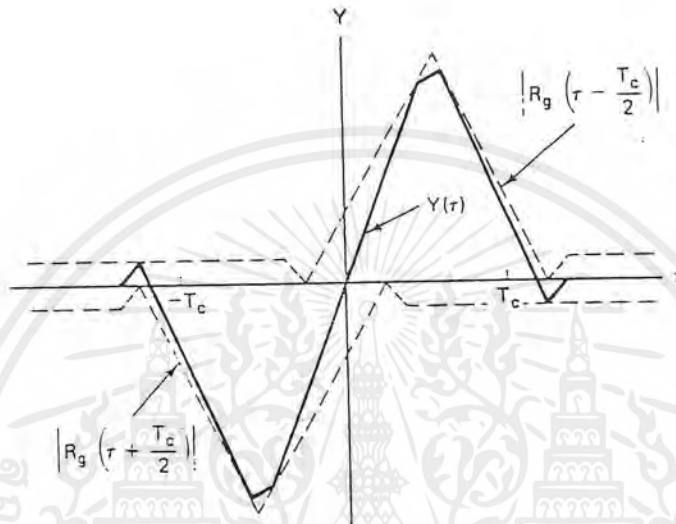
$$E_{1,2} \cong |g(t)g(t \pm T_c/2 + \tau)| \quad \dots\dots 2.13$$

$$= |R_p(\tau \pm T_c/2)| \quad \dots\dots 2.14$$

โดยที่ $R_p(x)$ เป็นฟังก์ชันออโตคอร์รีเลชันของพีเอ็นโค้ดและเอาต์พุตของตัวบวก Y จะแสดงได้ในรูปที่ 2.11 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อ τ เป็นบวก แรงค์ันที่เป็นบวกที่แปรผันกับ Y จะเป็น

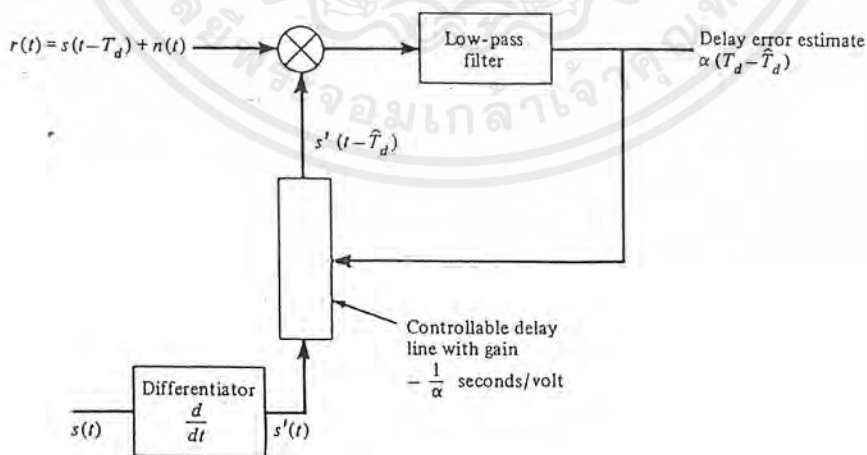
ตัวสั่งให้วีซีโอ (Voltage control oscillator : VCO) เพิ่มความถี่ขึ้นซึ่งจะทำให้ค่า τ มีค่าน้อยลง ในขณะที่ τ เป็นลบ แร่งดันจะไปสั่งให้วีซีโอลดความถี่ลง ดังนั้น τ ก็จะเพิ่มขึ้นจนเป็น 0 ถ้าค่าของความผิดพลาดของการแทรกคิงเป็น 0 เอาท์พุทของพีเอ็นโค้ดที่ถูกสร้างขึ้นจะได้ $g(t + \tau) = g(t)$ จะถูกลอรีเลทกับสัญญาณอินพุท $g(t)x(t) \cos(\omega_0 t + \theta)$

ดังนั้นจะได้ $g(t)^2 x(t) \cos(\omega_0 t + \theta) = x(t) \cos(\omega_0 t + \theta)$ ซึ่งหลังจากนั้นก็ให้นำไปเข้าขบวนการดีมอดูเลตต่อไป



รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณป้อนกลับที่ Y

2.15 การแทรกคิงของสัญญาณแบนด์กว้าง (Optimum tracking of wideband signal)



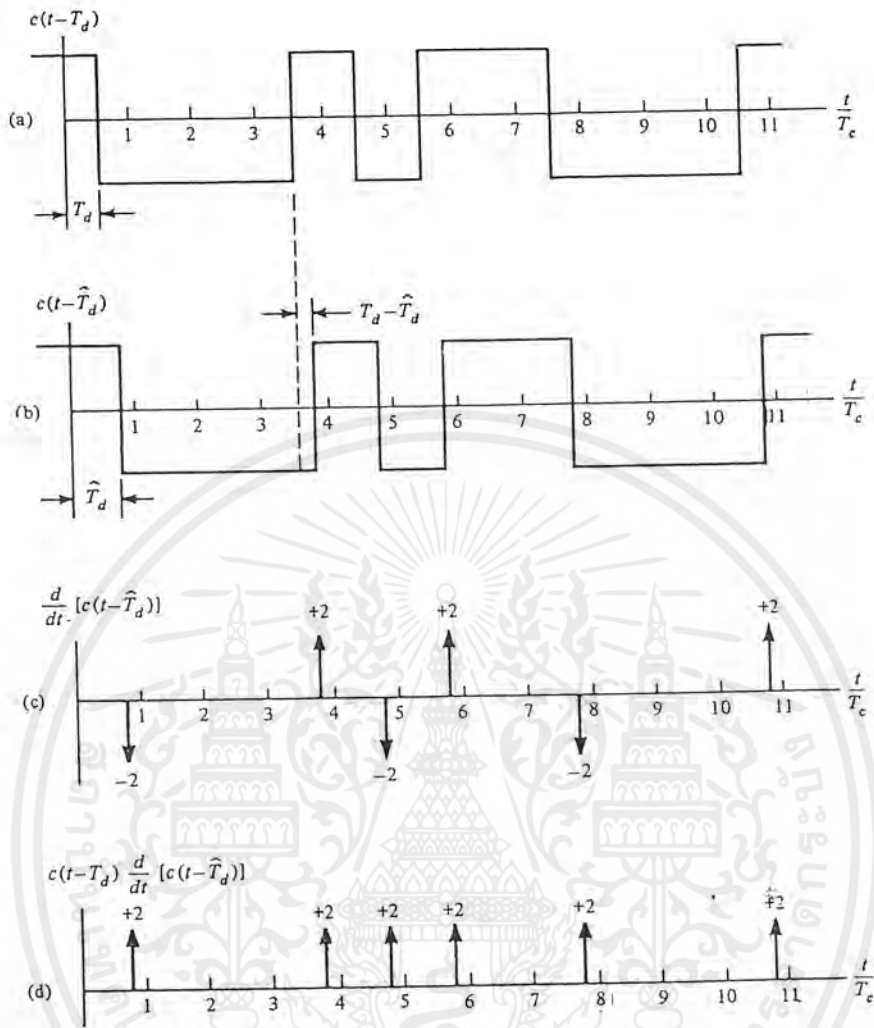
รูป 2.12 แสดงแทรกคิงสำหรับสัญญาณแบนด์กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าสัญญาณที่ส่งในระบบสเปกตรัมแบนด์กว้าง เป็นสัญญาณแบนด์กว้าง การแทรกคิงของสัญญาณแบนด์กว้างคือรูปแบบของการคูณกันของสัญญาณที่รับได้โดยมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นกับสัญญาณที่ทำการหาอนุพันธ์อันดับ 1 เมื่อเทียบกับเวลาของเครื่องรับที่มีการจำลองสัญญาณของทางด้านส่ง โดยตัวแยกนี้เหมาะสมในกรณีที่เป็นค่าสูงสุด ซึ่งเหมือนเป็นการประมาณความแตกต่างเฟสของสัญญาณแบนด์กว้างสองสัญญาณในกรณีที่มี AWGN ซึ่งเอาต์พุตจะได้เป็นความต่างเฟส ซึ่งน่าจะเป็นความคลาดเคลื่อนทางเฟสสูงสุด รูปแทรกคิงแสดงได้ดังรูป 2.12 สัญญาณที่รับได้ $r(t) = 3(t - T_d) + n(t)$ ถูกคูณกับสัญญาณ $s(t)$ ที่ถูกจำลองขึ้นและถูกดีเลย์ (delay) ไว้ เอาต์พุตที่ได้จากการคูณประกอบด้วยส่วนประกอบของสัญญาณไฟตรง (DC) ที่มีความสัมพันธ์กับค่าความผิดพลาดของสัญญาณดีเลย์ $(T_d - \hat{T}_d)$ เมื่อ \hat{T}_d เป็นดีเลย์ที่เกิดที่เครื่องรับ โดยสัญญาณไฟตรงจะได้ออกมาโดยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและใช้ควบคุมการดีเลย์ต่อไป การแทรกคิงแบบนี้จะไม่มีการวิเคราะห์รายละเอียดในที่นี่ เนื่องจากปัจจุบันไม่นิยมใช้ในระบบสเปกตรัมแบนด์กว้าง การทำงานของลูปรสามารถอธิบายโดยย่อได้ดังนี้

สมมติว่าเครื่องรับรับสัญญาณเบนแบนด์ซึ่งเป็น $c(t - T_d)$ และไม่พิจารณาอุณหภูมิสัญญาณรบกวน (thermal noise) และให้สัญญาณรบกวนที่มีลักษณะเป็น m ลำดับ สัญญาณที่รับได้จะแสดงดังรูป 2.13a โดยรูปแทรกคิงจะผลิตสัญญาณ $c(t - \hat{T}_d)$ และ $\varepsilon = T_d - \hat{T}_d$ มีค่าน้อยสุดเท่าที่จะเป็นไปได้

สัญญาณ $c(t - \hat{T}_d)$ แสดงได้ในรูป 2.13b และทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาดังแสดงในรูป 2.13c สัญญาณที่ได้จากการหาอนุพันธ์จะได้เป็นฟังก์ชันของอิมพัลส์ การเกิดอิมพัลส์เป็นเหตุผลแรกที่ทำให้มีการใช้แทรกคิงรูปแบบอื่นในทางปฏิบัติ เอาต์พุตที่ได้จากการคูณแสดงได้ในรูป 2.13d เมื่อ $\hat{T}_d > T_d$ และ $|T_d - \hat{T}_d| < T_c$ เอาต์พุตของฟังก์ชันอิมพัลส์ที่ได้จากการคูณจะมีค่าเป็นบวก และส่วนของสัญญาณไฟตรงที่เอาต์พุตของตัวคูณจะเป็นค่าเฉลี่ยของ $c(t - T_d) \frac{d}{dt} [c(t - \hat{T}_d)]$



รูป 2.13 แสดงรูปสัญญาณของโค๊ดแทรกคิงรูป

โดย a) แสดงสัญญาณรหัสที่รับได้

b) แสดงการสร้างแบบจำลองสัญญาณรหัส

c) แสดงอนุพันธ์ของ b

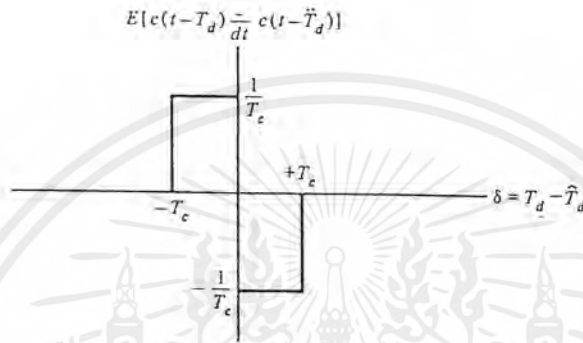
d) แสดงเอาต์พุตของตัวคูณ

โดยที่ $\frac{(N+1)}{NT_c}$ เมื่อ $\hat{T}_d < T_d$ และ $|T_d - \hat{T}_d| < T_c$ อิมพัลส์ทั้งหมดที่อยู่ในเอาต์พุตของตัวคูณจะเป็นลบและส่วนสัญญาณไฟตรงจะมีค่าเป็น $-\frac{(N+1)}{NT_c}$ เมื่อ $|T_d - \hat{T}_d| \geq T_c$ ถ้าเอาต์พุตที่เป็นบวกเท่ากับเอาต์พุตที่เป็นลบ ค่าสัญญาณไฟตรงจะมีค่าเป็นศูนย์ และเอาต์พุตสัญญาณไฟตรงแสดงดังรูป 2.14 ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นฟังก์ชันความแตกต่างของดีเลย์ $\delta = T_d - \hat{T}_d$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อ $\delta < 0$ ค่าดีเลย์จะมีค่าเป็นบวก \hat{T}_d จะต้องลดลงเพื่อให้ δ เป็น 0 เมื่อ $|T_d - \hat{T}_d| < T_c$ จะมีค่าแรงดันที่ถูกต้องที่ควบคุม \hat{T}_d ให้ไปในทิศทางที่ถูกต้อง

การทำงานของลูปแบบนี้เหมาะสำหรับสัญญาณแบนด์กว้าง โดยสุดท้ายจะเห็นว่าเฟสล็อกลูปโดยทั่วไปก็ใช้รูปแบบที่ได้อธิบายไป โดยสัญญาณอินพุตของเฟสล็อกลูปจะเป็นสัญญาณ $\sin(\omega t + \varphi)$ ซึ่งถูกคอรริเลทกับสัญญาณ $\cos(\omega t + \hat{\varphi})$ ซึ่งมีค่าอนุพันธ์ (derivative) ที่คงที่ของสัญญาณที่รับได้



รูปที่ 2.14 แสดงการดีเลย์สูงสุดในการแยกสัญญาณ โฟตรงสำหรับแทรกคิงลูปสัญญาณเบสแบนด์

2.16 การแทรกคิงสัญญาณเบสแบนด์แบบเต็มเวลา (Baseband full-time early-late tracking loop)

หน้าที่ของลูปแบบเต็มเวลาก็คือการแทรกเฟสของสัญญาณรหัส $c(t - T_d)$ โดยทำหน้าที่ให้ \hat{T}_d ที่เครื่องรับมีค่าประมาณให้เท่ากับ $T_d(t)$ ซึ่ง T_d และ \hat{T}_d จะเป็นฟังก์ชันของเวลาอยู่เสมอ แต่ไม่ได้เขียนไว้ สัญญาณที่ได้รับประกอบด้วยสัญญาณรหัส $\sqrt{P}c(t - T_d)$ โดยมีกำลัง (power) เป็น P และมีสัญญาณรบกวนขาว $n(t)$ ซึ่งมีความหนาแน่นกำลังงานสองข้าง $N_0/2$ W/Hz ดังนี้

$$s_r(t) = \sqrt{P}c(t - T_d) + n(t) \quad \dots 2.15$$

ในรูป 2.15 คือบล็อกไดอะแกรมประกอบด้วยวงจรแยกเฟส วงจรกรองความถี่ โวลเตจคอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ และวงจรถ่ายสัญญาณรหัส สัญญาณที่รับได้จะเป็นอินพุตของเครื่องแยกดีเลย์ล็อก หลังจากนั้นจะมีการแบ่งกำลังโดยส่วนหนึ่งถูกคอรริเลทกับสัญญาณรหัสก่อน $c[t - \hat{T}_d + (\Delta/2)T_c]$ และสัญญาณรหัสหลัง $c[t - \hat{T}_d - (\Delta/2)T_c]$ โดย Δ เป็นเวลาความแตกต่างของสัญญาณรหัสก่อนและสัญญาณรหัสหลัง

เมื่อพิจารณาการทำงานจะมีการทำงานเหมือนเครื่องวัดเฟสที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นโดยกำหนดให้ T_d และ \hat{T}_d คงที่ แล้วคำนวณหาเอาต์พุตได้โดยเอาต์พุตจะประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นฟังก์ชันคือ $\delta = (T_d - \hat{T}_d)/T_c$ แล้วมีกำลังไปขับโวลเตจคอนโทรลออสซิลเลเตอร์ซึ่งมีลักษณะเหมือน

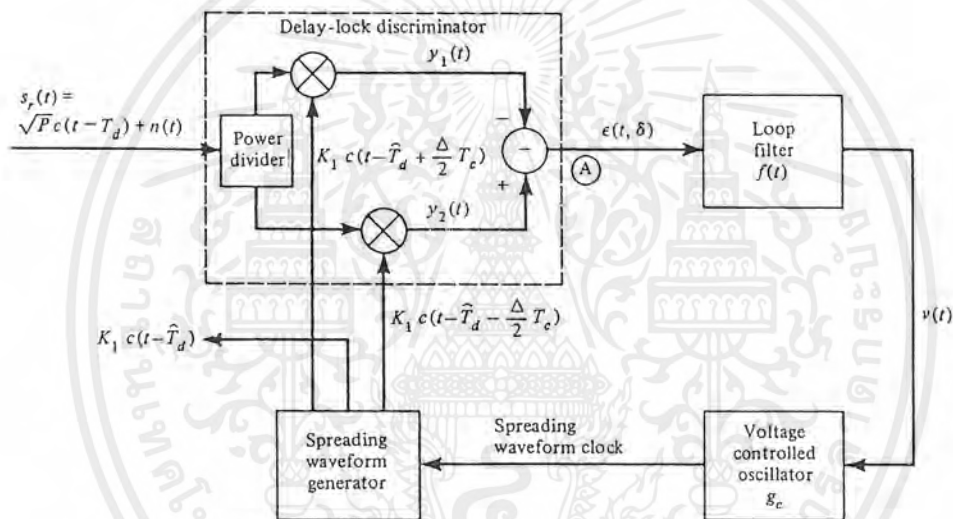
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสล็อกกรุป ซึ่งเอาต์พุตของการคูณมีค่าเป็น $\sin(\theta_i - \theta_n)$ แต่ในที่นี้นั้นจะกำหนดให้เอาต์พุตที่ได้จากการคูณเป็น $y_1(t)$ และ $y_2(t)$ และ $\epsilon(t, \delta)$ ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันของ T_d , \hat{T}_d และ t โดยเอาต์พุตของการคูณรีเลทก่อนเป็นดังนี้

$$y_1(t, T_d, \hat{T}_d) = K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} c(t - T_d) c(t - \hat{T}_d + \frac{\Delta}{2} T_c) \quad \dots 2.16$$

