

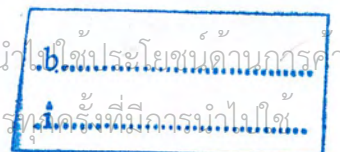


เครื่องรับและส่งสเปกตรัมในระบบ CDMA โดยใช้อุปกรณ์ FPGA
SPREAD SPECTRUM TRANSMITTER AND RECEIVER
IN CDMA SYSTEM BY USING FPGA DEVICE



ปริญญาานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เลขหมู่.....54975
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี - 4 เม.ย. 2548



เครื่องรับและส่งสเปกตรสเปกตรัมในระบบ CDMA โดยใช้อุปกรณ์ FPGA
SPREAD SPECTRUM TRANSMITTER AND RECEIVER
IN CDMA SYSTEM BY USING FPGA DEVICE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับและส่งสเปกตรัมในในระบบ CDMA โดยใช้อุปกรณ์ FPGA
Spread Spectrum Transmitter and Receiver in CDMA System by using FPGA Device

โดย นายกาจสกล แก้วนุกูล 44015049
นายสมเดช บัวตะมะ 44015084
นายอดิพร บินทวิหค 44015090

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ อัครพล ตริรัตน์
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ศรวัฒน์ ชิวปรีชา

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบการสร้างวงจรเครื่องรับและส่งสเปกตรัม (Spread Spectrum) ซึ่งใช้ในระบบ CDMA โดยเลือกใช้วิธีการเข้าถึงข้อมูลแบบไดเรกซีควเอนซ์ (Direct Sequence) โดยที่ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วถูกกระจายไปตามสัญญาณรหัส จากนั้นจะนำไปมอดูเลตแบบดิจิทัล แล้วทำการส่งออกให้ทางภาครับ ทางด้านภาครับจะทำการรู้ข้อมูลเดิมกลับมา โดยการดีเทกสัญญาณข้อมูลที่ได้มาจากทางด้านภาครับ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมออกมา ในส่วนการออกแบบจะใช้วิธีอธิบายพฤติกรรมการทำงานของวงจรด้วยภาษา VHDL วงจรทั้งหมดจะทำการจำลองการทำงานรวมทั้งสังเคราะห์วงจรลงบนอุปกรณ์ FPGA เพื่อให้ทดสอบการทำงานและตรวจสอบผลลัพธ์

Abstract

This project presents a design of transmitter and receiver in CDMA environment by utilizing spread spectrum technique. In this project, Direct-Sequence (DS) spread spectrum technique is used to spread bandwidth by direct modulation of a data-modulated carrier by a wide-band spreading code. The receiver despread the data for recovering transmitted-data. This project is also developed by using hardware description languages, VHDL, to design hardware in order to implement and realized in FPGA.

ปริญญาโทปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องรับและส่งสเปกตรัมแพร่ในระบบ CDMA โดยใช้อุปกรณ์ FPGA

Spread Spectrum Transmitter and Receiver in CDMA System by using FPGA Device

ผู้จัดทำ

1. นายกาจสกล แก้วนุกุล 44015049
2. นายสมเดช บัวตะมะ 44015084
3. นายอดิพร บิณฑวิหค 44015090

อัครพล ตริรัตน์ อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ อัครพล ตริรัตน์)

ศรวิวัฒน์ ชิวปรีชา อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ศรวิวัฒน์ ชิวปรีชา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ

1.1	ความเป็นมาของหัวข้อปริญญาานิพนธ์	1
1.2	วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์	2
1.3	ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์	2
1.4	เนื้อหาของปริญญาานิพนธ์	2

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

2.1	ระบบของสเปกตรัม	3
2.2	ประโยชน์ของระบบสเปกตรัม	3
2.3	ความหนาแน่นของกำลังงานลดลง	5
2.4	ให้ผลความแตกต่างของเวลาที่นำเชื่อถือ	6
2.5	การใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน	7
2.6	รูปแบบของสเปกตรัมที่กำจัดการแทรกสอด	7
2.7	รูปแบบของเทคนิคสเปกตรัม	8
2.8	ลำดับของสัญญาณรบกวนเทียบ	8
2.9	คุณสมบัติเรณคอมเนส	9
2.10	ลำดับของซิริจิสเตอร์	9
2.11	ฟังก์ชันพีเอ็นออโตคอร์เรชัน	10
2.12	ระบบสเปกตรัมแบบไดเรกซ์แควนซ์	12
2.13	ตัวอย่างของไดเรกซ์แควนซ์	13
2.14	การแทรกคิง	16
2.15	การแทรกคิงของสัญญาณแบนด์กว้าง	18
2.16	การแทรกคิงสัญญาณเบสแบนด์แบบเต็มเวลา	20
2.17	ระบบพีเอสเคที่ไม่ต้องการใช้การคู่สัญญาณคลื่นพาห้	24
2.18	การโมดูเลตสัญญาณดิจิตอล	27
2.18.1	การ โมดูเลตทางเฟส, Phase Shift Keying (PSK)	28
2.18.2	Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)	29
2.18.3	ประสิทธิภาพของแถบความถี่ (BANDWIDTH EFFICIENCY)	31
2.18.4	ความน่าจะเป็นของการเกิดข้อผิดพลาด และ อัตราการ ผิดพลาดในแต่ละบิต	33
2.18.4.1	ค่าความผิดพลาดของการส่งแบบ QPSK	34
2.19	รหัสที่ใช้ระบบ CDMA	35
2.20	PN Code	43

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.20.1 Short PN Code	45
2.20.2 Long PN Code	46
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	47
3.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง	47
3.1.1 วงจรหารความถี่	47
3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณ long PN code	48
3.1.3 วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	49
3.1.4 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	49
3.1.5 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบเพรคสเปกตรัม	49
3.1.6 วงจรทำการ map ค่า	50
3.1.7 วงจรทำการบวกค่า	50
3.1.8 วงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous	50
3.2 การออกแบบวงจรภาครับ	51
3.2.1 วงจรหารความถี่	51
3.2.2 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	52
3.2.3 วงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน	53
3.2.4 วงจรทำการคูณสัญญาณ	53
3.2.5 วงจรบวกสะสมค่า	53
3.2.6 วงจรตัดสินใจสัญญาณสองบิต	54
3.2.7 วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	54
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	55
4.1 ภาคส่ง	
4.1.1 สัญญาณข้อมูลจากคอมพิวเตอร์	55
4.1.2 ส่วนของการสร้างวงจรหารความถี่ (DIV)	57
4.1.3 วงจรสร้างสัญญาณ long PN code	60
4.1.4 วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	61
4.1.5 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	62
4.1.6 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	63
4.1.7 วงจรทำการ map ค่า	64
4.1.8 วงจรทำการบวกค่า	65
4.1.9 วงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous	66

4.2 ภาครับ

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.1 ส่วนของการสร้างวงจรรหัสความถี่ (DIV)	67
4.2.2 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	70
4.2.3 วงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน	71
4.2.4 วงจรทำการคูณสัญญาณ	72
4.2.5 วงจรบวกสะสมค่า	73
4.2.6 วงจรตัดสินใจสัญญาณลจิก	74
4.2.7 วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	75
4.2.8 การทดสอบอุปกรณ์แอฟพีจีเอ	76
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	78
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



สารบัญรูปลูกภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงการแผ่กระจายของสเปกตรัม	4
รูปที่ 2.2 แสดงเรดิโอมิเตอร์ (radio meter)	5
รูปที่ 2.3 แสดงการวัดไทม์ดีเลย์ (time delay)	6
รูปที่ 2.4 แสดงเทคนิคพื้นฐานของสเปกตรัม	8
รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของชิฟต์รีจิสเตอร์ (shift register) ที่มีการ ป้อนกลับ (feedback) แบบเชิงเส้น	9
รูปที่ 2.6 แสดงฟังก์ชันของพีเอ็นออโตคอร์เรเลชัน PN Autocorrelation	11
รูปที่ 2.7 แสดงระบบสเปกตรัมแบบไดเรกซีควเอนซ์ (Direct Sequence)	15
รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณในระบบสเปกตรัมที่เป็นแบบไดเรกซีควเอนซ์	15
รูปที่ 2.9 แสดงการแทรกคิงแบบดีเลย์ล็อก	16
รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณที่ป้อนกลับที่ Y	17
รูปที่ 2.11 แสดงการแทรกคิงสำหรับสัญญาณแบนด์กว้าง	18
รูปที่ 2.12 แสดงรูปสัญญาณของโค้ดแทรกคิง	19
รูปที่ 2.13 แสดงการดีเลย์สูงสุดในการแยกสัญญาณไฟตรงสำหรับแทรกคิง สัญญาณแบบแบนด์	20
รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแทรกคิงแบบดีเลย์ล็อก	21
รูปที่ 2.15 แสดงการแยกสัญญาณไฟตรงในแบบดีเลย์ล็อกสำหรับสัญญาณ รหัสที่มีความยาวสูงสุดในกรณี Δ มีค่าต่างๆ กัน	23
รูปที่ 2.16 แสดงแผนภูมิการเข้า และถอดรหัสทีเอสเคแบบเดิม	25
รูปที่ 2.17 แสดงแผนภูมิการเข้า และถอดรหัสแบบใหม่	26
รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณแบบแบนด์จิตอล	27
รูปที่ 2.19 แสดง 2PSK	28
รูปที่ 2.20 แสดงเฟสไดอะแกรมของ 2PSK	28
รูปที่ 2.21 แสดงรหัส 4 คู่ของสัญญาณ QPSK	29
รูปที่ 2.22 แสดง Gray Code ที่ใช้ได้ ใน QPSK	29
รูปที่ 2.23 แสดง PSK vector และ noise vector	30
รูปที่ 2.24 เปรียบเทียบขนาดของ Noise ball ที่ไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดของบิต	31
รูปที่ 2.25 แสดง QPSK error region	34
รูปที่ 2.26 Spread ข้อมูลด้วยรหัสชุดที่ 4	37
รูปที่ 2.27 สัญญาณไฟฟารวมที่ด้านส่ง	37
รูปที่ 2.28 สัญญาณไฟฟ้าด้านรับและการ Despread ข้อมูลกลับคืน	38

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.30 การสร้าง Walsh Code ด้วย Walsh function matrix	40
รูปที่ 2.31 Walsh Code ขนาด 64 บิต	41
รูปที่ 2.32 Walsh Code ที่ 0 และ 32	42
รูปที่ 2.33 การ Spread บิตข้อมูลด้วย Walsh Code ขนาด 64 บิต	42
รูปที่ 2.34 การสร้าง PN Code โดยอาศัย Shift Register และ XOR gate	44
รูปที่ 2.35 รหัส PN Code ที่มี Polynomial เป็น X^3+X^2+1	44
รูปที่ 2.36 Autocorrelation ของรหัส PN Code	45
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมวงจรถ่ายส่ง	47
รูปที่ 3.2 บล็อกวงจรถ่าย 32000	47
รูปที่ 3.3 บล็อกวงจรถ่าย 500	48
รูปที่ 3.4 บล็อกวงจรถ่าย 10	48
รูปที่ 3.5 บล็อกวงจรถ่ายสร้างสัญญาณ long PN code	49
รูปที่ 3.6 บล็อกวงจรถ่ายเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	49
รูปที่ 3.7 บล็อกวงจรถ่ายสร้างสัญญาณ Walsh code	49
รูปที่ 3.8 บล็อกวงจรถ่ายเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	49
รูปที่ 3.9 บล็อกวงจรถ่ายทำการ map ค่า	50
รูปที่ 3.10 บล็อกวงจรถ่ายทำการบวกค่า	50
รูปที่ 3.11 บล็อกวงจรถ่ายแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรม แบบ Asynchronous	50
รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมวงจรถ่ายรับ	51
รูปที่ 3.13 บล็อกวงจรถ่าย 32000	51
รูปที่ 3.14 บล็อกวงจรถ่าย 500	52
รูปที่ 3.15 บล็อกวงจรถ่าย 10	52
รูปที่ 3.16 บล็อกวงจรถ่ายสร้างสัญญาณ Walsh code	52
รูปที่ 3.17 บล็อกวงจรถ่ายแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน	53
รูปที่ 3.18 บล็อกวงจรถ่ายทำการคูณสัญญาณ	53
รูปที่ 3.19 บล็อกวงจรถ่ายบวกสะสมค่า	54
รูปที่ 3.20 บล็อกวงจรถ่ายตัดสินใจสัญญาณ	54
รูปที่ 3.21 บล็อกวงจรถ่ายเข้ารหัสข้อมูลแบบ Scrambled	54
รูปที่ 4.1 สัญญาณข้อมูลแบบ Asynchronous จากคอมพิวเตอร์	55
รูปที่ 4.2 สัญญาณข้อมูลจากอุปกรณ์ MAX232	56
รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลก่อนทำการสเปกตรัม	56
รูปที่ 4.4 สัญญาณข้อมูลของส่วนวงจรเข้ารหัส	57

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของส่วนวงจรหารความถี่	57
รูปที่ 4.6 ส่วนของอินพุตของวงจรลดค่าความถี่ (สัญญาณนาฬิกาบนบอร์ดเอฟทีจีเอ ความถี่ 9.6 MHz)	58
รูปที่ 4.7 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 300 บิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)	58
รูปที่ 4.8 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 19.2 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)	59
รูปที่ 4.9 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 960 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)	59
รูปที่ 4.10 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณ long PN code	60
รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ long PN code	60
รูปที่ 4.12 สัญลักษณ์ของวงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	61
รูปที่ 4.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	61
รูปที่ 4.14 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	62
รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	62
รูปที่ 4.16 สัญลักษณ์ของวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม	63
รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูล	63
รูปที่ 4.18 สัญลักษณ์ของวงจรทำการ map ค่า	64
รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรทำการ map ค่า	64
รูปที่ 4.20 สัญลักษณ์ของวงจรทำการบวกค่า	65
รูปที่ 4.21 ผลการจำลองการทำงานของวงจรทำการบวกค่า	65
รูปที่ 4.22 สัญลักษณ์ของวงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous	66
รูปที่ 4.23 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงข้อมูลจากขนาน เป็นอนุกรมแบบ Asynchronous	66
รูปที่ 4.24 สัญลักษณ์ของส่วนของวงจรหารความถี่	67
รูปที่ 4.25 ผลการจำลองการทำงานของส่วนวงจรหารความถี่	67
รูปที่ 4.26 ส่วนของอินพุตของวงจรลดค่าความถี่ (สัญญาณนาฬิกาบนบอร์ด เอฟทีจีเอความถี่ 9.6 MHz)	68
รูปที่ 4.27 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 300 บิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)	68
รูปที่ 4.28 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 19.2 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)	69
รูปที่ 4.29 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 960 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)	69
รูปที่ 4.30 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	70
รูปที่ 4.31 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code	70
รูปที่ 4.32 สัญลักษณ์ของวงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็น	

สารบัญญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.33 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน	71
4.34 สัญลักษณ์ของวงจรทำการคูณสัญญาณ	72
รูปที่ 4.35 ผลการจำลองการทำงานของวงจรทำการคูณสัญญาณ	72
รูปที่ 4.36 สัญลักษณ์ของวงจรบวกสะสมค่า	73
รูปที่ 4.37 ผลการจำลองการทำงานของวงจรบวกสะสมค่า	73
รูปที่ 4.38 สัญลักษณ์ของวงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก	74
รูปที่ 4.39 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก	74
รูปที่ 4.40 สัญลักษณ์ของวงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled	75
รูปที่ 4.41 สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลผ่านการดีสเพอร์สเปกตรัม	75
รูปที่ 4.42 สัญญาณข้อมูลผ่านการดีสเพอร์สเปกตรัม	76
รูปที่ 4.43 ผลการทำงานของโหมคการรับส่งข้อมูลตามเวลาจริง	76
รูปที่ 4.44 ผลการทำงานของโหมคการวัดอัตราการผิดพลาดของข้อมูล	77



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบวิธีการโมดูลแบบดิจิทัลและอนาลอก	27
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบแบนด์วิทต่ำที่สุดที่ใช้	32



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญาโท

ระบบสเปคตรัม เป็นระบบที่มีการใช้งาน ในแวดวงทางทหารมาเป็นเวลาหลายปีทีเดียว เนื่องจากระบบสเปคตรัม ถูกใช้สำหรับการสื่อสารในหน่วยทหารเนื่องจากคุณสมบัติที่ยากต่อการตรวจจับ ทำให้ฝ่ายตรงข้ามไม่ทราบว่ามี การติดต่อด้วยคลื่นวิทยุเกิดขึ้น

ระบบสเปคตรัม มีช่วงแบนด์วิดท์ของการสื่อสารกว้าง ทำให้เกิดการรบกวนหรือที่เรียกว่า Jamming ซึ่งระบบสเปคตรัมโดยทั่วไปใช้กันอยู่ 2 วิธีคือ แบบโคเรซีควเन्ซ์ (Direct Sequence) และแบบฟรีควเन्ซี่ฮอปปีง(Frequency Hopping) โดยวิธีโคเรซีควเन्ซ์ แต่ละบิตข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยบิตที่ถูกเข้ารหัสจำนวนมาที่เรียกว่า ชิพ(Chip) และในวิธีฟรีควเन्ซี่ฮอปปีง จะมีช่องความถี่ N ช่องซึ่งสัญญาณที่ใช้อยู่จะกระโดดไปมาระหว่างช่องความถี่ N ช่องที่มีแบบแผนการกระโดดเป็นไปตามรหัสที่มีชื่อเรียกว่า รหัส PN (Pseudorandom Noise)

เทคโนโลยีระบบสเปคตรัม ถูกใช้ในแวดวงการสื่อสารทางทหารมานาน จนกระทั่ง ค.ศ. 1991 ได้มีการนำเสนอผลการทดสอบการใช้งานระบบ CDMA (CDMA field trial) ในเชิงพาณิชย์โดยบริษัท Qualcomm ของสหรัฐอเมริกา และได้มีการพัฒนาเรื่อยมาจนในปี ค.ศ. 1993 TIA หรือ The Telecommunications Industry Association ได้กำหนดมาตรฐาน IS-95 เป็นมาตรฐานสำหรับระบบ CDMA ในเชิงพาณิชย์ และในปี ค.ศ. 1995 มาตรฐานที่ได้รับดังกล่าวได้มีการปรับปรุงแก้ไขอีกครั้งหนึ่งเป็น IS-95A หรือที่มักเรียกกันว่า CDMA One ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ได้รับความนิยมใช้กันทั่วโลก

เมื่อมีการนำระบบ Digital มาใช้งาน ทำให้ระบบมือถือ 2G มีประสิทธิภาพมากขึ้น รวมทั้งซับซ้อนมากขึ้นด้วย ในช่วงยุค 2G นี้โลกของการสื่อสารแบบไร้สาย (Wireless Communication) นั้นเติบโตอย่างรวดเร็วโดยใช้เวลาไม่ถึง 10 ปี มีจำนวนผู้ใช้บริการเท่ากับผู้ใช้โทรศัพท์ธรรมดา (Fixed line telephone) และในหลายๆ ประเทศมีจำนวนมากกว่าผู้ใช้โทรศัพท์ธรรมดา ระบบโทรศัพท์ 2G เองจึงประสบปัญหาไม่สามารถให้บริการได้เพียงพอ เนื่องจากมีความถี่อยู่อย่างจำกัด แต่จำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ การที่จะหาความถี่มาเพิ่มนั้น ในทางปฏิบัติทำได้ยากมาก เนื่องจากทุกประเทศการจัดสรรความถี่ถูกควบคุมโดยรัฐบาลและมีราคาแพงมาก ดังนั้นจึงมีการพัฒนาเทคโนโลยีระบบมือถือให้สามารถใช้ความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าเดิมอีกหลายเท่านำไปสู่การพัฒนายุคที่ 3 หรือ 3G นั้นเอง อย่างไรก็ตามเรื่องของความถี่นั้นเป็นเพียงเหตุผลรองเท่านั้น การพัฒนา 3G ขึ้นมาเหตุผลหลักที่แท้จริงคือการใช้งานระบบมือถือร่วมกันทั่วโลก หรือที่เรียกว่า Global Wireless Communication นั้นเอง อีกประการหนึ่งได้แก่กระแส Internet ที่มีการเปลี่ยนแปลงในโลกปัจจุบันผู้ใ้ภายใต้ระบบ 3G นั้นจะสามารถนำโทรศัพท์ติดตัวไปได้ทั่วโลกอย่างไรก็ตามการจะไปถึง 3G ใ้ว่าจะไม่มีค่าใช้จ่าย การจะปรับปรุงให้เป็นระบบ 3G นั้นอาจต้องเสียเงินลงทุนในระบบใหม่ทั้งหมดเป็นพันหรือหมื่นล้าน ทางออกสำหรับปัญหานี้ ทำให้เกิดมาตรฐานที่เป็น 2.5G ซึ่งเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้นให้บริการ mobile internet ด้วยค่าใช้จ่ายที่ต่ำกว่าเพราะเป็นการปรับปรุงบางส่วนเท่านั้น ตัวอย่างมาตรฐานเหล่านี้เช่น CDMA 1X,

เอกสารนี้เป็น GPRS หรือ EDGE เป็นต้น รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสรุปแล้ว ระบบ 3G ได้ถูกปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพการใช้งานสูงกว่าเดิม มีการรับ-ส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงกว่าเดิมมาก อีกทั้งยังให้บริการร่วมกันได้ทั่วโลก มาตรฐานที่ออกมาสำหรับ 3G คือ IMT-2000 โดย ITU หรือ The International Telecommunications Union ในปีค.ศ. 1999 นั้นยังมีระบบถึง 5 ระบบด้วยกัน (ด้าน Radio Network) แต่ก็สามารถให้บริการได้ทั่วโลกเนื่องจากระบบโครงข่ายหลักหรือที่เรียกว่า Core Network เชื่อมต่อกันด้วยมาตรฐานเดียวกันจากทั้ง 5 ระบบนี้มี 3 ระบบที่ใช้เทคโนโลยี CDMA ได้แก่ CDMA-2000, WCDMA และ TD-SCDMA

1.2 วัตถุประสงค์ของปริิญญานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาการทำงานของสเปกตรัมแบบโคเรลซีแควนซ์
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการเขียนภาษาวีเอชดีแอล ในการออกแบบวงจรทางลอจิก
- 1.2.3 นำทฤษฎีมาประยุกต์เพื่อ ออกแบบตัวสเปกตรัมและตัวดีสเปกตรัมบนชิพอุปกรณ์เอพพีจีเอ
- 1.2.4 เพื่อศึกษาการใช้งานและการทำงานของอุปกรณ์เอพพีจีเอ
- 1.2.5 เพื่อศึกษาวิธีการออกแบบจากบนลงล่าง (Top-down design) และ โปรแกรมที่ช่วยในการออกแบบวงจรทางลอจิก

1.3 ขอบเขตของปริิญญานิพนธ์

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบการสร้างวงจรเครื่องรับและส่งสเปกตรัม (Spread Spectrum) ซึ่งใช้ในระบบ CDMA โดยเลือกใช้วิธีการเข้าถึงข้อมูลแบบโคเรลซีแควนซ์ (Direct Sequence) โดยที่ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วถูกกระจายไปตามสัญญาณรหัส จากนั้นจะนำไปมอดูเลตแบบดิจิทัลแล้วทำการส่งออกให้ทางภาครับ ทางด้านภาครับจะทำการกู้ข้อมูลเดิมกลับมา โดยการดีเทกสัญญาณข้อมูลที่ี้ได้มาจากทางด้านภาคส่ง เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมออกมา ในส่วนการออกแบบจะใช้วิธีอธิบายพฤติกรรมการทำงานของวงจรด้วยภาษา VHDL วงจรทั้งหมดจะทำการจำลองการทำงานรวมทั้งสังเคราะห์วงจรลงบนอุปกรณ์ FPGA เพื่อใช้ทดสอบการทำงานและตรวจสอบผลลัพธ์

1.4 เนื้อหาของปริิญญานิพนธ์

ในบทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของระบบสเปกตรัม ซึ่งจะบอกถึงรายละเอียดพื้นฐานของการสเปกตรัมของสัญญาณ และการดีสเปกตรัมโดยเทคนิคการแทรกคิง, ทฤษฎีพื้นฐานของสัญญาณรหัสนี้ใช้ในระบบ CDMA

ในบทที่ 3 กล่าวถึงวิธีการออกแบบการสร้างเครื่องส่ง (transmitter) และเครื่องรับ (receiver)

ในบทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลองที่ได้จากการออกแบบการสร้างเครื่องส่ง (transmitter) และเครื่องรับ (receiver)

ในบทที่ 5 กล่าวถึง บทวิจารณ์และสรุปผล

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 ระบบของสเปกตรสเปกตรัม

ในการศึกษาระบบการสื่อสาร สิ่งแรกที่มีความสัมพันธ์กับการทำงานของระบบการสื่อสารก็คือ ประสิทธิภาพของแบนด์วิธ (bandwidth) และกำลังงาน อย่างไรก็ตามในการประยุกต์ใช้งานก็ต้องคำนึงถึงความสามารถในการต่อต้านสัญญาณรบกวน (noise) การจัดการแทรกสอด ความสามารถในการใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน (multiple access) ความสามารถที่เครื่องรับเครื่องอื่นไม่สามารถรับสัญญาณได้ (Low probability of intercept) ซึ่งสิ่งต่างๆ เหล่านี้มีความสำคัญในการนำไปใช้ในทางการทหาร ระบบการสื่อสารที่ทำงานได้ดีตามคุณสมบัติที่กล่าวมาแล้วนั้น คือการใช้เทคนิคของสเปกตรสเปกตรัม เนื่องจากว่าแบนด์วิธที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีค่ามากกว่าแบนด์วิธที่น้อยที่สุดที่ต้องการในการส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารมากๆ

ระบบที่สามารถกำหนดได้ว่าเป็นระบบสเปกตรสเปกตรัมจะมีลักษณะดังต่อไปนี้ คือ

1. แบนด์วิธที่ใช้ในการส่งสัญญาณ จะต้องมากกว่าแบนด์วิธที่น้อยที่สุดที่ต้องการในการส่งสัญญาณข้อมูลข่าวสารอยู่มากๆ
2. การกระจายแบนด์วิธของสัญญาณ จะทำได้โดยการมอดูเลต (modulate) สัญญาณข้อมูลข่าวสารกับสัญญาณสเปกตรสเปกตรัม (spreading signal) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าสัญญาณรหัส (code) และสัญญาณรหัสจะต้องไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลข่าวสาร
3. ที่เครื่องรับจะสามารถทำการดึงสัญญาณกลับคืนมาโดยใช้คอร์รีเลท (correlate) ของสัญญาณที่รับ ได้กับสัญญาณรหัสที่ใช้ในการกระจายข้อมูลข่าวสารทางเครื่องส่ง

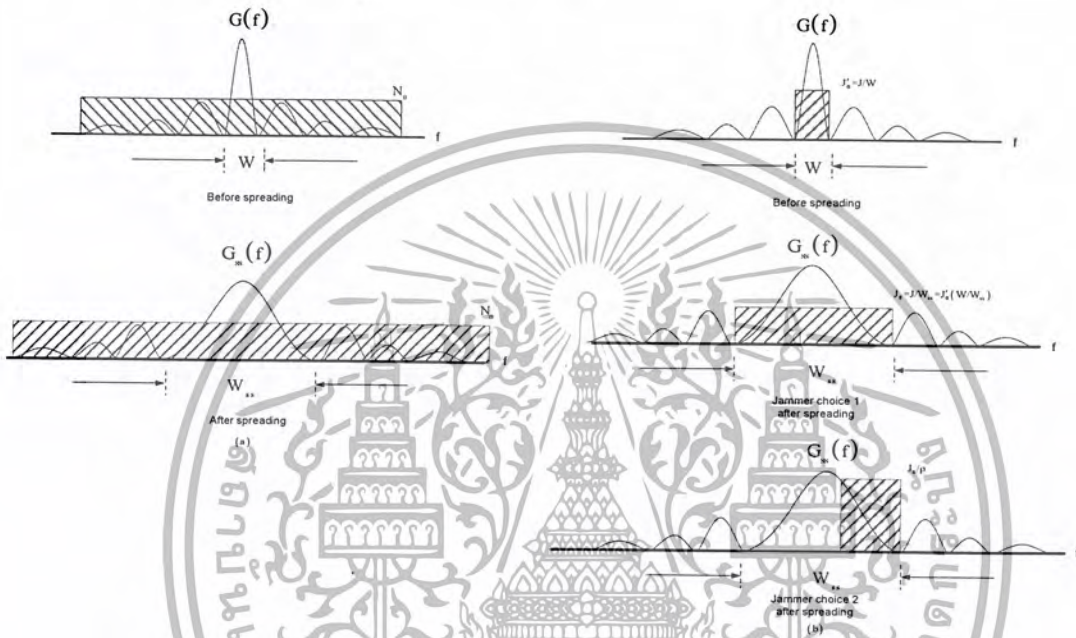
การมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม (Frequency Modulation) พิวเอ็ม (Pulse Code Modulation) เป็นการกระจายสัญญาณข้อมูลข่าวสารจริงแต่ก็ไม่เหมาะสมกับระบบสเปกตรสเปกตรัม เพราะไม่ได้สอดคล้องกับเงื่อนไขที่กล่าวมาข้างต้น

2.2 ประโยชน์ของระบบสเปกตรสเปกตรัม (Interference Suppression Benefits)

รูปแบบสมการคณิตศาสตร์ที่ได้อธิบายสัญญาณรบกวนขาว (White Gaussian Noise) ว่ามีการกระจายกำลังงานที่ไม่จำกัดอย่างสม่ำเสมอตลอดทุกความถี่ และการสื่อสารที่มีประสิทธิภาพอาจจะเกิดขึ้นได้โดยการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานไม่จำกัด เพราะว่าสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานจำกัดเท่านั้นจึงจะสามารถแทรกสอดกับสัญญาณสเปกตรสเปกตรัมได้ สำหรับสัญญาณที่มีแบนด์วิธแคบๆ สัญญาณรบกวนในแบนด์วิธของสัญญาณสามารถลดลงได้ แนวความคิดของการต่อต้านสัญญาณรบกวนในระบบสเปกตรสเปกตรัมเป็นดังนี้คือ พิจารณาสัญญาณที่ใช้ส่ง ภายในจะมีกลุ่มเล็กๆ ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ใช้อยู่ ณ เวลาใดๆ เราสมมติว่าสัญญาณรบกวนไม่สามารถที่จะทราบกลุ่มของสัญญาณที่ใช้งานอยู่ในขณะนั้น สัญญาณที่มีแบนด์วิธ (W) และมีช่วงเวลา T กลุ่มของสัญญาณสามารถประมาณได้ว่ามีแบนด์วิธเป็น $2WT$ โดยให้การผิดพลาดของระบบเป็นฟังก์ชัน (function) ของ N เท่านั้น การต่อต้านสัญญาณรบกวนขาวโดยการกระจายแบนด์วิธที่มากกว่า $2WT$ ไม่ได้ทำให้

ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนขาวจะถูกกำจัดโดยสัญญาณรบกวนที่มีกำลังงานจำกัดและความไม่แน่นอนของกลุ่มสัญญาณ 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 ชี้ให้เห็นว่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมแถบข้างเดียวของสัญญาณรบกวนขาว (N_0) ซึ่งเป็นผลของการกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W ไปเป็น W_{ss} นั้นไม่มีการเปลี่ยนแปลง โดยที่ค่าของกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนขาวจะมีค่าไม่จำกัด ดังนั้นการกระจายของสัญญาณไม่ได้ทำให้ประสิทธิภาพดีขึ้น ในรูปที่ 2.1b แสดงให้เห็นถึงกำลังของสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับ (ที่มีค่าจำกัด) J และมีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม $J_0 = J/W$ โดยที่ W เป็นแบนด์วิดท์ที่ไม่ได้ถูกระบายและถูกรบกวน เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณถูกกระจายสัญญาณรบกวนสามารถเลือกกระทำ 1 ใน 2 ทางเลือกดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านวิชาการ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

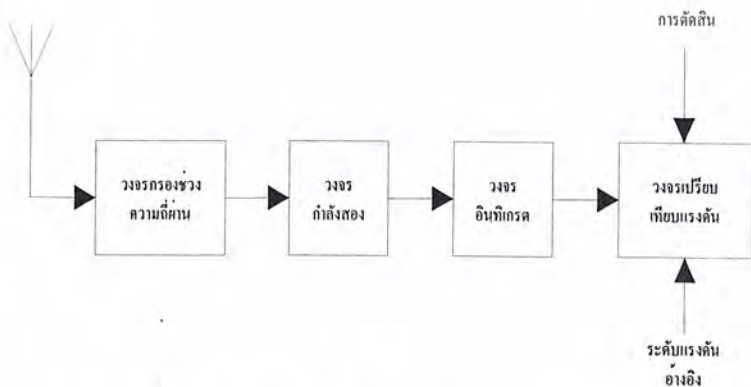
ทางเลือกที่ 2 จะมีผลทำให้จำนวนของกลุ่มสัญญาณที่ถูกรบกวนนั้นมีค่าน้อยลง อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวนที่สามารถที่จะเพิ่มความหนาแน่นจาก J_0 เป็น J_0/ρ โดยที่ $0 \leq \rho \leq 1$ โดยที่ ρ เป็นสัดส่วนโดยตรงกับทั้งแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่กระจายและแบนด์วิดท์ที่สัญญาณรบกวนเข้าแทรก

ถ้าสัญญาณรบกวนนั้นเลือกทางเลือกที่ไม่ดีนักในการเข้ารบกวน ก็จะมีผลเล็กน้อยมาก เมื่อเทียบกับทางเลือกที่ดีกว่า ถ้ากลุ่มสัญญาณมีมากก็จะทำให้มีการต่อต้านการรบกวนจากสัญญาณรบกวนได้มาก

สัญญาณรบกวนไม่เป็นผลจากการกระทำที่ตั้งใจเท่านั้น บางครั้งสัญญาณรบกวนอาจเกิดจากปรากฏการณ์ทางธรรมชาติ และบางครั้งเกิดจากการแทรกสอดภายในตัวเอง ซึ่งเกิดจากคลื่นเดินทางมาจากหลายๆ เส้นทาง

2.3 ความหนาแน่นของกำลังงานลดลง (Energy Density Reduction)

สามารถที่จะพิจารณาถึงสถานะที่มีความต้องการให้การติดต่อสื่อสารนั้นทำงานโดยปราศจากการรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารโดยเครื่องรับที่เราไม่ต้องการให้รับได้ ระบบนี้จะถูกออกแบบให้ใช้สำหรับงานเฉพาะที่รู้จักกันคือความสามารถที่เครื่องรับเครื่องอื่นไม่สามารถรับสัญญาณได้ (Low probability of intercept : LPI) ซึ่งระบบนี้ถูกออกแบบให้เครื่องรับใดๆ สามารถที่จะแยกสัญญาณข้อมูลข่าวสารออกมาได้ยากมาก เป้าหมายของระบบคือการใช้กำลังของสัญญาณน้อยๆ และให้มีโครงสร้างสัญญาณที่เหมาะสมซึ่งจะมีผลทำให้การดีเทกต์ (detect) ข่าวสารเป็นไปได้น้อยที่สุด ซึ่งสอดคล้องกับระบบสเปกตรัม โดยที่สัญญาณจะมีการกระจายไปทั่วแบนด์วิดท์มากกว่าการมอดูเลตแบบธรรมดา ผลของกำลังของสัญญาณโดยเฉลี่ยแล้วจะมีการกระจายอยู่ทั่วๆ แบนด์วิดท์ และกระจายอย่างไม่เป็นระเบียบ ซึ่งไม่เพียงแต่จะทำให้สัญญาณรบกวนเข้ามารบกวนได้ยากแล้ว ยังทำให้เครื่องรับใดๆ ที่ไม่มีการซิงโครไนซ์ (synchronize) ของสัญญาณรหัสที่จำลองขึ้นไม่สามารถรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารได้ ซึ่งจะทำให้สัญญาณสเปกตรัมถูกลบด้วยสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.2 แสดงเรดิโอมิเตอร์ (radio meter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

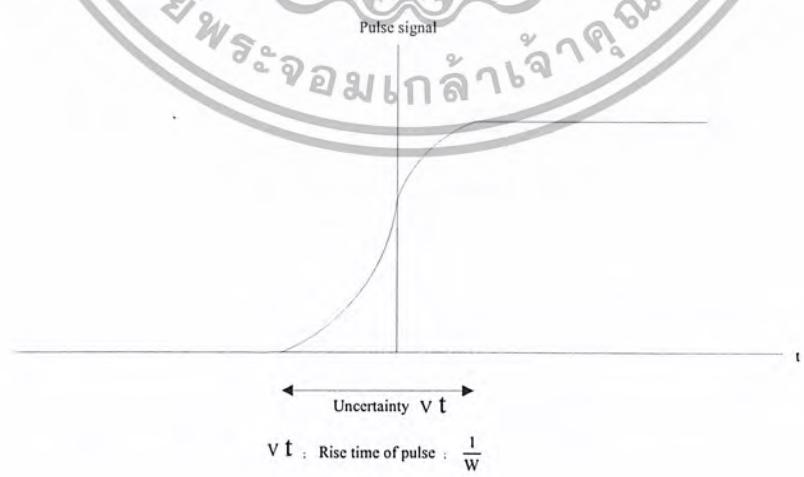
เรดิโอมิเตอร์ (radio meter) เป็นเครื่องมือวัดอย่างง่าย ๆ การวัดกำลังงานที่สามารถจะใช้ในการ ดีเทคต์สัญญาณสเปกตรัมที่มีแบนด์วิดท์ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2 ซึ่งประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำ (band pass filter) ที่มีแบนด์วิดท์เท่ากับ W และมีวงจรกำลังสอง เพื่อให้แน่ใจว่าเอาต์พุต (output) จะเป็นค่าบวก และวงจรอินทิเกรต (integrator) ณ ที่เวลา $t = T$ สัญญาณเอาต์พุตของวงจรอินทิเกรตจะถูก เปรียบเทียบกับระดับสัญญาณที่ตั้งไว้ ถ้าเอาต์พุตมีค่ามากกว่าระดับสัญญาณที่ตั้งไว้ ก็แสดงว่ามีสัญญาณ ถ้าในกรณีอื่นถือว่า ไม่มีสัญญาณ

2.4 ให้ผลความแตกต่างของเวลาที่นาเชื่อถือ (Fine Time Resolution)

สัญญาณสเปกตรัมถูกนำไปใช้สำหรับหาระยะทางหรือคำนวณหาตำแหน่งได้โดย การวัด เวลาที่ถูกหน่วงไปของสัญญาณพัลส์ (pulse signal) ซึ่งเคลื่อนที่ผ่านช่องสัญญาณ (channel) ความไม่ แน่นนอนของการวัดเวลาที่หน่วงไป (delay time) จะเป็นส่วนกลับกับแบนด์วิดท์ของสัญญาณพัลส์ ซึ่ง สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 โดยกำหนดให้ความไม่แน่นอนของการวัดเป็น Δt เป็นสัดส่วนโดยตรงกับ ไรส์ไทม์ (rise time) ของพัลส์ และแปรผกผันกับแบนด์วิดท์

$$\Delta t \approx \frac{1}{W} \tag{2.1}$$

ถ้าแบนด์วิดท์มากๆ จะทำให้การวัดระยะทางแม่นยำขึ้น ถ้ามีสัญญาณรบกวนขาวรบกวนอยู่ ภายในช่องสัญญาณ การใช้พัลส์เดี่ยว (one short) เป็นตัวรับ ผลที่ได้ไม่น่าเชื่อถือเท่าไรนัก อย่างไรก็ตาม เทคนิคของสเปกตรัมจะใช้สัญญาณรหัสที่ยาวเป็นลำดับและต่อเนื่องแทนสัญญาณพัลส์เดี่ยว เครื่องรับจะทำการคอร์รีเลทสัญญาณที่รับ ได้กับสัญญาณรหัสที่ถูกจำลองขึ้น ซึ่งผลของการคอร์รีเลทจะทำให้ได้ค่าของการวัดระยะทางที่ถูกต้องแม่นยำ



รูปที่ 2.3 แสดงการวัดไทม์ดีเลย์ (time delay)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน (Multiple Access)

สเปกตรัมสามารถใช้งานได้กับเทคนิคของการใช้ช่องสัญญาณร่วมกัน (multiple access) โดยการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันระหว่างผู้ใช้งานหลายๆ ด้วยการใช้เทคนิคซีดีเอ็มเอ (CDMA: Code Division Multiple Access) เพราะว่าในเวลาเดียวกันนั้น ผู้ใช้จะใช้สัญญาณรหัสที่ไม่เหมือนกัน ซึ่งผลของการใช้ช่องสัญญาณร่วมกันนั้น จะทำให้เกิดการติดต่อสื่อสารที่เป็นส่วนตัวระหว่างผู้ใช้ ด้วยการใช้สัญญาณรหัสที่แตกต่างกัน ผู้ใช้ที่มีสัญญาณรหัสไม่ตรงกัน ก็จะไม่สามารถตรวจจับการใช้งานของผู้ใช้ที่มีสัญญาณรหัสตรงกันได้

2.6 รูปแบบของสเปกตรัมที่กำจัดการแทรกสอด

(Model For Spread-Spectrum Interference Rejection)

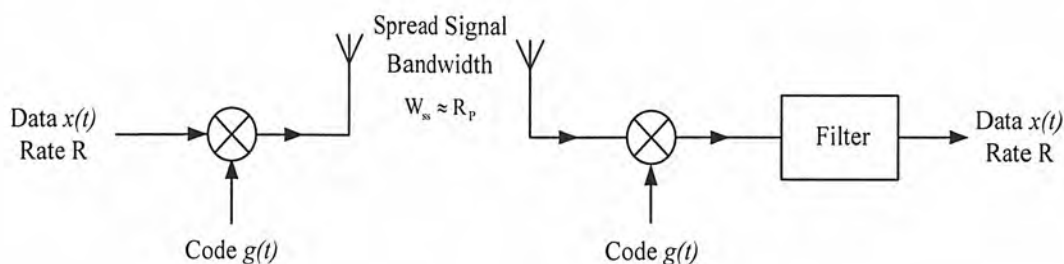
รูปที่ 2.4 แสดงระบบสเปกตรัมที่มีการกำจัดการแทรกสอดที่ตัวมอดูเลต (modulator) สัญญาณข้อมูลข่าวสาร $x(t)$ ที่มีอัตราของ bit rate = R bit/sec ถูกคูณด้วยสัญญาณรหัส $g(t)$ ที่มีอัตราเร็วของสัญญาณรหัส R_p chip/sec สมมติว่าแบนด์วิดท์ของการส่งสำหรับ $x(t)$ และ $g(t)$ เป็น R Hz และ R_p Hz ตามลำดับ การคูณในทางเวลาสามารถเปลี่ยนเป็นในทางความถี่ดังนี้

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

ดังนั้นถ้าสัญญาณมีแบนด์วิดท์แคบๆ เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกกระจายแล้ว ผลของการคูณสัญญาณ $x(t)g(t)$ เราสามารถจะประมาณแบนด์วิดท์ว่าเท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่กระจายแล้ว และที่ตัวดีมอดูเลต (demodulator) สัญญาณที่รับได้จะถูกคูณด้วยแบบจำลองของสัญญาณรหัสที่มีการซิงโครไนซ์ ซึ่งจะทำให้มีการรวมสัญญาณที่กระจายกันอยู่ วงจรกรองความถี่ที่มีแบนด์วิดท์ R ก็จะกำจัดความถี่ที่สูงกว่า R ออกไป ถ้ามีสัญญาณที่ไม่ต้องการปรากฏที่เครื่องรับ การคูณด้วย $g(t)$ จะเป็นการกระจายสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป และในทำนองเดียวกันการคูณด้วย $g(t)$ ที่เครื่องส่งก็เป็นการกระจายสัญญาณข้อมูลข่าวสารเช่นกัน พิจารณาผลของสัญญาณรบกวนที่พยายามแทรกตัวเข้ามาอยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลข่าวสาร การคูณสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณรหัสจะทำให้สัญญาณรบกวนถูกกระจายไปที่แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกกระจาย

สาระสำคัญของความสามารถในการกำจัดการแทรกสอดของสัญญาณอื่นๆ มีดังนี้

1. การคูณ โดยสัญญาณรหัสครั้งแรก จะเป็นการกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณ
2. การคูณ โดยสัญญาณรหัสครั้งที่สองและตามด้วยวงจรกรองความถี่ จะทำให้ได้สัญญาณข่าวสารกลับมา
3. สัญญาณข่าวสารจะได้โดยการคูณครั้งที่สอง แต่สัญญาณแทรกสอดจะได้โดยการคูณครั้งแรก



รูปที่ 2.4 แสดงเทคนิคพื้นฐานของสเปกตรัม

2.7 รูปแบบของเทคนิคสเปกตรัม (A Catalog of Spreading Techniques)

จุดเด่นของเทคนิคสเปกตรัมคือ สัญญาณข่าวสารจะครอบคลุมขนาดและตำแหน่งของข่าวสารจำนวนมากๆ สำหรับแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W และช่วงเวลา T กลุ่มของสัญญาณสามารถประมาณได้เท่ากับ $2WT$ เราสามารถเพิ่ม W โดยการกระจายสเปกตรัม หรือเพิ่ม T โดยการขยายเวลา หรือการกระโดดของเวลา (time hopping) สเปกตรัมของสัญญาณจะมีการกระจายในทางความถี่ โดยที่สัญญาณข้อมูลข่าวสารจะมีช่วงเวลาของการส่งมากกว่าการมอดูเลตธรรมดา ซึ่งข่าวสารจะถูกส่งตามสัญญาณรหัส สามารถกล่าวได้ว่าสำหรับการกระโดดของเวลา สัญญาณจะกระจายในทางเวลา ซึ่งทั้งสองกรณีทั้งการกระจายทางความถี่และการกระจายทางเวลานั้น สัญญาณรบกวนจะไม่สามารถทราบกลุ่มสัญญาณข่าวสารที่ใช้ได้ในขณะนั้นได้

ระบบสเปกตรัมแบบโคเรซีควเอนซ์ (Direct Sequence) และแบบฟริควเอนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping) จะเป็นแบบที่ใช้กันอยู่ทั่วไป สำหรับแบบการกระโดดทางเวลา (Time Hopping) มีลักษณะเหมือนกับการกระจายของสเปกตรัมที่ว่าตำแหน่งของสัญญาณข่าวสารจะถูกซ่อนอยู่ นอกจากนั้นยังมีแบบไฮบริดจ์ (Hybrid) ซึ่งเป็นการรวมเทคนิคต่างๆเข้าด้วยกันเช่น DS/FH, FH/TH, DS/FH/TH ในที่นี้จะทำการพิจารณาแบบ Direct Sequence

2.8 ลำดับของสัญญาณรบกวนเทียม (Pseudonoise Sequence)

วิธีของสเปกตรัมที่เรียกว่า transmitted reference (TR) สามารถที่จะใช้สัญญาณรหัสที่เป็นแบบสุ่มเพื่อใช้ในการกระจายและรวมสัญญาณ เพราะว่าสัญญาณรหัสและสัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกส่งไปบนสเปกตรัมที่แตกต่างกันสำหรับวิธี stored reference (SR) จะไม่สามารถใช้สัญญาณรหัสที่มีการสุ่มได้ เพราะว่าสัญญาณรหัสนี้จะต้องถูกเก็บและถูกสร้าง (generate) ที่เครื่องรับ ดังนั้น ระบบ SR สัญญาณพิซุโคโนยส์ (pseudonoise) หรือสัญญาณร่วมเทียม (pseudorandom) จะต้องถูกนำมาใช้ สัญญาณสุ่มเทียมจะแตกต่างจากสัญญาณแรนดอม (random signal) ตรงที่ว่าสัญญาณแรนดอมจะไม่สามารถที่จะทำนายได้และมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ แต่สัญญาณสุ่มเทียมไม่มีการสุ่มทั้งหมด สามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่จะกำหนดคาบเวลาของสัญญาณได้ แต่อย่างไรก็ตาม ถึงแม้ว่าสัญญาณจะถูกกำหนดไว้ แต่สัญญาณจะปรากฏแก่ผู้ฟังที่ไม่มีสิทธิเป็นสัญญาณแบบสุ่มอย่างแท้จริง

2.9 คุณสมบัติแรนดอมเนส (RANDOMNESS)

คุณสมบัติของแรนดอมเนส (randomness) เป็นสัญญาณสุ่มเทียม (pseudorandom) ให้มีลักษณะเหมือนการสุ่มจริงจะต้องมีคุณสมบัติ 3 ข้อที่สามารถตรวจสอบลำดับของคิวิตได้ดังนี้คือ

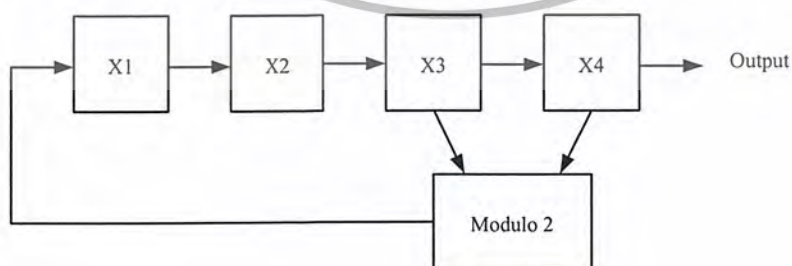
1. บาลานซ์พรอพเพอร์ตี้ (Balance property) คือในแต่ละคาบเวลาลำดับของคิวิต จำนวนคิวิต 0 จะต้องมีน้อยกว่าคิวิต 1 เป็นจำนวน 1 คิวิต

2. รันพรอพเพอร์ตี้ (Run property) การรัน (run) หมายถึง ลำดับของเลขคิวิต ที่เป็นเลขคิวิตเดียวกัน การปรากฏของเลขคิวิตตัวอื่น จะหมายถึงการเริ่มรันใหม่ ความยาวของรัน คือจำนวนของคิวิตที่อยู่ในรัน ในระหว่างการรันที่เป็น 0 และการรันที่เป็น 1 ในแต่ละคาบจะต้องมี 1 ใน 2 ของรันแต่ละชนิดของการรัน จะมีความยาวเป็น 1 ถ้ามี 1 ใน 4 จะมีความยาวเป็น 2 ถ้ามี 1 ใน 8 จะมีความยาวเป็น 3

3. คอร์ริเลชันพรอพเพอร์ตี้ (Correlation property) หมายถึง ในแต่ละคาบของลำดับคิวิต ถ้านำมาเปรียบเทียบกับคาบของลำดับของคิวิตที่มีการเลื่อนเป็นวงกลมรอบตัวมันแล้ว ในกรณีที่ดีที่สุด จำนวนของ อกรีเมนต์ (agreement) จะแตกต่างจากจำนวนของ ดิสอกรีเมนต์ (disagreement) จะต้องไม่มากกว่า 1 ซึ่งต่อไปก็จะแสดงให้เห็นถึงว่าลำดับของ PN จะถูกสร้างโดยคุณสมบัติเหล่านี้

2.10 ลำดับของชิฟรีจิสเตอร์ (shift register)

พิจารณาชิฟรีจิสเตอร์ที่มีการป้อนกลับ (feedback) อย่างเป็นเชิงเส้นดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นชิฟรีจิสเตอร์ 4 สเตจ (stage) โดยจะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บข้อมูลและเลื่อนข้อมูลส่วน โมดูล 2 (Modulo-2) จะทำหน้าที่บวกแล้วป้อนกลับไปเป็นอินพุตของชิฟรีจิสเตอร์ การทำงานของชิฟรีจิสเตอร์จะถูกควบคุมโดยสัญญาณนาฬิกา (clock signal) โดยจะทำให้มีการเลื่อนข้อมูลจากซ้ายไปขวา โดยข้อมูลที่อยู่ที่สเตจ 3 จะถูกส่งไปให้ที่สเตจ 4 แล้วข้อมูลในสเตจ 3 และสเตจ 4 จะถูกนำมาบวกกันโดยใช้ โมดูล 2 แล้วก็ถูกป้อนกลับไปที่ สเตจ 1 เอาท์พุตก็คือการดึงข้อมูลออกมาจากสเตจ 4



รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของชิฟรีจิสเตอร์ (shift register) ที่มีการป้อนกลับ (feedback) แบบเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสมมติให้ ชั้นแรกสแตจ 1 มีค่าเป็น 1 ส่วนสแตจอื่น ๆ มีค่าเป็น 0 หาก ดังนั้นค่าภายใน รีจิสเตอร์ (register) จะมีค่าเป็น 1000 โดยดูจากรูปแล้วเราจะได้ เอาต์พุตของซีพรีจิสเตอร์ในแต่ละสแตจ จะมีค่าเป็นดังนี้

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

โดยค่าในซีพรีจิสเตอร์ ในสแตจสุดท้ายจะมีค่าเป็น 1000 ซึ่งมีค่าเดียวกัน กับในสแตจแรก ซึ่งจะเห็นว่ารีจิสเตอร์ จะซ้ำค่าเดิมโดยใช้สัญญาณนาฬิกา 15 ลูก เอาต์พุตที่ดึงออกมาจากสแตจ 4 ในแต่ละ สัญญาณนาฬิกาจะได้ดังนี้

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

โดยค่าที่อยู่ซ้ายสุดจะเป็นบิตแรกที่ได้ออกมาต่อไปก็จะทำการตรวจสอบคุณสมบัติ แรนคอมเนสตามที่ได้กล่าวไปแล้ว โดยคุณสมบัติแรกคือบิลานซ์ โดยพิจารณาเอาต์พุตจะเห็นว่ามิติจิต C อยู่ 7 ตัว มิติจิต 1 อยู่ 8 ตัว ซึ่งสอดคล้องตามคุณสมบัติ เมื่อพิจารณาคุณสมบัติรันที่ลิจิตเป็น 0 จากเอาต์พุต จะเห็นว่ามิจำนวนรันอยู่ 4 ครั้ง โดย 1 ใน 2 มีความยาวเป็น 1 และ 1 ใน 4 มีความยาวเป็น 2 ซึ่งสอดคล้อง ตามคุณสมบัติ และรันที่มีลิจิตเป็น 1 ก็มีลักษณะเช่นเดียวกัน ซีพรีจิสเตอร์จะให้ค่าลิจิตออกมาขึ้นกับ จำนวนของรีจิสเตอร์ เงื่อนไขเริ่มแรก ค่าลำดับของเอาต์พุตนั้นสามารถแบ่งเป็นความยาวสูงสุด (maximal length) และความยาวไม่สูงสุด (no maximal length) โดยที่ความยาวสูงสุดจะพิจารณาได้จากจำนวนของ ซี พรีจิสเตอร์ ดังนั้นการซ้ำของเอาต์พุตจะต้องใช้จำนวนสัญญาณนาฬิกา เป็นจำนวน ρ โดย

$$\rho = 2^n - 1 \quad (2.3)$$

ซึ่งจากตัวอย่างก็เป็นลำดับของความยาวสูงสุด (maximal length sequence) ถ้าการซ้ำกันของ เอาต์พุต มีเกิดขึ้นน้อยกว่า $\rho = 2^n - 1$ จะถือว่าเป็นความยาวไม่สูงสุด ส่วนคุณสมบัติของคอร์รีเลชันจะ แสดงให้เห็นในหัวข้อต่อไป

2.11 ฟังก์ชันพีเอ็นออโตคอร์รีเลชัน (PN Autocorrelation)

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

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

โดยที่

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

โดยที่ $x(t)$ แสดงรูปคลื่นพีเอ็นโค้ด (PN code) ซึ่งเราจะเรียกค่าแต่ละพัลส์ของพีเอ็นโค้ดว่าชิพ (chip) โดยจะการนอมอลไลซ์ (normalize) ฟังก์ชันนอโต้คอรี่เลชันด้วย ρ ซึ่งพิจารณาใน 1 คาบของพีเอ็น

$$R_x(\tau) = \frac{1}{\rho} (\text{จำนวนของอกรีเมนต์} - \text{จำนวนของดิสอกรีเมนต์}) \quad (2.6)$$

นอมอลไลซ์ฟังก์ชันนอโต้คอรี่เลชันที่เป็นความยาวสูงสุด $R_x(t)$ จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.6 ซึ่งจากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่า $R_x(t) = 1$ เมื่อมีการตรงกันของแบบจำลองสัญญาณรหัส อย่างไรก็ตามสำหรับการเลื่อนที่เป็นวงกลม ระหว่าง $x(t)$ และ $x(t-x)$ เมื่อ $1 \leq \pi \leq \rho$ ค่าของอโต้คอรี่เลชัน จะมีค่าเป็น $-1/\rho$ สำหรับค่า ρ ที่มีค่ามาก ๆ จะเสมือนกับว่าไม่มีการคอรี่เลทสำหรับการเลื่อน โดยพิจารณาคุณสมบัติข้อที่ 3 โดยการพิจารณาเอาต์พุตของซีพริจิสเตอร์โดยให้แถวแรกเป็นเอาต์พุตของรีจิสเตอร์ และแถวล่างเป็นเอาต์พุตที่สุดท้ายเลื่อนไปทางซ้าย

```

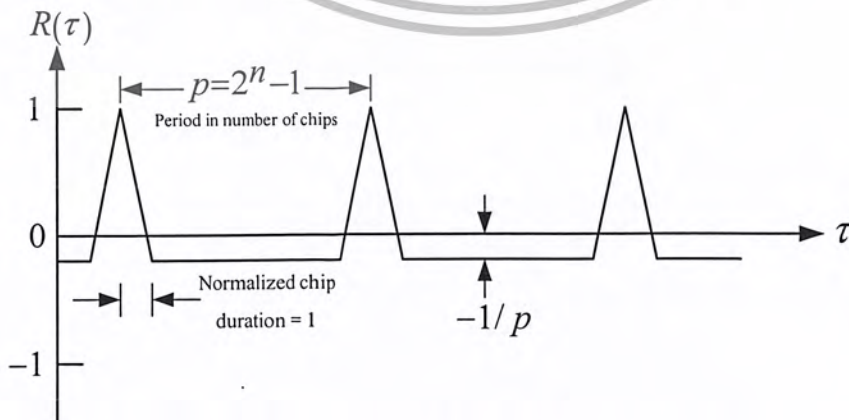
0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1
1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1
-----
d a a d d d a d a d d d d a a a

```

โดยให้อกรี (agree) แทนด้วย a และดิสอกรี (disagree) แทนด้วย d จากสมการที่ 2.6 ค่าของอโต้คอรี่เลชันของชิพจะได้

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

ซึ่งจะเห็นว่า ถ้าไม่มีการซิงโครไนซ์แล้วค่าของอโต้คอรี่เลชันจะมีค่าเป็น $-1/\rho$ ซึ่งสอดคล้องกับคุณสมบัติที่ 3



รูปที่ 2.6 แสดงฟังก์ชันของพีเอ็นอโต้คอรี่เลชัน PN Autocorrelation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 ระบบสเปกตรัมแบบไครเรซีแควนซ์ (Direct Sequence)

บล็อกไดอะแกรม (block diagram) ในรูป 2.7 แสดงตัวมอดูเลตแบบไครเรซีแควนซ์ (Direct Sequence : DS) “ Direct Sequence “ เป็นชื่อที่ใช้เรียกเทคนิคการแผ่กระจายสเปกตรัม โดยที่คลื่นพาห้ (carrier) จะทำการมอดูเลตครั้งแรกกับสัญญาณข้อมูลข่าวสาร $x(t)$ หลังจากนั้นจะถูกลมอดูเลตอีกครั้งกับสัญญาณรหัสดิจิทัลที่มีความเร็วสูง (wide band) $g(t)$ พิจารณาสัญญาณคลื่นพาห้ที่มอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลข่าวสารแล้วมีเอนเวลโลป (envelope) คงที่ มีกำลัง P ความถี่เชิงมุมเป็น ω_0 และการมอดูเลตทางเฟสของสัญญาณข้อมูลข่าวสารเป็น $\theta_x(t)$ จะได้เป็น

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

ยิ่งไปกว่านั้นการมอดูเลตแบบเอนเวลโลปที่คงที่โดยสัญญาณรหัสดิจิทัล $g(t)$ คลื่นที่ส่งไปจะเป็น

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

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

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

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

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

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

ตัวมอดูเลตจะใช้หลักการดังสมการข้างต้นนี้ ดังได้แสดงในรูป 2.7b ขบวนพัลส์ของสัญญาณข้อมูลข่าวสารและขบวนพัลส์ของสัญญาณรหัสดิจิทัลจะถูกนำมาคูณกันก่อนและหลังจากนั้น $x(t)g(t)$ จะไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพัลส์ ถ้าให้การกำหนดค่าของพัลส์กับค่าสัญญาณไบนารี (binary) สัมพันธ์กันดังนี้คือ