และเอาต์พุตของการคูณรีเลทหลังเป็นดังนี้

$$y_2(t, T_d, \hat{T}_d) = K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} c(t - T_d) c(t - \hat{T}_d - \frac{\Delta}{2} T_c) \quad \dots 2.17$$



รูปที่ 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแทรกคิงรูปแบบดีเลย์ล็อก

จากที่ได้อธิบายมาแล้วให้ K_1 เป็นอัตราขยายของตัวคูณ และขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางฮาร์ดแวร์ สัญญาณเอาต์พุตจะถูกแบ่งโดย $\sqrt{2}$ หลังจากที่ผ่านมาวงจรแบ่งกำลังและยังไม่มีมีการพิจารณาสัญญาณรบกวน เอาต์พุตที่ออกจากเครื่องดีเลย์ล็อก ซึ่งเป็นผลต่างของ $y_2(t)$ และ $y_1(t)$ จะเป็น

$$\begin{aligned} \epsilon(t, T_d, \hat{T}_d) &= y_2(t, T_d, \hat{T}_d) - y_1(t, T_d, \hat{T}_d) \\ &= K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} c(t - T_d) \left[c\left(t - \hat{T}_d - \frac{\Delta}{2} T_c\right) - c\left(t - \hat{T}_d + \frac{\Delta}{2} T_c\right) \right] \quad \dots 2.18 \end{aligned}$$

ส่วนประกอบของสัญญาณไฟตรงนี้ใช้สำหรับโค๊ดแทรกคิง การเปลี่ยนแปลงของส่วนเวลาจะเป็นฟังก์ชันของ δ ซึ่งเรียกว่าโค๊ดเซลฟโนยส์ (code self noise)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

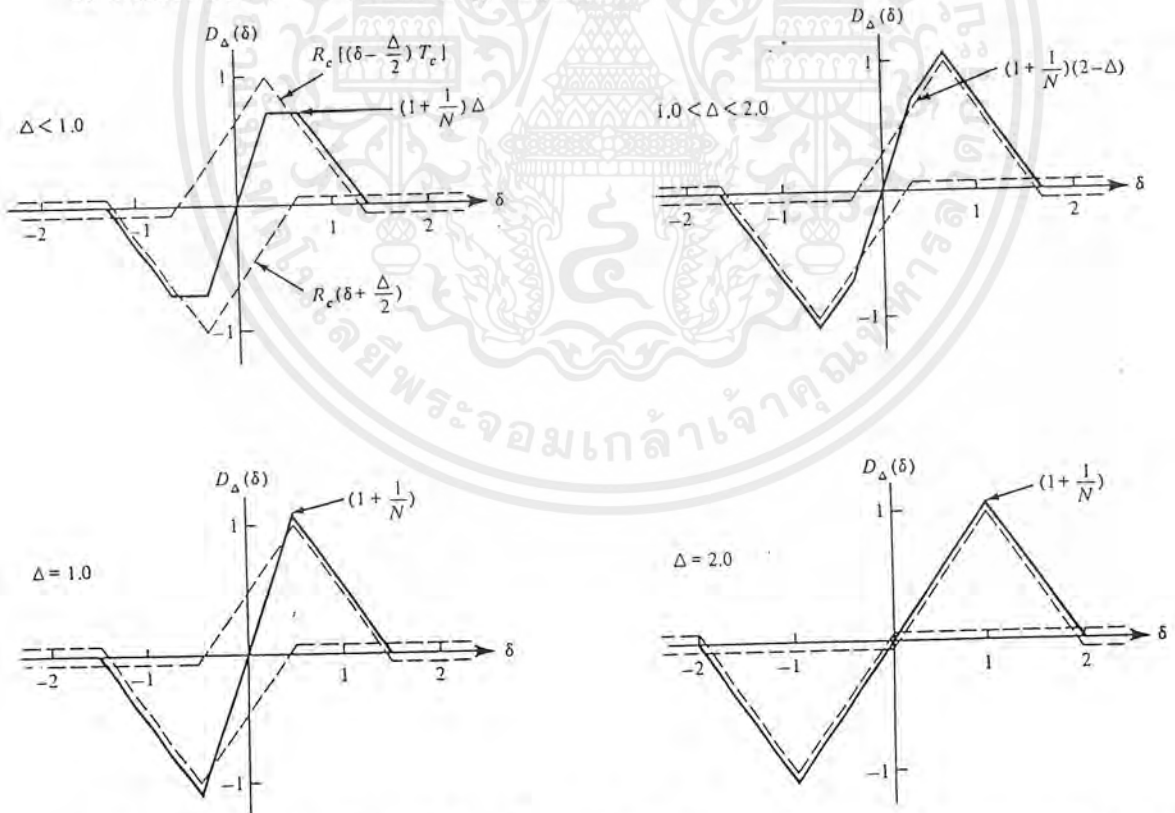
โดยองค์ประกอบของสัญญาณไฟตรงใน $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ จะเขียนได้เป็น $K_1 \sqrt{P/2} D_\Delta(T_d, \hat{T}_d)$ และเป็นเวลาเฉลี่ยของ $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ ดังนี้

$$K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} D_\Delta(T_d, \hat{T}_d) = \frac{1}{NT_c} \int_{NT_c/2}^{NT_c/2} K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} c(t - T_d) \left[c\left(t - \hat{T}_d - \frac{\Delta}{2} T_c\right) - c\left(t - \hat{T}_d + \frac{\Delta}{2} T_c\right) \right] dt \quad \dots 2.19$$

โดย NT_c เป็นคาบเวลาของสัญญาณรหัส ตามนิยามของออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน (auto correlation function) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} D_\Delta(T_d, \hat{T}_d) &= R_c\left(t - \hat{T}_d - \frac{\Delta}{2} T_c\right) - R_c\left(t - \hat{T}_d + \frac{\Delta}{2} T_c\right) \\ &= R_c\left[\left(\delta - \frac{\Delta}{2}\right) T_c\right] - R_c\left[\left(\delta + \frac{\Delta}{2}\right) T_c\right] \\ &= D_\Delta(\delta) \end{aligned} \quad \dots 2.20$$

โดยฟังก์ชันจะพลอต (plot) ได้ดังรูป 2.16 สำหรับค่า Δ โดย $c(t)$ เป็นสัญญาณที่มาจากรหัสซีบีเอ็มเลขที่ซีเคว้นซ์ (maximum length sequence)



รูปที่ 2.16 แสดงการแยกสัญญาณไฟตรงในแบบดีเลย์ล็อกสำหรับสัญญาณรหัสที่มีความยาวสูงสุดในกรณีที่มี Δ มีค่าต่างๆกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าในรูป 2.16 ช่วงของ δ บริเวณใกล้ๆ ศูนย์ค่า $D_\Delta(\delta)$ มีความเป็นเชิงเส้นสัมพันธ์กับ δ โดยปกติบริเวณนี้จะเป็นช่วงทำงานปกติของแทรกคิงรูป โดยความชันของเครื่องแยกจะเป็น s-curve บริเวณ $\delta = 0$ เป็น $2(1+1/N)$ สำหรับ $0 < \Delta < 2$ ช่วงของ δ ซึ่งเป็นลักษณะเฉพาะจะมีค่าความชันเป็น $2(1+1/N)$ ซึ่ง $|\delta| < \frac{\Delta}{2}$ สำหรับ $\Delta \leq 1.0$ และ $|\delta| < 1 - \frac{\Delta}{2}$ สำหรับ $1 \leq \Delta < 2$ ระยะจะลดลงจนถึงศูนย์เมื่อ $\Delta = 2.0$ และจะมีค่าสูงสุดเมื่อ $\Delta = 1$

โดยส่วนมากในการวิเคราะห์รูป ส่วนของเวลาที่เปลี่ยนแปลง $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ ซึ่งเขียนได้เป็น $K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} N_\Delta(t, T_d, \hat{T}_d)$ สามารถไม่นำมาพิจารณาได้เนื่องจากกำลังของเซลฟีนอยส์ส่วนมากจะอยู่ที่ความถี่ที่อยู่นอกแบนด์วิดท์ของแทรกคิงรูป การพิสูจน์นี้จะคำนวณได้จากกำลังของ $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ ซึ่งไม่ได้ให้ไว้ในที่นี้ ขอบเขตบนของแมกนิจูด (magnitude) ของกำลังของ $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ เป็นการง่ายโดยการนำผลที่ได้ก่อนหน้านั้น ขอบเขตบนนี้เพียงพอเพื่อพิสูจน์ว่าโค้ดเซลฟีนอยส์สามารถที่จะไม่นำมาพิจารณาได้ โดยขอบเขตบนได้มาจากการสังเกตทอมทั้งสองของสมการ 2.18 ที่การแผ่กำลังเหมือนกัน ในกรณีเลวร้ายสุดการแผ่กำลังผลรวมได้จากการสมมติว่านำส่วนต่างๆมาบวกกัน ดังนั้นในกรณีเลวสุด การแผ่กำลังของ $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ ใน 4 ครั้งจะได้แมกนิจูดเป็น

$$\epsilon'(t, T_d, \hat{T}_d) = K_1 \sqrt{\frac{P}{2}} c(t - T_d) c\left(t - \hat{T}_d - \frac{\Delta}{2} T_c\right) \quad \dots 2.21$$

กำลังสเปกตรัมของเซลฟีนอยส์อาจจะไม่นำมาพิจารณาได้เมื่อแมกนิจูดของขอบเขตมีค่าต่ำกว่าแมกนิจูดกำลังสเปกตรัมของเทอร์มอลนอยส์ที่ได้จากการคำนวณที่จุดเดียวกัน ขอบเขตต่ำสุดของเซลฟีนอยส์ได้มาจากการสมมติว่าสองเทอมจากสมการที่ 2.19 ไม่คอร์รีเลทกัน เมื่อค่ากล่าวนี้เป็นจริง กำลังสเปกตรัมของ $K_1 \sqrt{P/2} N_\Delta(t, T_d, \hat{T}_d)$ มีค่าเป็นสองเท่าของแมกนิจูดของ $\epsilon'(t, T_d, \hat{T}_d)$ เมื่อ $\Delta \geq 1.0$ และสัญญาณรหัสเป็น m ลำดับ สมการที่ 2.19 ก็จะไม่คอร์รีเลท

2.17 ระบบพีเอสเคที่ไม่ต้องการใช้การกู้สัญญาณคลื่นพาห้ (Non Carrier Recovery PSK system)

ในระบบการสื่อสารข้อมูลกระบวนการในการเข้ารหัสและถอดรหัสลับได้ว่าเป็นกระบวนการที่มีความสำคัญมากกระบวนการหนึ่ง โดยปกติจะมีการจัดประเภทการเข้ารหัสออกเป็น 4 ประเภทด้วยกัน ซึ่งหนึ่งในสี่ประเภทนั้นก็คือ การเข้ารหัสสัญญาณจากข้อมูลที่เป็นดิจิทัลให้ไปอยู่ในรูปสัญญาณที่ต่อเนื่อง และการเข้ารหัสข้อมูลประเภทนี้ ยังมีการแบ่งกรรมวิธีย่อยในการเข้ารหัสออกเป็นหลายประเภทหลักๆ ด้วยกัน 3 ประเภทคือเอเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางแอมพลิจูด) เอฟเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางความถี่) และพีเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางเฟส)

นอกจากนั้นยังมีการเข้ารหัสในลักษณะของการผสมอีกเช่น QAM เป็นต้น อย่างไรก็ตามการเข้ารหัสสัญญาณทางเฟสเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมค่อนข้างมากเพราะนอกจากจะมีภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนใกล้เคียงกับการเข้ารหัสสัญญาณทางความถี่แล้ว กระบวนการที่ใช้ในการเข้ารหัสและถอดรหัสยังมี

ความยืดหยุ่นและสามารถเข้ารหัสข้อมูลกับสัญญาณได้ที่บิตจำนวนสูงๆ ทั้งนี้ก็เพราะว่า การแบ่งแยกความถี่ที่แตกต่างกันที่อยู่ใกล้กันมากๆ จะทำได้ยาก แต่ในกรณีของเฟสจะทำได้ง่ายกว่า

ในกระบวนการเข้าและถอดรหัสทางเฟสโดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลักๆ คือ แบบพีเอสเคและแบบดีพีเอสเค โดยที่แบบพีเอสเคจะใช้การอ้างอิงเฟสกับสัญญาณคลื่นพาห้ ซึ่งในการกู้เอาข้อมูลกลับคืนมาจะต้องอาศัยคลื่นพาห้ที่หามาได้จากกระบวนการกู้สัญญาณคลื่นพาห้ที่อยู่ทางด้านเครื่องรับ จึงจะสามารถกู้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมาได้ และสำหรับดีพีเอสเค เพื่อเป็นการแก้ปัญหาในเรื่องสัญญาณคลื่นพาห้คั้งในกรณีพีเอสเค ระบบของดีพีเอสเคจะใช้การอ้างอิงเฟสกับสัญญาณอ้างอิง 1 บิตสำหรับการเข้ารหัสบิตแรก และการเข้ารหัสสำหรับบิตต่อไปจะเทียบเฟสกับสัญญาณของบิตที่เข้ารหัสไปก่อนหน้า นี้แล้วที่อยู่ติดกัน ดังนั้นในการถอดรหัสในกระบวนการดีพีเอสเค จึงไม่จำเป็นต้องอาศัยสัญญาณคลื่นพาห้ ซึ่งมีความยุ่งยากและซับซ้อนอยู่พอสมควร จึงเกิดกระบวนการในการเข้าและถอดรหัสในกระบวนการดีพีเอสเคที่ไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนมาที่เครื่องรับ เพื่อใช้ในการตีเทคต์ข้อมูลกลับคืนมา โดยจะมีการสร้างสัญญาณพีเอสเคตามปกติ และก่อนส่งจะมีการบวกสัญญาณคลื่นพาห้ที่ใช้ที่เครื่องส่งไปด้วย และเมื่อไปถึงเครื่องรับ เครื่องรับก็จะอาศัยเพียงวงจรถกกำลังสอง วงจรรองความถี่ต่ำ และตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลที่เหมาะสม ก็จะทำให้สามารถตีเทคต์ข้อมูลกลับคืนมาได้ โดยไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห้มาก่อนแล้วค่อยไปทำการตีเทคต์ข้อมูลอีกครั้ง

หลักการและวงจร

พิจารณาหลักการเบื้องต้น โดยใช้ตัวอย่างบีพีเอสเค ให้

$\phi_c(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นพาห้

$\phi_1(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสข้อมูล "1"

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

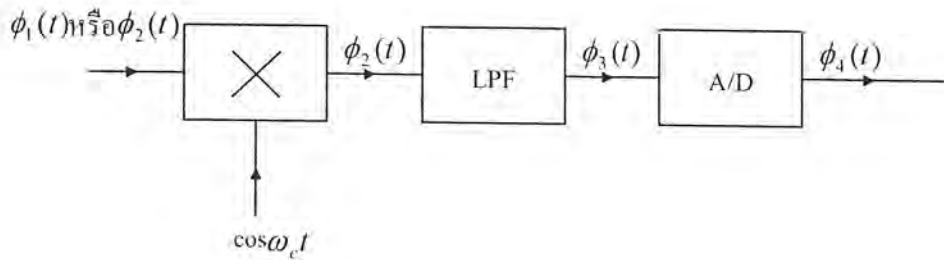
สำหรับการเข้ารหัสแบบบีพีเอสเค และถ้าให้ข้อมูล "1" เข้ารหัสกับเฟส 0 องศา และข้อมูล "0" เข้ารหัสกับเฟส 180 องศา ดังนั้น

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

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

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

ซึ่งกระบวนการในการกู้ข้อมูลกลับคืนมาจะใช้การคูณกันระหว่าง $\phi_1(t)$ กับ $\phi_c(t)$ หรือ $\phi_2(t)$ กับ $\phi_c(t)$ แล้วนำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านตัวกรองความถี่ต่ำ และตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นข้อมูลดิจิทัลที่เหมาะสมดังรูป



รูปที่ 2.17 แสดงแผนภูมิการเข้าและถอดรหัสพีเอสเคแบบเดิม

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"

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

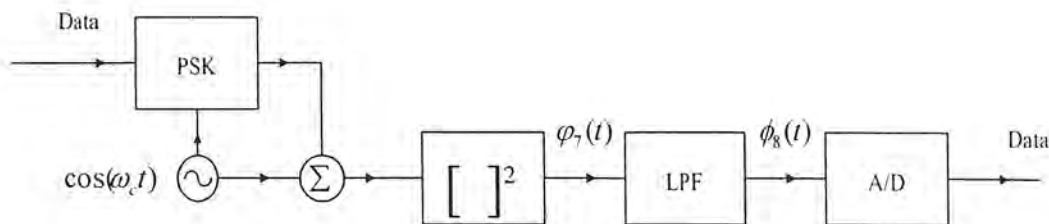
เป็น $\frac{1}{2} + \frac{\cos(2\omega_c t)}{2}$ เมื่อข้อมูลเป็น "1"

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"

ซึ่งจะเห็นว่าที่ตัวรับจำเป็นต้องมีกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนมาเพื่อใช้ในการถอดรหัสข้อมูล และเพื่อเป็นการลดปัญหาดังกล่าวระบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่จะได้เสนอต่อไปนี้ เมื่อทำการสร้างสัญญาณทางเฟสได้เรียบร้อยแล้ว ก่อนที่จะส่งไปเครื่องรับจะทำการบวกสัญญาณคลื่นพาห้เข้าไปด้วยก่อนทำการส่ง และทางเครื่องรับจะนำสัญญาณดังกล่าวไปยกกำลังสอง ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ และ A/D เพื่อแปลงเป็นข้อมูลต่อไป ดังรูป



รูปที่ 2.18 แสดงแผนภูมิการเข้าและถอดรหัสแบบใหม่

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

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

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

ดังนั้นที่ตัวรับ จะได้

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

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 เป็นมุมที่ทำกรเข้ารหัส

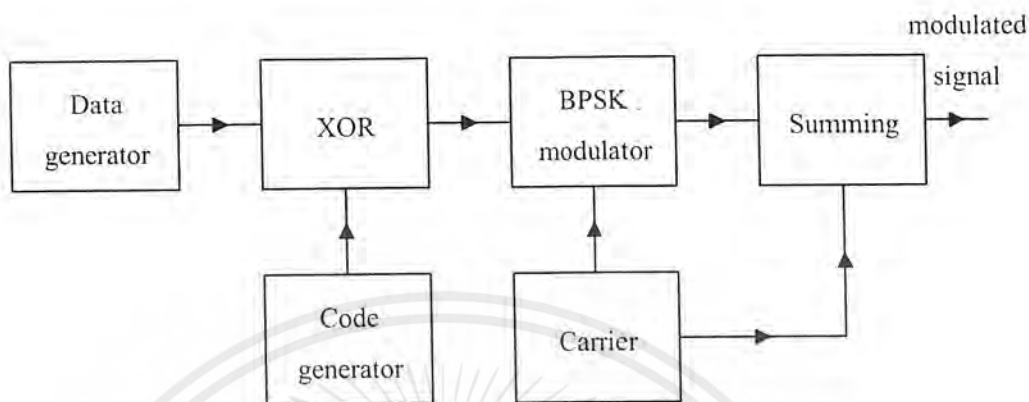
ซึ่งจะเห็นว่าสามารถเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณข้อมูลได้ นอกจากนั้นยังสามารถนำไปใช้กับสัญญาณที่มีการเข้ารหัสแบบเฟสได้มากกว่า 2 เฟส เป็น M-ary เฟสได้ โดยการดัดแปลงเพียงตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 เครื่องส่ง แสดงคัมบล็อกล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 3.1

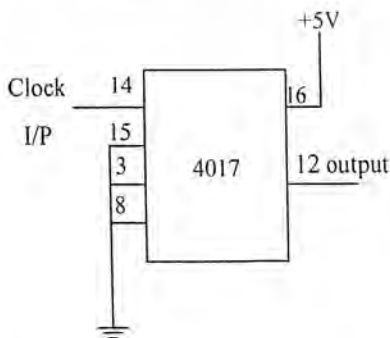


รูปที่ 3.1 แสดงคัมบล็อกล็อกโคอะแกรมของเครื่องส่ง

สัญญาณข้อมูลข่าวสารจะถูกนำมาทำการเอ็กซ์คลูซีฟออร์กับสัญญาณรหัสหลังจากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้ไปทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ในส่วนบีทีเอสแอมมอดูเลเตอร์แล้วนำสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วนั้นไปบวกกับสัญญาณคลื่นพาห์อีกครั้งแล้วจึงส่งออกไป เหตุที่นำสัญญาณที่มอดูเลตแล้วไปบวกกับสัญญาณคลื่นพาห์อีกครั้งนั้น เนื่องจากในโครงงานนี้ใช้ระบบพีเอสเคที่ไม่ต้องการการใช้การกู่สัญญาณคลื่นพาห์สำหรับเครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส ซึ่งหลักการได้อธิบายไปแล้วในส่วนทฤษฎีและหลักการ ส่วนการทดลองในส่วนเครื่องรับที่ไม่มีแทรกคิงสัญญาณรหัสนั้นไม่ใช้ระบบพีเอสเคที่ไม่ต้องการการใช้การกู่สัญญาณคลื่นพาห์

3.1.1 วงจรกำเนิดสัญญาณข้อมูลข่าวสาร

ใช้สัญญาณนาฬิกา (clock) ร่วมกับวงจรสร้างสัญญาณรหัส โดยนำสัญญาณนาฬิกาไปผ่านวงจรถรหารสิบ (decade counter) จากสัญญาณนาฬิกา 10101010... จะได้สัญญาณข้อมูลข่าวสารเป็น 11111000001111100000... วงจรแสดงดังรูปที่ 3.2

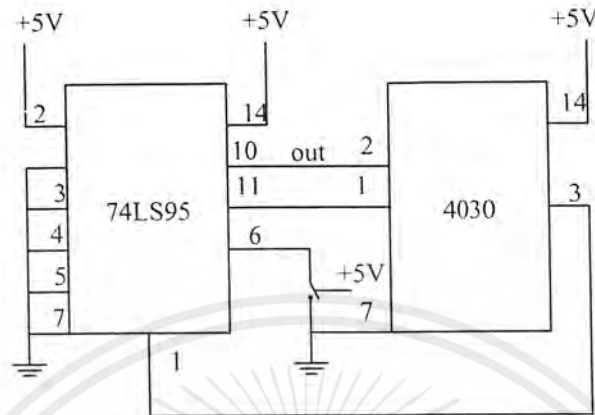


รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสร้างสัญญาณข้อมูลข่าวสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจรกำเนิดสัญญาณรหัส

โดยสัญญาณรหัสที่ใช้จะต้องมีลักษณะตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 ใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมชิพรีจิสเตอร์ เพื่อให้สร้างสัญญาณรหัสออกมา แสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสร้างสัญญาณรหัส

โดยในขั้นแรกจะทำการโหลดข้อมูล 0 0 0 1 ลงไปในรีจิสเตอร์ หลังจากนั้นข้อมูลในสเตท 3 และสเตท 4 จะถูกเอกซ์คลูซิฟออร์แล้วป้อนกลับไปสเตท 1 และมีการรีเฟรชเรื่อยๆ ซึ่งจะมีลักษณะดังตารางที่ 3.1

สัญญาณนาฬิกาลูกที่	x1	x2	x3	X3	x3 XOR x4
1	1	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0
3	0	0	1	0	1
4	1	0	0	1	1
5	1	1	0	0	0
6	0	1	1	0	1
7	1	0	1	1	0
8	0	1	0	1	1
9	1	0	1	0	1
10	1	1	0	1	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

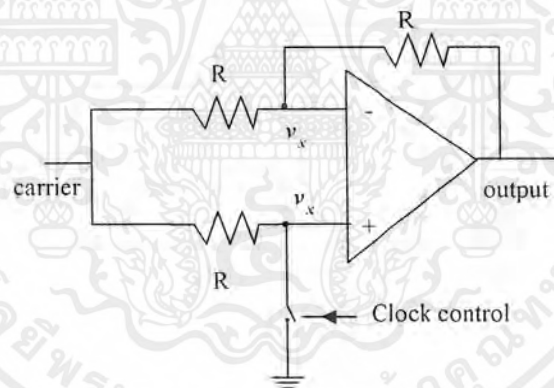
สัญญาณ นาฬิกาลูกที่	x1	x2	x3	X4	x3XOR x4
11	1	1	1	0	1
12	1	1	1	1	0
13	0	1	1	1	0
14	0	0	1	1	0
15	0	0	0	1	1
16	1	0	0	0	0

ตารางที่ 3.1 แสดงสถานะแต่ละสเตตของชิพริจิสเตอร์

โดยจะเห็นว่าเมื่อใช้สัญญาณนาฬิกาจำนวนเท่ากับ 16 ลูกก็จะทำให้รหัสซ้ำค่าเดิม

3.1.3 วงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์ (BPSK modulator)

การมอดูเลตแบบบีทีเอสเคจะทำให้เฟสคลื่นพาห้มีการเปลี่ยนไป เป็น 0 และ π ตามสัญญาณข้อมูลดิจิทัลที่เข้ามามอดูเลต วงจรแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรบีทีเอสเคมอดูเลเตอร์

พิจารณาเมื่อสวิตช์ (switch) ปิด

$$\text{จะได้ } \frac{v_x - v_{in}}{R} + \frac{v_x - v_o}{R} = 0 \quad \text{แต่ } v_x = 0$$

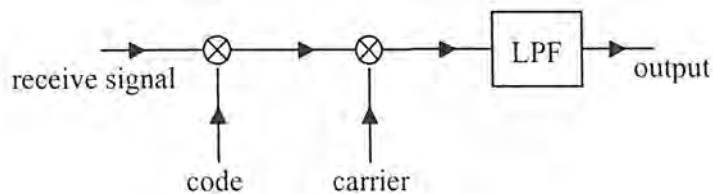
$$\text{ดังนั้น } \frac{v_o}{v_{in}} = -1$$

จะเห็นว่าเมื่อสวิตช์ปิดวงจรจะทำหน้าที่เป็นอินเวอร์ตติ้งแอมพลิไฟร์ (inverting amplifier)

ซึ่งจะทำให้เฟสของสัญญาณเอาต์พุตกลับกับเฟสของสัญญาณอินพุต

พิจารณาเมื่อสวิตช์เปิด

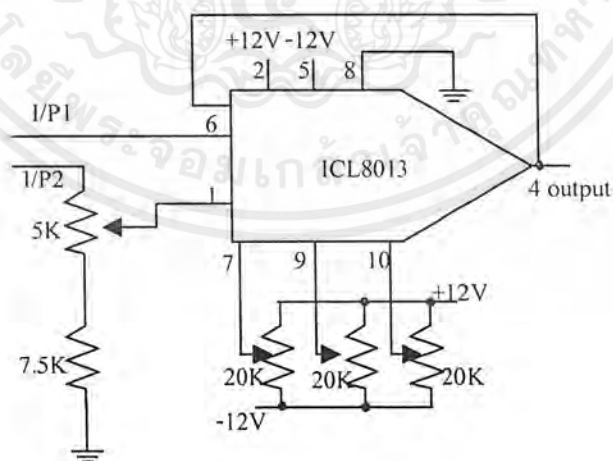
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ

เมื่อเครื่องรับรับสัญญาณแล้วก็จะนำสัญญาณนั้นมาคูณกับสัญญาณรหัสที่มีการซิงโครไนซ์กับสัญญาณรหัสทางเครื่องส่ง สัญญาณรหัสนี้ถ้าไม่มีการซิงโครไนซ์กับสัญญาณรหัสของทางเครื่องส่งแล้วก็จะทำให้ไม่สามารถกู้สัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับมาได้ สัญญาณที่ได้จากการคูณกับสัญญาณรหัสที่ซิงโครไนซ์แล้วลักษณะของสัญญาณก็จะเหมือนกับสัญญาณข้อมูลที่มีออสเคลตกับคลื่นพาห์หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งว่า เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์จะมีการเปลี่ยนตามสัญญาณข้อมูลที่มาควบคุม หลังจากนั้นก็นำสัญญาณดังกล่าวไปผ่านวงจรเฟสดีเทกต์เตอร์ (Phase detector) ซึ่งวงจรนี้ประกอบด้วยวงจรคูณและวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยสัญญาณที่ผ่านการคูณกับสัญญาณรหัสแล้วนั้นก็ทำการคูณกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลตอีก ซึ่งผลของการคูณจะทำให้ได้ส่วนของความถี่สูงและส่วนของความถี่ต่ำ โดยในส่วนของความถี่ต่ำนั้นจะมีข้อมูลข่าวสารแฝงอยู่ หลังจากนั้นก็นำสัญญาณดังกล่าวนี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งก็จะทำให้ได้สัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับคืนมา

3.2.1 วงจรคูณ ใช้ ICL 8013 วงจรแสดงดังรูปที่ 3.7

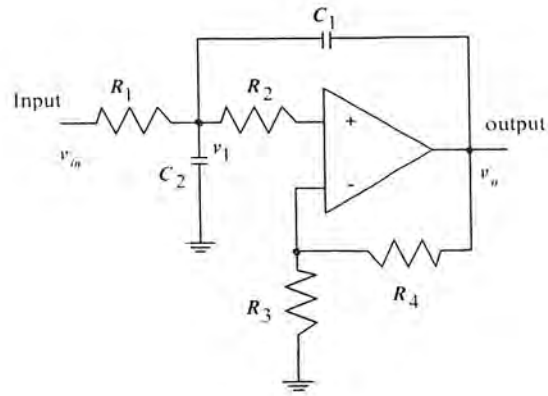


รูปที่ 3.7 แสดงวงจรคูณ

3.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

ใช้แบบ sallen and key วงจรแสดงดังรูปที่ 3.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ sallen and key

พิจารณาที่โหนดลบ

$$\frac{v_x - v_o}{R_4} + \frac{v_x - 0}{R_3} = 0$$

$$v_x \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{v_o}{R_4}$$

$$v_x = \frac{v_o}{R_4} \times \frac{1}{\left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)}$$

$$= \frac{v_o}{R_4} \times \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)}$$

$$v_x = \frac{R_3}{R_3 + R_4} v_o = kv_o$$

....1

พิจารณาที่โหนดบวก

$$\frac{v_x - v_1}{R_2} + \frac{v_x - 0}{1/SC_1} = 0$$

$$\frac{v_x - v_1}{R_2} + SC_1 v_x = 0$$

$$\frac{v_1}{R_2} = v_x \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right)$$

$$v_1 = v_x R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right)$$

.....2

พิจารณาที่โหนด v_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{v_1 - v_m}{R_1} + \frac{v_1 - v_x}{R_2} + \frac{v_1 - v_o}{1/SC_2} = 0$$

$$v_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_2 \right) - \frac{v_m}{R_1} - \frac{v_x}{R_2} = v_o SC_1 \quad \dots 3$$

แทนค่า $v_x = kv_o$ ลงใน ...2

$$v_1 = kv_o R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \quad \dots 4$$

แทนค่า v_1 จาก ...4 และ v_x จาก...2 ลงใน...3

$$\begin{aligned} v_o k R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_2 \right) - \frac{v_m}{R_1} - \frac{kv_o}{R_2} &= v_o SC_2 \\ \frac{v_m}{R_1} &= v_o \left[k R_2 \left(\frac{1}{R_2} + SC_1 \right) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + SC_2 \right) - \frac{k}{R_2} - SC_2 \right] \\ \frac{v_m}{v_o} &= R_1 \left[k R_2 \left(\frac{1 + SC_1 R_2}{R_2} \right) \left(\frac{R_2 + R_1 + SC_2 R_1 R_2}{R_1 R_2} \right) - \frac{k}{R_2} - SC_2 \right] \\ &= R_1 \left[\frac{k}{R_1 R_2} \left(R_2 + R_1 + SC_2 R_1 R_2 + SC_1 R_2^2 + SC_1 R_1 R_2 + S^2 C_1 C_2 R_1 R_2^2 \right) + \frac{k}{R_2} - SC_2 \right] \\ \frac{v_m}{v_o} &= R_1 \left[\frac{k}{R_1 R_2} \left(S^2 C_1 C_2 R_1 R_2^2 + S \left(C_2 R_1 R_2 + C_1 R_2^2 + C_1 R_1 R_2 \right) + R_1 + R_2 \right) + \frac{k}{R_2} - SC_2 \right] \\ &= R_1 \left[S^2 k C_1 C_2 R_2 + S \left(k C_2 + \frac{k C_1 R_2}{R_1} + k C_1 - C_2 \right) + \frac{k}{R_1} \right] \\ &= R_1 \left[k S^2 C_1 C_2 R_2 + S k \left(C_2 + \frac{C_1 R_2}{R_1} + C_1 \right) + \frac{k}{R_2} + \frac{k}{R_1} - \frac{k}{R_2} - SC_2 \right] \\ &= S^2 k C_1 C_2 R_1 R_2 + S R_1 \left(k C_2 + \frac{k C_1 R_2}{R_1} + k C_1 - C_2 \right) + k \\ \frac{v_o}{v_m} &= \frac{1}{S^2 k C_1 C_2 R_1 R_2 + S \left(k C_2 R_1 + k C_1 R_2 + k C_1 R_1 - C_2 R_1 \right) + k} \\ &= \frac{1/SC_1 C_2 R_1 R_2}{S^2 + \frac{S \left[C_2 R_1 (k-1) + k C_1 (R_1 + R_2) \right]}{k C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}} \end{aligned}$$

$$\text{โดยที่ } \omega_o = \sqrt{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

$$\frac{\omega_o}{Q} = \frac{[C_2 R_1 (k-1) + k C_1 (R_1 + R_2)]}{k C_1 C_2 R_1 R_2}$$

$$\text{และ } Q = \frac{k \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}{[C_1 R_1 (k-1) + k C_1 (R_1 + R_2)]}$$