Pulse value	Binary value
1	0
-1	1

หลังจากนั้นขั้นตอนการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค สามารถทำได้โดยการบวกแบบโมดูลอ-2 ขบวนการลำดับสัญญาณข้อมูลแบบ ๆ ไบนารีกับขบวนการสัญญาณรหัสเป็นไบนารีเช่นกัน

การดีมอดูเลตสัญญาณดีเอส/บีพีเอสเค(DS/BPSK : Direct Sequence/Binary Phase Shift Keying) จะทำได้โดยการคอร์รีเลทหรือการมอดูเลตสัญญาณที่ได้รับกับรูปแบบของสัญญาณรหัสที่ซิงโครไนซ์กันอีกครั้งคือ $g(t - \hat{T}_d)$ ดังแสดงในรูป 2.7c ซึ่ง \hat{T}_d เป็นเครื่องประมาณการล่าช้าของเครื่องรับ T_d จากเครื่องส่งถึงเครื่องรับในกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดอื่นๆ สัญญาณที่ได้จากการคอร์รีเลทสามารถเขียนได้เป็น

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

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 สัญญาณที่ได้จากการคอร์รีเลทโดยเครื่องรับเป็นการกระจายสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว (ยกเว้นสำหรับมุมเฟส ϕ และช่วงเวลาล่าช้า T_d) ตัวคอร์รีเลทที่ทำการกระจายสัญญาณนั้นจะถูกดำเนินการโดยตัวดีมอดูเลตที่มีความสัมพันธ์สอดคล้องกันสำหรับทำการกู้สัญญาณข้อมูลข่าวสารกลับมา

2.13 ตัวอย่างของไดเรกซีเควนซ์ (Direct Sequence)

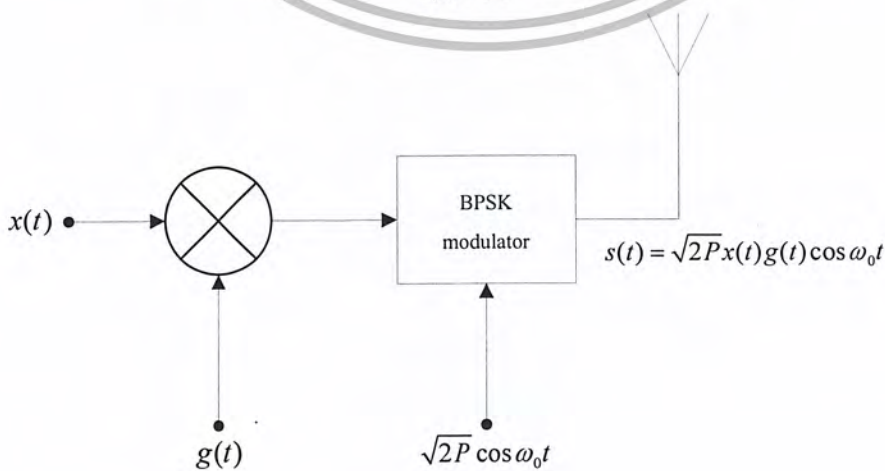
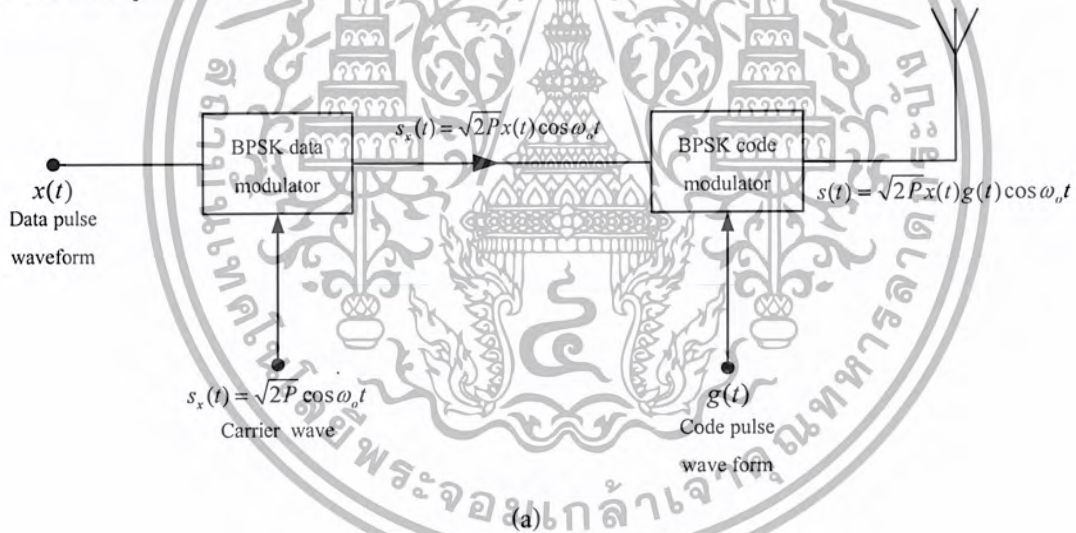
ในรูปที่ 2.8 เป็นตัวอย่างของดีเอส/บีพีเอสเค การมอดูเลตและดีมอดูเลตจะเป็นไปตามบล็อกไดอะแกรม ในรูป 2.7b และ 2.7c ในรูป 2.8a ได้แสดงลำดับข้อมูลข่าวสารที่เป็นไบนารี (1,0) และรูปแบบพัลส์ไบโพลาร์ (bipolar) เป็น $x(t)$ ซึ่งการกำหนดสัญญาณไบนารีกับค่าของสัญญาณพัลส์ได้อธิบายในส่วนที่ผ่านมาแล้ว ตัวอย่างสัญญาณไบนารีของสัญญาณรหัสและสัญญาณที่เป็นไบโพลาร์ให้เป็น $g(t)$ ดังแสดงใน รูป 2.8b การบวกแบบโมดูลอ-2 ของลำดับสัญญาณข้อมูลข่าวสารกับลำดับสัญญาณรหัสและรูปแบบสัญญาณของผลคูณ $x(t)g(t)$ แสดงในรูป 2.8c

สำหรับการมอดูเลตแบบบีพีเอสเค แสดงดังรูป 2.8d เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ $\theta_x(t) + \theta_y(t)$ มีค่าเป็น π เมื่อรูปแบบ $x(t)g(t)$ มีค่าเป็น -1 (หรือการบวกแบบโมดูลอ-2 ของผลรวมสัญญาณข้อมูลข่าวสารและสัญญาณรหัสที่เป็นไบนารี 1) ในทำนองเดียวกัน เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์เป็น 0 เมื่อค่าของ $x(t)g(t)$ เป็น +1 (หรือการบวกแบบโมดูลอ-2 ของผลรวมของสัญญาณข้อมูลข่าวสารกับสัญญาณรหัสที่เป็น 0) จะสามารถสังเกตเห็นความสัมพันธ์การขึ้นสัญญาณของสัญญาณสเฟิร์ดสเปกตรัมโดยการเปรียบเทียบ

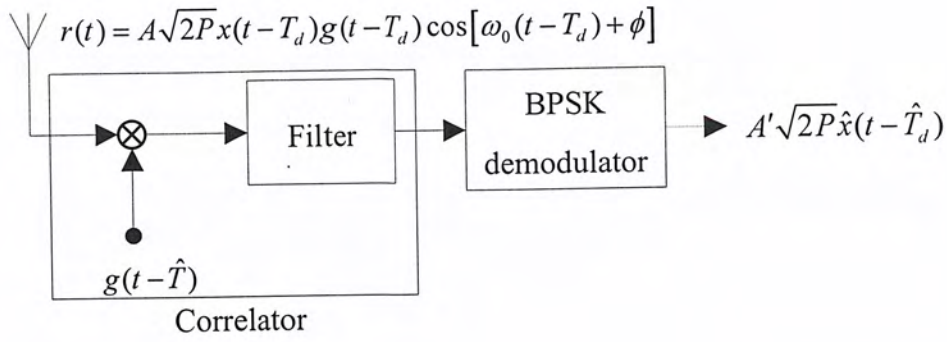
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการเรียนการสอนของนักศึกษาปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โดยมีการเปรียบเทียบขั้นตอนการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแบบสัญญาณรหัสใน รูป 2.8b กับรูปแบบสัญญาณในรูป 2.8c ต่อมา $x(t)$ ถูกซ่อนอยู่ภายในตัวมัน เหมือนกับจะสามารถมองเห็นการเคลื่อนที่อย่างช้าๆของสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่อยู่ในการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็วของสัญญาณรหัสนั้นจะมองได้ยาก ก็คล้ายๆกับที่เป็นการยากมากที่เครื่องรับจะรับสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่เคลื่อนที่อย่างช้าๆ จากสัญญาณรหัสนี้ที่เคลื่อนที่อย่างรวดเร็ว โดยปราศจากการมีรูปแบบสัญญาณรหัสนี้ที่ถูกต้องแม่นยำ

ดังแสดงในรูป 2.8c การคิ่อมอดูเลตคี่เอส/บีพีเอสเค จะมีวิธีการ 2 ขั้นตอนคือ ขั้นตอนแรกทำการกระจายสัญญาณอีกครั้งซึ่งทำโดยการคอร์รีเลทสัญญาณที่รับได้กับรูปแบบของสัญญาณรหัสนี้ที่ซิงโครไนซ์กัน ขั้นตอนที่สองเป็นการคิ่อมอดูเลตสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ทำโดยตัวคิ่อมอดูเลตที่มีความสัมพันธ์กัน ดังตัวอย่างในรูป 2.8 จะเห็นรูปแบบจำลองของสัญญาณรหัสนี้ $\hat{\theta}_g(t)$ ในรูป 2.8e เป็นการเลื่อนเฟส (0 หรือ π) ซึ่งเป็นผลที่เครื่องรับโดยการกระจายสัญญาณรหัสนี้ อีกครั้งหนึ่ง รูป 2.8f แสดงผลการประมาณเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ $\hat{\theta}_x(t)$ หลังจากทำการกระจายหรือหลังจากที่ $\hat{\theta}_g(t)$ ถูกเพิ่มไปเป็น $\theta_x(t) + \theta_g(t)$ ที่จุดนี้สามารถแสดงรูปแบบสัญญาณข้อมูลข่าวสารในเทอมของเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ขั้นตอนที่สุดท้ายแสดงในรูป 2.8g เป็นการกู้คืนโดยการประมาณสัญญาณข้อมูลข่าวสาร $\hat{x}(t)$ โดยการใช้ตัวคิ่อมอดูเลตแบบบีพีเอสเค



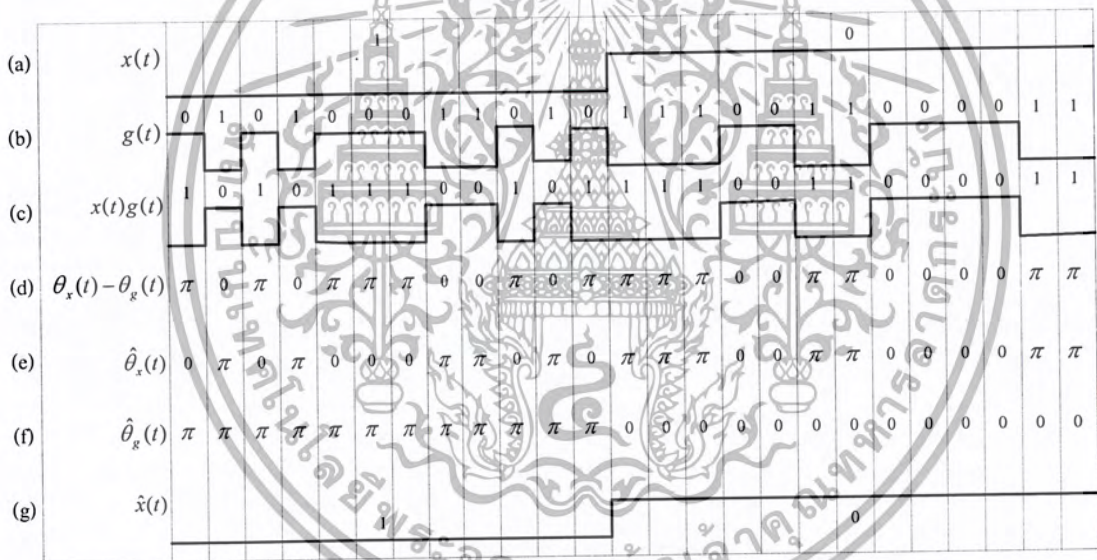
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c)

รูปที่ 2.7 แสดงระบบสเปกตรัมแบบโคเรลชัน (Direct Sequence) โดย

- a) แสดง direct sequence ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK
- b) แสดง direct sequence ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK อย่างง่าย
- c) แสดงเครื่องรับ direct sequence ที่มีการมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.8 แสดงสัญญาณในระบบสเปกตรัมแบบโคเรลชันที่เป็นแบบโคเรลชัน (Direct sequence) โดยรูป

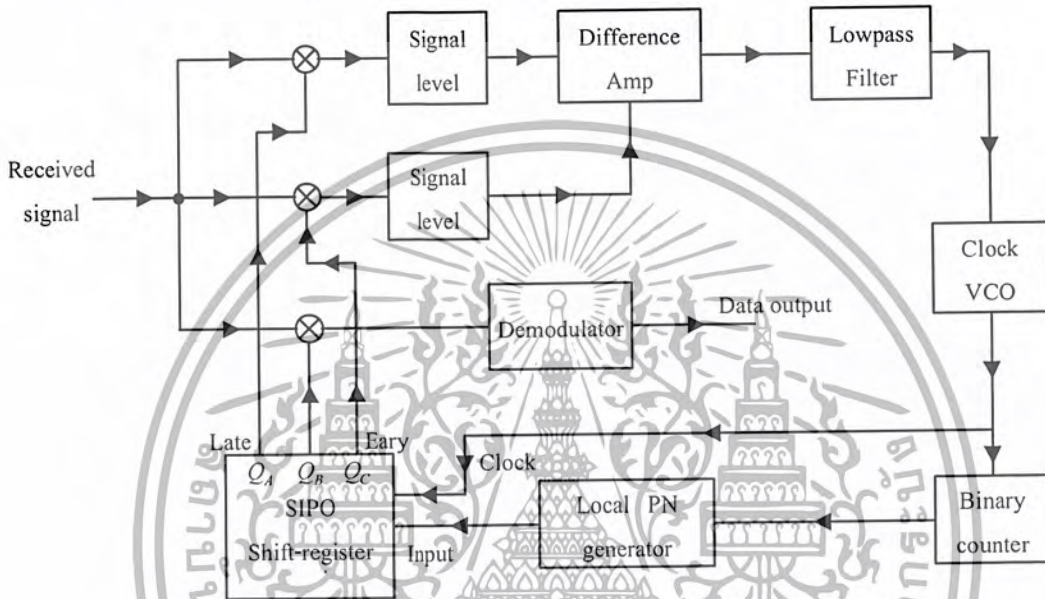
(Direct sequence) โดยรูป

- a) แสดงข้อมูล
- b) แสดงสัญญาณรหัส
- c) แสดงลำดับของสัญญาณที่ส่ง
- d) แสดงเฟสของคลื่นพาห์ที่ใช้ส่ง
- e) แสดงเฟสที่ได้จากสัญญาณรหัสทางด้านเครื่องรับ
- f) แสดงเฟสที่เลื่อนไปโดยสัญญาณรหัสของเครื่องรับ
- g) แสดงข้อมูลที่ตีมอดูเลตออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 การแทรกคิง (Tracking)

เมื่อขบวนการอคูสซิชั่น (Acquisition) ได้ทำสำเร็จแล้ว การแทรกคิงก็จะเริ่มขึ้นซึ่งเป็นขบวนการซิงโครไนซ์ของสัญญาณรหัสซึ่งเป็นระบบโคฮีเรนต์เทกชัน (Coherent detection) ก็จะทำให้เกิดการลือกของเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ในทางปฏิบัติจริงๆอาจทำการส่งสัญญาณที่ไม่มีมอดูเลตกับข้อมูลส่งสัญญาณไปก่อนในระยะเวลาหนึ่ง เพื่อที่จะทำให้เกิดการอคูสซิชั่นขึ้นก่อนและเมื่อจะเริ่มการแทรกคิงสัญญาณข้อมูลที่จะถูกมอดูเลตส่งไปซึ่งวิธีการนี้จะช่วยให้ดีเทกต์ข้อมูลได้



รูปที่ 2.9 แสดงการแทรกคิงแบบดีเลย์ลือกกลุ่

การแทรกคิงของระบบโคเรซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบพีเอสเคแสดงในรูปที่ 2.9 โดยสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมีความถี่ศูนย์กลาง f_c เป็นลักษณะแบบแอมพลิจูดมอดูเลชันโดยการคูณกันของสัญญาณที่รับได้และสัญญาณพีเอ็นโค้ดในแทรกคิงลู่นั้นจะทำให้สัญญาณพีเอ็นถูกสร้างขึ้นมาเฟสที่เพิ่มขึ้นจากเฟสของสัญญาณรหัสทางเครื่องส่งเป็นเวลา τ ซึ่งค่านี้จะต้องมีค่าที่น้อยกว่าครึ่งหนึ่งของเวลาชีพ เพื่อที่จะให้การซิงโครไนซ์กระทำได้ดีพีเอ็นโค้ด 2 ตัวที่อยู่ติดกันซึ่งจะมีดีเลย์อยู่ 1 ชิปและวงจรกรองแถบความถี่ผ่านบริเวณทั้งสองตัวจะต้องมีแบนด์วิดท์ที่เท่ากัน ซึ่งมีค่าเท่ากับ 2 เท่าของอัตราการส่งข้อมูล

$$B = 2R = 2/T \quad (2.12)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$= |R_p(\tau \pm T_c/2)| \tag{2.14}$$

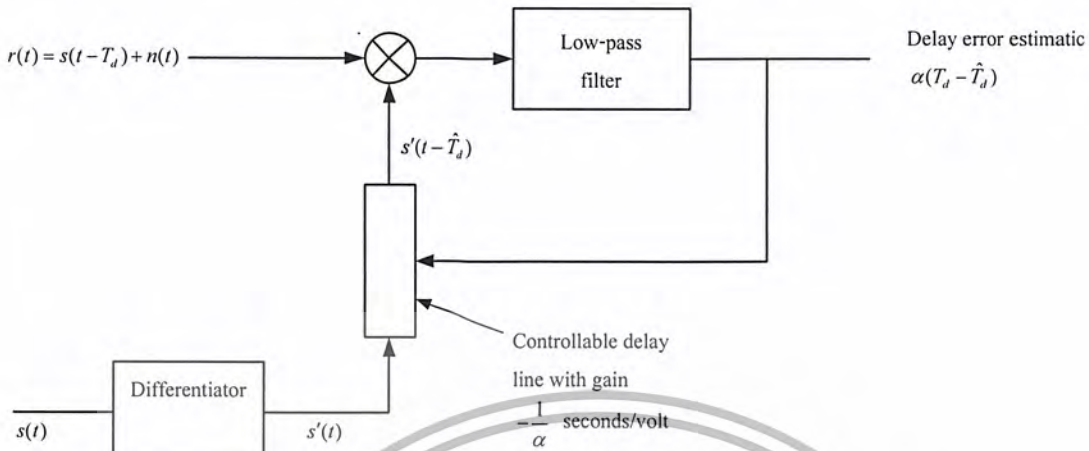
โดยที่ $R_p(x)$ เป็นฟังก์ชันออโตคอร์รีเลชันของพีเอ็นโค้ดและเอาต์พุตของตัวบวก Y จะแสดงได้ใน รูปที่ 2.10 ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อ τ เป็นบวก แรงดันที่เป็นบวกที่แปรผันกับ Y จะเป็นตัวตั้งให้วีซีโอ (Voltage control oscillator : VCO) เพิ่มความถี่ขึ้นซึ่งทำให้ค่า τ มีค่าน้อยลง ในขณะที่ τ เป็นลบ แรงดันจะไปตั้งให้วีซีโอลดความถี่ลง ดังนั้น τ ก็จะเพิ่มขึ้นจนเป็น 0 ถ้าค่าของความผิดพลาดของการแทรกคิงเป็น 0 เอาต์พุตของพีเอ็นโค้ดที่ถูกสร้างขึ้นจะได้ $g(t + \tau) = g(t)$ จะถูกคอร์รีเลทกับสัญญาณอินพุต $g(t)x(t) \cos(\omega_0 t + \theta)$

ดังจะได้ $g(t)^2 x(t) \cos(\omega_0 t + \theta) = x(t) \cos(\omega_0 t + \theta)$ ซึ่งหลังจากนั้นจะนำไปเข้าขบวนการ คีมอดูเลตต่อไป



รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณที่ป้อนกลับที่ Y

2.15 การแทรกคิงของสัญญาณแบนด์กว้าง (Optimum tracking of wideband signal)



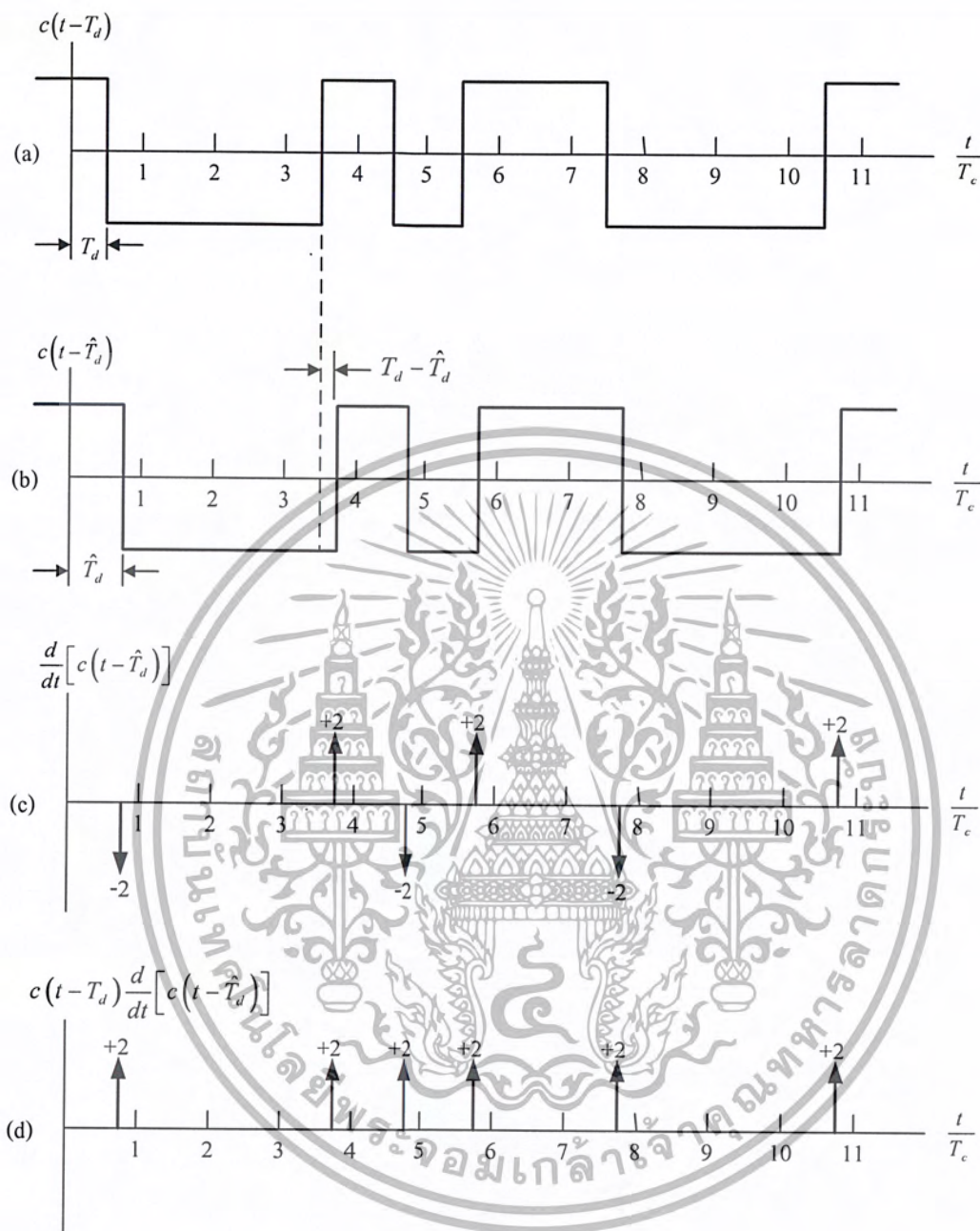
รูปที่ 2.11 แสดงการแทรกคิงรูปสำหรับสัญญาณแบนด์กว้าง

ถ้าสัญญาณที่ส่งในระบบสเปกตรัมแบนด์กว้าง เป็นสัญญาณแบนด์กว้าง การแทรกคิงของสัญญาณแบนด์กว้าง คือรูปแบบของการคูณกันของสัญญาณที่รับได้โดยมีสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นกับสัญญาณที่ทำการหาอนุพันธ์อันดับ 1 เมื่อเทียบกับเวลาของเครื่องรับที่มีการจำลองสัญญาณของทางด้านส่ง โดยตัวแยกนี้เหมาะสมในกรณีที่เป็นค่าสูงสุด ซึ่งเหมือนเป็นการประมาณความแตกต่างเฟสของสัญญาณแบนด์กว้างสองสัญญาณในกรณีที่มี AWGN ซึ่งเอาต์พุตจะได้เป็นความต่างเฟส ซึ่งน่าจะเป็นความคลาดเคลื่อนทางเฟสสูงสุด รูปแทรกคิงแสดงได้ดังรูป 2.11 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 การแทรกคิงแบบนี้จะไม่มีการวิเคราะห์รายละเอียดในที่นี้ เนื่องจากปัจจุบันไม่นิยมใช้ในระบบสเปกตรัมแบนด์กว้าง การทำงานของรูปสามารถอธิบายโดยย่อได้ดังนี้

สมมติว่าเครื่องรับรับสัญญาณเบสแบนด์ซึ่งเป็น $c(t - T_d)$ และไม่พิจารณาอุณหภูมิสัญญาณรบกวน (thermal noise) และใช้สัญญาณรบกวนที่มีลักษณะเป็น m ลำดับ สัญญาณที่รับได้จะแสดงดังรูป 2.12a โดยรูปแทรกคิงจะผลิตสัญญาณ $c(t - \hat{T}_d)$ และ $\varepsilon = T_d - \hat{T}_d$ มีค่าน้อยสุดเท่าที่จะเป็นไปได้

สัญญาณ $c(t - \hat{T}_d)$ แสดงได้ในรูป 2.12b และทำอนุพันธ์เทียบกับเวลาดังแสดงในรูป 2.12c สัญญาณที่ได้จากการหาอนุพันธ์จะได้เป็นฟังก์ชันของอิมพัลส์ การเกิดอิมพัลส์เป็นเหตุผลแรกที่ทำให้มีการใช้แทรกคิงรูปแบบอื่นในทางปฏิบัติ เอาต์พุตที่ได้จากการคูณแสดงได้ในรูป 2.12d เมื่อ $\hat{T}_d > T_d$ และ $|T_d - \hat{T}_d| < T_c$ เอาต์พุตของฟังก์ชันอิมพัลส์ที่ได้จากการคูณจะมีค่าเป็นบวก และส่วนของสัญญาณไฟตรงที่เอาต์พุตของตัวคูณจะเป็นค่าเฉลี่ยของ $c(t - T_d) \frac{d}{dt} [c(t - \hat{T}_d)]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงรูปสัญญาณของโค้ดแตรคิงรูป

โดย a) แสดงสัญญาณรหัสที่รับได้

b) แสดงการสร้างแบบจำลองสัญญาณรหัส

c) แสดงอนุพันธ์ของ b

d) แสดงเอาต์พุตของตัวคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\frac{(N+1)}{NT_c}$ เมื่อ $\hat{T}_d < T_d$ และ $|T_d - \hat{T}_d| < T_c$ อิมพัลส์ทั้งหมดที่อยู่เหนือเอาต์พุตของตัวคูณจะเป็นลบและส่วนสัญญาณไฟตรงจะมีค่าเป็น $-\frac{(N+1)}{NT_c}$ เมื่อ $|T_d - \hat{T}_d| \geq T_c$ ถ้าเอาต์พุตที่เป็นบวกเท่ากับเอาต์พุตที่เป็นลบ ค่าสัญญาณไฟตรงจะมีค่าเป็นศูนย์ และเอาต์พุตสัญญาณไฟตรง แสดงดังรูป 2.13 ซึ่งเป็นฟังก์ชันความแตกต่างของคิเล่ย์ $\delta = T_d - \hat{T}_d$ ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อ $\delta < 0$ ค่าคิเล่ย์จะมีค่าเป็นบวก \hat{T}_d จะต้องลดลงเพื่อให้ δ เป็น 0 เมื่อ $|T_d - \hat{T}_d| < T_c$ จะมีค่าแรงดันที่ถูกต้องที่ควบคุม \hat{T}_d ให้ไปในทิศทางที่ถูกต้อง

การทำงานของรูปแบบนี้เหมาะสำหรับสัญญาณแบนด์กว้าง โดยสุดท้ายจะเห็นว่าเฟสล็อกถูกลบโดยทั่วไปก็ใช้รูปแบบที่ได้อธิบายไป โดยสัญญาณอินพุตของเฟสล็อกจะเป็นสัญญาณ $\sin(\omega t + \phi)$ ซึ่งถูก คอรัลเลทกับสัญญาณ $\cos(\omega t + \phi)$ ซึ่งมีค่าอนุพันธ์ (derivative) ที่คงที่ของสัญญาณที่รับได้



รูปที่ 2.13 แสดงการคิเล่ย์สูงสุดในการแยกสัญญาณไฟตรงสำหรับแทรกคิงลูปลสัญญาณเบสแบนด์

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

หน้าที่ของลูปลแบบเต็มเวลา ก็คือการแทรกเฟสของสัญญาณรหัส $c(t - T_d)$ 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 และมีสัญญาณ รบกวนขาว $n(t)$ ซึ่งมีความหนาแน่นกำลังงานสองข้าง $N_0/2$ W/Hz ดังนี้

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

ในรูป 2.14 ก็คือบล็อกไดอะแกรมประกอบด้วยวงจรแยกเฟส วงจรกรองความถี่ โวลเตจ

ค่อนโทรลอสซิลเลเตอร์ และวงจรกำเนิดสัญญาณรหัส สัญญาณที่รับได้จะเป็นอินพุตของเครื่องแยกเฟส ซึ่งเป็นการคำนวณค่าความถี่ของสัญญาณที่รับได้และเปรียบเทียบกับค่าความถี่อ้างอิงเพื่อหาความถี่ผิดพลาดและปรับความถี่ของสัญญาณที่รับได้ให้ตรงกับความถี่อ้างอิง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