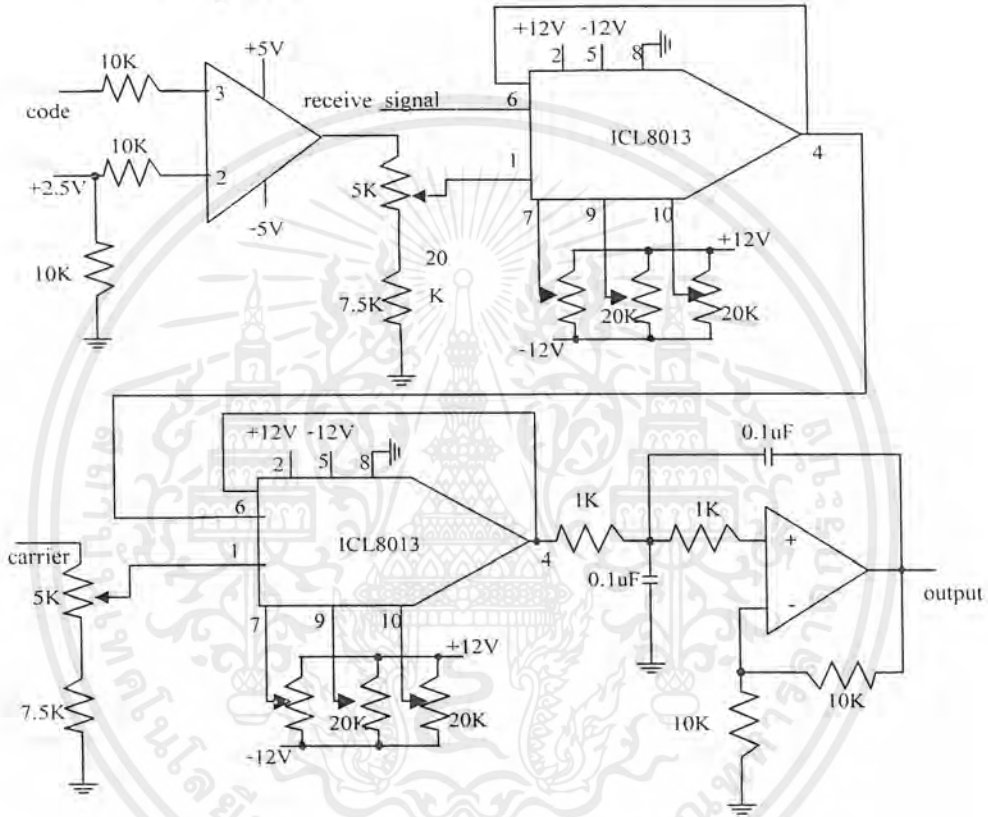
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $R_1 = R_2 = 1$ กิโลโอห์ม
 $R_3 = R_4 = 10$ กิโลโอห์ม
 $C_1 = C_2 = 0.1$ ไมโครฟารัด

จากการคำนวณได้ความถี่คัตออฟประมาณ 1.591 กิโลเฮิร์ต

3.2.3 วงจรรวมของเครื่องรับ ในเครื่องรับนี้ไม่ได้ใช้ระบบทีเอสเคทีไม่ต้องกึ่งสัญญาณคลื่นพาห์ จึงไม่มีวงจรถักกำลังสองและวงจรรองความถี่ต่ำ โดยใช้สัญญาณรหัสและสัญญาณคลื่นพาห์ จากทางเครื่องส่งทำการส่งมา

แสดงผังรูปที่ 3.9

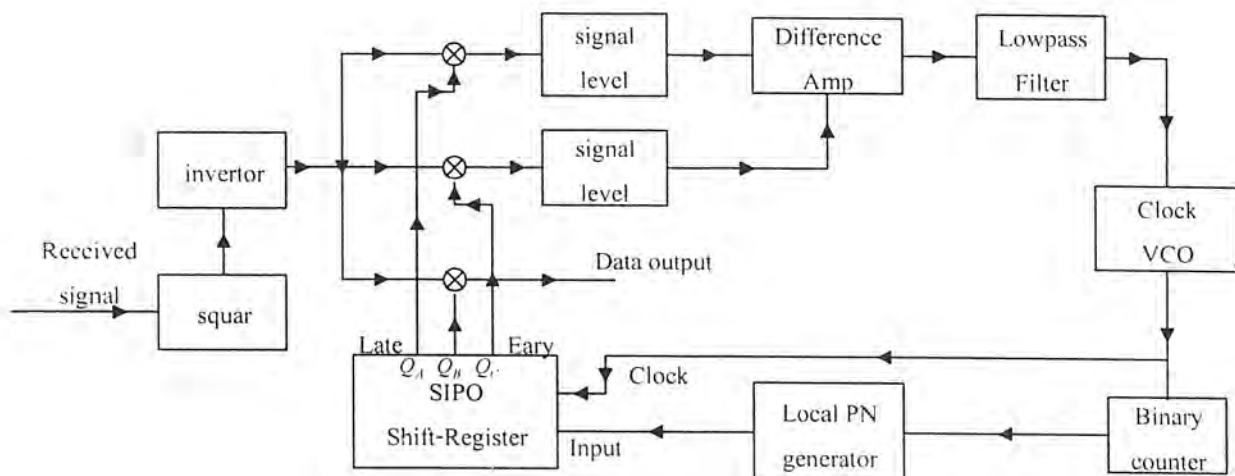


รูปที่ 3.9 แสดงวงจรรวมเครื่องรับ

3.3 เครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส

ใช้แบบดีเลย์ล็อกลูป (Delay Lock Loop) บล็อกไดอะแกรมแสดงผังรูปที่ 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

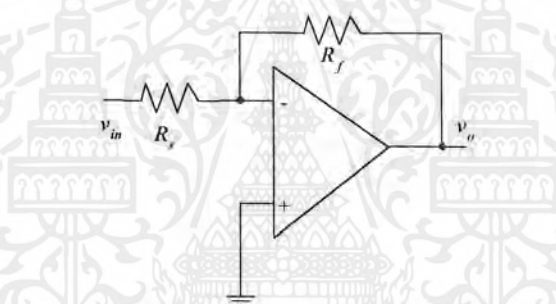


รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับที่มีการแทรกคั้งสัญญาณรหัส

วงจรถ่ายทอดด้วย

3.3.1 วงจรยกกำลังสอง ใช้วงจรคูณ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.7

3.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.11



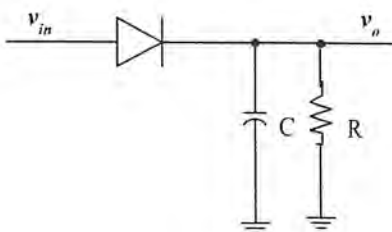
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์

โดยที่ $R_i = R_f$

3.3.3 วงจรคูณ ดังได้แสดงในรูป 3.7

3.3.4 วงจรซิกแนลเลเวลประกอบด้วย 2 วงจรย่อย คือวงจรเอนเวลโลปดีเทกเตอร์และวงจรถองความถี่ต่ำซึ่งเมื่อทั้งสามทำหน้าที่ร่วมกันแล้วจะให้ผลของระดับสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงไปควบคุมการทำงานของวงจรวีซีโอ

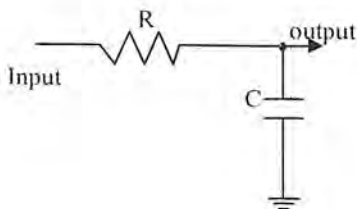
3.3.4.1 วงจรเอนเวลโลปดีเทกเตอร์(envelope detector) วงจรแสดงดังรูปที่ 3.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.12 วงจรเอนเวลโพลีเทกเตอร์

3.3.4.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

โดยวงจรนี้นำไปใช้ในการกรองสัญญาณ โดยออกแบบไว้เพื่อกรองสัญญาณไฟ
คี่

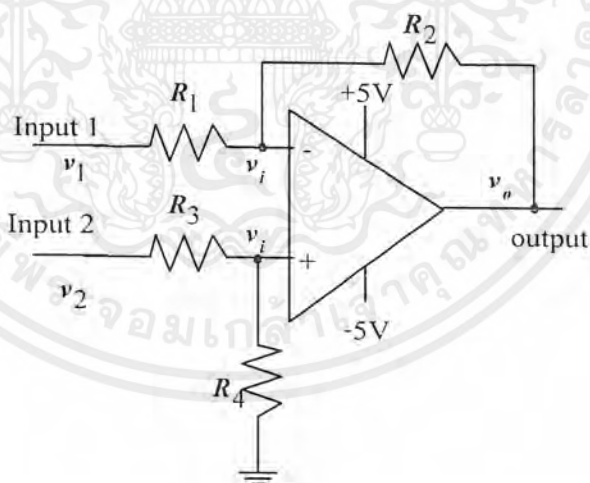
ไ่วงจร RC คำนวณโดย

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

โดยใช้ $R = 100$ กิโลโอห์ม $C = 0.1$ ไมโครฟาร์ด

3.3.5 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์ (Differential Amplifier)

วงจรแสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์

พิจารณาโหนดบวก

$$\frac{v_i - v_2}{R_3} + \frac{v_i - 0}{R_4} = 0$$

$$v_i \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) = \frac{v_2}{R_3}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_i = \frac{v_2}{R_3 \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)}$$

$$= \frac{v_2 R_4}{R_3 + R_4}$$

พิจารณาโหนดลบ

$$\frac{v_i - v_1}{R_1} + \frac{v_i - 0}{R_2} = 0$$

$$v_i \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{v_1}{R_1} - \frac{v_o}{R_2} = 0 \quad \dots\dots 1$$

แทนค่า $v_i = \frac{v_2 R_4}{R_3 + R_4}$ ลงในสมการ

$$\frac{v_2 R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - \frac{v_1}{R_1} = \frac{v_o}{R_2}$$

นำ R_1 คูณตลอด $\frac{v_2 R_4 R_2}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right) - \frac{R_2}{R_1} v_1 = v_o$

กำหนดให้

$$n = \frac{R_2 R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right)$$

$$n = \frac{R_2}{R_1}$$

$$v_o = n v_2 - n v_1$$

$$= n (v_2 - v_1)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = n \text{ และ } R_2 = n R_1 \quad \dots\dots 2$$

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = n \quad \dots\dots 3$$

แทนค่า R_2 ลงในสมการ 3

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) = n$$

$$\frac{R_4 R_1}{(R_3 + R_4)} \frac{(1+n)}{R_1} = n$$

$$R_4 + n R_4 = n R_3 + n R_4$$

$$R_4 = n R_3$$

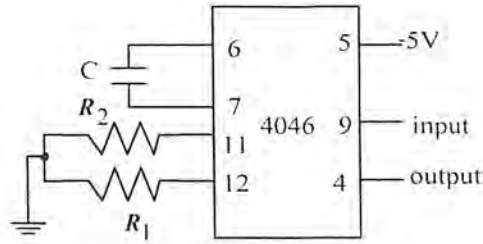
$$\therefore \text{จะเป็นวงจรลบที่สมมูลก็ต่อเมื่อ } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = n$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ h เป็นอัตราขยายของวงจร

3.3.6 วงจรโวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Voltage Control Oscillator)

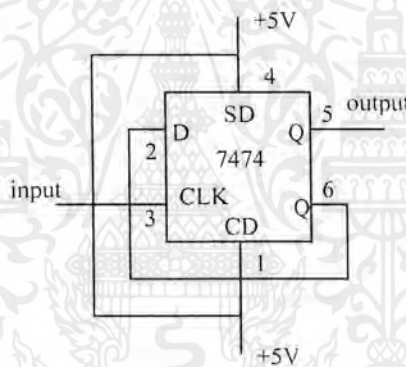
วงจรแสดงดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แสดงวงจร โวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์

3.3.7 วงจรหารสอง (Binary Counter)

วงจรแสดงดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 แสดงวงจร ไบนารีเคาน์เตอร์

3.3.8 วงจรสร้างสัญญาณรหัส

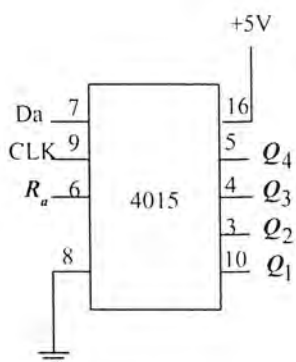
ใช้วงจรเช่นเดียวกับทางเครื่องส่งแสดงดังรูปที่ 3.3

3.3.9 วงจรตีเทกสัญญาณข้อมูลข่าวสาร

ประกอบด้วยวงจรคูณและวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

3.3.10 วงจรซีเรียลอินพาราเลลเอาท์ (Serial In Parallel Out)

วงจรแสดงดังรูปที่ 3.17

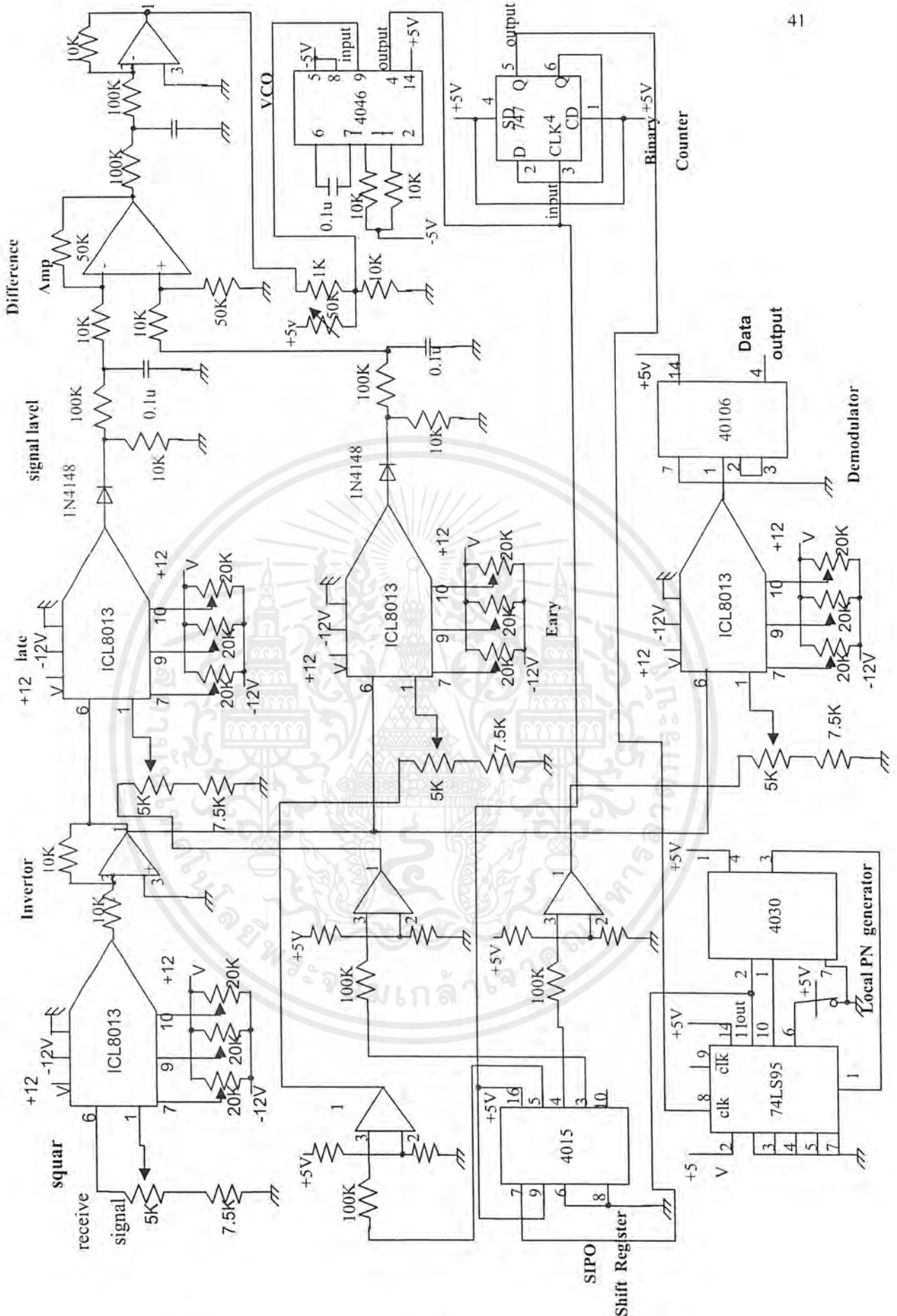


รูปที่ 3.17 แสดงวงจรซีเรียลอินพาลาลเรลเอาท์



3.3.9 วงจรรวมของเครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัส แสดงดังรูปต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรรวมของเครื่องรับที่มีการแทรกคั้งสัญญาณรหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

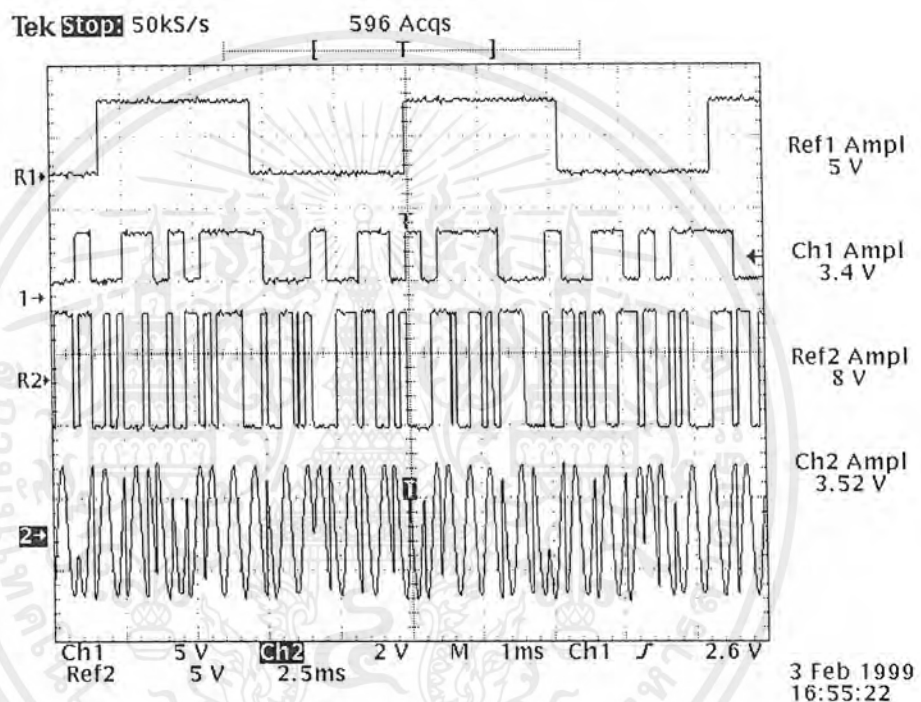
4.1 เครื่องส่ง

ทำการทดลองโดย

4.1.1 ต่อวงจรดังรูปที่ 3.5

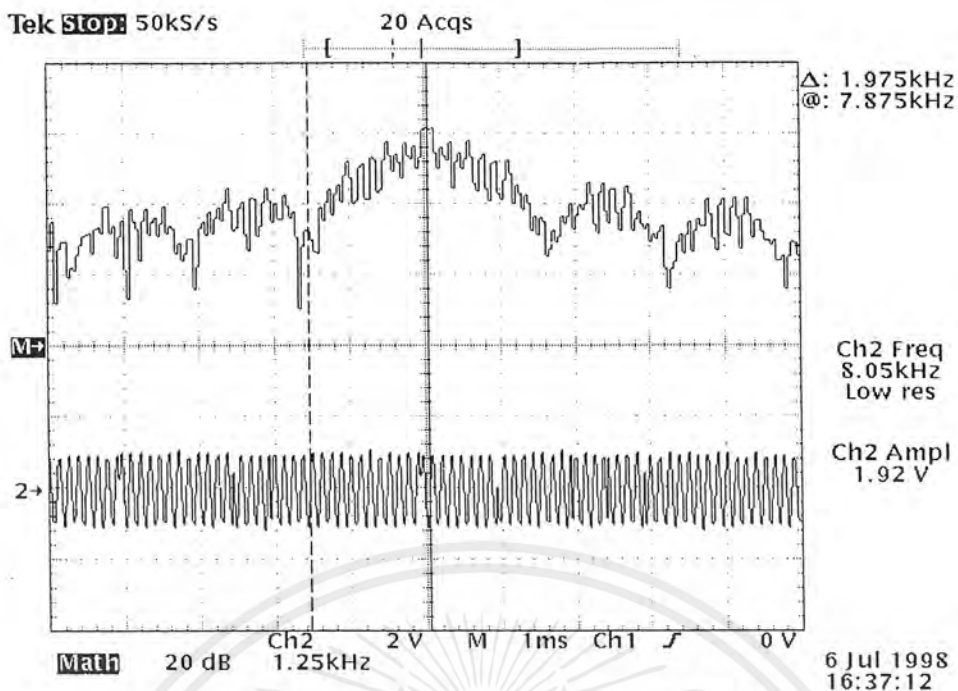
4.1.2 ป้อนสัญญาณคล็อกความถี่ 1 KHz แอมพลิจูด (amplitude) 1 Vpp ออฟเซต (off set) +1.2 Vdc และ ป้อนสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ 8 KHz แอมพลิจูด 1 Vpp

ผลการทดลอง

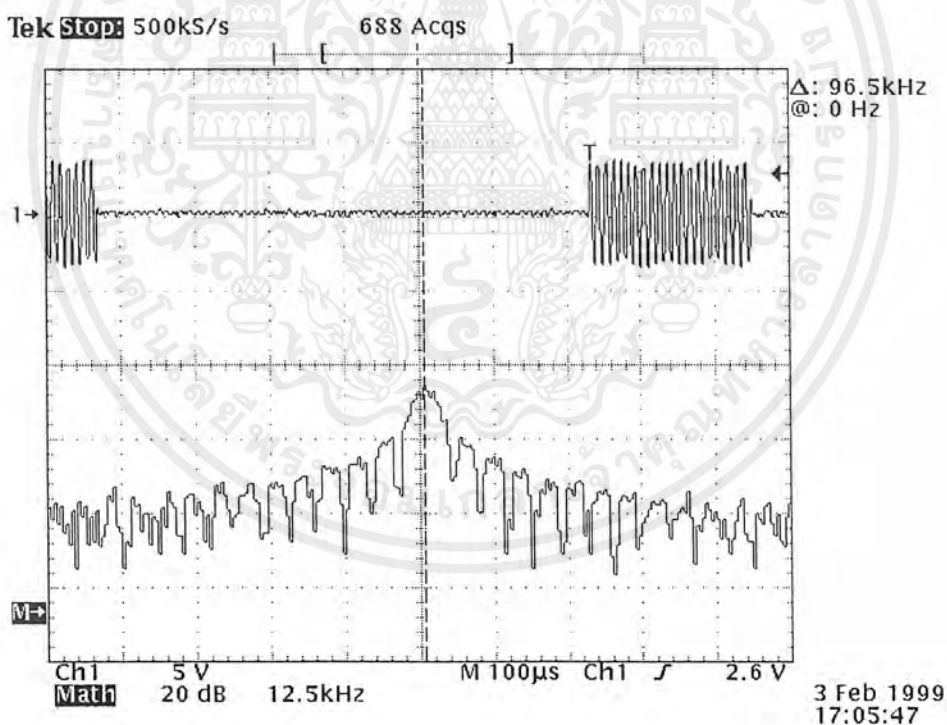


รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ได้ที่เครื่องส่ง โดย
reference ที่ 1 แสดงสัญญาณข้อมูลข่าวสาร
channel ที่ 1 แสดงสัญญาณรหัส
reference ที่ 2 แสดงสัญญาณที่ได้จากสัญญาณข้อมูลข่าวสาร
เอ็กคลูสิฟออร์กับสัญญาณรหัส
channel ที่ 2 แสดงสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว



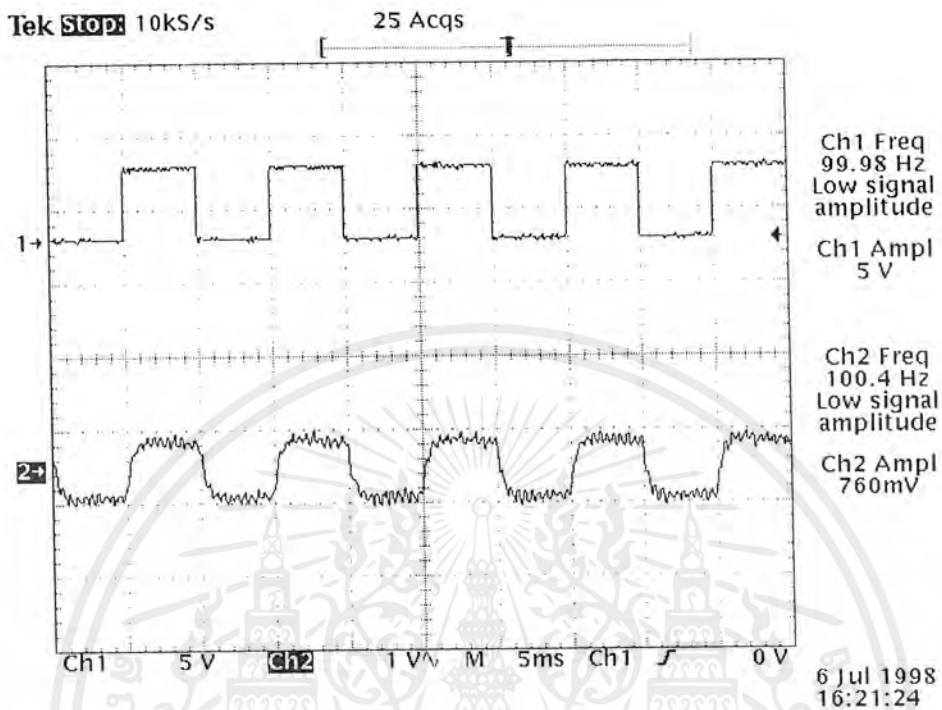
รูปที่ 4.3 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 เครื่องรับ

ทำการทดลองโดยรับสัญญาณที่เครื่องส่งได้ส่งออกมา

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณข้อมูลข่าวสารทางเครื่องส่งกับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ได้ทางเครื่องรับโดย

channel ที่ 1 แสดงสัญญาณข้อมูลข่าวสารทางเครื่องส่ง

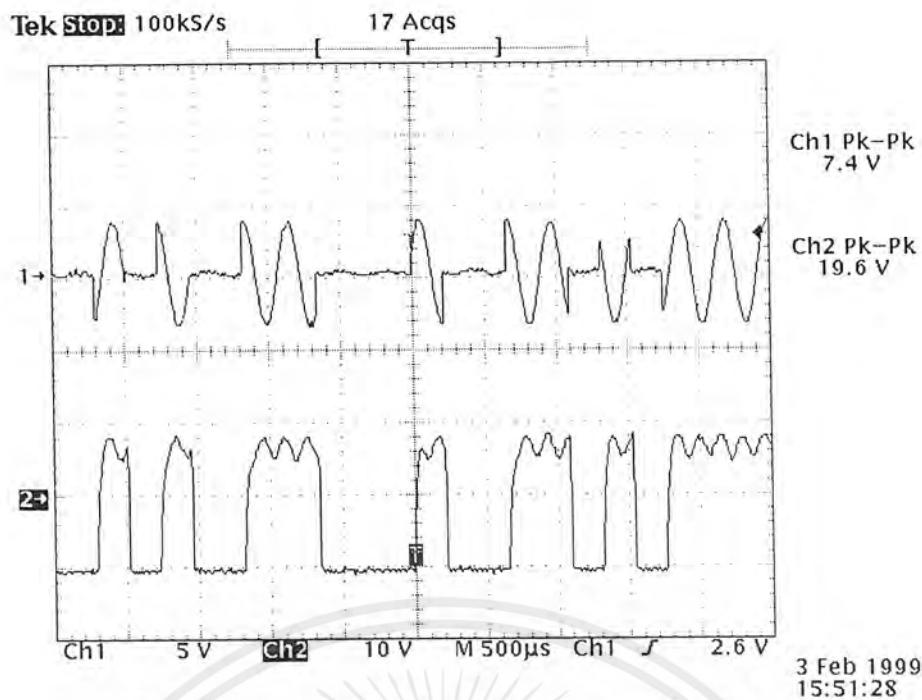
channel ที่ 2 แสดงสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ได้ทางเครื่องรับ

4.3 เครื่องรับที่มีการแทรกกิ่งสัญญาณรหัส

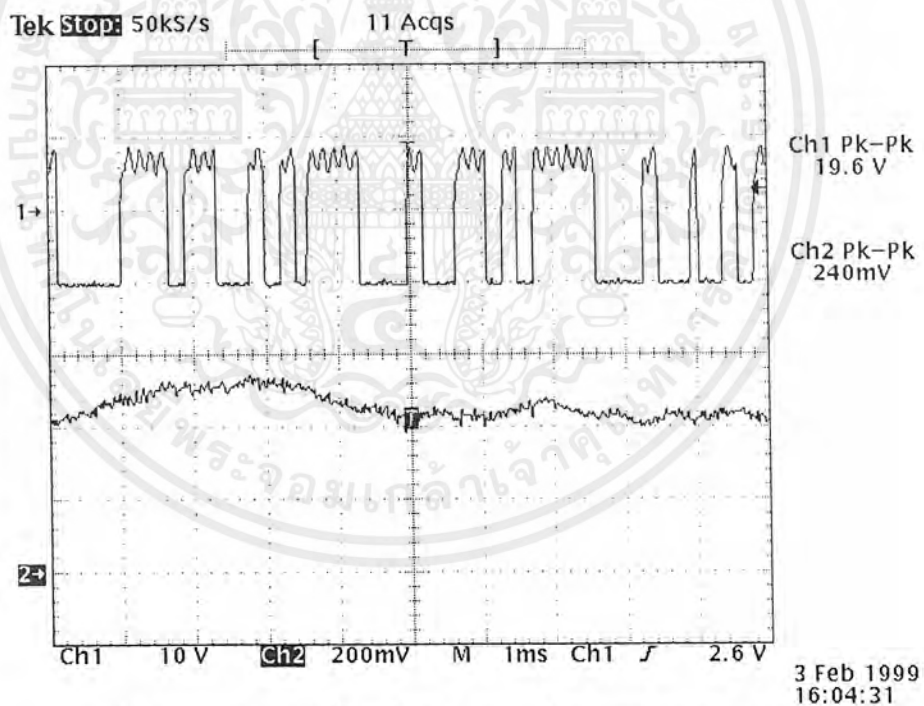
ทำการรับสัญญาณที่เครื่องส่งส่งมา

ผลการทดลองแสดงดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณอินพุตที่เครื่องรับและสัญญาณที่ได้เมื่อผ่านวงจรยกกำลังสอง
โดย channel 1 แสดงสัญญาณอินพุตที่เครื่องรับ
และchannel 2 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อผ่านวงจรยกกำลังสอง

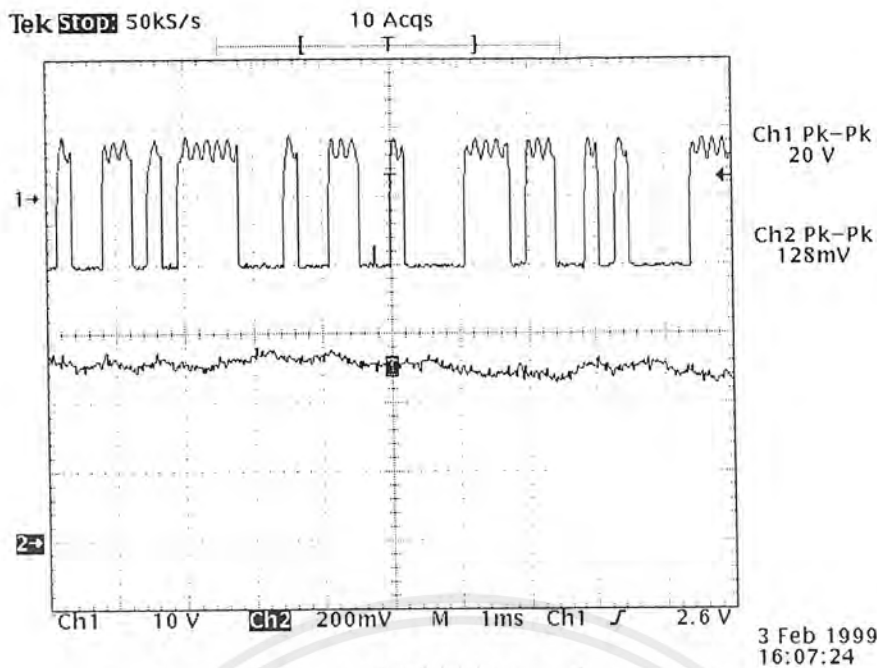


รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองคูณกับสัญญาณ
รหัสที่เป็นเลข(late)

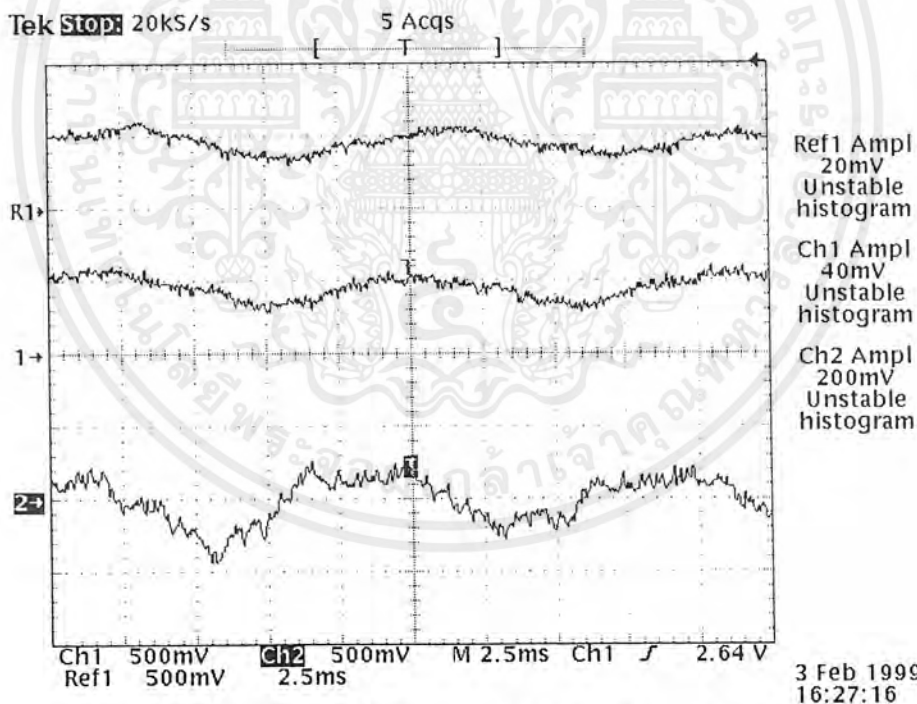
โดยที่ channel 1 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสอง

channel 2 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรยกกำลังสองคูณกับ
สัญญาณรหัสที่เป็นเลข(late)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