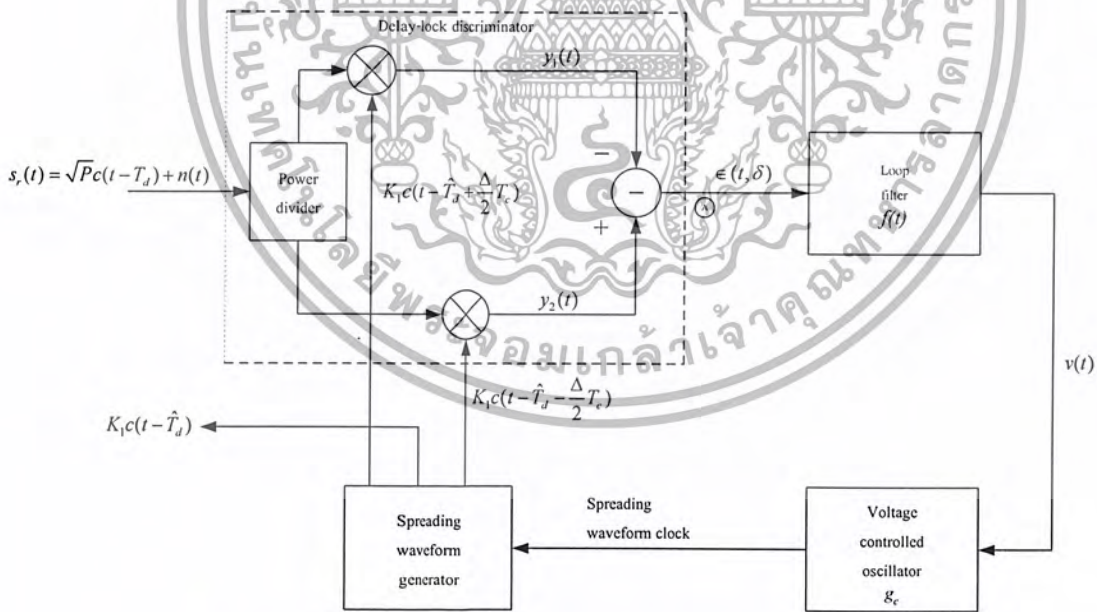
ดีเลย์ล็อก หลังจากนั้นก็จะมี การแบ่งกำลัง โดยส่วนหนึ่งถูกคอรืเลทกับสัญญาณรหัสก่อน $c|t - \hat{T}_d + (\Delta/2)T_c|$ และ สัญญาณรหัสหลัง $c|t - \hat{T}_d - (\Delta/2)T_c|$ โดย Δ เป็นเวลาเวลาความแตกต่างของสัญญาณรหัสก่อนและสัญญาณรหัสหลัง

เมื่อพิจารณาการทำงานจะมีการทำงานเหมือนเครื่องวัดเฟสที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น โดยกำหนดให้ T_d และ \hat{T}_d คงที่ แล้วคำนวณหาเอาต์พุตได้โดยเอาต์พุตจะประกอบไปด้วยส่วนที่เป็นฟังก์ชันคือ $\delta = (T_d - \hat{T}_d)/T_c$ แล้วมีกำลังไปขับโวลเตจคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีลักษณะเหมือนเฟสล็อก ลูป ซึ่งเอาต์พุตของการคูณมีค่าเป็น $\sin(\theta_1 - \theta_0)$ แต่ในที่นี้นั้นจะกำหนดให้เอาต์พุตที่ได้จากการคูณเป็น $y_1(t)$ และ $y_2(t)$ และ $\epsilon(t, \delta)$ ซึ่งจะเป็นฟังก์ชันของ T_d, \hat{T}_d และ t โดยเอาต์พุตของการคอรืเลทก่อนเป็นดังนี้

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

และเอาต์พุตของการคอรืเลทหลังเป็นดังนี้

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



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของแทรกคิงรูปแบบดีเลย์ล็อก

จากที่ได้อธิบายมาแล้วให้ K_1 เป็นอัตราขยายของตัวคูณ และขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางฮาร์ดแวร์ สัญญาณเอาต์พุตจะถูกแบ่งโดย $\sqrt{2}$ หลังจากที่ผ่านมาวงจรแบ่งกำลังและยังไม่มี การพิจารณาสัญญาณรบกวนเอาต์พุตที่ออกจากเครื่องดีเลย์ล็อก ซึ่งเป็นผลต่างของ $y_2(t)$ และ จะ เป็น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ส่วนประกอบของสัญญาณไฟตรงนี้ใช้สำหรับโค้ดแทรกคิง การเปลี่ยนแปลงของส่วนเวลาจะเป็นฟังก์ชันของ δ ซึ่งเรียกว่าโค้ดเซลฟโนอส์ (code self noise)

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

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

โดย NT_c เป็นคาบเวลาของสัญญาณรหัส ตามนิยามของออโตคอร์รีเลชันฟังก์ชัน (autocorrelation function) จะได้

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

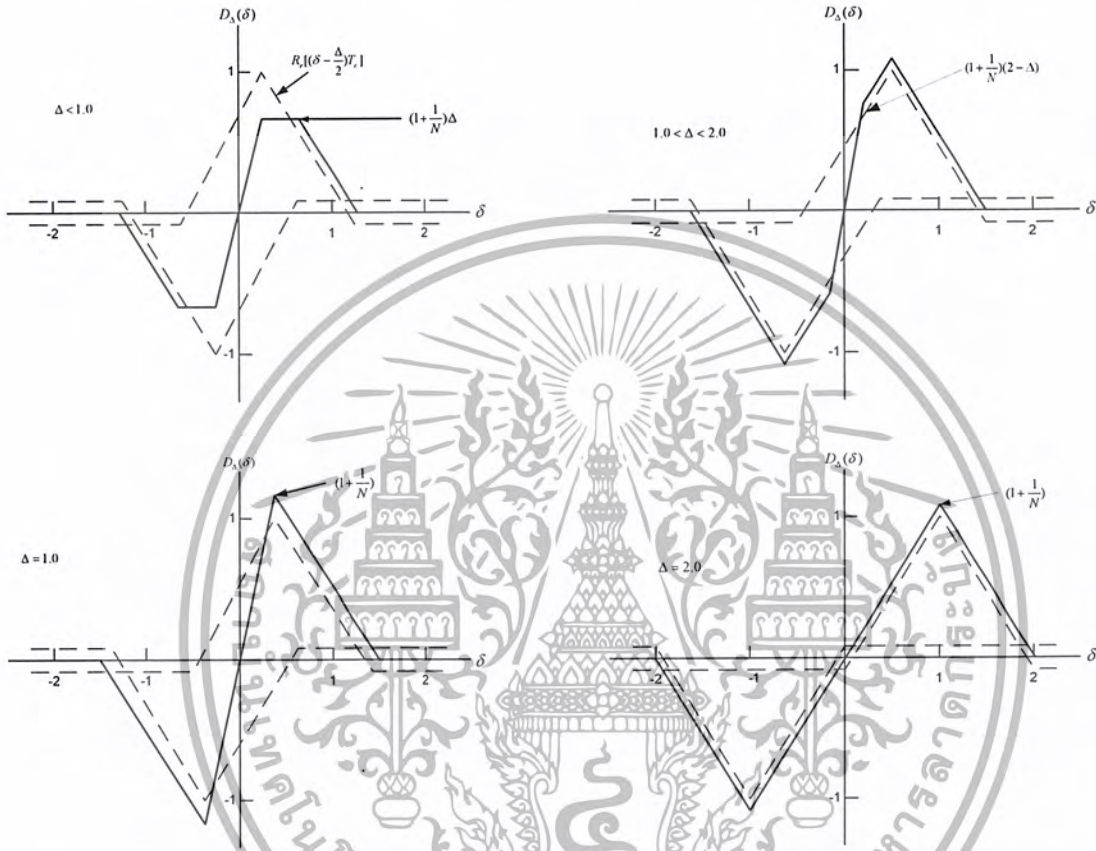
โดยฟังก์ชันจะพล็อต (plot) ได้ดังรูป 2.15 สำหรับค่า Δ โดย $c(t)$ เป็นสัญญาณที่มาจากแมกซีมัมเลงท์ซีควเอนซ์ (maximum length sequence)

จะเห็นว่าในรูป 2.15 ช่วงของ δ บริเวณใกล้ศูนย์ค่า $D_\Delta(\delta)$ 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 $\Delta = 1.0$

โดยส่วนมากในการวิเคราะห์รูป ส่วนของเวลาที่เปลี่ยนแปลง $\in(t, T_d, \hat{T}_d)$ ซึ่งเขียนได้เป็น $K_1 \sqrt{P/2} N_\Delta(t, T_d, \hat{T}_d)$ สามารถไม่นำมาพิจารณาได้ เนื่องจากกำลังของเซลฟโนอส์ส่วนมากจะอยู่ที่ความถี่ที่อยู่นอกแบนด์วิดท์ของแทรกคิงรูป การพิสูจน์นี้จะคำนวณได้จากกำลังของ $\in(t, T_d, \hat{T}_d)$ ซึ่ง

ไม่ได้ให้ไว้ในที่นี้ ของแอมพลิจูด (magnitude) ของกำลังของ $\in(t, T_d, \hat{T}_d)$ เป็นการง่ายโดยขึ้นด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้ผลที่ได้ก่อนหน้านั้น ขอบเขตบนนี้เพียงพอเพื่อพิสูจน์ว่าโค๊ดเซลล์พายนอยส์สามารถที่จะไม่นำมาพิจารณาได้ โดยขอบเขตบนได้มาจากการสังเกตเทอมทั้งสองของสมการ 2.17 ที่การแผ่กำลังเหมือนกัน ในกรณีเลวร้ายสุดการแผ่กำลังผลรวม ได้จากการสมมติว่านำส่วนต่างๆมาบวกกัน ดังนั้นในกรณีเลวสุดการแผ่กำลังของ $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ ใน 4 ครั้งจะได้แมกนิจูดเป็น



รูปที่ 2.15 แสดงการแยกสัญญาณไฟตรงในแบบดีเลย์ล็อกสำหรับสัญญาณรหัสที่มีความยาวสูงสุดในกรณีที่ Δ มีค่าต่างๆ กัน

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

กำลังสเปกตรัมของเซลล์พายนอยส์อาจจะไม่นำมาพิจารณาได้เมื่อแมกนิจูดของขอบเขตมีค่าต่ำกว่าแมกนิจูดกำลังสเปกตรัมของเทอร์มอลนอยส์ที่ได้จากการคำนวณที่จุดเดียวกัน ขอบเขตต่ำสุดของเซลล์พายนอยส์ได้มาจากการสมมติว่าสองเทอมจากสมการที่ 2.18 ไม่คอร์รีเลทกัน เมื่อค่ากล่าวนี้เป็นจริง กำลังสเปกตรัมของ $K_1 \sqrt{P/2} N_\Delta(t, T_d, \hat{T}_d)$ มีค่าเป็นสองเท่าของแมกนิจูดของ $\in (t, T_d, \hat{T}_d)$ เมื่อ $\Delta \geq 1.0$ และสัญญาณรหัสเป็น m ลำดับ สมการที่ 2.18 โกล้จะไม่คอร์รีเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.17 ระบบพีเอสเคที่ไม่ต้องการใช้การกู้สัญญาณคลื่นพาห์ (Non Carrier Recovery PSK system)

ในระบบการสื่อสารข้อมูลกระบวนการในการเข้ารหัสและถอดรหัสลับได้ว่าเป็นกระบวนการที่มีความสำคัญมากกระบวนการหนึ่ง โดยปกติจะมีการจัดประเภทการเข้ารหัสออกเป็น 4 ประเภทด้วยกัน ซึ่งหนึ่งในสี่ประเภทนั้นก็คือ การเข้ารหัสสัญญาณจากข้อมูลที่เป็นดิจิทัลให้ไปอยู่ในรูปสัญญาณที่ต่อเนื่อง และการเข้ารหัสข้อมูลประเภทนี้ ยังมีการแบ่งกรรมวิธีย่อยในการเข้ารหัสออกเป็นหลายประเภทหลัก ๆ ด้วยกัน 3 ประเภท คือ เอเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางแอมพลิจูด) เอฟเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางความถี่) และพีเอสเค (การเข้ารหัสสัญญาณทางเฟส)

นอกจากนั้นยังมีการเข้ารหัสในลักษณะของการผสมอีกเช่น QAM เป็นต้น อย่างไรก็ตามการเข้ารหัสสัญญาณทางเฟสเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมค่อนข้างมากเพราะนอกจากจะมีภูมิคุ้มกันต่อสัญญาณรบกวนใกล้เคียงกับการเข้ารหัสสัญญาณทางความถี่แล้ว กระบวนการที่ใช้ในการเข้ารหัสและถอดรหัสยังมีความยืดหยุ่นและสามารถเข้ารหัสข้อมูลกับสัญญาณได้ที่พิกัดจำนวนสูงๆ ทั้งนี้ก็เพราะว่า การแบ่งแยกความถี่ที่แตกต่างกันที่อยู่ใกล้กันมากๆ จะทำได้ยาก แต่ในกรณีของเฟสจะทำได้ง่ายกว่า

ในกระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสทางเฟสโดยทั่วไปจะแบ่งออกเป็น 2 ประเภทหลัก ๆ คือ แบบพีเอสเคและแบบดีพีเอสเค โดยที่แบบพีเอสเคจะใช้การอ้างอิงเฟสกับสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งในการกู้เอาข้อมูลกลับคืนมาจะต้องอาศัยคลื่นพาห์ที่นำมาได้จากกระบวนการกู้สัญญาณคลื่นพาห์ที่อยู่ทางด้านเครื่องรับ จึงจะสามารถกู้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมาได้ และสำหรับดีพีเอสเค เพื่อเป็นการแก้ปัญหาในเรื่องสัญญาณคลื่นพาห์ดังในกรณี พีเอสเค ระบบของดีพีเอสเคจะใช้การอ้างอิงเฟสกับสัญญาณอ้างอิง 1 บิต สำหรับการเข้ารหัสบิตแรก และการเข้ารหัสสำหรับบิตต่อ ๆ ไปจะเทียบเฟสกับสัญญาณของบิตที่เข้ารหัสไปก่อนหน้านั้นแล้วที่อยู่ติดกัน ดังนั้นในการถอดรหัสในกระบวนการดีพีเอสเค จึงไม่จำเป็นต้องอาศัยสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งมีความยุ่งยากและซับซ้อนอยู่พอสมควร จึงเกิดกระบวนการในการเข้ารหัสและถอดรหัสในกระบวนการพีเอสเคที่ไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนมาที่เครื่องรับ เพื่อใช้ในการตีเทคต์ข้อมูลกลับคืนมา โดยจะมีการสร้างสัญญาณ พีเอสเคตามปกติ และก่อนส่งจะมีการบวกสัญญาณคลื่นพาห์ที่ใช้ที่เครื่องส่งไปด้วย และเมื่อไปถึงเครื่องรับเครื่องรับก็จะอาศัยเพียงวงจรถอดกำลังสอง วงจรกรองความถี่ต่ำ และตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นข้อมูลดิจิทัลที่เหมาะสม ก็จะทำได้สามารถตีเทคต์ข้อมูลกลับคืนมาได้ โดยไม่ต้องอาศัยกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์มาก่อนแล้วค่อยไปทำการตีเทคต์ข้อมูลอีกครั้ง

หลักการและวงจร

พิจารณาหลักการเบื้องต้น โดยใช้ตัวอย่างบีพีเอสเค ให้

$\phi_c(t)$ เป็นสัญญาณคลื่นพาห์

$\phi_1(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสข้อมูล "1"

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

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

เข้ารหัสกับเฟส 180 องศา ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\phi_c(t) &= \cos(\omega_c t) \\ \phi_1(t) &= \cos(\omega_c t - 0) \\ \phi_2(t) &= \cos(\omega_c t - 180)\end{aligned}$$

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



รูปที่ 2.16 แสดงแผนภูมิการเข้ารหัสและถอดรหัสทีเอสเคแบบเดิม

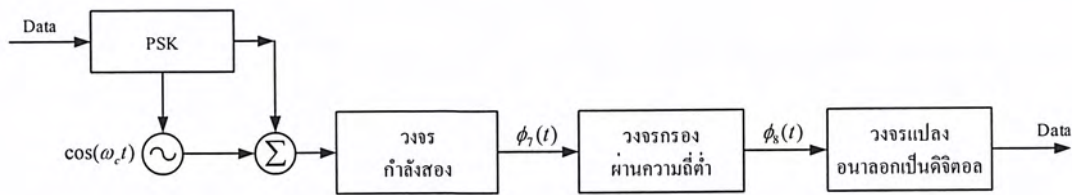
โดยที่จะได้

$$\begin{aligned}\phi_3(t) &= \begin{cases} \phi_c(t)\phi_1(t) \\ \phi_c(t)\phi_2(t) \end{cases} \\ &\text{เป็น } \phi_c(t)\phi_1(t) \text{ เมื่อข้อมูลเป็น "1" เป็น } \phi_c(t)\phi_2(t) \text{ เมื่อข้อมูลเป็น "0"} \\ &= \begin{cases} \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \\ \frac{1 - \cos(2\omega_c t)}{2} \end{cases} \\ &\text{เป็น } \frac{1 + \cos(2\omega_c t)}{2} \text{ เมื่อข้อมูลเป็น "1"} \\ &\text{เป็น } \frac{1 - \cos(2\omega_c t)}{2} \text{ เมื่อข้อมูลเป็น "0"} \\ \phi_4(t) &= \begin{cases} \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{cases} \\ &\text{เป็น } \frac{1}{2} \text{ เมื่อข้อมูลเป็น "1" เป็น } -\frac{1}{2} \text{ เมื่อข้อมูลเป็น "0"}\end{aligned}$$

ซึ่งจะเห็นว่าที่ตัวรับจำเป็นต้องมีกระบวนการในการกู้สัญญาณคลื่นพหุกลับคืนมา เพื่อใช้ในการถอดรหัสข้อมูล และเพื่อเป็นการลดปัญหาดังกล่าว ระบบการเข้ารหัสและถอดรหัสที่จะได้เสนอต่อไปนี้ เมื่อทำการสร้างสัญญาณทางเฟสได้เรียบร้อยแล้ว ก่อนที่จะส่งไปเครื่องรับจะทำการบวกสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพาห์เข้าไปด้วยก่อนทำการส่ง และทางเครื่องรับจะนำสัญญาณดังกล่าวไปยกกำลังสอง ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำ และ A/D เพื่อแปลงเป็นข้อมูลต่อไป ดังรูป



รูปที่ 2.17 แสดงแผนภูมิการเข้า และถอดรหัสแบบใหม่

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

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

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 เป็นมุมที่ทำการเข้ารหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นว่าสามารถเข้ารหัสและถอดรหัสสัญญาณข้อมูลได้ นอกจากนั้นยังสามารถนำไปใช้กับสัญญาณที่มีการเข้ารหัสแบบเฟสได้มากกว่า 2 เฟส เป็น M-array เฟสได้ โดยการดัดแปลงเพียงตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณข้อมูลเท่านั้น

2.18 การโมดูเลตสัญญาณดิจิทัล

การส่งสัญญาณดิจิทัล เช่น สัญญาณ PCM โดยคลื่นวิทยุจำเป็นต้องเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณในย่านความถี่วิทยุ เทคนิคในการโมดูเลตสัญญาณดิจิทัลนี้มี 3 แบบคือ

1. Amplitude Shift Keying(ASK)
2. Frequency Shift Keying(FSK)
3. Phase Shift Keying(PSK)

คลื่นพาหะในย่านความถี่วิทยุ สามารถกำหนดได้โดย

$$\text{carrier} = A \cos 2\pi f_c t + \sigma$$

$$\sigma = \text{initial phase}$$

ในที่นี้ A : แอมพลิจูดของคลื่นพาหะ

f_c : ความถี่คลื่นพาหะ

สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม แสดงรหัสไบนารี 1 และ 0 ในการโมดูเลตสัญญาณดิจิทัลหนึ่ง ในสามพารามิเตอร์คือ แอมพลิจูด ความถี่ หรือเฟสของคลื่นพาหะจะเปลี่ยนไปตามสถานะ 1 หรือ 0 ของสัญญาณเบสแบนด์



รูปที่ 2.18 แสดงสัญญาณเบสแบนด์ดิจิทัล

การโมดูเลตแบบดิจิทัล	การโมดูเลตแบบอนาลอก
(ASK) Amplitude Shift Keying	AM
(FSK) Frequency Shift Keying	FM
(PSK) Phase Shift Keying	PM

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบวิธีการโมดูเลตแบบดิจิทัลและอนาลอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.18.1 การมอดูเลตทางเฟส, Phase Shift Keying (PSK)

คลื่นที่ถูกมอดูเลตทางเฟสสามารถได้รับ โดยการเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาหะสัมพันธ์กับสัญญาณเบสแบนด์ และสามารถแสดงได้โดยสมการ

$$P(t) = \cos(\omega_c t + \theta + \{s(t)\} * \Delta\phi / 2)$$

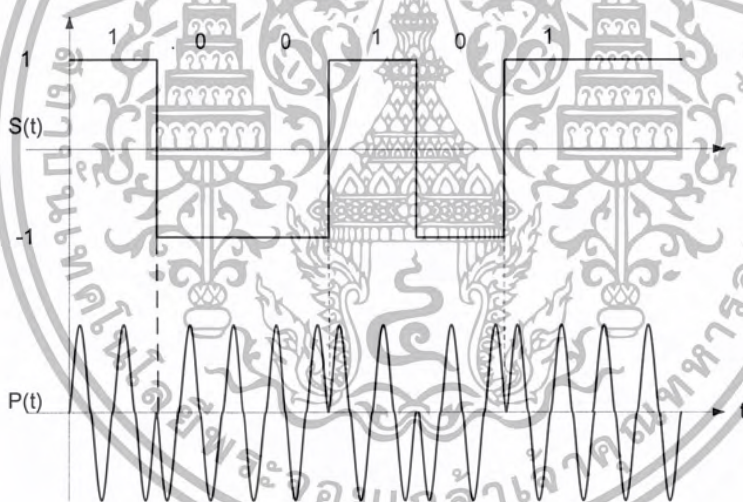
$$\Delta\phi = 2\pi / n \text{ ซึ่งเป็นความต่างเฟสระหว่างสัญญาณข้างเคียง}$$

$$S(t) = \text{จำนวนของระดับสัญญาณเบสแบนด์}$$

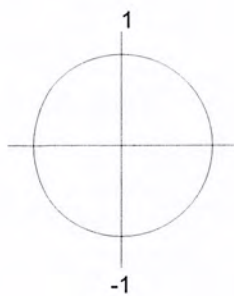
$$n = \text{จำนวนเฟส}$$

$$P(t) = \cos(\omega_c t + \theta + \{s(t)\} * \pi / 2)$$

ถ้า $n=2$ ดังนั้น $\Delta\phi = 2\pi / 2 = \pi$ เรเดียน ดังนั้นคลื่นที่ถูกมอดูเลตจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ $s(t)$ เป็นไบโพลาร์ NRZ ซึ่งมี 2 ค่า ดังแสดงในรูปด้านล่าง รูปคลื่นที่ถูกมอดูเลตจะมีลักษณะเป็น ASK ที่มีการกลับเฟส ในกรณีนี้แต่ละเฟสจะห่างกัน 180 องศา เราเรียกว่า 2PSK หรือ Binary PSK (BPSK)



รูปที่ 2.19 แสดง 2PSK



รูปที่ 2.20 แสดงเฟสไดอะแกรมของ 2PSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้า $n = 4$ ดังนั้น $\Delta\phi = 2\pi/4 = \pi/2$ เรเดียน ดังนั้นคลื่นที่ถูกโมดูเลตจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ $s(t)$ เป็นไบโพลาร์ NRZ ซึ่งมี 4 ค่ารูปแบบการโมดูเลตหมายความว่าแต่ละเฟสห่างกัน 90 องศา เราเรียกว่า 4 PSK หรือ Quadri-PSK(QPSK)

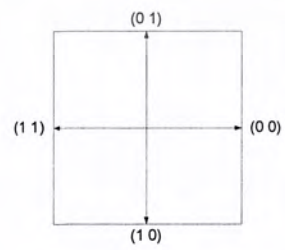
$$P(t) = \cos(\omega_c t + \theta + \{s(t)\} * \pi/4)$$

2.18.2 Quadrature Phase Shift Keying(QPSK)

ในวิธีการโมดูเลตแบบ QPSK นั้นสัญญาณ 2บิตจะถูกส่งไปพร้อมๆกันโดยลำดับสัญญาณดิจิทัลที่ถูกแบ่งเป็น 2 ช่อง (IและQ) แต่ละช่องประกอบด้วย 2 บิตซึ่งถูกส่งไปพร้อมกัน ในกรณีนี้จะมีการรวมรหัส 4 คู่กันคือ 00,01,10 และ 11 ซึ่งคู่ของรหัสทั้ง4นี้ จะเปรียบเทียบกับ initial phase ใน Gray Code ซึ่งใช้ใน QPSK เฟส 0 แทนรหัส 00 เฟส $\frac{\pi}{2}$ แทนรหัส 01 เฟส π แทนรหัส 11 และเฟส $\frac{3\pi}{2}$ แทนรหัส 10 จะเห็นว่าเปรียบเทียบรหัสระหว่าง สองเฟสข้างเคียง หนึ่งในสองบิตจะเหมือนกันทุกๆกรณีดังนั้นโดยการใช้ Gray Code จะมีเพียงบิตเดียวที่เกิดผิดพลาด แม้ว่าสัญญาณที่ได้รับได้ถูกดีโมดูเลตผิดไปเป็นเฟสข้างเคียง



รูปที่ 2.21 แสดงรหัส 4 คู่ของสัญญาณ QPSK



รูปที่ 2.22 แสดง Gray Code ที่ใช้ได้ ใน QPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมุติว่าสัญญาณถูกกำหนดโดย

$$S(t) = A \cos 2\pi f_c t$$

สำหรับรหัส 00

$$S(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + \frac{\pi}{2} \right)$$

$$= -A \sin 2\pi f_c t$$

สำหรับรหัส 01

$$S(t) = A \cos(2\pi f_c t + \pi)$$

$$= -A \cos 2\pi f_c t$$

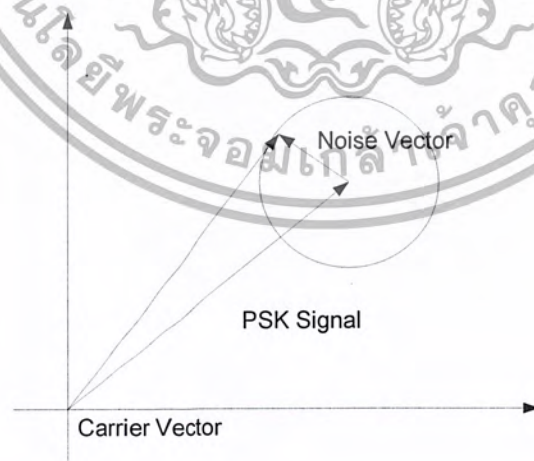
สำหรับรหัส 11

$$S(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + \frac{3\pi}{2} \right)$$

$$= -A \sin 2\pi f_c t$$

สำหรับรหัส 10

รูปต่อไปนี้เป็นเวกเตอร์โคจรของสัญญาณ PSK เมื่อมีเสียงรบกวนเข้ามาทำให้แอมพลิจูดและเฟสเปลี่ยนแปลงไป จะเห็นว่าทิศทางของเวกเตอร์เสียงรบกวนเปลี่ยนไปได้ทุกทิศทาง เวกเตอร์เสียงรบกวนที่มีขนาดคงที่และหมุนไปทุกทิศทางเป็นวงกลมนี้ เรียกว่า “noise ball” เมื่อเวกเตอร์ผลรวมระหว่าง PSK เวกเตอร์และเวกเตอร์เสียงรบกวนข้าม carrier vector ไปทางใดทางหนึ่ง (ดูรูปประกอบ) เฟสที่ส่งก็จะถูกตีผิดจุดผิดไปเป็นเฟสข้างเคียง เพราะฉะนั้นเมื่อ noise มีค่ามากการผิดพลาดของบิตก็จะเกิดขึ้น



รูปที่ 2.23 แสดง PSK vector และ noise vector

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลองเปรียบเทียบขนาดของ noise ball สูงสุดที่ไม่ทำให้เกิด bit error ขึ้นใน BPSK และ QPSK โดยที่ความยาวของเวกเตอร์สัญญาณมีขนาดเท่ากันซึ่งหมายความว่ากำลังส่งสัญญาณทั้ง QPSK และ BPSK มีกำลังส่งเท่ากันเราจะเห็นระยะระหว่าง 2 เวกเตอร์สัญญาณในกรณี QPSK จะสั้นกว่าในกรณี BPSK และช่วงขนาดของ noise ball ที่ไม่ทำให้เกิดการผิดพลาดของบิตในกรณี QPSK จะแคบกว่าดังในรูป ดังนั้นถ้ากำลังในการส่งสัญญาณเท่ากัน และย่านกว้างความถี่เท่ากันอัตราการผิดพลาดของบิตในกรณี QPSK จะสูงกว่ากรณี BPSK แต่จำนวนข้อมูลข่าวสารที่ส่งมากรณี QPSK จะมากเป็น 2 เท่าของ BPSK โดยลักษณะเช่นนี้ถ้าต้องการใช้ย่านความถี่ที่เหมาะสมมากที่สุดจึงควรใช้ QPSK มากกว่า BPSK แต่ถ้าจะให้อัตราการผิดพลาดของบิตเกิดขึ้นเท่ากันก็จำเป็นที่จะต้องให้กำลังในการส่งสัญญาณในกรณี QPSK มากกว่าในกรณี BPSK เพราะฉะนั้น QPSK จึงเหมาะสมสำหรับระบบสื่อสารดาวเทียมซึ่งมีย่านกว้างความถี่จำกัดเข้มงวดกว่าข้อจำกัดทางกำลังในการส่งสัญญาณ



รูปที่ 2.24 เปรียบเทียบขนาดของ Noise ball ที่ไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดของบิต

2.18.3 ประสิทธิภาพของแถบความถี่ (BANDWIDTH EFFICIENCY)

ประสิทธิภาพของแถบความถี่ (bandwidth efficiency) หรือความหนาแน่นของข้อมูล มักจะใช้ใน

การเปรียบเทียบการมอดูเลตแบบดิจิทัลเป็นอัตราส่วนของอัตราเร็วในการส่งกับแบนด์วิดท์ต่ำสุดโดยจะ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการนอร์มอลไลซ์ (normalized) ที่ 1 Hz ค่าที่ได้นี้จะแสดงจำนวนของข้อมูลบิตที่สามารถเคลื่อนที่ผ่านตัวกลาง โดย

$$\begin{aligned}
 BW \text{ efficiency} &= \frac{\text{Transmission rate (bps)}}{\text{Minimum bandwidth (Hz)}} \\
 &= \left[\frac{\left(\frac{\text{bits}}{\text{second}} \right)}{\text{hertz}} \right] = \left[\frac{\text{bits}/\text{second}}{\left(\frac{\text{cycle}}{\text{second}} \right)} \right] \\
 &= \text{bits}/\text{cycle}
 \end{aligned}$$

การหาประสิทธิภาพของแถบความถี่สำหรับการมอดูเลตแบบ BPSK , QPSK ,8-PSK และ 16-QAM จากตารางเป็นการแสดงแถบความถี่ที่น้อยที่สุดที่ใช้ส่งสัญญาณที่มีอัตราส่ง 10 Mbps

ชนิดแบบการส่งข้อมูล (Modulate Scheme)	แบนด์วิธต่ำที่สุดที่ใช้ (MHz)
BPSK	10
QPSK	5
8-PSK	3.3
16-QAM	2.5

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบแบนด์วิธต่ำที่สุดที่ใช้

ดังนั้น ถ้าเปรียบเทียบที่การส่งข้อมูล 10 Mbps

$$BPSK \quad BW \text{ efficiency} = \frac{10Mbps}{10MHz} = 1bit/cycle$$

$$QPSK \quad BW \text{ efficiency} = \frac{10Mbps}{5MHz} = 2bit/cycle$$

$$8\text{-PSK} \quad BW \text{ efficiency} = \frac{10Mbps}{3.3MHz} = 3bit/cycle$$

$$16\text{-QAM} \quad BW \text{ efficiency} = \frac{10Mbps}{2.5MHz} = 4bit/cycle$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.18.4 ความน่าจะเป็นของการเกิดข้อผิดพลาด และ อัตราการผิดพลาดในแต่ละบิต

(Probability of error and bit error: P(e) and BER)

อัตราการผิดพลาดในแต่ละบิต (BER) เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการตรวจสอบระบบ ส่วนความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาด (P(e)) เป็นฟังก์ชันของอัตราส่วนระหว่างสัญญาณพหัทกับสัญญาณรบกวน (Carrier to Noise Power Ratio : C/N) ซึ่งค่าอัตราส่วนระหว่างสัญญาณพหัทกับสัญญาณรบกวน (Carrier to Noise Power Ratio : C/N) เป็นผลมาจาก สัญญาณรบกวนที่เกิดความร้อน (thermal noise)

โดยที่

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{KTB}$$

C : พลังงานพหัท (Carrier power (W))

K : ค่าคงที่ของโบลซ์มาน (Boltzmann's proportionality constant (1.38×10^{-23} J/K))

T : อุณหภูมิ (Temperature (Kelvin))

B : แบนด์วิท (Bandwidth (Hz))

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N}\right)_{dB} &= 10 \log \frac{C}{KTB} \\ &= 10 \log C - 10 \log KTB \end{aligned}$$

ค่าพลังงานต่อข้อมูลหนึ่งบิต (Energy per bit) คือการคิดค่าพลังงานต่อหนึ่งบิตของข้อมูล

$$E_b = CT_b \text{ (J/bit)}$$

โดยที่

E_b : energy of a signal bit (J/bit)

T_b : time of a signal bit (s)

C : carrier power (W)

จาก

$$T_b = \frac{1}{f_b}$$

$$\therefore E_b = C \text{ (J/bit)}$$

ในการทำนอมอลไลซ์ (Normalization) จะทำการคิดที่ B.W. เป็น 1 Hz ดังนั้น

$$N_0 = \frac{N}{B} \text{ (W/Hz)}$$

N_0 : สัญญาณรบกวนที่ทำกรนอมอลไลซ์แล้ว (noise power density (W/Hz))

N : พลังงานของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากความร้อน (thermal noise power (W))

B : แบนด์วิท (Bandwidth (Hz))

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Energy per bit-to-noise power density (E_b / N) จะใช้ในการเปรียบเทียบการมอดูเลตแบบดิจิทัล

$$\frac{E_b}{N} = \frac{C / f_b}{N / B} = \frac{CB}{Nf_b}$$

$$\frac{E_b}{N} = \frac{C}{N} = \frac{B}{f_b}$$

โดยที่ $\frac{E_b}{N}$: Energy per bit to noise density ratio

$\frac{C}{N}$: Carrier to noise power ratio

$\frac{B}{f_b}$: Noise bandwidth to bit rate ratio

2.18.4.1 ค่าความผิดพลาดของการส่งแบบ QPSK (QPSK Error Performance)



จากรูปแสดงการเกิดข้อผิดพลาดของสัญญาณ QPSK

$$\sin \theta = \sin \left(\frac{d}{2} D \right) = \sin (360^\circ / 2M)$$

โดยที่ d : ระยะที่ผิดพลาด (error distance)

D : peak signal amplitude

M : จำนวนเฟส

ดังนั้นในการส่งสัญญาณด้วย QPSK ค่าเฟสสูงสุดในการเคลื่อนที่ไม่เกิดข้อผิดพลาดจะได้

$$\sin \theta = 360^\circ / 2(4) = \pm 45^\circ$$

ถ้าเป็น 8-PSK

$$\sin \theta = 360^\circ / 2(8) = \pm 22.5^\circ$$

และถ้าเป็น 16-PSK

$$\sin \theta = 360^\circ / 2(16) = \pm 11.25^\circ$$

2.19 รหัสที่ใช้ในระบบ CDMA

เทคนิค CDMA หรือ Code Division Multiple Access อาศัยการเข้ารหัสเป็นกุญแจสำคัญ ในด้านของผู้ใช้ระบบมือถืออาจจะมองประโยชน์ของการเข้ารหัสเป็นเรื่องของความปลอดภัย การป้องกันการลักลอบจูน เป็นต้น แต่ในความเป็นจริง การอาศัยรหัสนี้ให้ประโยชน์มากมายหลายประการ มิใช่แค่เรื่องความปลอดภัยอย่างเดียว หากวิเคราะห์ลึกลงไปในทางเทคนิคจะพบสิ่งที่น่าสนใจหลายประการที่ทำให้ CDMA เป็นเทคโนโลยีที่มีอนาคตและเป็นพื้นฐานสำหรับมือถือในยุค 3G ดังนั้นในช่วงต่อไปจะขอแนะนำรหัสที่ใช้ในระบบ CDMA มาแนะนำให้ได้ทราบกัน โดยขออ้างอิงจากมาตรฐาน IS-95A ซึ่งเป็นมาตรฐานที่มีการใช้งานอยู่จริงในปัจจุบันดังนี้

รหัสที่ใช้ในระบบ CDMA นั้นมีอยู่ด้วยกันหลายชุด แต่หากจะแบ่งตามประเภทของรหัสแล้ว อาจแบ่งเป็นประเภทใหญ่อยู่สองประเภท ได้แก่ Orthogonal Code และ PN Code รหัสทั้งสองประเภทนี้ ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ที่ต่างกัน และถูกใช้ในลำดับขั้นตอนที่ต่างกันอย่างสิ้นเชิงระหว่างด้าน Forward Link (การติดต่อจากระบบ BTS ไปยังเครื่องมือถือ) และด้าน Reverse Link (การติดต่อจากเครื่องมือถือไปยังระบบ BTS) ลักษณะของรหัสทั้งสองประเภทอธิบายได้ดังนี้

1. Orthogonal Code

Orthogonal Code เป็นรหัสที่มีลักษณะพิเศษ คือ การพยายามถอดด้วยรหัสอื่นที่ไม่ถูกต้องจะทำให้ข้อมูลที่ได้ออกมามีความสัมพันธ์เป็นศูนย์ หรือไม่ได้ข้อมูลอะไรเลยนั่นเอง หากอธิบายในเชิงพีชคณิตแล้วอาจอธิบายได้ด้วยความสัมพันธ์ที่ว่าผลลัพธ์ของการ XOR (Exclusive OR) ของรหัส Orthogonal Code ชุดใดกับชุดอื่น จะมีจำนวนหนึ่งกับศูนย์เท่ากัน ซึ่งการที่ให้ผลลัพธ์เช่นนี้จะมีผลดีในแง่ของการเข้ารหัส คือ ค่า Cross-Correlation ของรหัสเป็นศูนย์ หมายความว่า การพยายามถอดด้วยรหัสชุดอื่นที่ไม่ตรงกันจะไม่สามารถให้ข้อมูลอะไรออกมาได้เลย ตัวอย่างของ Orthogonal Code โดยให้เป็น Orthogonal Code ความยาว 4 บิต ดังต่อไปนี้

Orthogonal Code Length 4

Code Sequence 1	0 0 0 0
Code Sequence 2	0 1 0 1
Code Sequence 3	0 0 1 1
Code Sequence 4	0 1 1 0

จากชุดรหัสทั้ง 4 ข้างต้น หากลองนำเอารหัสชุดที่ 1 และ 2 มา XOR กัน จะได้ผลลัพธ์ที่มีเลขหนึ่งและศูนย์เท่ากันดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XORing

0 0 0 0

XOR

- เหมือนกันเป็นศูนย์
- ต่างกันเป็นหนึ่ง

0 1 0 1

0 1 0 1

แต่ถ้าเรานำเอารหัสชุดเดียวกันมา XOR บ้าง จะพบว่าผลลัพธ์ที่ได้มีค่าเป็นศูนย์หมด ดังนี้

XORing

0 1 0 1

XOR

- เหมือนกันเป็นศูนย์
- ต่างกันเป็นหนึ่ง

0 1 0 1

0 0 0 0

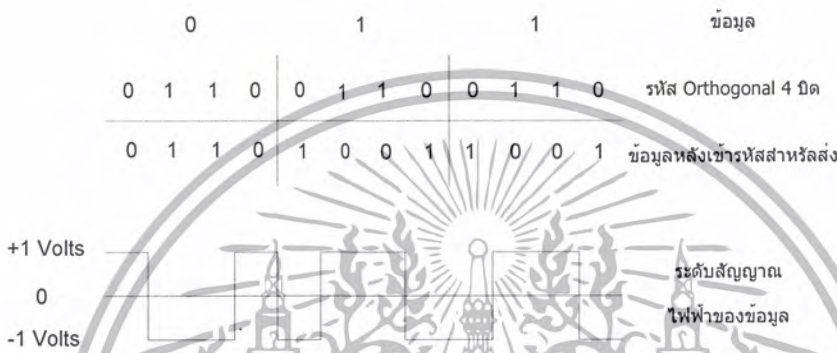
ในแง่ของระบบสื่อสารนั้น ข้อมูล Digital ที่เป็น 0 หรือ 1 นี้ จะถูกส่งผ่านระบบเครือข่ายสื่อสารด้วยศักย์ไฟฟ้า +1 และ -1 โวลต์ ที่ด้านรับสัญญาณจะถูกตีความออกมาโดยอาศัยการ XOR สัญญาณข้อมูลที่ได้รับ และนำเอาค่าศักย์ไฟฟ้าที่ได้มารวมกันในช่วงเวลาใดเวลาหนึ่ง ผลลัพธ์ที่ได้ คือ ค่า Cross-correlation ซึ่งจะถูกนำไปแปลเป็นบิตของข้อมูลอีกครั้งหนึ่ง จากตัวอย่างทั้งสองข้างต้นนั้น ในกรณีที่เป็นการหักคนละชุด ผลลัพธ์ที่ได้จากการ XOR นั้น จะมี 0 และ 1 เท่ากัน ซึ่งเมื่อคิดผลรวมของศักย์ไฟฟ้าในช่วงความยาว 4 บิตข้อมูลนี้ จะได้ศักย์ไฟฟ้าศูนย์โวลต์ ซึ่งไม่สามารถนำไปตีความเป็นข้อมูลได้เนื่องจากไม่ใกล้เคียงทั้ง +1 หรือ -1 โวลต์ แต่ในตัวอย่างหลังที่ใช้รหัสชุดเดียวกัน จะได้ผลลัพธ์เป็น 0 บิตทั้งหมด ซึ่งเมื่อรวมค่าศักย์ไฟฟ้าทั้ง 4 บิต จะได้เป็น +4 โวลต์ และเฉลี่ยออกมาได้ +1 โวลต์ต่อบิต ซึ่งสามารถตีความข้อมูลออกมาได้เป็นบิต 0 ได้

โดยปกติแล้วค่า Cross-correlation คือค่าที่บอกถึงความสัมพันธ์ของรหัสหรือสัญญาณสองชุดว่ามีความเกี่ยวข้องสัมพันธ์กันมากน้อยเพียงใด ในกรณีของ Orthogonal Code นั้นจะพบว่า รหัสแต่ละชุดที่ต่างกันจะไม่มีความสัมพันธ์เกี่ยวข้องกัน นั่นคือรหัสชุดหนึ่งจะไม่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับรหัสชุดอื่นได้ ดังนั้นการนำเอารหัสคนละชุดมาพยายามถอดรหัสข้อมูลชุดอื่นจะได้ค่า Cross-correlation เป็นศูนย์ ซึ่งไม่มีประโยชน์ และไม่สามารถตีความออกมาได้ แต่ถ้าใช้รหัสชุดที่ถูกต้อง คือรหัสชุดเดียวกัน จะได้ค่า Cross-correlation ที่มีความหมาย และสามารถตีความข้อมูลออกมาคืนได้ คุณสมบัติของ Orthogonal Code ดังที่กล่าวมาข้างต้นนี้ ทำให้ระบบ CDMA เลือกรหัสดังกล่าวสำหรับแยกแยะช่องสัญญาณแต่ละช่องออกจากกัน และส่งรวมกันออกไปภายใต้ความถี่เดียว ที่ด้านรับสามารถแปลงเป็นข้อมูลที่ต้องการได้ โดยอาศัยการถอดรหัสด้วย Orthogonal Code ที่ถูกต้อง ระบบ CDMA จึงสามารถใช้ความถี่ที่มีอยู่ร่วมกันได้ (ในทางทฤษฎี มีค่า Frequency Reuse Factor เป็น 1) ซึ่งเป็นลักษณะสำคัญของระบบนี้ที่ดีกว่าระบบอื่น เพื่อให้เข้าใจถึงลักษณะการนำเอา Orthogonal Code ไปใช้ในการแยกช่องสัญญาณให้พิจารณาตัวอย่างต่อไปนี้

ในกรณีของระบบ CDMA ที่ใช้ชุด Orthogonal Code ความยาว 4 บิตข้างต้น ถ้าหากมีชุดข้อมูลที่

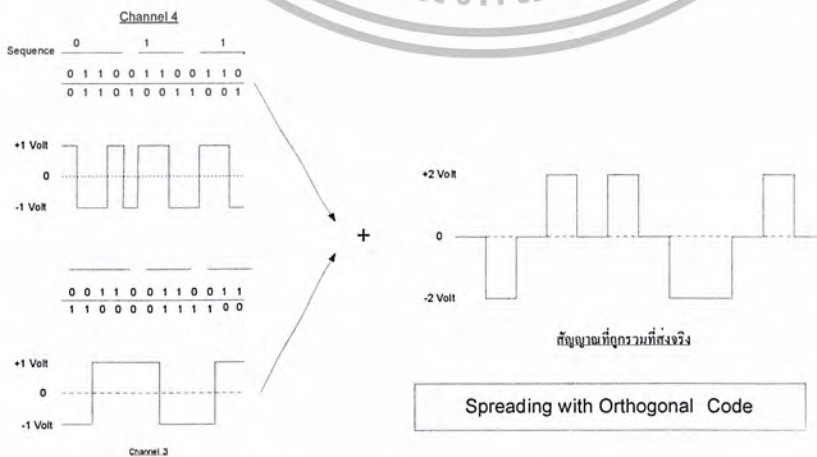
ต้องการจะส่ง 3 บิตคือ 0 1 1 จะทำการส่งข้อมูลบนช่องสัญญาณที่ 4 นั่นคือใช้รหัสชุดที่ 4 คือ 0 1 1 0 จะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ข้อมูลภายหลังการเข้ารหัสที่จะใช้ส่งต่อไปดังรูปที่ 4 โปรดสังเกตว่าในเบื้องต้นมีข้อมูลอยู่เพียง 3 บิต แต่ภายหลัง การเข้ารหัสแล้ว ข้อมูลที่จะส่งออกไปจะมีถึง 12 บิต มากเป็น 4 เท่าของข้อมูลเดิม ในแง่ของ Bandwidth ในการส่งข้อมูลนั้นก็กว้างขึ้นเป็น 4 เท่า เป็นเหตุผลว่าทำไมระบบ CDMA จึงต้องการ Bandwidth มากกว่าปกติ เช่น 1.23 MHz ในกรณีของ IS-95A และทำให้ระบบ CDMA ได้ชื่อว่าเป็น Spread Spectrum เนื่องจากมีการกระจาย Bandwidth ให้กว้างขึ้นด้วยการเข้ารหัสนั่นเอง หลังจากที่ได้ทำการ Spread ข้อมูลด้วย Orthogonal Code แล้วเมื่อแทนบิต 0 และ 1 ด้วยศักย์ไฟฟ้า +1 และ -1 โวลต์ สัญญาณไฟฟ้าที่จะถูกส่งออกไปยังด้านรับจะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 Spread ข้อมูลด้วยรหัสชุดที่ 4

ในการทำงานเดียวกัน ถ้าหากต้องการส่งข้อมูลอีกชุดหนึ่งคือ 1 0 1 ออกไปพร้อมๆกันโดยอาศัยรหัสชุดที่ 3 จะได้ข้อมูลอีกชุดหนึ่งที่มีการ Spread แล้วดังในรูปที่ 2.27 ซึ่งจะพบว่าในกรณีนี้มีช่องสัญญาณอยู่ 2 ช่องที่ใช้รหัส Orthogonal Code ที่ต่างกันคือ 3 และ 4 เมื่อได้สัญญาณไฟฟ้าของข้อมูลที่ Spread แล้ว ก็ จะทำการส่งรวมกันออกไปที่ด้านรับผ่านทางช่องความถี่ ซึ่งต้องการเพียง 1 ช่องความถี่เท่านั้น สัญญาณรวมของสัญญาณทั้งสองชุดเป็นดังในรูปที่ 2.27 ซึ่งมีศักย์ไฟฟ้าเพิ่มขึ้นเป็น 2 โวลต์ในบางจุด

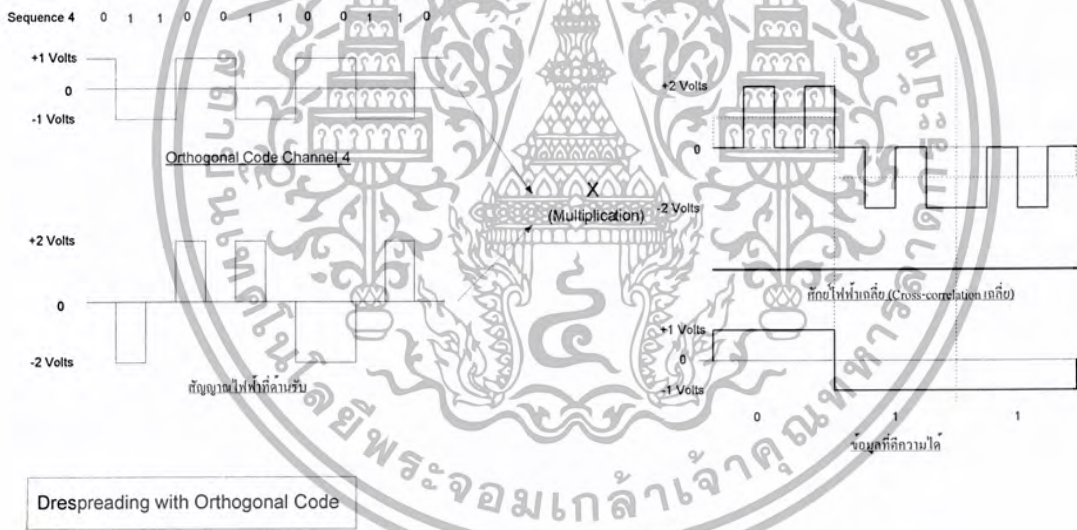


รูปที่ 2.27 สัญญาณไฟฟ้ารวมที่ด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่น่าสนใจประการหนึ่งในที่นี้ คือรูปร่างของสัญญาณไฟฟ้าที่ถูกส่งออกไปนั้น แม้จะอยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัล แต่จะพบว่าสัญญาณจะมีรูปร่างที่แตกต่างออกไป ไม่มีรูปแบบแน่นอน และไม่เหมือนกับสัญญาณไฟฟ้าของช่องที่ 3 และ 4 ที่นำมารวมกัน ยิ่งในกรณีที่มีช่องสัญญาณมากกว่า 2 ช่องแล้ว สัญญาณยิ่งจะมีรูปร่างที่แตกต่างออกไปอีก ซึ่งหาก Spread ข้อมูลด้วย Orthogonal Code ที่ยาวกว่า 4 บิต เช่น 64 บิตแล้ว สัญญาณจะยังมีรูปแบบที่ไม่แน่นอนและอาจกล่าวได้ว่าคล้ายสัญญาณรบกวนมากยิ่งขึ้น ในแง่ของ Bandwidth ก็จะถูกขยายให้กว้างขึ้นไปอีกมากกว่า 4 เท่า คล้ายกับ Bandwidth ของสัญญาณรบกวนมากขึ้นอย่างไรก็ตามจะได้นำประเด็นนี้มากล่าวถึงอีกครั้งในตอนต่อไป แต่ในช่วงนี้ให้เข้าใจว่าการ Spread ข้อมูลออกด้วย Orthogonal Code ทำให้สัญญาณเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร

เมื่อได้สัญญาณดังในรูปที่ 2.28 แล้ว ก็จะส่งสัญญาณดังกล่าวไปที่ด้านรับ ซึ่งจะต้องมีกระบวนการ Modulation กับคลื่นพา (Carrier) ก่อนที่จะส่งออกอากาศ แต่จะไม่กล่าวถึงในที่นี้ และจะสมมติว่า สัญญาณดังกล่าวไปถึงด้านรับได้อย่างสมบูรณ์และผ่านการ Demodulation ได้สัญญาณคืนออกมาดังในรูปที่ 2.28

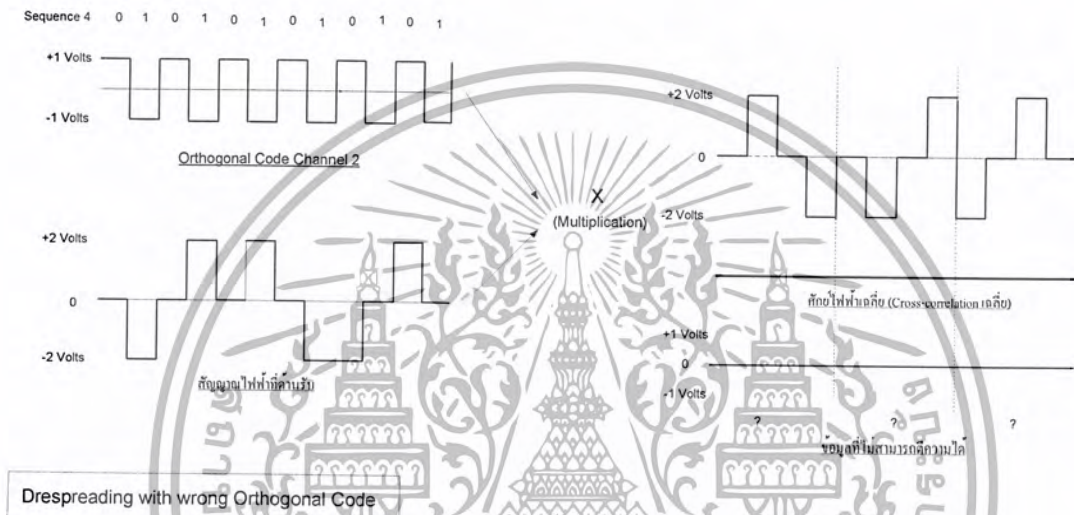


รูปที่ 2.28 สัญญาณไฟฟ้าด้านรับและการ Despread ข้อมูลกลับคืน

ที่ด้านรับเมื่อได้รับสัญญาณดังกล่าว ก็ทำการ Despread ข้อมูลซึ่งก็คือการถอดรหัส (เข้ารหัสอีกครั้ง) ด้วย Orthogonal Code ชุดที่ถูกต้อง สมมติให้ในที่นี้ต้องการข้อมูล 0 1 1 ดังนั้นรหัสที่ถูกต้องคือ ชุดที่ 4 คือ 0 1 1 0 โดยอาศัยการคูณ (Multiplication) จะทำให้ได้สัญญาณไฟฟ้าอีกชุดหนึ่งซึ่งในที่นี้คือ Cross-correlation ระหว่างสัญญาณที่ได้รับ กับสัญญาณรหัสชุดที่ 4 นั่นเอง และ Bandwidth ของข้อมูลจะถูกลดลงเหลือเท่าเดิมเช่นเดียวกับด้านส่ง ทำให้เรียกการถอดรหัสด้วย Orthogonal Code ที่ด้านรับ ว่าเป็น การDespread

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากพิจารณาในแง่ของพลังงานที่ใช้ในการส่งนั้น จะพบว่าด้านที่ส่งนั้นจะมีการกระจายพลังงานในหนึ่งบิตของข้อมูล กล่าวอีกนัยหนึ่งคือข้อมูลนั่นเอง ออกไปเป็นบิตย่อย 4 บิต ที่ด้านรับจะนำเอาพลังงานย่อยเหล่านี้มารวมกันอีกครั้ง (เป็น Cross-correlation) และตีความออกมาเป็นข้อมูลเดิม เช่นในรูปที่ 6 จะรวมพลังงานจาก 4 บิตย่อยและเฉลี่ยออกมาเพื่อตีความเป็นข้อมูลเดิม 1 บิต การทำเช่นนี้มีส่วนช่วยให้ระบบ CDMA มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวน โดยหากมีข้อมูลบิตย่อยใดโดนรบกวนหรือสูญหายไประหว่างทาง ก็ยังคงมีบิตย่อยอื่นเหลืออยู่ ซึ่งสามารถเอาพลังงานที่เหลือมารวมกันและตีความออกมาเป็นข้อมูลออกมาได้



รูปที่ 2.29 การ Despread ด้วยรหัสที่ไม่ถูกต้อง

ในกรณีที่ทำการ Despread ด้วย Orthogonal Code ที่ไม่ถูกต้องเช่นใช้รหัสชุดที่ 2 นั่นคือ 0 1 0 1 จะได้ Cross-correlation ของสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ดังรูปที่ 2.29 ทำให้ไม่สามารถตีความข้อมูลออกมาได้ ดังนั้นข้อมูลจึงถูกปกป้องและแยกแยะด้วยชุดรหัส Orthogonal Code ที่แตกต่างกัน

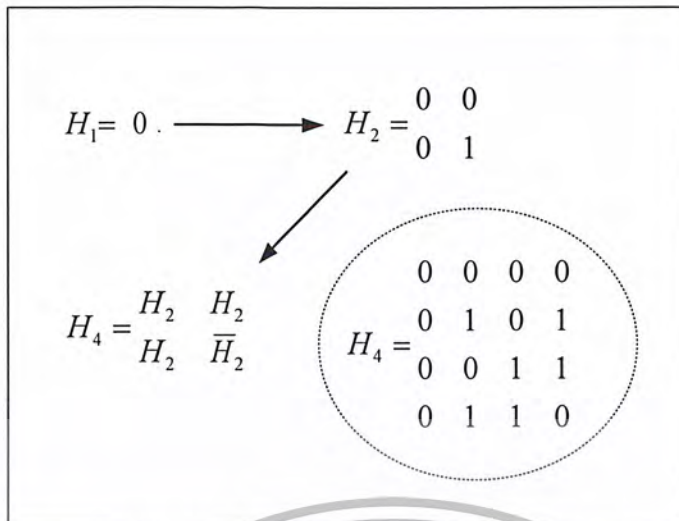
ในทางปฏิบัติ ความยาวของ Orthogonal Code จะต้องมีความเหมาะสม นั่นคือไม่ยาวไม่สั้นจนเกินไป การที่รหัสนั้นสั้นเกินไป จะทำให้ชุดรหัสมีจำนวนน้อยเกินไปจนไม่เพียงพอกับช่องสัญญาณ อีกทั้งยังมีความปลอดภัยต่ำด้วย แต่ถ้ายาวเกินไปจะทำให้มีความซับซ้อนจนอุปกรณ์มีราคาแพงจนเกินไป ในระบบ IS-95A นั้นจะอาศัยรหัสที่มีชื่อเฉพาะเรียกว่า Walsh Code ซึ่งเป็น Orthogonal Code ที่มีความยาว 64 บิต

2. Walsh Code

Walsh Code จัดเป็น Orthogonal Code แบบหนึ่งซึ่งถูกสร้างขึ้นได้ด้วยกรรมวิธีการวนซ้ำ (Recursive Method) หากอธิบายแล้ว วิธีที่ดีที่สุดคือการอธิบายโดยใช้ Walsh function matrix (หรือเรียก

อีกชื่อหนึ่งว่า Hadamard Matrix) ดังในรูปที่ 2.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 การสร้าง Walsh Code ด้วย Walsh function matrix

เริ่มต้นจากเมตริกที่เล็กที่สุด $H_1 = 0$ สามารถสร้าง Walsh function matrix ขนาดใหญ่ขึ้นเป็นสองเท่า H_2 ได้ดังรูป โดย H_2 จะมีสมาชิกเป็น H_1 ยกเว้นที่ตำแหน่งสุดท้ายมุมล่างขวาที่จะเป็นค่า $\overline{H_1}$ หรือค่าตรงข้ามของ H_1 (ในที่นี้คือ $H_1 = 0$ ดังนั้น $\overline{H_1} = 1$)

ในลักษณะเดียวกัน สามารถสร้าง Walsh function matrix ขนาด 4×4 ที่ใหญ่ขึ้นเป็นสองเท่าของ H_2 ดังในรูป โดย H_4 จะมีสมาชิกเป็น H_2 ยกเว้นตำแหน่งสุดท้ายที่มีค่าเป็น $\overline{H_2}$ หรือ ค่าตรงข้ามของ H_2