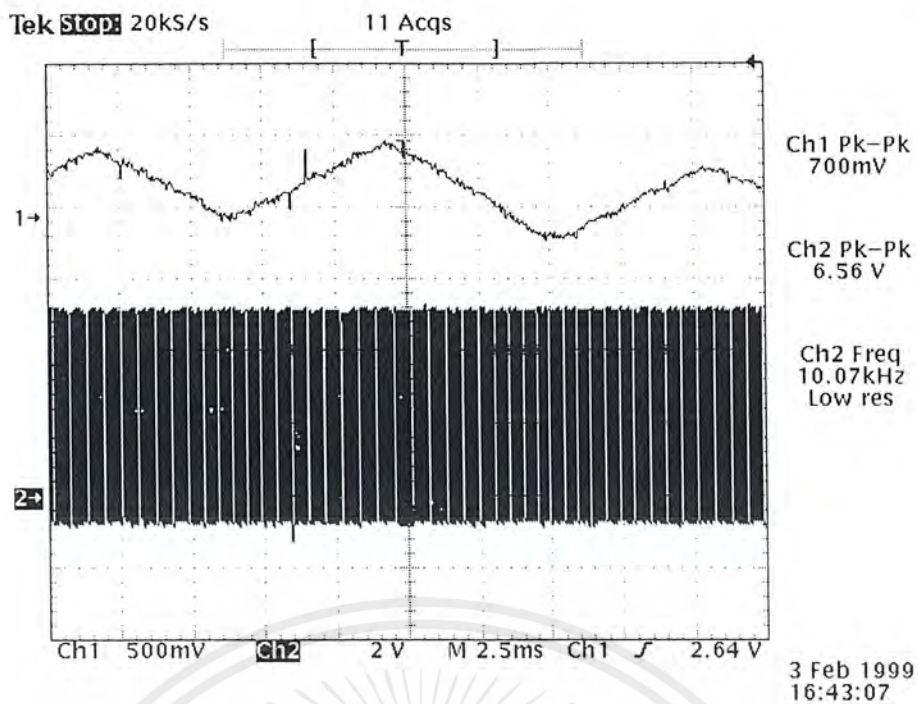


รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรถักกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่เป็นเออร์ลี(early) โดย channel 1 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรถักกำลังสอง channel 2 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรถักกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่เป็น เออร์ลี(early)

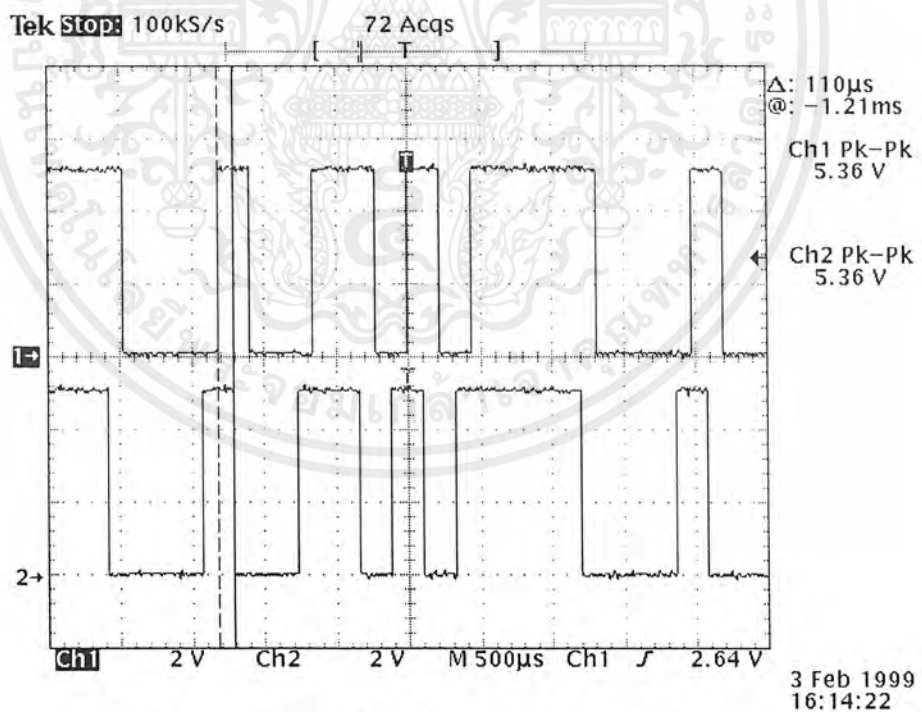


รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรถักเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์ โดย reference1 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรถักกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่เป็นเลท(late) channel 1 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรถักกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่เป็น เออร์ลี (early) channel 2 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรถักเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

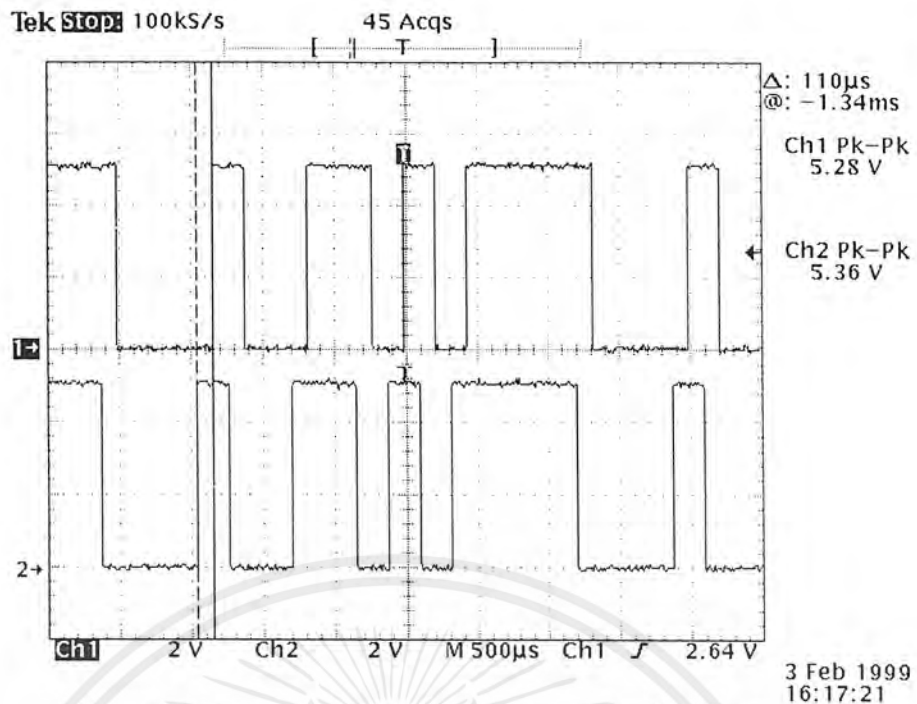


รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณอินพุตของวีซีโอและเอาต์พุตวีซีโอ
โดย channel 1 แสดงสัญญาณอินพุตของวีซีโอ
channel 2 แสดงสัญญาณเอาต์พุตวีซีโอ

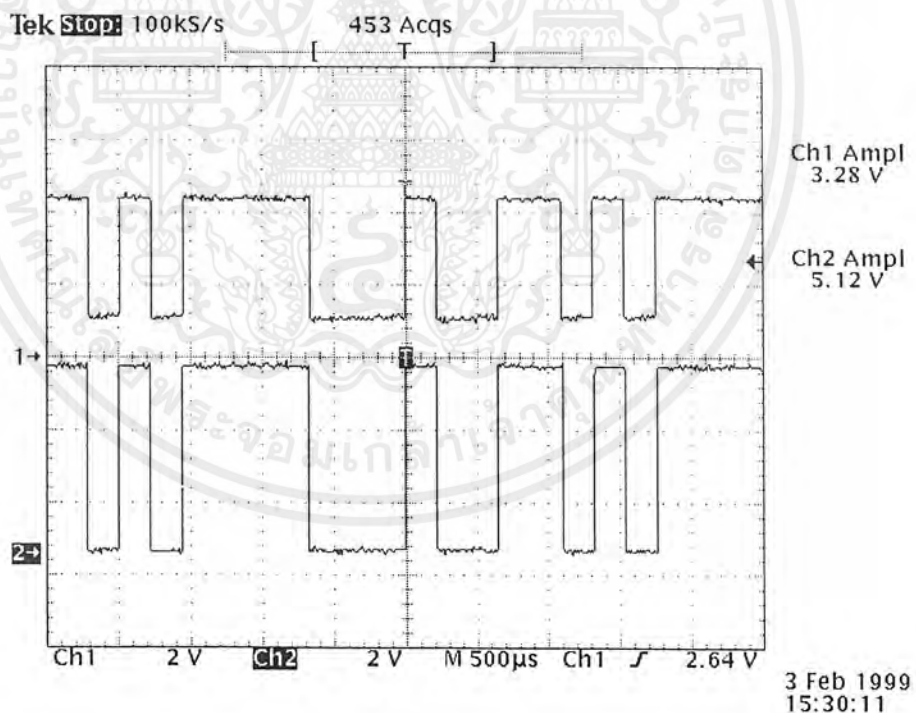


รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณรหัสที่เป็นเลขกับสัญญาณรหัสที่แท้จริง
โดยที่ channel 1 แสดงสัญญาณรหัสที่เป็นเลข
channel 2 แสดงสัญญาณรหัสที่แท้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

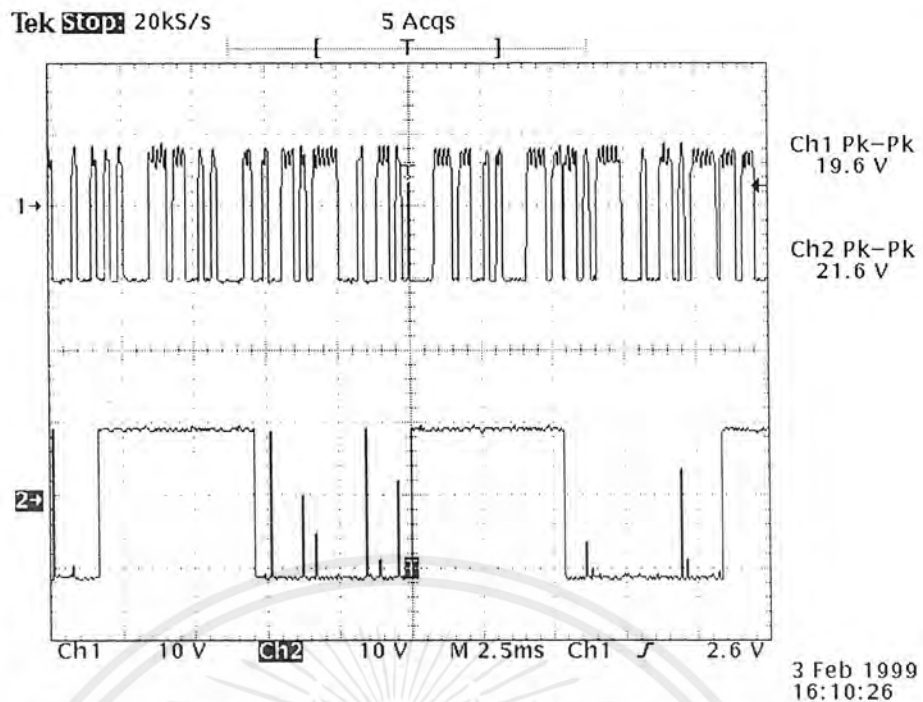


รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณที่รูปที่แท้จริงกับสัญญาณที่ป้อนเป็นเออร์ดี
 โดยที่ channel 1 แสดงสัญญาณที่แท้จริง
 channel 2 แสดงสัญญาณที่ป้อนเป็นเออร์ดี



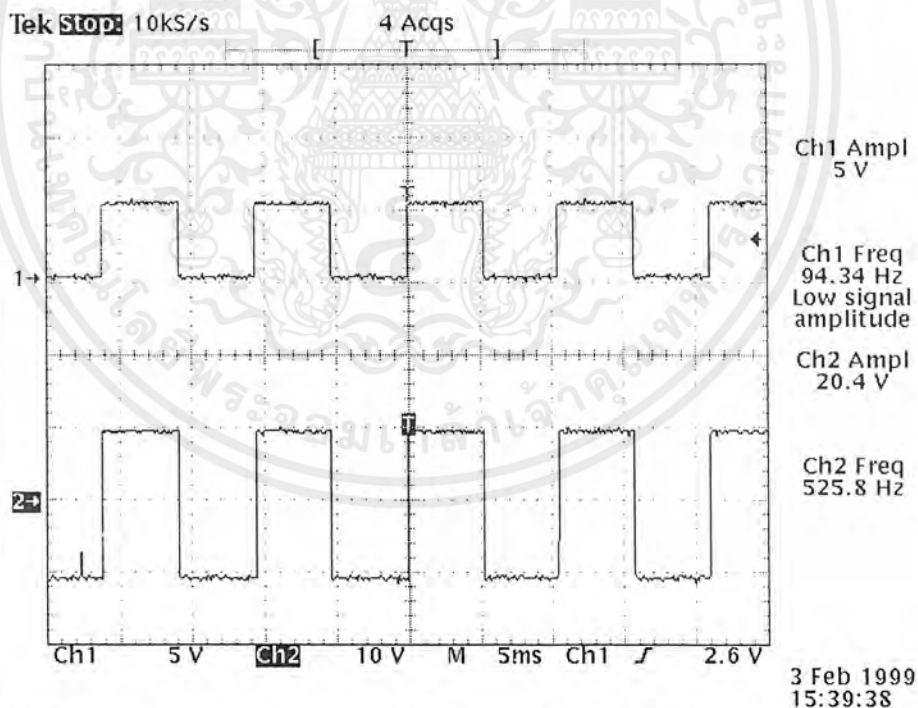
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณที่ส่งทางเครื่องส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ส่งทางเครื่องรับ
 โดยที่ channel 1 แสดงสัญญาณที่ส่งทางด้านเครื่องส่ง
 channel 2 แสดงสัญญาณที่ส่งทางด้านเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่แท้จริง โดยที่ channel 1 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรกำลังสอง

channel 2 แสดงสัญญาณที่ได้เมื่อนำสัญญาณที่ผ่านวงจรกำลังสองคูณกับสัญญาณรหัสที่แท้จริง



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณข้อมูลทางด้านเครื่องส่งเปรียบเทียบกับสัญญาณทางด้านเครื่องรับ

โดย channel 1 แสดงสัญญาณข้อมูลทางด้านเครื่องส่ง

channel 2 แสดงสัญญาณข้อมูลทางด้านเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

จากที่ได้ทำการทดลองเครื่องส่งและเครื่องรับข้อมูลแบบไดเรกซีแควนซ์ พบว่าสามารถทำการรับ - ส่งข้อมูลกันได้ โดยที่เครื่องรับต้องมีสัญญาณรหัสที่ซิงโครไนซ์กับสัญญาณรหัสทางด้านเครื่องส่ง ส่วนในเครื่องรับที่มีการแทรกคิงสัญญาณรหัสนั้น ได้ทำการทดลองรับสัญญาณจากเครื่องส่งแล้ว ผลการทดลองที่ได้คือเครื่องรับสามารถทำการตีเทคต์ข้อมูลได้จริง เนื่องจากสามารถทำการแทรกคิงสัญญาณรหัสที่เครื่องส่งทำการมอดูเลตมากับสัญญาณข้อมูลได้ โดยการแทรกคิงนั้นขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่างเช่น สัญญาณไฟตรงที่ได้จากคิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟร์ จะต้องนำสัญญาณไฟตรงนั้นมาขยายให้มีค่ามากพอที่จะสามารถทำให้โวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์สร้างสัญญาณนาฬิกาที่มีเฟสตรงกับสัญญาณนาฬิกาทางด้านเครื่องส่ง โดยในส่วนของการทำงานจะมีการขยายสัญญาณไฟตรงและการยกระดับสัญญาณไฟตรง เพื่อช่วยให้การแทรกสัญญาณรหัสดีขึ้น จากการทดลองพบว่าอัตราขยายของแอมพลิไฟร์และการยกระดับสัญญาณไฟตรงนั้นจะต้องมีค่าเหมาะสมและสอดคล้องกันจึงจะสามารถแทรกสัญญาณรหัสได้

สัญญาณรหัสนั้นนำมาใช้นั้นจะต้องมีคุณสมบัติตรงตามคุณสมบัติแรมคอมเนส คือ คุณสมบัติของการสุ่ม สัญญาณรหัสนี้จะต้องมีลักษณะคล้ายสัญญาณสุ่มแต่ต้องมีคาบที่แน่นอน คุณสมบัติบาลานซ์ สัญญาณรหัสนี้จะมีจำนวนบิตที่เป็น 1 มากกว่าจำนวนบิตที่เป็น 0 อยู่ 1 บิต และคุณสมบัติการคอร์รีเลท สัญญาณรหัสนี้ที่ใช้จะต้องมีการซ้กันของคาบ โดยที่จำนวนบิตมากที่สุดของการซ้กันนั้นเท่ากับ $2^m - 1$ โดยที่ m คือจำนวนของชิฟรืจิสเตอร์ ในการพัฒนาต่อไป คือการนำไปใช้งานจริง เช่นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบซีดีเอ็มเอ