ด้วยการสร้างเมตริกที่ใหญ่กว่าเป็นสองเท่าโดยใช้เมตริกขนาดเล็กลงเรื่อยๆ จะทำให้เราสามารถสร้าง Walsh function matrix ขนาด $2N \times 2N$ ได้ด้วยความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \overline{H_N} \end{bmatrix} \quad \text{โดย } N \text{ เป็นเลขคู่}$$

เมื่อเราสร้างเมตริกดังกล่าวได้แล้ว สิ่งที่ได้จาก Walsh function matrix ก็คือ Walsh code นั้นเอง โดยค่าในแต่ละบรรทัด (rows) ของเมตริกก็คือค่าของชุดรหัสหนึ่งชุดนั่นเอง ตัวอย่างเช่นเมตริก H_4 ขนาด 4×4 ที่ได้จะประกอบด้วย Walsh code ความยาว 4 บิต จำนวน 4 ชุด ดังนี้

Walsh Code Length 4

Code Sequence 1	0 0 0 0
Code Sequence 2	0 1 0 1
Code Sequence 3	0 0 1 1
Code Sequence 4	0 1 1 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของการจัดช่องสัญญาณจะได้กล่าวถึงอีกครั้งในโอกาสต่อไป สิ่งที่น่าสังเกตอีกประการหนึ่งคือ เรายังสามารถจะสร้าง Walsh function matrix ที่มีขนาดใหญ่กว่า 64×64 ได้ ซึ่งนั่นหมายถึง Walsh Code ที่มีความยาวมากขึ้นและมีจำนวนชุดรหัสมากขึ้นด้วย ในมาตรฐานระบบ CDMA 1X ที่ได้มีการพัฒนาขึ้นไปจาก IS-95A นั้น จะใช้ Walsh Code ขนาด 128 บิต ซึ่งยาวขึ้นเป็น 2 เท่า และทำให้มีช่องสัญญาณมากขึ้นเป็น 2 เท่าด้วย อย่างไรก็ตามอุปกรณ์รับ-ส่ง ก็จะต้องได้รับการพัฒนาให้สูงขึ้นตามไปด้วย เพื่อให้สอดคล้องกับการรับ-ส่งที่มีความเร็วสูงขึ้น (หรือแบนด์วิธมากขึ้น) เป็น 2 เท่า

จากที่กล่าวมาทั้งหมดในช่วงนี้ เป็นการกล่าวถึง Walsh Code ซึ่งเป็นรหัส Orthogonal Code แบบหนึ่ง ใช้ในมาตรฐาน IS-95A เพื่อแยกแยะช่องสัญญาณออกจากกัน ต่อไปจะกล่าวถึงรหัส PN Code ซึ่งเป็นรหัสอีกแบบหนึ่งที่ใช้ในมาตรฐาน IS-95A แต่เพื่อจุดประสงค์ที่แตกต่างออกไป

2.20 PN Code

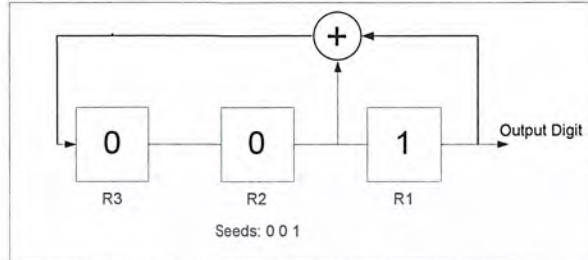
รหัสอีกประเภทหนึ่งที่มีการใช้ในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95A ได้แก่ PN Code หรือที่ย่อมาจาก Pseudorandom Noise Code รหัสที่ว่าเป็นรหัสที่มีลักษณะเหมือนสัญญาณรบกวน ทำให้ได้ชื่อส่วนหนึ่งว่า Noise ด้วย แต่เป็นสัญญาณรบกวนที่ถูกสร้างขึ้นด้วยกระบวนการสุ่มที่สามารถเขียนได้ทางคณิตศาสตร์ นั่นคือ ถึงแม้จะเป็นการสุ่ม แตรหัสจะวนกลับมาซ้ำเดิมเนื่องจากมีรูปแบบที่แน่นอนอธิบายได้ด้วยความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ ในช่วงต่อไปนี้จะพิจารณาตัวอย่าง PN Code ที่มีการนำมาใช้ในมาตรฐาน IS-95A ซึ่งเป็น Binary PN Code ที่ประกอบด้วยบิต 0 หรือ 1 เท่านั้น

หากจะอธิบายถึงลักษณะที่สำคัญของ PN Code แล้ว จะประกอบด้วยคุณสมบัติ 4 ประการดังนี้

- 1) Balance property เป็นคุณสมบัติซึ่งชุดรหัส PN Code ที่ถูกสร้างขึ้นมาจะมีจำนวนบิต 0 และ 1 เป็นจำนวนเท่าๆกัน
- 2) Run-length property เป็นคุณสมบัติซึ่งชุดรหัส PN Code ที่ถูกสร้างขึ้นมาในช่วงเวลาใดก็ตาม
 - ครั้งหนึ่งของชุดรหัส จะประกอบด้วยบิต 0 ที่ต่อเนื่องกัน (Consecutive 0s) หรือบิต 1 ที่ต่อเนื่องกัน (Consecutive 1s) มีความยาวเป็น 1
 - หนึ่งในสี่ของชุดรหัส จะประกอบด้วยบิต 0 ที่ต่อเนื่องกัน หรือบิต 1 ที่ต่อเนื่องกันมีความยาวเป็น 2
 - หนึ่งในแปดของชุดรหัส จะประกอบด้วยบิต 0 ที่ต่อเนื่องกัน หรือบิต 1 ที่ต่อเนื่องกันมีความยาวเป็น 3 บิต
 - ต่อเนื่องเช่นนี้เรื่อยไป
- 3) Shift and add property เป็นคุณสมบัติที่กล่าวว่า ผลรวมของชุดรหัส PN Code C_k ใดๆ กับตัวมันเองที่มีการเลื่อนไปเป็นจำนวน t บิต C_{k+t} จะได้เป็นรหัสชุดเดียวกันที่มีการเลื่อนบิตออกไป
- 4) Autocorrelation property กล่าวว่ารหัสชุดเดียวกันที่ถูกเลื่อนบิตออกไป จะมีความสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสาร (Autocorrelation) กับรหัสเดิม หรืออาจกล่าวได้ว่าไม่ให้ข้อมูลที่เกี่ยวกับรหัสเดิม ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

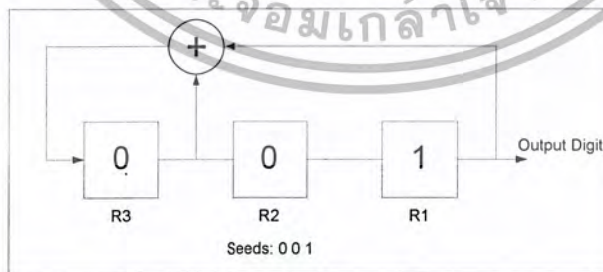
เพื่อให้เกิดความเข้าใจเกี่ยวกับรหัส PN Code ต่อไปจะได้สัมผัสกับตัวอย่างของ PN Code โดยสามารถสร้าง PN Code ขึ้นมาได้จากการอาศัย Shift Register และ XOR gate ดังในรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 การสร้าง PN Code โดยอาศัย Shift Register และ XOR gate

จากรูปเครื่องหมาย แทนตัว Shift Register ซึ่งมีบิตเริ่มต้น (Seed) เป็น 0 ในขณะที่เครื่องหมาย แทน XOR gate ซึ่งให้ผลลัพธ์เป็นบิต 1 เมื่อ Input ทั้งสองต่างกันเท่านั้น ที่ด้าน Output Digit เป็นบิตของรหัส PN Code ที่ถูกสร้างขึ้น ซึ่งจะความยาวต่างๆกัน โดยการใช้ Shift Register และ XOR gate ถ้าหากใช้ Register เป็นจำนวน N ตัว จะทำให้ได้ชุดรหัสที่มีความยาว (Length) เป็น $2^N - 1$ ซึ่งเป็น Maximum Length หรือเป็นรหัสที่ยาวที่สุดที่ยังไม่มีการวนซ้ำ ดังเช่นกรณีของตัวอย่าง PN Code ที่ได้มีการใช้ Shift Register จำนวน 3 ชุด ทำให้ได้ชุดรหัสที่มี Length เป็น 7 หรือ $2^3 - 1$ นั่นเอง ดังนั้นหากเราต้องการ PN Code ที่มีความยาวมาก ก็จะต้องใช้ Shift Register เป็นจำนวนมากขึ้นด้วย

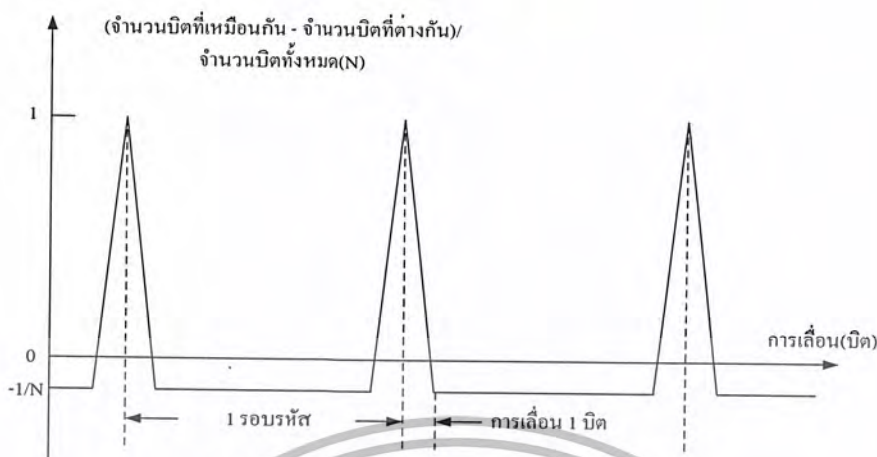
ในรูปที่ 2.34 แสดงถึงลักษณะวงจร Shift Register ที่ใช้สร้างรหัส PN Code หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือการระบุถึงชุดรหัส PN Code ซึ่งแทนด้วยชุดรหัสที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X + 1$ อีกตัวอย่างหนึ่งของชุดรหัสที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X^2 + 1$ ซึ่งให้บิตรหัสเป็น 1 0 0 1 1 1 0 แสดงได้ดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 รหัส PN Code ที่มี Polynomial เป็น $X^3 + X^2 + 1$

คุณสมบัติที่พิเศษของ PN Code ก็คือคุณสมบัติในข้อที่ 4 คือ Autocorrelation property ที่กล่าวว่า รหัสชุดเดียวกันที่ถูกเลื่อนบิตออกไป จะมีความสัมพันธ์ (Autocorrelation) กับรหัสเดิมน้อย หรืออาจกล่าวได้ว่าไม่ให้ข้อมูลที่เกี่ยวกับรหัสเดิม ซึ่งสามารถอธิบายด้วยกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.36

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 Autocorrelation ของรหัส PN Code

ในรูปที่ 2.36 จะพบว่า การเลื่อน (Shift) ออกไปเพียง 1 บิต ก็จะทำให้ค่า Autocorrelation (ซึ่งในที่นี้แทนด้วยความสัมพันธ์ (จำนวนบิตที่เหมือนกัน - จำนวนบิตที่แตกต่างกัน) / จำนวนบิตทั้งหมด (N)) มีค่าน้อยมาก นั่นคือ ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับชุดรหัสเลย ดังนั้นถึงแม้เราจะรู้ว่าข้อมูลที่ถูกส่งมาถูกเข้ารหัสด้วยรหัส PN Code ชุดใด แต่ถ้าหากเราไม่รู้ว่ารหัสเริ่มต้น ณ เวลาใด ก็จะไม่สามารถถอดรหัสออกมาได้ การถอดรหัสถึงแม้จะใช้ PN Code ชุดที่ถูกต้อง แต่เลื่อนไปแม้แค่บิตเดียวก็จะได้ข้อมูลที่ถูกต้องกลับมาด้วยเหตุนี้รหัส PN Code จึงถูกนำมาใช้ระบบ CDMA เนื่องจากความปลอดภัยในการเข้ารหัสสูง

ในมาตรฐาน IS-95A นั้นมีการใช้ PN Code อยู่สองแบบคือ Short PN Code และ Long PN Code จากชื่อคงพอจะทราบเบื้องต้นว่าทั้งสองรหัสเป็นรหัส PN Code เช่นเดียวกัน เพียงแต่มีความยาวต่างกัน รหัสทั้งสองถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ที่แตกต่างกัน รวมทั้งแตกต่างไปจาก Walsh Code ที่ใช้สำหรับการแยกแยะช่องสัญญาณ (Channelization) ที่ได้กล่าวถึงไปแล้ว

2.20.1 Short PN Code

Short PN Code ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ 2 ประการ คือ

1. เพื่อใช้แยกแยะว่าเป็น Cell ใดและ Sector ใดและ Cell ในแต่ละ Cell และแต่ละ Sector จะใช้ Short PN Code ชุดเดียวกัน แต่มีจุดเริ่มต้นที่เวลาต่างกัน หรือมีค่า Offset ต่างกันนั่นเอง โดยอาศัยคุณสมบัติ Autocorrelation ของ PN Code ทำให้ด้านรับ คือเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่สามารถแยกแยะได้ว่ากำลังติดต่ออยู่กับที่ใด โดยไม่สับสนและรบกวนกัน ดังนั้นอาจกล่าวได้ว่า PN Code ที่ใช้เปรียบเสมือนกับหมายเลขประจำ Cell หรือ Sector (Cell/Sector ID) นั่นเอง

2. เพื่อใช้เป็นรหัสสำหรับ Quadrature Spreading เนื่องจากในระบบ IS-95A นั้น ในภาคของการส่ง จะใช้การมอดูเลชันแบบ QPSK ซึ่ง 1 สัญลักษณ์ (Symbol) จะประกอบด้วยของคู่ประกอบ 2 ส่วนคือ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือจะเผยแพร่เป็นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(In-phase) และ Q (Quadrature Phase) จึงได้มีการนำเอารหัส Short PN Code มาใช้แยกแยะระหว่างองค์ประกอบทั้งสองส่วนนี้ โดยจะมีการใช้รหัส Short PN Code 2 ชุด ซึ่งได้แก่ In-phase short PN code และ Quadrature-phase short PN Code มี Polynomial ดังนี้

$$P_I(X) = X^{15} + X^{13} + X^9 + X^8 + X^7 + X^5 + 1$$

$$P_Q(X) = X^{15} + X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + 1$$

จาก Polynomial ทั้งสองจะพบว่า รหัส Short PN Code มีความยาว 1 รอบเท่ากับ $2^{15} - 1$ หรือเท่ากับ 32,767 บิต และจากอัตราการส่งข้อมูลออกอากาศของมาตรฐาน IS-95A ที่เท่ากับ 1.2288 Mbps ทำให้รหัส Short PN Code ที่ถูกส่งออกไป จะมีการซ้ำทุกๆ 26.67 msec ซึ่งในแง่ของความปลอดภัยนั้นจะดูสั้นเกินไป จนเป็นไปได้ที่จะทำการดักฟังและถอดรหัสออกมา แม้ที่จริงแล้วการออกแบบระบบ IS-95A นั้นจงใจออกแบบให้รหัส Short PN Code มีความยาวที่พอเหมาะ ทำให้ด้านรับคือ เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่คอยฟังสัญญาณอยู่สามารถเข้าใจและปรับตัวให้เข้ากับจังหวะการส่งได้ ภาครับในเครื่องโทรศัพท์จะสแกนสัญญาณและวิเคราะห์หาจังหวะการเริ่มต้นของรหัส โดยทดลองปรับเวลาเริ่มต้น ไปเรื่อยๆ และถอดรหัสดูจนได้ค่า Correlation สูงสุด ก็จะปรับจังหวะ (Synchronize) เข้ากับเวลาเริ่มต้นดังกล่าว ดังนั้นการที่ Short PN Code มีความยาวเพียง 26.67 msec จึงทำให้ใช้เวลาเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เครื่องรับก็จะปรับจังหวะการรับส่งได้ ความปลอดภัยจึงไม่ใช่จุดประสงค์หลักของ Short PN Code แต่เป็นรหัสสำหรับแยกแยะ Cell และ Sector และ องค์ประกอบ I และ Q เท่านั้น ในระบบ IS-95A จะใช้ Long PN Code สำหรับความปลอดภัย

2.20.2 Long PN Code

Long PN Code ถูกใช้เพื่อจุดประสงค์ในการรักษาความปลอดภัย (Privacy) เพื่อป้องกันการลักลอบดักฟังและนำข้อมูลไปถอดรหัสออกมา โดยอาศัยความยาวของรหัสที่ยาวมากจึงทำให้การลักลอบดักฟังเพื่อถอดรหัสไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ Polynomial ของ Long PN Code คือ

$$P_L(X) = X^{42} + X^{35} + X^{33} + X^{31} + X^{27} + X^{26} + X^{25} + X^{22} + \\ X^{21} + X^{19} + X^{18} + X^{17} + X^{16} + X^{10} + X^7 + X^6 + \\ X^5 + X^3 + X^2 + X + 1$$

จาก Polynomial นี้จะพบว่า Long PN Code จะมีรหัสที่มีความยาวถึง $2^{42} - 1 = 4.398 \times 10^{12}$ เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.228 Mbps ดังนั้นรหัสนี้จะมีการซ้ำทุกๆ 41.425 วัน ซึ่งทำให้การถอดรหัสไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ เพราะการที่จะดักฟังรหัสและถอดรหัสนั้นกลับมากำหนดรูปแบบของรหัสนั้นต้องดักฟังนานถึง 41 วัน

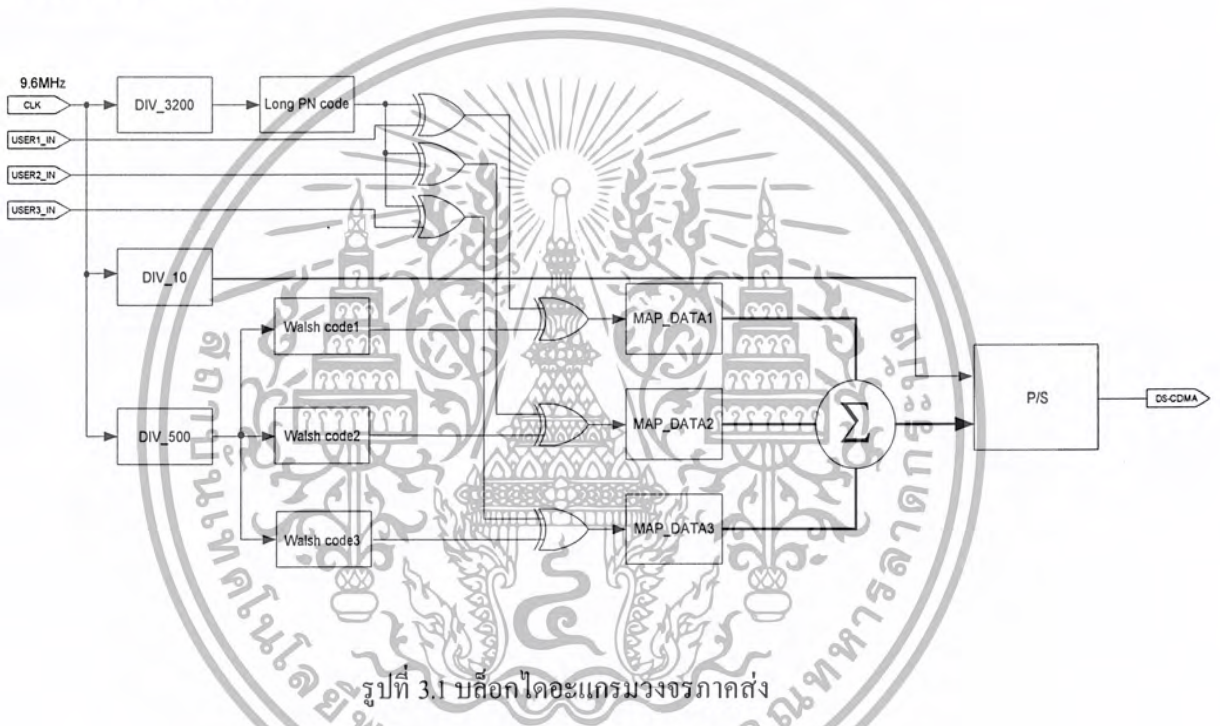
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

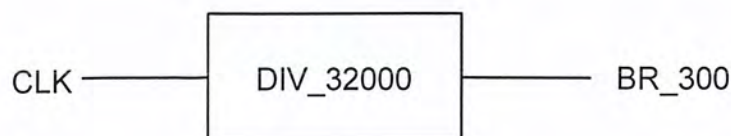
3.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง

การออกแบบวงจรในด้านส่งนั้นได้ออกแบบให้สัญญาณข้อมูลมีอัตราการส่งผ่านข้อมูล 300 bps ซึ่งเมื่อรับข้อมูลเข้ามาแล้วจะนำข้อมูลมาทำการเข้ารหัสสัญญาณด้วย PN code และเมื่อทำการเข้ารหัสเสร็จ จะทำการสเปกตรัมสลับสัญญาณข้อมูลด้วย Walsh code order 64 (Hadamard Matrices) ซึ่งจะสามารถรองรับผู้ใช้ได้พร้อมกันมากที่สุด 64 คน แต่ในการทดลองนี้จะออกแบบให้ใช้ user เพียงแค่ 3 คน ตามบล็อกไดอะแกรม

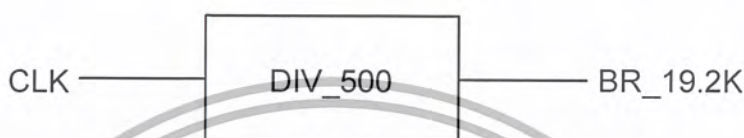


3.1.1 วงจรหารความถี่

3.1.1.1 วงจรหารความถี่สำหรับการสร้าง PN code จะทำการสร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดยออกแบบให้เป็น counter โดยนับค่าค่า 32000 จากโครงสร้างภาษาโดยจะพบว่าจะเริ่มทำงานที่ขอบขาขึ้น โดยจะทำการนับค่า input clock ที่มีค่า 9.6 MHz จาก Crystal Oscillator โดยเมื่อนับค่า 15999 ลูกแรกจะทำการส่งค่า logic 1 ออกมาและส่งค่า logic 0 ออกมาเมื่อนับค่าลูกที่ 16000 ก็จะเริ่มนับใหม่อย่างนี้ไปเรื่อยๆ โดยจะได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูลออกมาคือ 300 บิตต่อวินาที

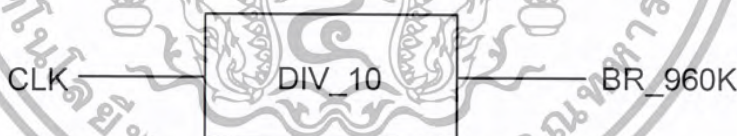


3.1.1.2 วงจรหารความถี่สำหรับการใช้ในการสร้าง Walsh code จะทำการสร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดย ออกแบบให้เป็น counter โดยนับค่าค่า 500 จากโครงสร้างภาษาโดยจะพบว่าจะเริ่มทำงานที่ขอบขาขึ้น โดยจะทำการนับค่า input clock ที่มีค่า 9.6 MHz จาก Crystal Oscillator โดยเมื่อนับค่า 249 ลูกแรกจะทำการส่งค่า logic 1 ออกมาและส่งค่า logic 0 ออกมาเมื่อนับค่าลูกที่ 250 ก็จะเริ่มนับใหม่อย่างนี้ไปเรื่อยๆ โดยจะได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูลออกมาคือ 19.2 กิโลบิตต่อวินาที



รูปที่ 3.3 บล็อกวงจรหาร 500

3.1.1.3 วงจรหารความถี่สำหรับการใช้ในการแปลงสัญญาณข้อมูลขนานเป็นสัญญาณข้อมูลอนุกรมในรูปแบบ Asynchronous จะทำการสร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดยออกแบบให้เป็น counter โดยนับค่าค่า 10 จากโครงสร้างภาษาโดยจะพบว่าจะเริ่มทำงานที่ขอบขาขึ้น โดยจะทำการนับค่า input clock ที่มีค่า 9.6 MHz จาก Crystal Oscillator โดยเมื่อนับค่า 4 ลูกแรกจะทำการส่งค่า logic 1 ออกมาและส่งค่า logic 0 ออกมาเมื่อนับค่าลูกที่ 5 ก็จะเริ่มนับใหม่อย่างนี้ไปเรื่อยๆ โดยจะได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูลออกมาคือ 960 กิโลบิตต่อวินาที



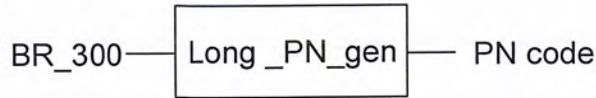
รูปที่ 3.4 บล็อกวงจรหาร 10

3.1.2 วงจรสร้างสัญญาณ long PN code

เป็นวงจรสร้างสัญญาณรบกวนเทียมเพื่อนำไปทำการ scrambled กับสัญญาณข้อมูลโดยใช้ LSFR (linear feedback shift register) โดยใช้ทั้งหมด 42 stage โดยทำการ feedback ตาม polynomial ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_L(X) = & X^{42} + X^{35} + X^{33} + X^{31} + X^{27} + X^{26} + X^{25} + X^{22} + \\
 & X^{21} + X^{19} + X^{18} + X^{17} + X^{16} + X^{10} + X^7 + X^6 + \\
 & X^5 + X^3 + X^2 + X + 1
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 บล็อกวงจรสร้างสัญญาณ long PN code

3.1.3 วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

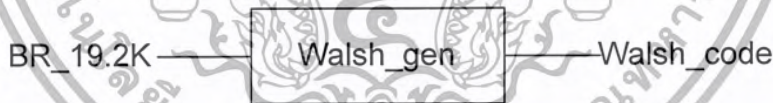
เป็นวงจรที่นำสัญญาณข้อมูลมาทำการเข้ารหัสกับสัญญาณ long PN code เพื่อทำการแปลงสัญญาณข้อมูลให้มีความสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนเทียมเพื่อป้องกันการดักฟังข้อมูลหรือสัญญาณรบกวนที่จะเข้ามาแทรกสอด โดยข้อมูลจะทำการเข้ารหัสกับสัญญาณ long PN code โดยใช้วงจร Exclusive-OR



รูปที่ 3.6 บล็อกวงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

3.1.4 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

เป็นวงจรกำหนดข้อมูล 8 บิต เพื่อเลือกชุดลำดับของ Walsh code จากแถวของ Hadamard Matrices เพื่อนำไปทำการสเปกตรัมแปรผันกับสัญญาณข้อมูล



รูปที่ 3.7 บล็อกวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

3.1.5 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัมแปรผัน

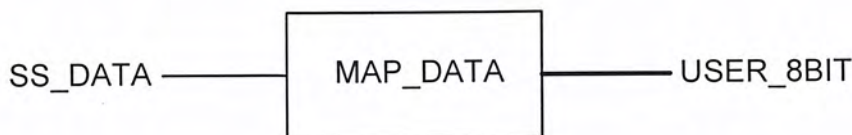
วงจรนี้จะทำการนำสัญญาณข้อมูลมาทำการเข้ารหัสกับสัญญาณ Walsh code โดยมีหลักการคือเราจะทำการเลือกค่า Walsh code 64 บิต ดังนั้นเราต้องใช้อัตราในการเข้ารหัส [64,1] โดยในระบบสเปกตรัมแปรผันจะนำสัญญาณข้อมูลมาเข้ารหัสกับ Walsh code โดยวงจร Exclusive-OR



รูปที่ 3.8 บล็อกวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัมแปรผัน

3.1.6 วงจรทำการ map ค่า

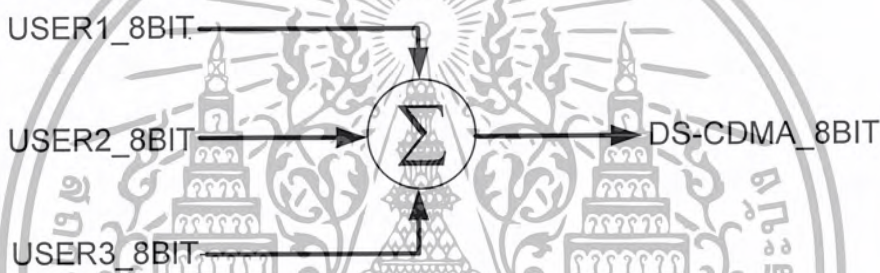
เมื่อวงจรทำการรับข้อมูลเข้ามาเป็นอนาล็อกที่มีค่าเป็น +1 และ -1 ซึ่งในระบบบิตดิจิทัลนั้นค่าที่เป็น -1 จะไม่มีซึ่งมีเพียง 1 กับ 0 ดังนั้นจึงต้องนำข้อมูล 0 ซึ่งเป็นตัวแทนของสัญญาณระดับ -1 ไปทำ 2's complement เพื่อให้ได้เป็นข้อมูลที่แทนค่า -1



รูปที่ 3.9 บล็อกวงจรทำการ map ค่า

3.1.7 วงจรทำการบวกค่า

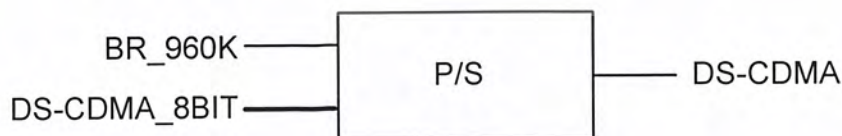
เมื่อผ่านการ map ค่าแล้วเราจะนำสัญญาณที่ได้จากผู้ใช้ทั้งสามมารวมกันด้วยตัวบวก



รูปที่ 3.10 บล็อกวงจรทำการบวก ค่า

3.1.8 วงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous

เป็นการแปลงข้อมูลจากข้อมูลแบบขนานเป็นอนุกรมโดยส่งออกแบบ Asynchronous เมื่อมีสัญญาณพร้อมส่งข้อมูลจากสถานะที่สูงลอจิก 1 ตลอดจะส่งลอจิก 0 เพื่อเป็นบิตเริ่มต้นแล้วจึงทำการส่งข้อมูลออกทีละบิตจนครบ 8 บิต จากนั้นจะส่งบิตสิ้นสุดเป็นลอจิก 1 เป็นการสิ้นสุดการส่ง 1 ชุดข้อมูลแล้วส่งลอจิก 1 ตลอดเวลา

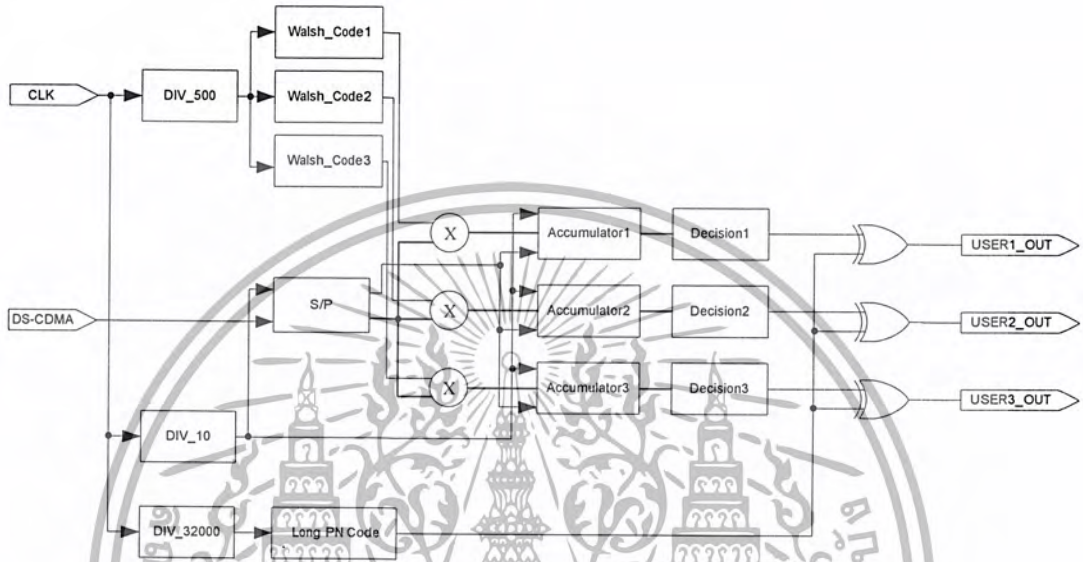


รูปที่ 3.11 บล็อกวงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบวงจรภาครับ

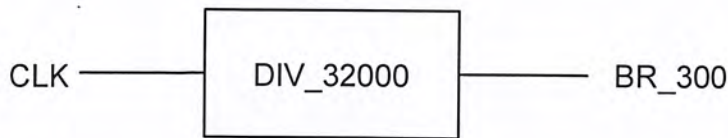
การออกแบบวงจรในด้านรับนั้น เราจะทำการถอดรหัส โดยการคูณค่านั้นเราจะต้องทำการแปลงชุดของค่า Walsh code ให้เป็นค่าแรงดันเสมือนที่ถูกแสดงอยู่ในรูปของเลขฐานสองจำนวน 6 บิตแบบ 2's complement เสียก่อนจากนั้นนำไปคูณกับสัญญาณรวมที่ถูกส่งมาจากทางด้านส่งแล้วทำการบวกสะสมค่า (accumulate) แล้วส่งต่อไปยังวงจรตัดสินใจค่าทางลอจิก



รูปที่ 3.12 บล็อกโคแอดแมทรีมวงจรถอดรหัส

3.2.1 วงจรหารความถี่

วงจรถอดความถี่สำหรับการสร้าง PN code จะทำการสร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดยออกแบบให้เป็น counter โดยนับค่าค่า 32000 จากโครงสร้างภาษาโดยจะพบว่าจะเริ่มทำงานที่ขอบขาขึ้น โดยจะทำการนับค่า input clock ที่มีค่า 9.6 MHz จาก Crystal Oscillator โดยเมื่อนับค่า 15999 ลูกแรกจะทำการส่งค่า logic 1 ออกมาและส่งค่า logic 0 ออกมาเมื่อนับค่าลูกที่ 16000 ก็จะเริ่มนับใหม่อย่างนี้ไปเรื่อยๆ โดยจะได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูลออกมาคือ 300 บิตต่อวินาที

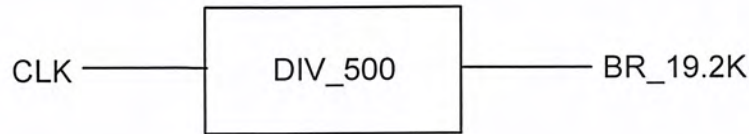


รูปที่ 3.13 บล็อกวงจรหาร 32000

วงจรถอดความถี่สำหรับการสร้าง Walsh code จะทำการสร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดย

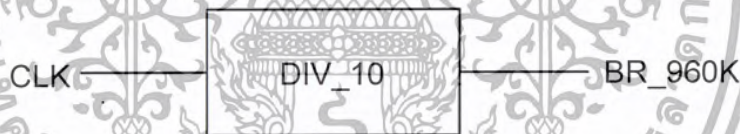
ออกแบบให้เป็น counter โดยนับค่าค่า 500 จากโครงสร้างภาษาโดยจะพบว่าจะเริ่มทำงานที่ขอบขาขึ้น
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจะทำการนับค่า input clock ที่มีค่า 9.6 MHz จาก Crystal Oscillator โดยเมื่อนับค่า 249 ลูกแรกจะทำการส่งค่า logic 1 ออกมาและส่งค่า logic 0 ออกมาเมื่อนับค่าลูกที่ 250 ก็จะเริ่มนับใหม่อย่างนี้ไปเรื่อยๆ โดยจะได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูลออกมาคือ 19.2 กิโลบิตต่อวินาที



รูปที่ 3.14 บล็อกวงจรหาร 500

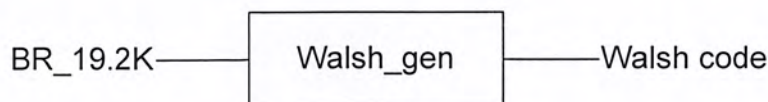
วงจรหารความถี่สำหรับใช้ในการแปลงสัญญาณข้อมูลขนานเป็นสัญญาณข้อมูลอนุกรมในรูปแบบ Asynchronous จะทำการสร้างโดยใช้ภาษา VHDL โดยออกแบบให้เป็น counter โดยนับค่าค่า 10 จากโครงสร้างภาษาโดยจะพบว่าจะเริ่มทำงานที่ขอบขาขึ้น โดยจะทำการนับค่า input clock ที่มีค่า 9.6 MHz จาก Crystal Oscillator โดยเมื่อนับค่า 4 ลูกแรกจะทำการส่งค่า logic 1 ออกมาและส่งค่า logic 0 ออกมาเมื่อนับค่าลูกที่ 5 ก็จะเริ่มนับใหม่อย่างนี้ไปเรื่อยๆ โดยจะได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูลออกมาคือ 960 กิโลบิตต่อวินาที



รูปที่ 3.15 บล็อกวงจรหาร 10

3.2.2 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

เป็นวงจรถ้าหนดข้อมูล 8 บิต เพื่อเลือกชุดลำดับของ Walsh code จากแถวของ Hadamard Matrices เพื่อนำไปทำการสเปกตรัมกับสัญญาณข้อมูล

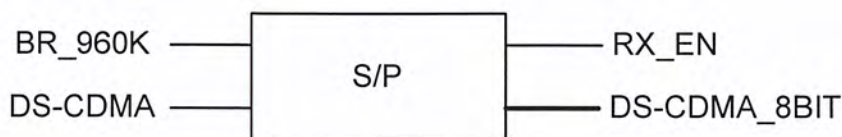


รูปที่ 3.16 บล็อกวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน

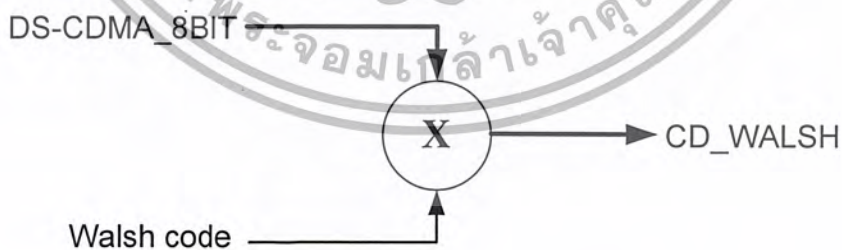
เป็นการแปลงข้อมูลจากข้อมูลอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน เมื่อรับข้อมูลจากสถานะที่ส่งลอจิก 1 ตลอดจะส่งลอจิก 0 เพื่อเป็นบิตเริ่มต้นแล้วจึงเริ่มรับข้อมูลออกทีละบิตจนครบ 8 บิตแล้วจึงทำการส่งข้อมูล เมื่อพบบิตสิ้นสุดที่เป็นเป็นลอจิก 1 เป็นการครบการส่ง 1 ชุดข้อมูล



รูปที่ 3.17 บล็อกวงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน

3.2.4 วงจรทำการคูณสัญญาณ

เป็นวงจรทำการคูณสัญญาณที่ทำการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยรหัส Walsh code ซึ่งจากคุณสมบัติการคูณด้วยรหัส Walsh code พบว่าเป็นการคูณด้วยแรงดันเพียง 2 ระดับจึงเป็นเพียงการ inverting สัญญาณข้อมูลและ non-inverting ซึ่งหากออกแบบด้วยการคูณแบบไบนารีธรรมดาหรือการคูณแบบ DA (Distributed Arithmetic) แล้วเป็นการออกแบบที่เกินความจำเป็น ทำให้เป็นการเปลืองทรัพยากรเมื่อเทียบกับการออกแบบตามคุณสมบัติข้างต้นซึ่งพิจารณาข้อมูลรหัส Walsh code ว่าจะทำการ inverting สัญญาณข้อมูลเมื่อใดและไม่ inverting เมื่อใด ซึ่งเมื่อทำการ inverting สัญญาณข้อมูลจะทำการ 2's complement และส่งข้อมูลออกไปและไม่ทำการ inverting จะส่งสัญญาณข้อมูลออกเหมือนกับสัญญาณข้อมูลที่ได้รับเข้ามา



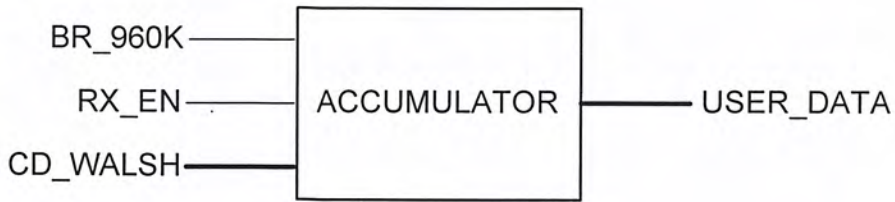
รูปที่ 3.18 บล็อกวงจรทำการคูณสัญญาณ

3.2.5 วงจรบวกสะสมค่า

เป็นวงจรที่ทำการรับข้อมูล 8 บิตเข้ามาทำการบวกสะสมค่าจนครบ 64 ชุดแล้วจึงส่งผลบวกของข้อมูลทั้งหมด 64 ชุดออกไปพร้อมทั้งล้างข้อมูลภายในเพื่อทำการรับข้อมูลในชุดถัดไปโดยอาศัยสัญญาณ

นาฬิกาในการควบคุมการล้างข้อมูลเนื่องจากการล้างค่าภายในข้อมูลต้องทำงานให้ทันจังหวะก่อนจะโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณข้อมูลชุดต่อไปจะเข้ามา สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมจึงจำเป็นต้องไวกว่าสัญญาณในการนับชุดข้อมูลแต่ละชุด



รูปที่ 3.19 บล็อกวงจรบวกสะสมค่า

3.2.6 วงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก

วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่ในการตัดสินใจค่าในการกู้สัญญาณกลับว่าจะออกเป็นสัญญาณลอจิก 0 หรือ 1 โดยตัดสินใจว่าค่าระดับแรงดันเสมือนมีค่ามากกว่า 0 หรือน้อยกว่า 0 ถ้ามากกว่า 0 ให้แสดงค่าเป็น 1 ถ้าน้อยกว่า 0 ให้แสดงค่าเป็น 0 โดยพิจารณาจากค่าของ MSB ซึ่งเป็นบิตเครื่องหมาย (sign bit) โดยหากเป็น 0 จะหมายถึงข้อมูลมีค่ามากกว่า 0 จะทำการส่งข้อมูลลอจิก 1 ออกไปและ หากเป็น 1 จะหมายถึงข้อมูลมีค่าน้อยกว่า 0 จะทำการส่งข้อมูลลอจิก 0 ออกไป



รูปที่ 3.20 บล็อกวงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก

3.2.7 วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

เป็นวงจรที่นำสัญญาณที่ถูกการ Scrambled มา Exclusive-OR กับสัญญาณ long PN code เพื่อทำการถอดรหัสสัญญาณข้อมูลกลับคืนมา



รูปที่ 3.21 บล็อกวงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

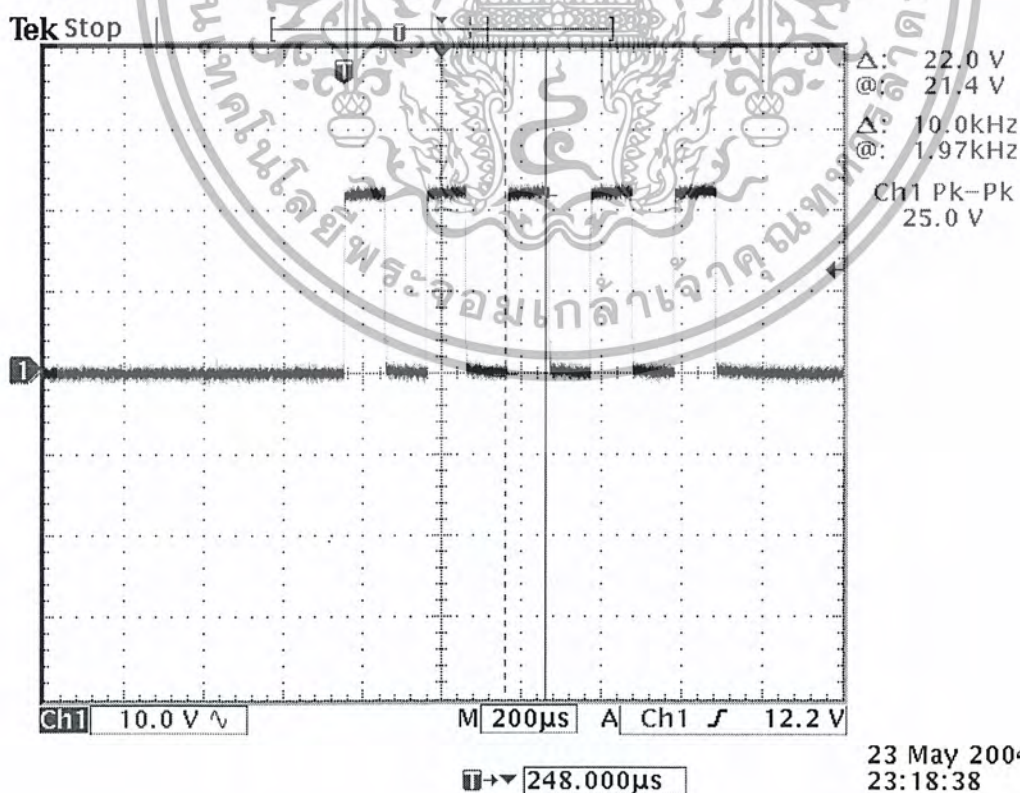
จากการออกแบบส่วนของเครื่องส่งและเครื่องรับแบบสเปคตรัม ได้ทำการออกแบบแต่ละส่วนให้ทำงานตามที่ต้องการโดยใช้ภาษาวีเอชดีแอลในการเขียนชุดคำสั่ง รวมถึงใช้การออกแบบในแบบกราฟฟิกผ่านทางโปรแกรม Webpack Project Navigator ของบริษัท Xilinx แล้วทำการจำลองผลการทำงานด้วย โปรแกรม ModelSim เพื่อจำลองการทำงานของส่วนต่างของเครื่องรับและส่ง ด้วยชิพเฟลพซีเอ ตระกูล Xilinx Spartan เบอร์ XC2S15-5TQ144

4.1 ภาคส่ง

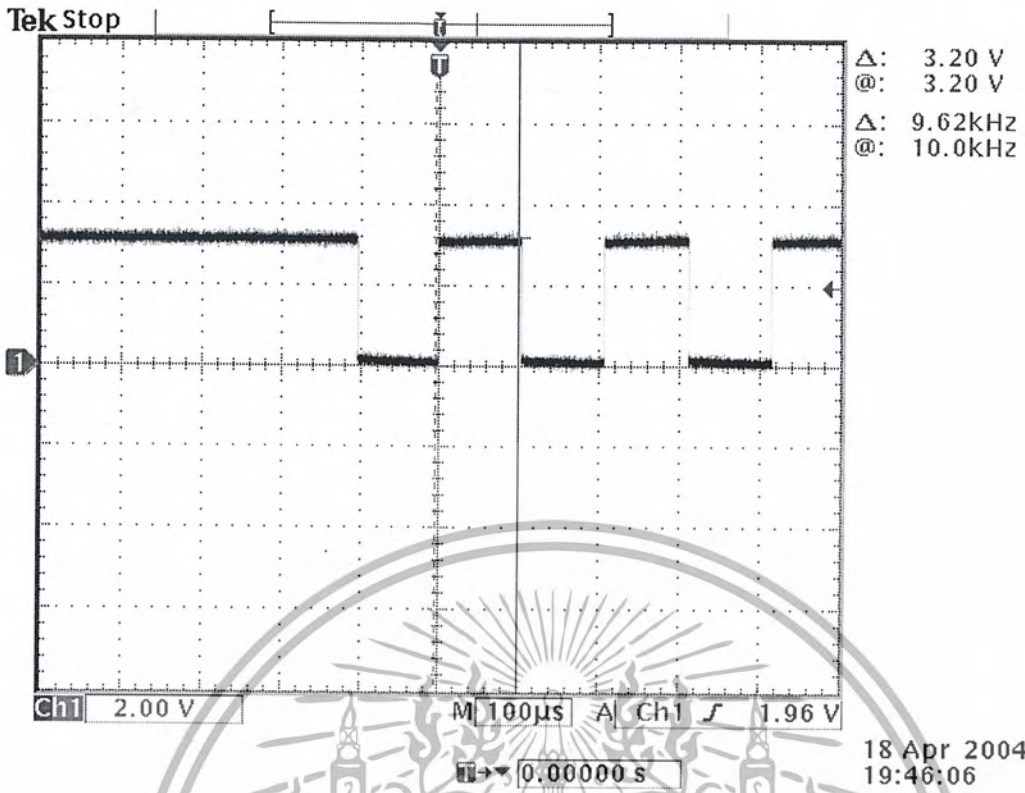
ในการทดลองส่งข้อมูลแบบสเปคตรัม จะทำการต่อสายสัญญาณข้อมูลจากภาคส่งไปยังภาครับ และได้ทำการวัดสัญญาณจากจุดต่างๆ แต่ในส่วนที่ไม่วัดสัญญาณได้จะทำการเก็บเพียงผลการ Simulation ของแต่ละบล็อกจะได้การทดลองดังนี้

4.1.1 สัญญาณข้อมูลจากคอมพิวเตอร์

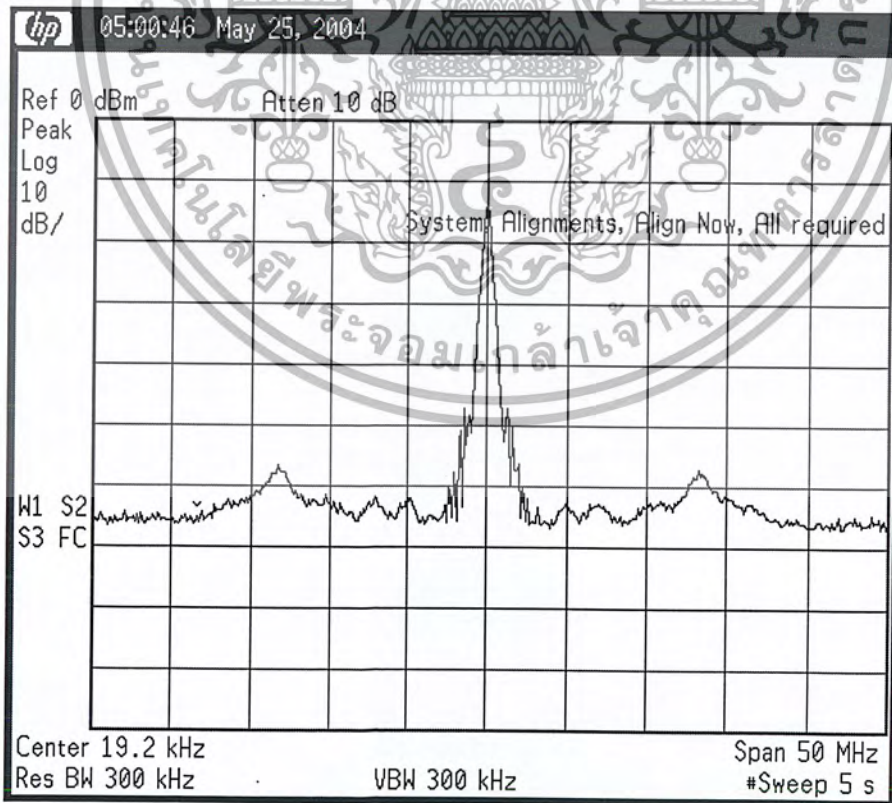
เป็นสัญญาณข้อมูลแบบ Asynchronous จะทำการผ่านอุปกรณ์ปรับแรงดันด้วย IC MAX232 เพื่อนำไปทำการสเปคตรัมโดยอุปกรณ์ FPGA



รูปที่ 4.1 สัญญาณข้อมูลแบบ Asynchronous จากคอมพิวเตอร์



รูปที่ 4.2 สัญญาณข้อมูลจากอุปกรณ์ MAX232

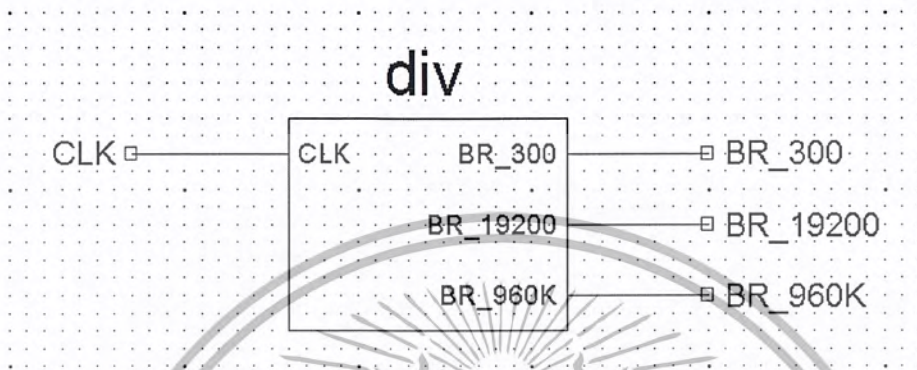


รูปที่ 4.3 สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลก่อนทำการสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาด้านนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 ส่วนของการสร้างวงจรความถี่ (DIV)

ส่วนของการสร้างวงจรความถี่ (DIV) ทำหน้าที่หารความถี่ที่ได้จาก โมดูลออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดสัญญาณนาฬิกาให้ได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล ตามที่เรากำหนดไว้ สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.4



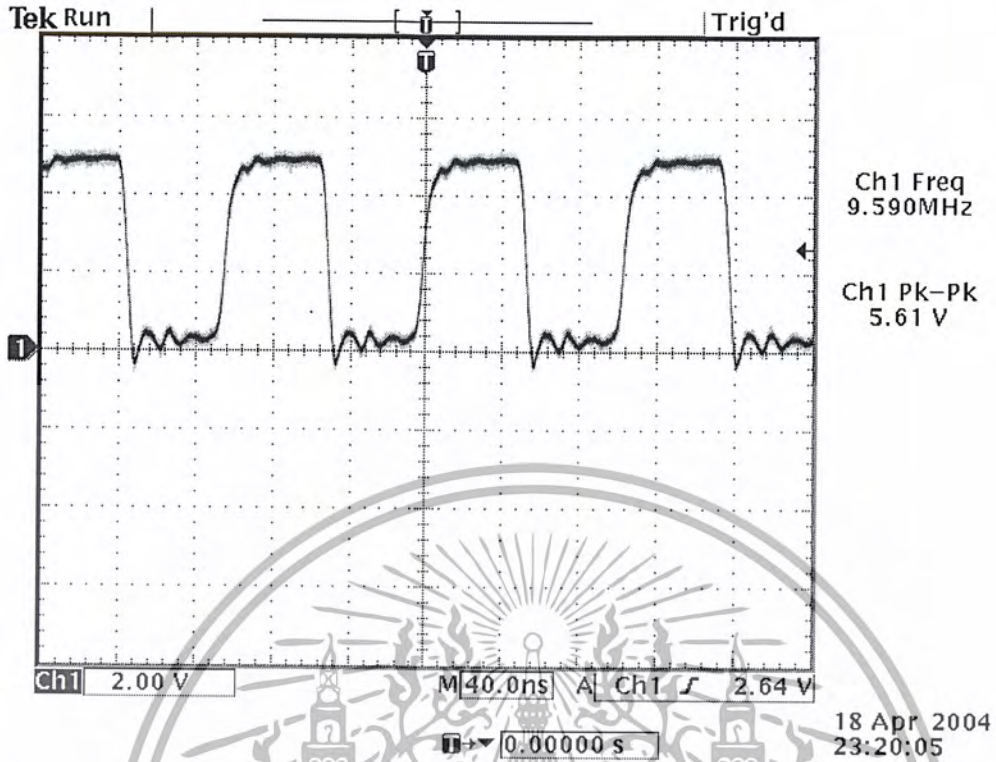
รูปที่ 4.4 สัญลักษณ์ของส่วนวงจรความถี่

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

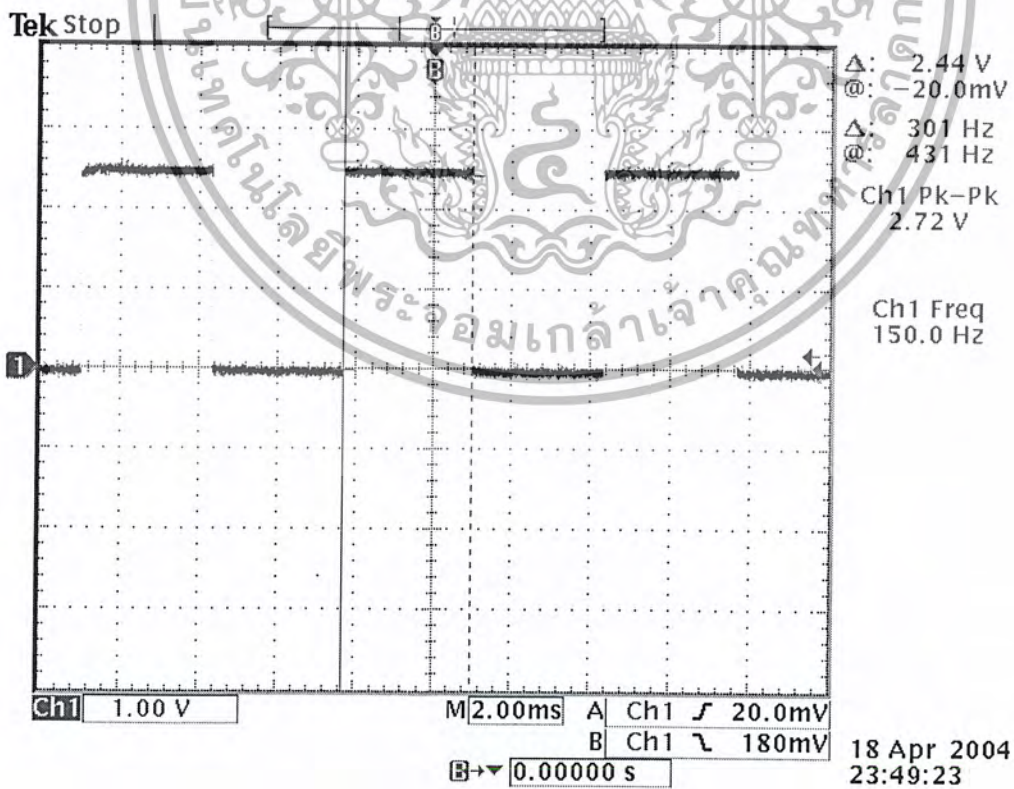


รูปที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของส่วนวงจรความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

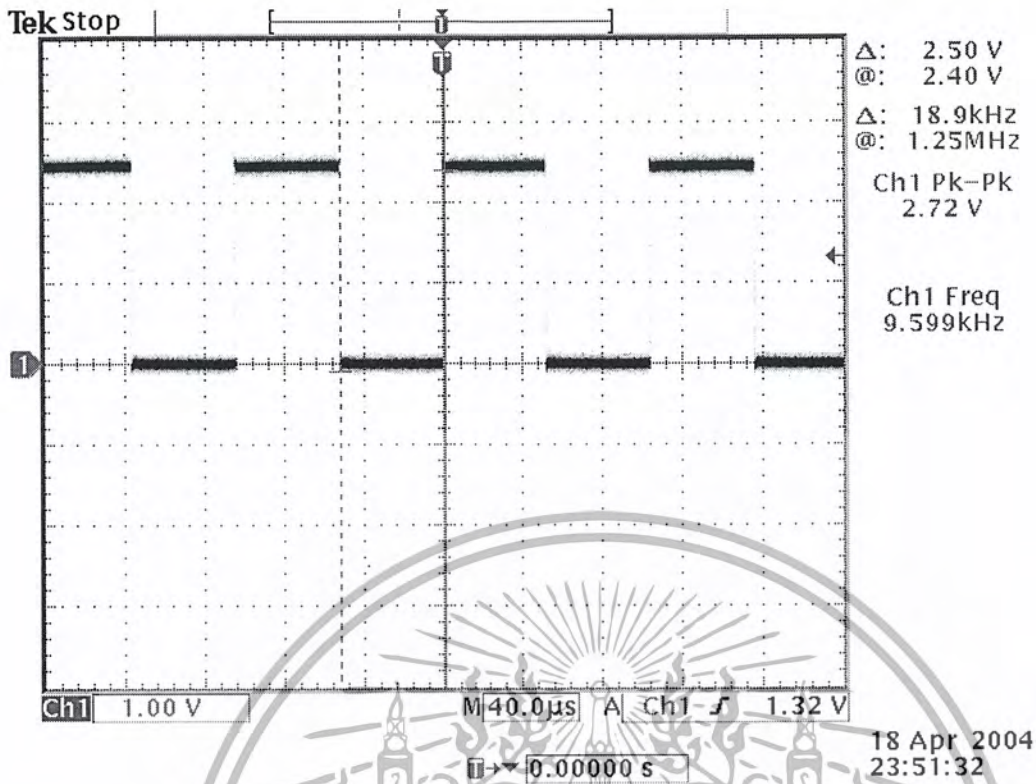


รูปที่ 4.6 ส่วนของอินพุตของวงจรลดค่าความถี่ (สัญญาณนาฬิกาบนบอร์ดเอฟพีไอความถี่ 9.6 MHz)