หนังสืออ้างอิง

- 1.Pickholtz,R.L.,Schilling,D.L.,and Milstein,L.B.,Revisions to"Theory of Spread Spectrum Communications-A Tutorial,"IEEE Trans.Commun.,vol.COM32,no.2,feb.1984,pp.211-212.
- 2.James Vincent,,"Voice link over spread spectrum radio,"ELECTRONICS WORLD+WIRELESS WORLD,October 1993,pp.826-833.
- 3.Bernard sklar.,Digital Communication Fundamental and Application.,Prentice- Hall Internatonal,Inc,pp.537-552



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ รศ.ดร.ปราโมทย์ วาดเขียนและอาจารย์วิชา แสงพิสุทธิ์
ที่ให้คำแนะนำ คำปรึกษาในการแก้ปัญหา รวมทั้งอนุญาตให้ใช้อุปกรณ์ต่างๆ ในการทำการศึกษาทดลอง
โครงการนี้ และขอขอบคุณ อ.นภัทร สระเอี่ยม ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการลงโปรแกรมคอมพิวเตอร์ไว้
ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

November 1996

1MHz, Four Quadrant Analog Multiplier

Features

- Accuracy..... $\pm 0.5\%$ ("A" Version)
- Input Voltage Range $\pm 10V$
- Bandwidth..... 1MHz
- Uses Standard $\pm 15V$ Supplies
- Built-In Op Amp Provides Level Shifting, Division and Square Root Functions

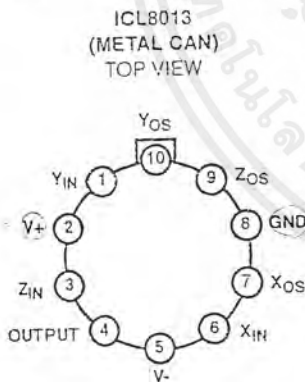
Description

The ICL8013 is a four quadrant analog multiplier whose output is proportional to the algebraic product of two input signals. Feedback around an internal op amp provides level shifting and can be used to generate division and square root functions. A simple arrangement of potentiometers may be used to trim gain accuracy, offset voltage and feedthrough performance. The high accuracy, wide bandwidth, and increased versatility of the ICL8013 make it ideal for all multiplier applications in control and instrumentation systems. Applications include RMS measuring equipment, frequency doublers, balanced modulators and demodulators, function generators, and voltage controlled amplifiers.

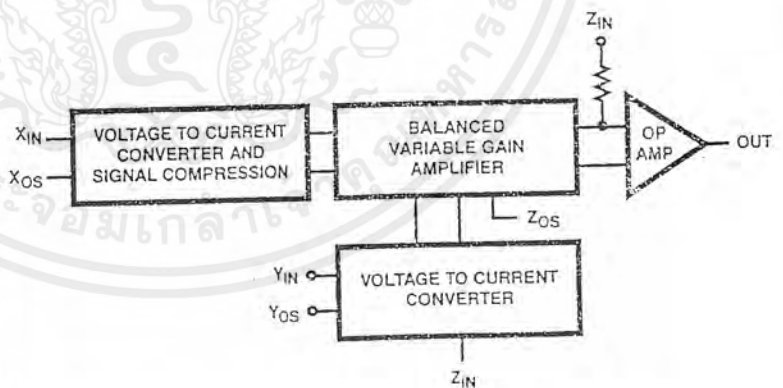
Ordering Information

PART NUMBER	MULTIPLICATION ERROR	TEMP. RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. NO.
ICL8013AMTX	$\pm 0.5\%$	-55 to 125	10 Pin Metal Can	T10.B
ICL8013BMTX	$\pm 1\%$			
ICL8013ACTX	$\pm 0.5\%$	0 to 70	10 Pin Metal Can	T10.B
ICL8013BCTX	$\pm 1\%$			
ICL8013CCTX	$\pm 2\%$			

Pinout



Functional Diagram



CAUTION: These devices are sensitive to electrostatic discharge. Users should follow proper IC Handling Procedures.
Copyright © Harris Corporation 1996

File Number 2863.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage ±18
 Input Voltages (X_{IN}, Y_{IN}, Z_{IN}, X_{OS}, Y_{OS}, Z_{OS}) V_{SUPPLY}

Operating Conditions

Temperature Range
 ICL8013XC 0°C to 70°C
 ICL8013XM -55°C to 125°C

Thermal Information

Thermal Resistance (Typical, Note 1) θ_{JA} (°C/W) θ_{JC} (°C/W)
 Metal Can Package 160 75
 Maximum Junction Temperature (Metal Can Package) 175°C
 Maximum Storage Temperature Range -65°C to 150°C
 Maximum Lead Temperature (Soldering 10s) 300°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. θ_{JA} is measured with the component mounted on an evaluation PC board in free air.

Electrical Specifications T_A = 25°C, V_{SUPPLY} = ±15V, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ICL8013A			ICL8013B			ICL8013C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Multiplier Function		-	$\frac{XY}{10}$	-	-	$\frac{XY}{10}$	-	-	$\frac{XY}{10}$	-	
Multiplication Error	-10 < X < 10 -10 < Y < 10	-	-	0.5	-	-	1.0	-	-	2.0	% Full Scale
Divider Function		-	$\frac{10Z}{X}$	-	-	$\frac{10Z}{X}$	-	-	$\frac{10Z}{X}$	-	
Division Error	X = -10	-	0.3	-	-	0.3	-	-	0.3	-	% Full Scale
	X = -1	-	1.5	-	-	1.5	-	-	1.5	-	% Full Scale
Feedthrough	X = 0, Y = ±10V	-	-	50	-	-	100	-	-	200	mV
	Y = 0, X = ±10V	-	-	50	-	-	100	-	-	150	mV
Non-Linearity	X Input X = 20V _{P-P} Y = ±10V _{DC}	-	±0.5	-	-	±0.5	-	-	±0.8	-	%
	Y Input Y = 20V _{P-P} X = ±10V _{DC}	-	±0.2	-	-	±0.2	-	-	±0.3	-	%
Frequency Response Small Signal Bandwidth (-3dB)		-	1.0	-	-	1.0	-	-	1.0	-	MHz
Full Power Bandwidth		-	750	-	-	750	-	-	750	-	kHz
Slew Rate		-	45	-	-	45	-	-	45	-	V/μs
1% Amplitude Error		-	75	-	-	75	-	-	75	-	kHz
1% Vector Error (0.5° Phase Shift)		-	5	-	-	5	-	-	5	-	kHz
Settling Time (to ±2% of Final Value)	V _{IN} = ±10V	-	1	-	-	1	-	-	1	-	μs
Overload Recovery (to ±2% of Final Value)	V _{IN} = ±10V	-	1	-	-	1	-	-	1	-	μs
Output Noise	5Hz to 10kHz	-	0.6	-	-	0.6	-	-	0.6	-	mV _{RMS}
	5Hz to 5MHz	-	3	-	-	3	-	-	3	-	mV _{RMS}
Input Resistance	V _{IN} = 0V	X Input	-	10	-	-	10	-	-	10	MΩ
		Y Input	-	6	-	-	6	-	-	6	MΩ
		Z Input	-	36	-	-	36	-	-	36	kΩ
Input Bias Current	V _{IN} = 0V	X or Y Input	-	2	5	-	-	7.5	-	10	μA
		Z Input	-	25	-	-	25	-	-	25	μA

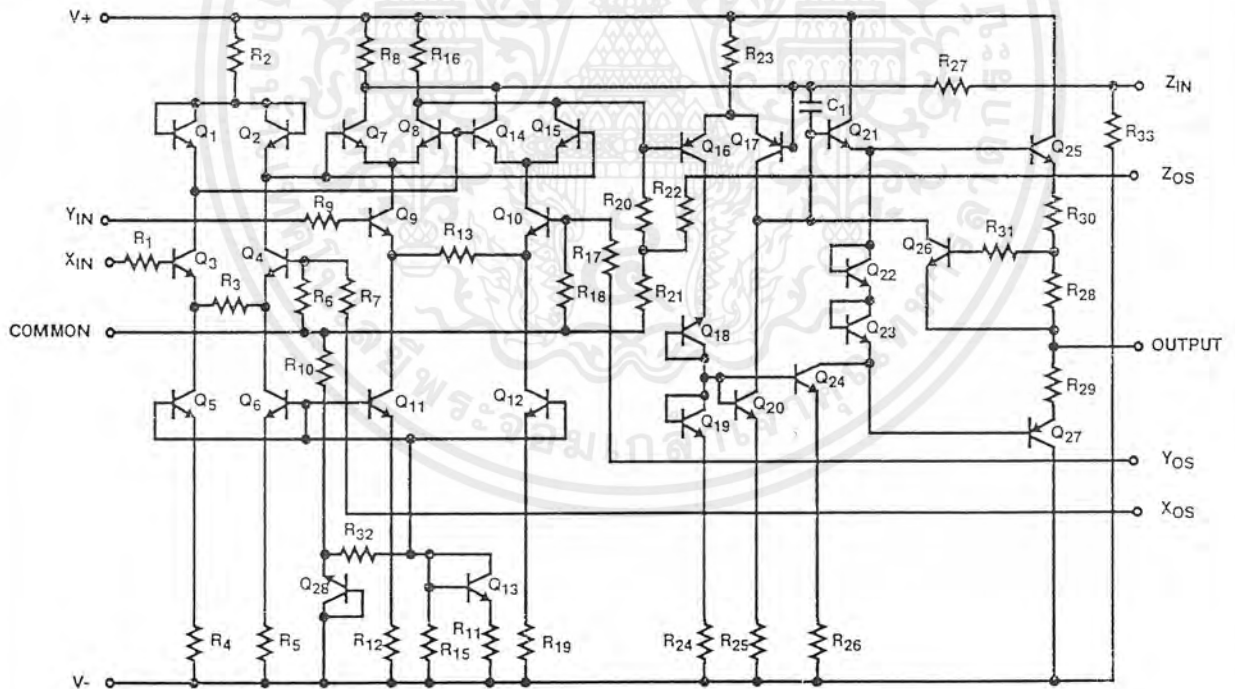
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL8013

Electrical Specifications $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{\text{SUPPLY}} = \pm 15\text{V}$, Gain and Offset Potentiometers Externally Trimmed, Unless Otherwise Specified (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	ICL8013A			ICL8013B			ICL8013C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Variation		-		-	-		-	-		-	
Multiplication Error		-	0.2		-	0.2		-	0.2		%/%
Output Offset		-	-	50	-	-	75	-	-	100	mV/V
Scale Factor		-	0.1		-	0.1		-	0.1		%/%
Quiescent Current		-	3.5	6.0	-	3.5	6.0	-	3.5	6.0	mA
THE FOLLOWING SPECIFICATIONS APPLY OVER THE OPERATING TEMPERATURE RANGES											
Multiplication Error	$-10\text{V} < X_{\text{IN}} < 10\text{V}$, $-10\text{V} < Y_{\text{IN}} < 10\text{V}$	-	1.5		-	2		-	3		% Full Scale
Average Temp. Coefficients		-			-			-			
Accuracy			0.06			0.06			0.06		%/°C
Output Offset		-	0.2		-	0.2		-	0.2		mV/°C
Scale Factor		-	0.04		-	0.04		-	0.04		%/°C
Input Bias Current		-			-			-			
X or Y Input	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$			5			5			10	μA
Z Input		-	-	25	-	-	25	-	-	35	μA
Input Voltage (X, Y, or Z)		-	-	± 10	-	-	± 10	-	-	± 10	V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\text{k}\Omega$ $C_L < 1000\text{pF}$	-	± 10		-	± 10		-	± 10		V

Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Information

Detailed Circuit Description

The fundamental element of the ICL8013 multiplier is the bipolar differential amplifier of Figure 1.

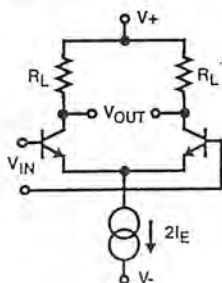


FIGURE 1. DIFFERENTIAL AMPLIFIER

The small signal differential voltage gain of this circuit is given by:

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_L}{r_E}$$

$$\text{Substituting } r_E = \frac{1}{g_M} = \frac{kT}{qI_E}$$

$$V_{OUT} = V_{IN} \left(\frac{R_L}{r_E} \right) = V_{IN} \times \frac{qI_E R_L}{kT}$$

The output voltage is thus proportional to the product of the input voltage V_{IN} and the emitter current I_E . In the simple transconductance multiplier of Figure 2, a current source comprising Q_3 , D_1 , and R_Y is used. If V_Y is large compared with the drop across D_1 , then

$$I_D = \frac{V_Y}{R_Y} = 2I_E \text{ and}$$

$$V_{OUT} = \frac{qR_L}{kTR_Y} (V_X \times V_Y)$$

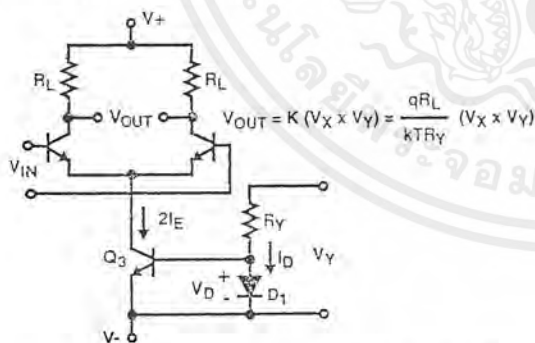


FIGURE 2. TRANSCONDUCTANCE MULTIPLIER

There are several difficulties with this simple modulator:

1. V_Y must be positive and greater than V_D .
2. Some portion of the signal at V_X will appear at the output unless $I_E = 0$.
3. V_X must be a small signal for the differential pair to be linear.
4. The output voltage is not centered around ground.

The first problem relates to the method of converting the V_Y voltage to a current to vary the gain of the V_X differential pair. A better method, Figure 3, uses another differential pair but with considerable emitter degeneration. In this circuit the differential input voltage appears across the common emitter resistor, producing a current which adds or subtracts from the quiescent current in either collector. This type of voltage to current converter handles signals from 0V to $\pm 10V$ with excellent linearity.

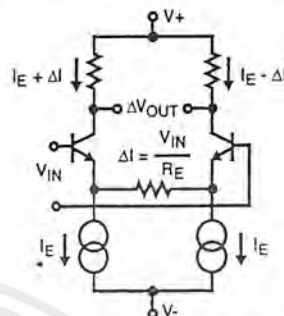


FIGURE 3. VOLTAGE TO CURRENT CONVERTER

The second problem is called feedthrough; i.e., the product of zero and some finite input signal does not produce zero output voltage. The circuit whose operation is illustrated by Figures 4A, 4B, and 4C overcomes this problem and forms the heart of many multiplier circuits in use today.

This circuit is basically two matched differential pairs with cross coupled collectors. Consider the case shown in Figure 4A of exactly equal current sources biasing the two pairs. With a small positive signal at V_{IN} , the collector current of Q_1 and Q_4 will increase but the collector currents of Q_2 and Q_3 will decrease by the same amount. Since the collectors are cross coupled the current through the load resistors remains unchanged and independent of the V_{IN} input voltage.

In Figure 4B, notice that with $V_{IN} = 0$ any variation in the ratio of biasing current sources will produce a common mode voltage across the load resistors. The differential output voltage will remain zero. In Figure 4C we apply a differential input voltage with unbalanced current sources. If I_{E1} is twice I_{E2} the gain of differential pair Q_1 and Q_2 is twice the gain of pair Q_3 and Q_4 . Therefore, the change in cross coupled collector currents will be unequal and a differential output voltage will result. By replacing the separate biasing current sources with the voltage to current converter of Figure 3 we have a balanced multiplier circuit capable of four quadrant operation (Figure 5).

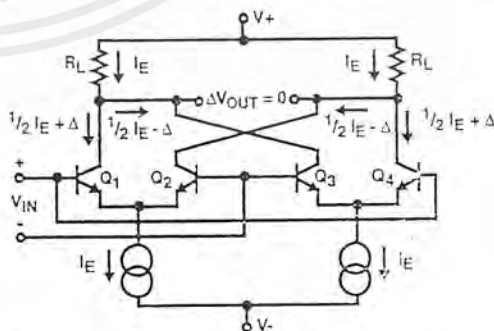


FIGURE 4A. INPUT SIGNAL WITH BALANCED CURRENT SOURCES $\Delta V_{OUT} = 0V$

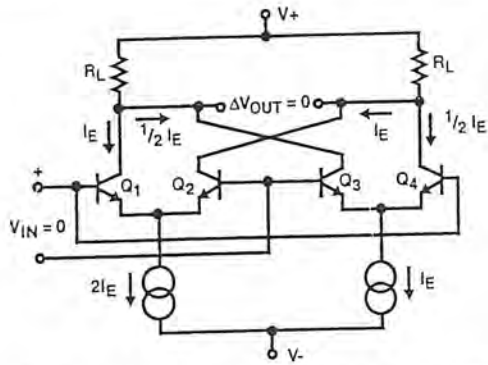


FIGURE 4B. NO INPUT SIGNAL WITH UNBALANCED CURRENT SOURCES $\Delta V_{OUT} = 0V$

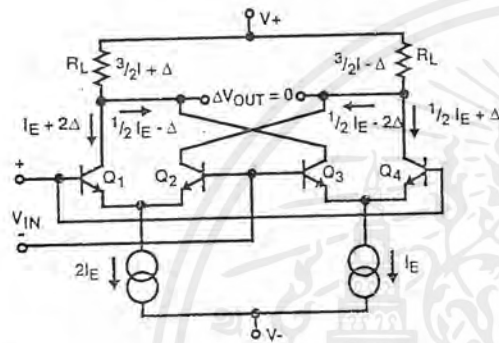


FIGURE 4C. INPUT SIGNAL WITH UNBALANCED CURRENT SOURCES, DIFFERENTIAL OUTPUT VOLTAGE

This circuit of Figure 5 still has the problem that the input voltage V_{IN} must be small to keep the differential amplifier in the linear region. To be able to handle large signals, we need an amplitude compression circuit.

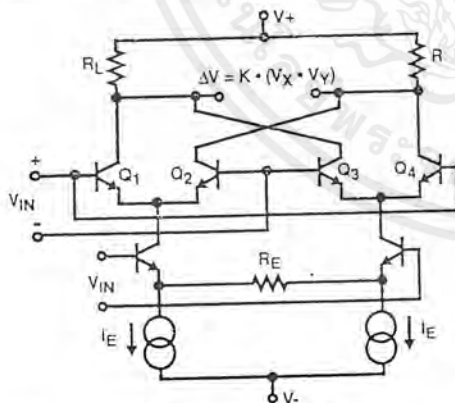


FIGURE 5. TYPICAL FOUR QUADRANT MULTIPLIER-MODULATOR

Figure 2 showed a current source formed by relying on the matching characteristics of a diode and the emitter base junction of a transistor. Extension of this idea to a differential circuit is shown in Figure 6A. In a differential pair, the input voltage splits the biasing current in a logarithmic ratio. (The usual

assumption of linearity is useful only for small signals.) Since the input to the differential pair in Figure 6A is the difference in voltage across the two diodes, which in turn is proportional to the log of the ratio of drive currents, it follows that the ratio of diode currents and the ratio of collector currents are linearly related and independent of amplitude. If we combine this circuit with the voltage to current converter of Figure 3, we have Figure 6B. The output of the differential amplifier is now proportional to the input voltage over a large dynamic range, thereby improving linearity while minimizing drift and noise factors.

The complete schematic is shown after the Electrical Specifications Table. The differential pair Q_3 and Q_4 form a voltage to current converter whose output is compressed in collector diodes Q_1 and Q_2 . These diodes drive the balanced cross-coupled differential amplifier Q_7/Q_8 Q_{14}/Q_{15} . The gain of these amplifiers is modulated by the voltage to current converter Q_9 and Q_{10} . Transistors Q_5 , Q_6 , Q_{11} , and Q_{12} are constant current sources which bias the voltage to current converter. The output amplifier comprises transistors Q_{16} through Q_{27} .

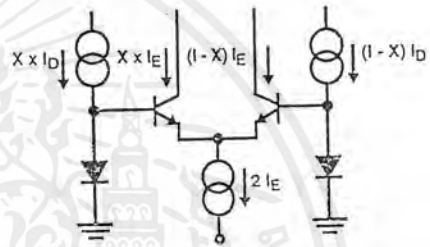


FIGURE 6A. CURRENT GAIN CELL

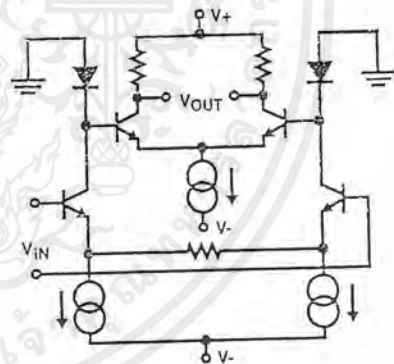


FIGURE 6B. VOLTAGE GAIN WITH SIGNAL COMPRESSION

Definition of Terms

Multiplication/Division Error: This is the basic accuracy specification. It includes terms due to linearity, gain, and offset errors, and is expressed as a percentage of the full scale output.

Feedthrough: With either input at zero, the output of an ideal multiplier should be zero regardless of the signal applied to the other input. The output seen in a non-ideal multiplier is known as the feedthrough.

Nonlinearity: The maximum deviation from the best straight line constructed through the output data, expressed as a percentage of full scale. One input is held constant and

the other swept through its nominal range. The nonlinearity is the component of the total multiplication/division error which cannot be trimmed out.

Typical Applications

Multiplication

In the standard multiplier connection, the Z terminal is connected to the op amp output. All of the modulator output current thus flows through the feedback resistor R_{27} and produces a proportional output voltage.

Multiplier Trimming Procedure

1. Set $X_{IN} = Y_{IN} = 0V$ and adjust Z_{OS} for zero Output.
2. Apply a $\pm 10V$ low frequency ($\leq 100Hz$) sweep (sine or triangle) to Y_{IN} with $X_{IN} = 0V$, and adjust X_{OS} for minimum output.
3. Apply the sweep signal of Step 2 to X_{IN} with $Y_{IN} = 0V$ and adjust Y_{OS} for minimum Output.
4. Readjust Z_{OS} as in Step 1, if necessary.
5. With $X_{IN} = 10.0V_{DC}$ and the sweep signal of Step 2 applied to Y_{IN} , adjust the Gain potentiometer for Output = Y_{IN} . This is easily accomplished with a differential scope plug-in (A+B) by inverting one signal and adjusting Gain control for (Output - Y_{IN}) = Zero.

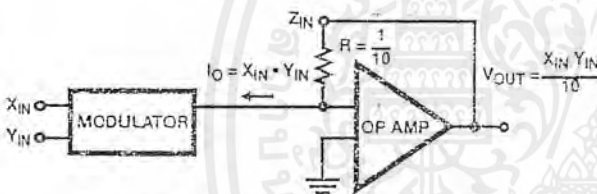


FIGURE 7A. MULTIPLIER BLOCK DIAGRAM

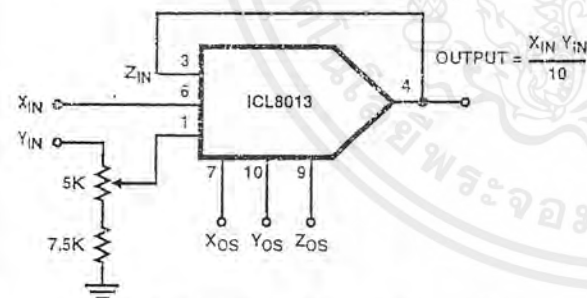


FIGURE 7B. MULTIPLIER CIRCUIT CONNECTION

$$\text{Therefore } I_O = X_{IN} \cdot Y_{IN} = \frac{Z_{IN}}{R} = 10Z_{IN}$$

$$\text{Since } Y_{IN} = V_{OUT}, V_{OUT} = \frac{10Z_{IN}}{X_{IN}}$$

Note that when connected as a divider, the X input must be a negative voltage to maintain overall negative feedback.

Divider Trimming Procedure

1. Set trimming potentiometers at mid-scale by adjusting voltage on pins 7, 9 and 10 (X_{OS} , Y_{OS} , Z_{OS}) for 0V.
2. With $Z_{IN} = 0V$, trim Z_{OS} to hold the Output constant, as X_{IN} is varied from -10V through -1V.
3. With $Z_{IN} = 0V$ and $X_{IN} = -10.0V$ adjust Y_{OS} for zero Output voltage.
4. With $Z_{IN} = X_{IN}$ (and/or $Z_{IN} = -X_{IN}$) adjust X_{OS} for minimum worst case variation of Output, as X_{IN} is varied from -10V to -1V.
5. Repeat Steps 2 and 3 if Step 4 required a large initial adjustment.
5. With $Z_{IN} = X_{IN}$ (and/or $Z_{IN} = -X_{IN}$) adjust the gain control until the output is the closest average around +10.0V (-10V for $Z_{IN} = -X_{IN}$) as X_{IN} is varied from -10V to -3V.

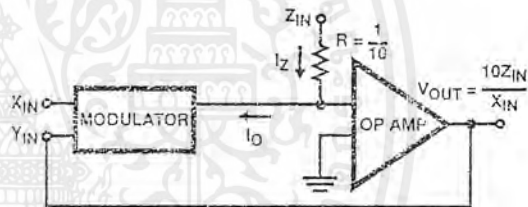


FIGURE 8A. DIVISION BLOCK DIAGRAM

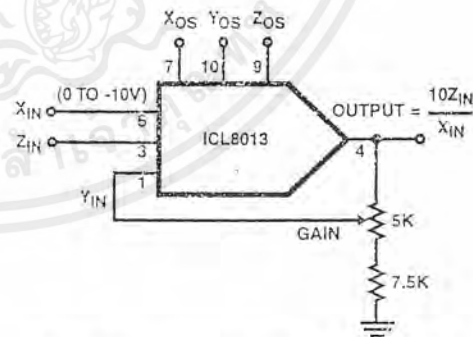


FIGURE 8B. DIVISION CIRCUIT CONNECTION

Division

If the Z terminal is used as an input, and the output of the op amp connected to the Y input, the device functions as a divider. Since the input to the op amp is at virtual ground, and requires negligible bias current, the overall feedback forces the modulator output current to equal the current produced by Z.

Squaring

The squaring function is achieved by simply multiplying with the two inputs tied together. The squaring circuit may also be used as the basis for a frequency doubler since $\cos^2 \omega t = \frac{1}{2} (\cos 2\omega t + 1)$.

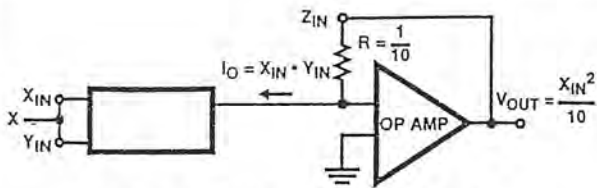


FIGURE 9A. SQUARER BLOCK DIAGRAM

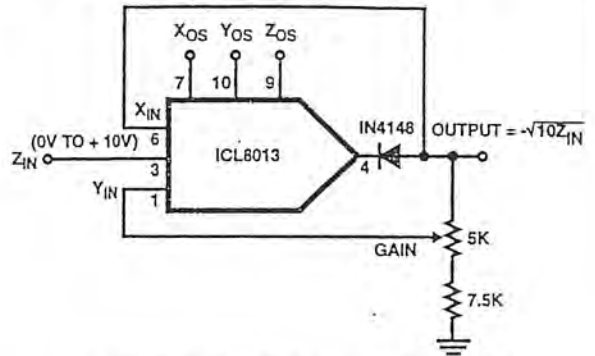


FIGURE 10B. ACTUAL CIRCUIT CONNECTION

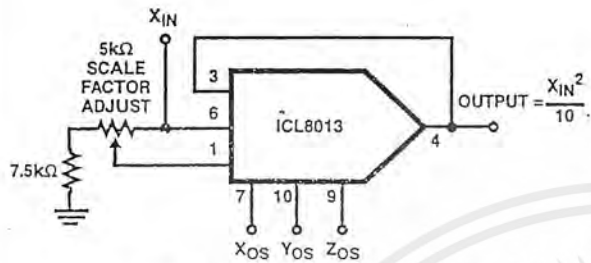


FIGURE 9B. SQUARER CIRCUIT CONNECTION

Variable Gain Amplifier

Most applications for the ICL8013 are straight forward variations of the simple arithmetic functions described above. Although the circuit description frequently disguises the fact, it has already been shown that the frequency doubler is nothing more than a squaring circuit. Similarly the variable gain amplifier is nothing more than a multiplier, with the input signal applied at the X input and the control voltage applied at the Y input.

Square Root

Tying the X and Y inputs together and using overall feedback from the op amp results in the square root function. The output of the modulator is again forced to equal the current produced by the Z input.

$$I_O = X_{IN} \times Y_{IN} = (-V_{OUT})^2 = 10Z_{IN}$$

$$V_{OUT} = -\sqrt{10Z_{IN}}$$

The output is a negative voltage which maintains overall negative feedback. A diode in series with the op amp output prevents the latchup that would otherwise occur for negative input voltages.

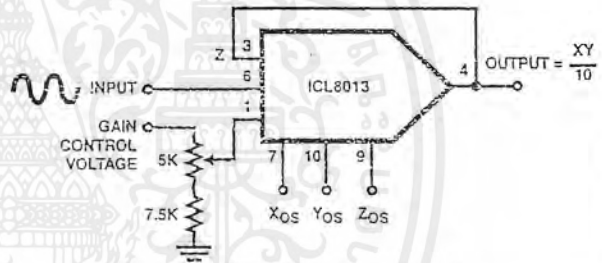


FIGURE 11. VARIABLE GAIN AMPLIFIER

Square Root Trimming Procedure

1. Connect the ICL8013 in the Divider configuration.
2. Adjust Z_{OS}, Y_{OS}, X_{OS}, and Gain using Steps 1 through 6 of Divider Trimming Procedure.
3. Convert to the Square Root configuration by connecting X_{IN} to the output and inserting a diode between Pin 4 and the output node.
4. With Z_{IN} = 0V adjust Z_{OS} for zero output voltage.

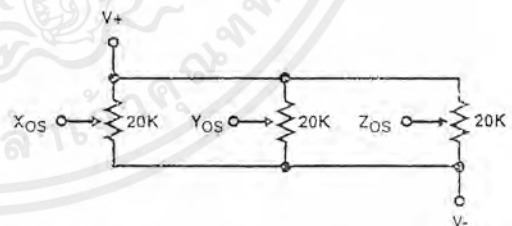


FIGURE 12. POTENTIOMETERS FOR TRIMMING OFFSET AND FEEDTHROUGH

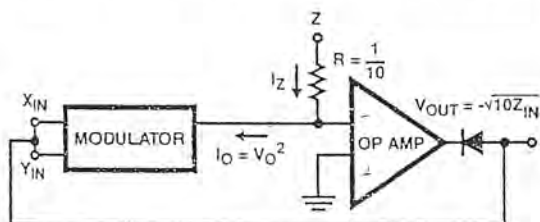


FIGURE 10A. SQUARE ROOT BLOCK DIAGRAM

Typical Performance Curves

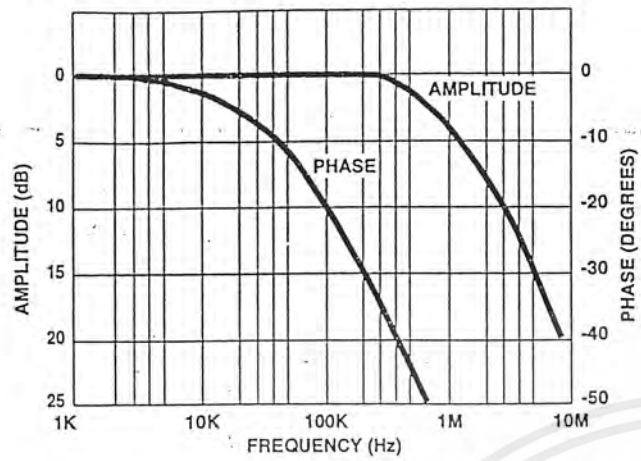


FIGURE 13. FREQUENCY RESPONSE

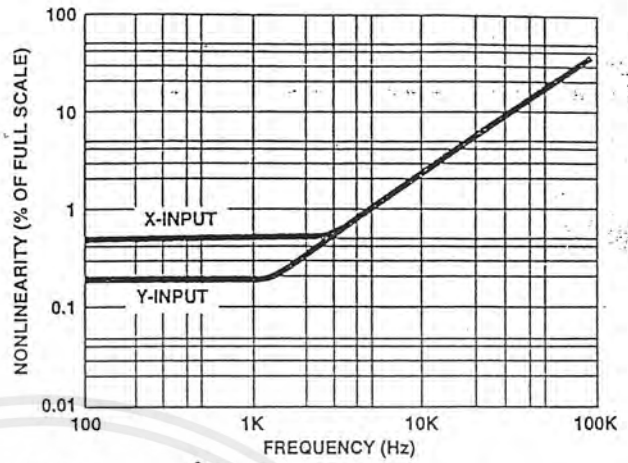


FIGURE 14. NONLINEARITY vs FREQUENCY

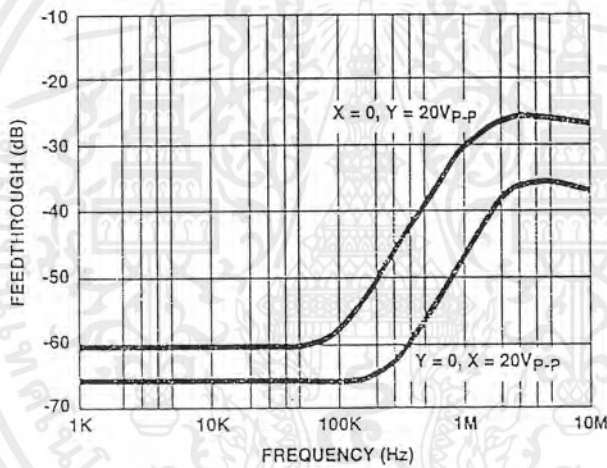


FIGURE 15. FEEDTHROUGH vs FREQUENCY