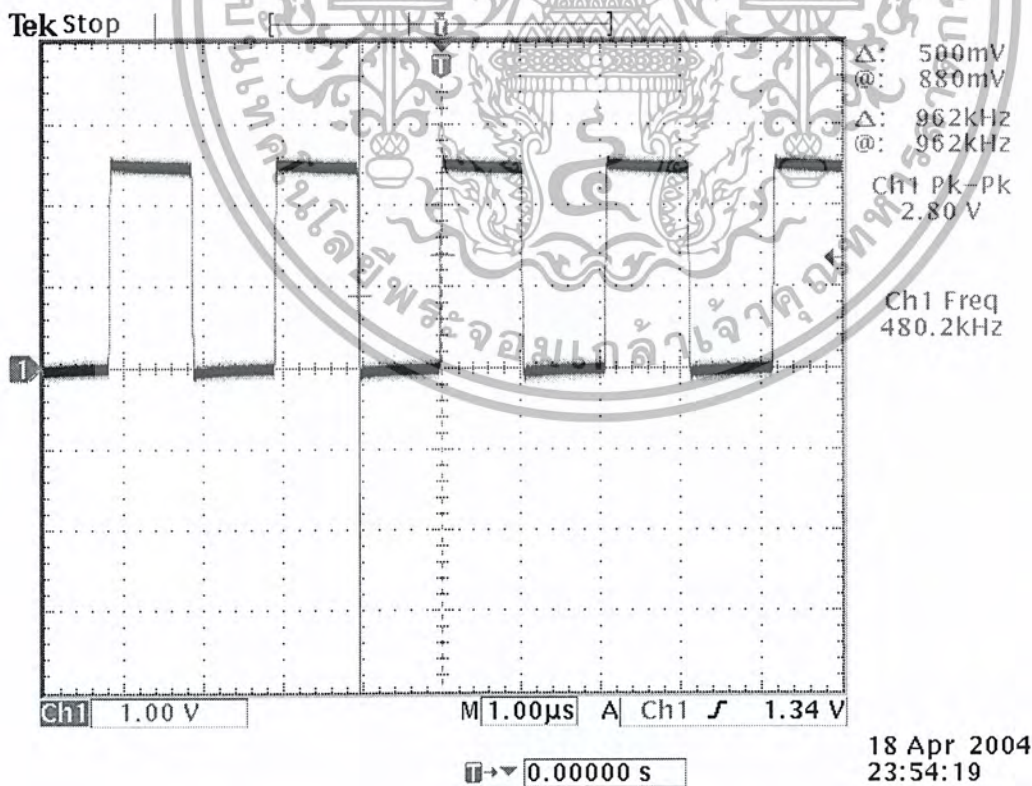


รูปที่ 4.7 สัญญาณอัตรการส่งข้อมูล 300 บิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 19.2 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)

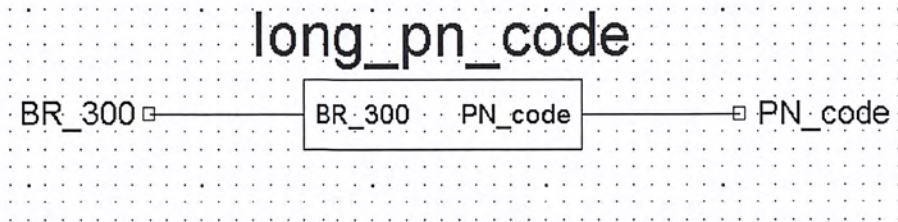


รูปที่ 4.9 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 960 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

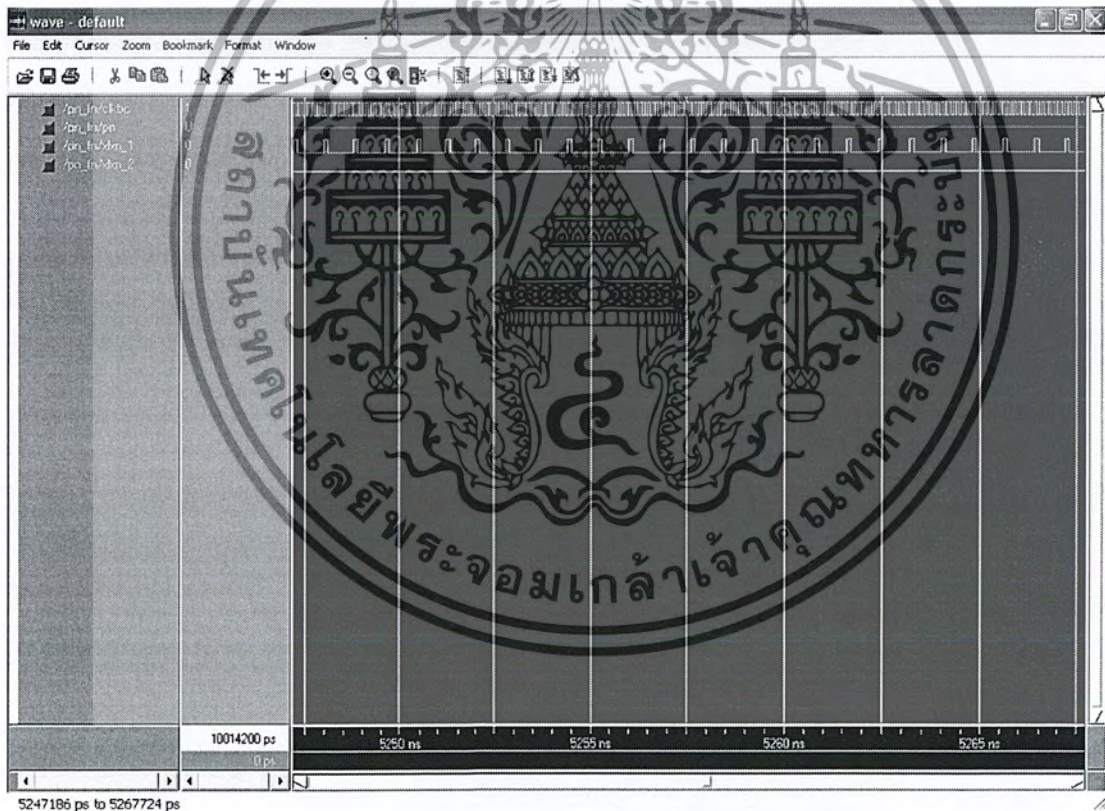
4.1.3 วงจรสร้างสัญญาณ long PN code

วงจรสร้างสัญญาณ long PN code สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.10 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณ long PN code

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

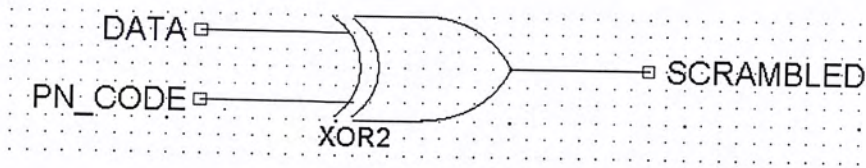


รูปที่ 4.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ long PN code

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

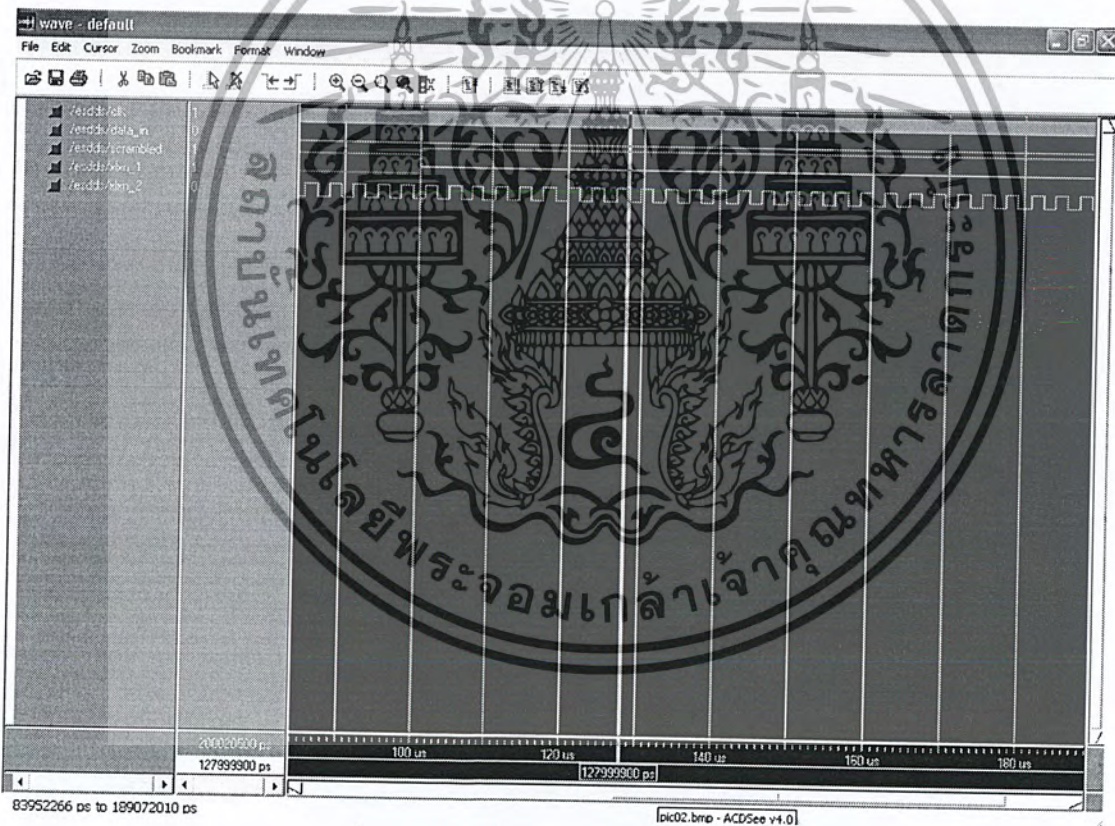
4.1.4 วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

วงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 สัญลักษณ์ของวงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

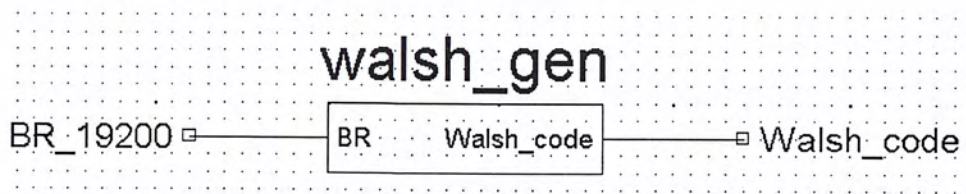


รูปที่ 4.13 ผลการจำลองการทำงานของวงจรเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

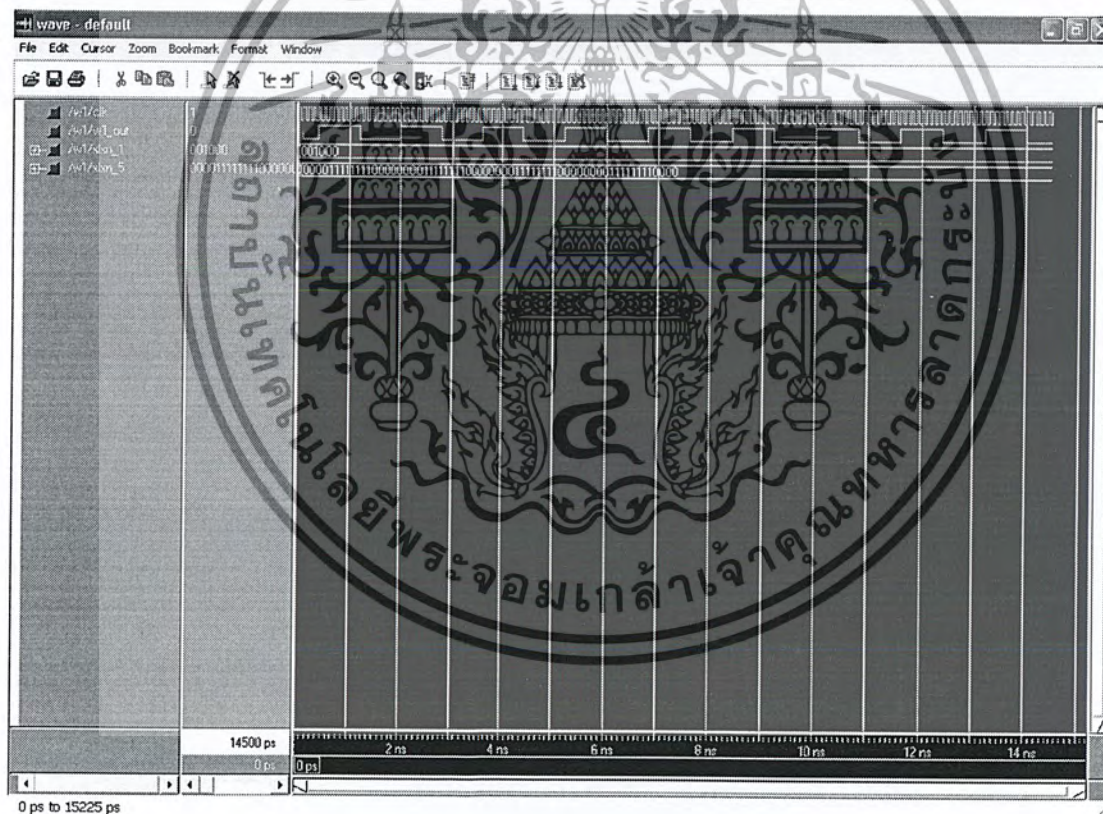
4.1.5 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

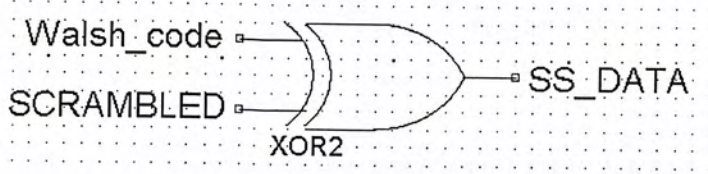


รูปที่ 4.15 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

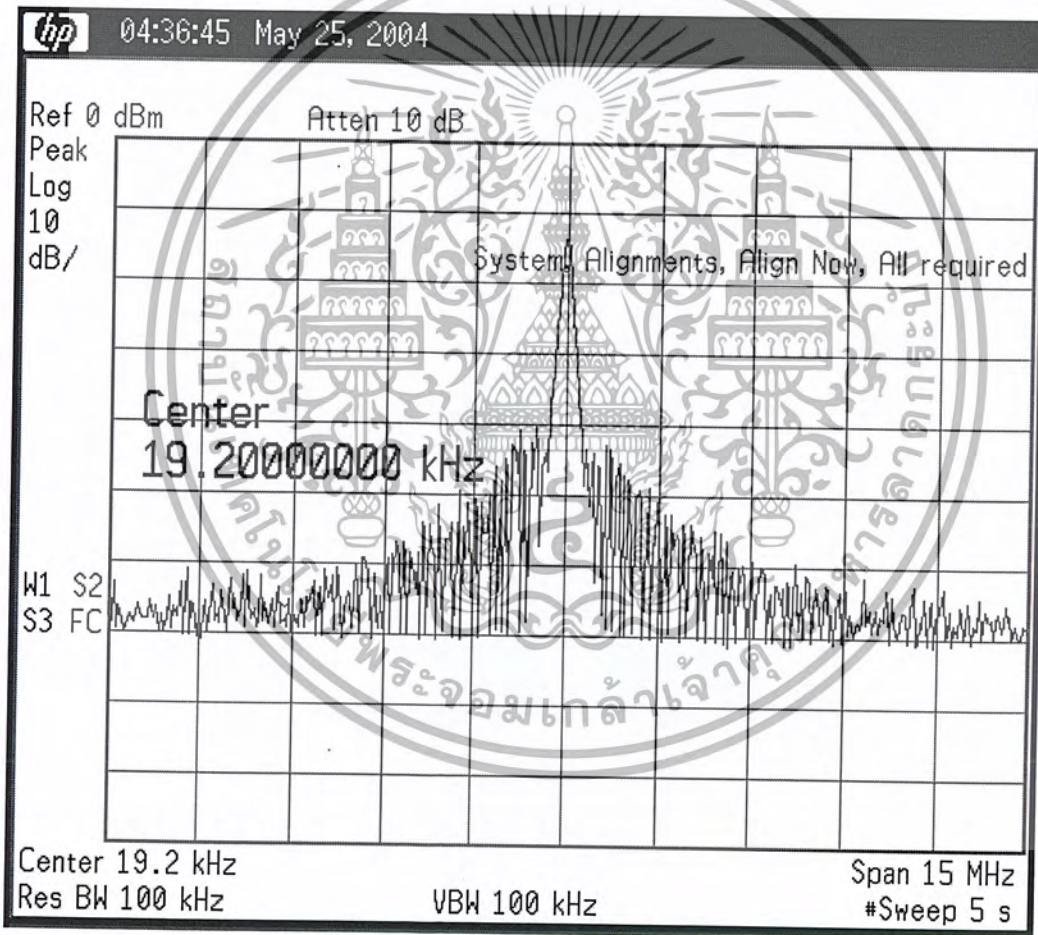
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.6 วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม

วงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 สัญลักษณ์ของวงจรเข้ารหัสสัญญาณแบบสเปกตรัม

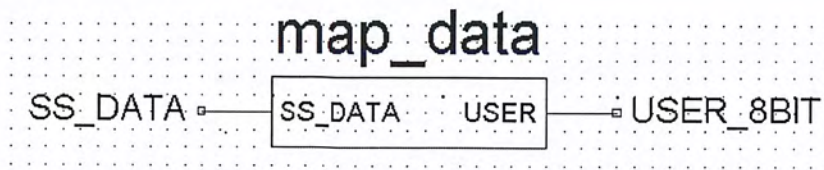


รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

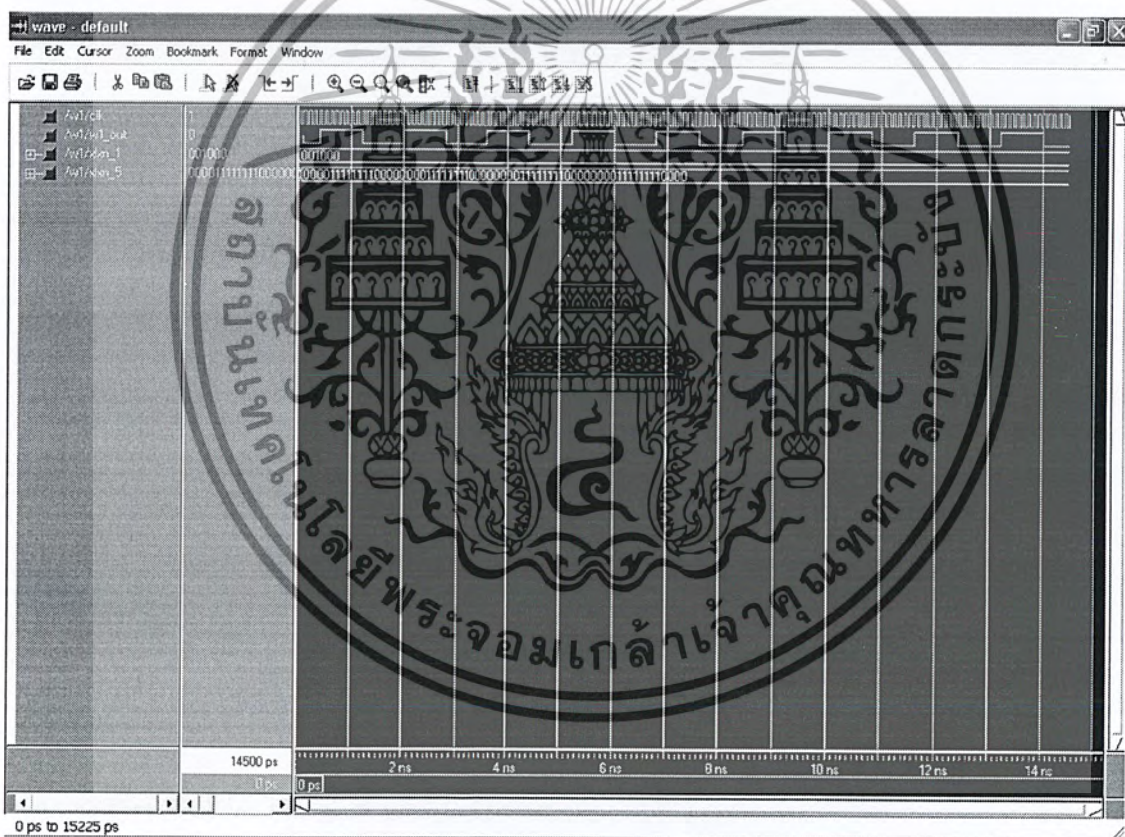
4.1.7 วงจรทำการ map ค่า

วงจรทำการ map ค่า สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.18



รูปที่ 4.18 สัญลักษณ์ของวงจรทำการ map ค่า

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

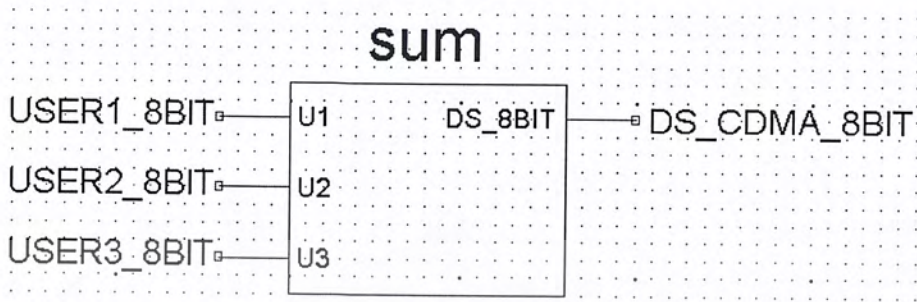


รูปที่ 4.19 ผลการจำลองการทำงานของวงจรทำการ map ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

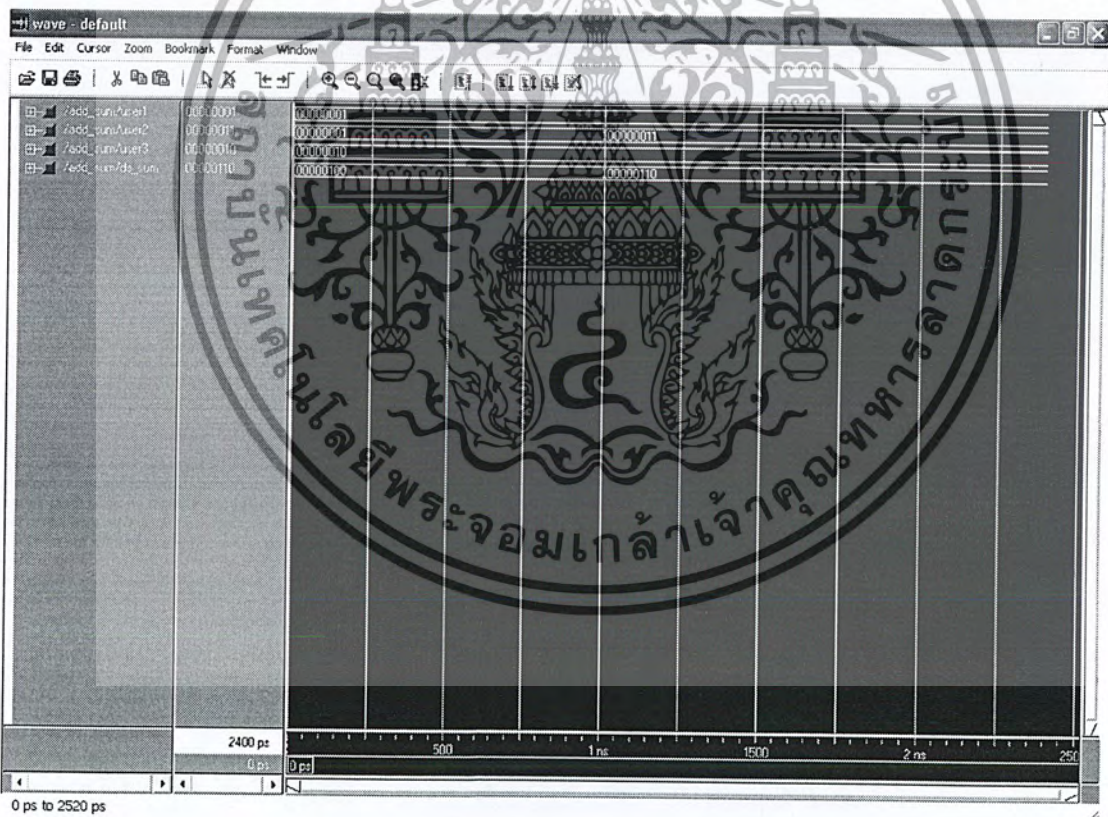
4.1.8 วงจรทำการบวกค่า

วงจรทำการบวกค่า สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 สัญลักษณ์ของวงจรทำการบวกค่า

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

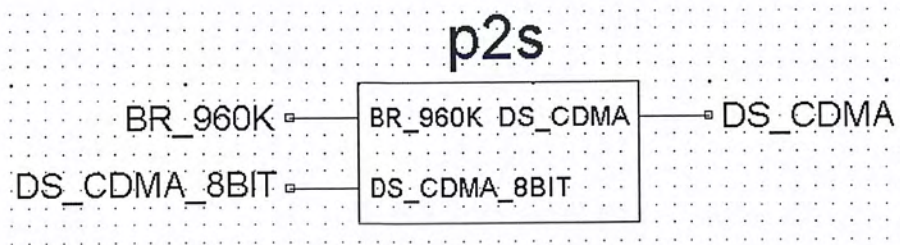


รูปที่ 4.21 ผลการจำลองการทำงานของวงจรทำการบวกค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

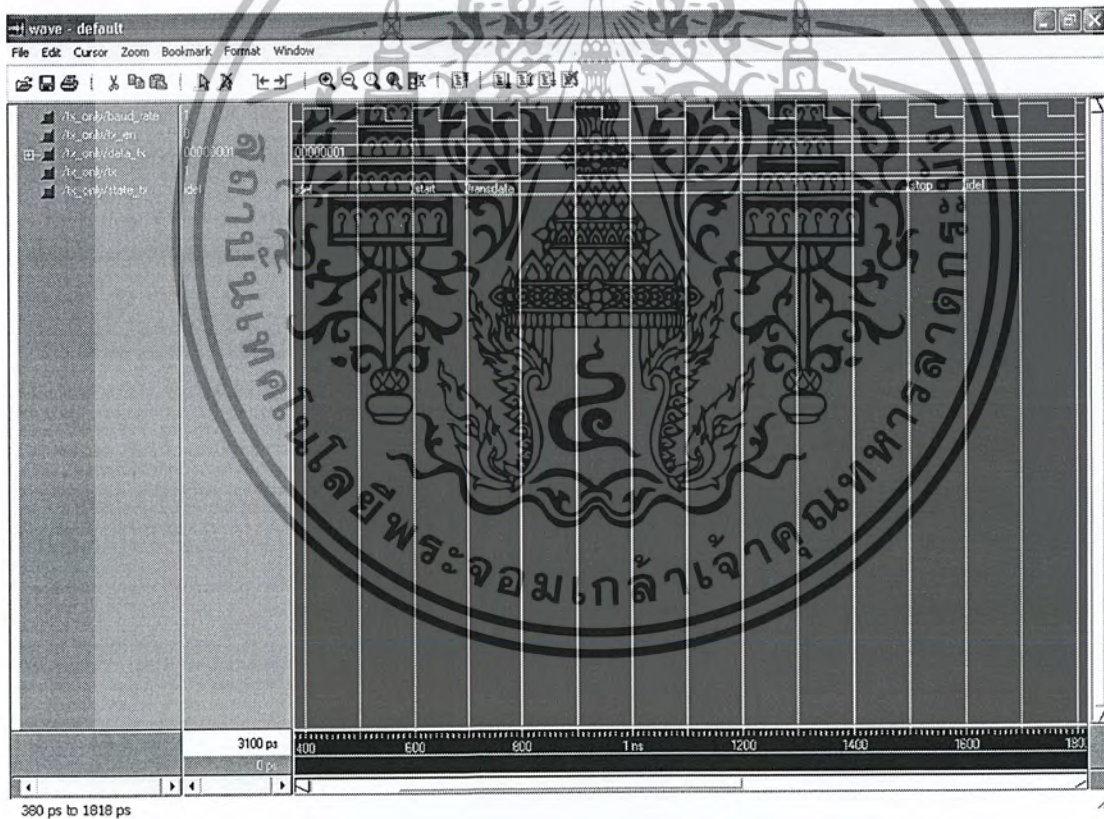
4.1.9 วงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous

วงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous สามารถเขียน โปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.22 สัญลักษณ์ของวงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้



รูปที่ 4.23 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงข้อมูลจากขนานเป็นอนุกรมแบบ Asynchronous

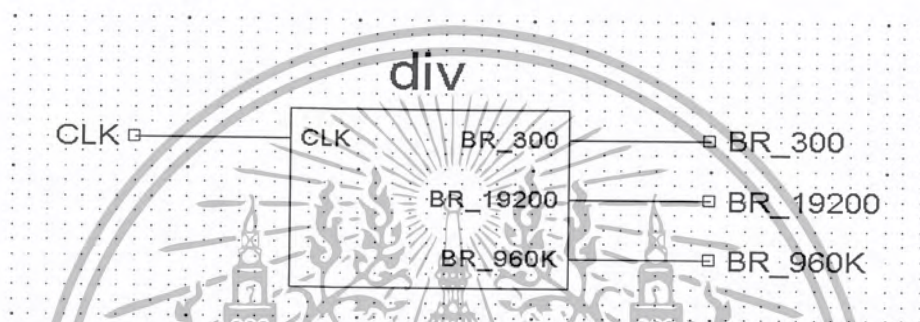
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ภากรับ

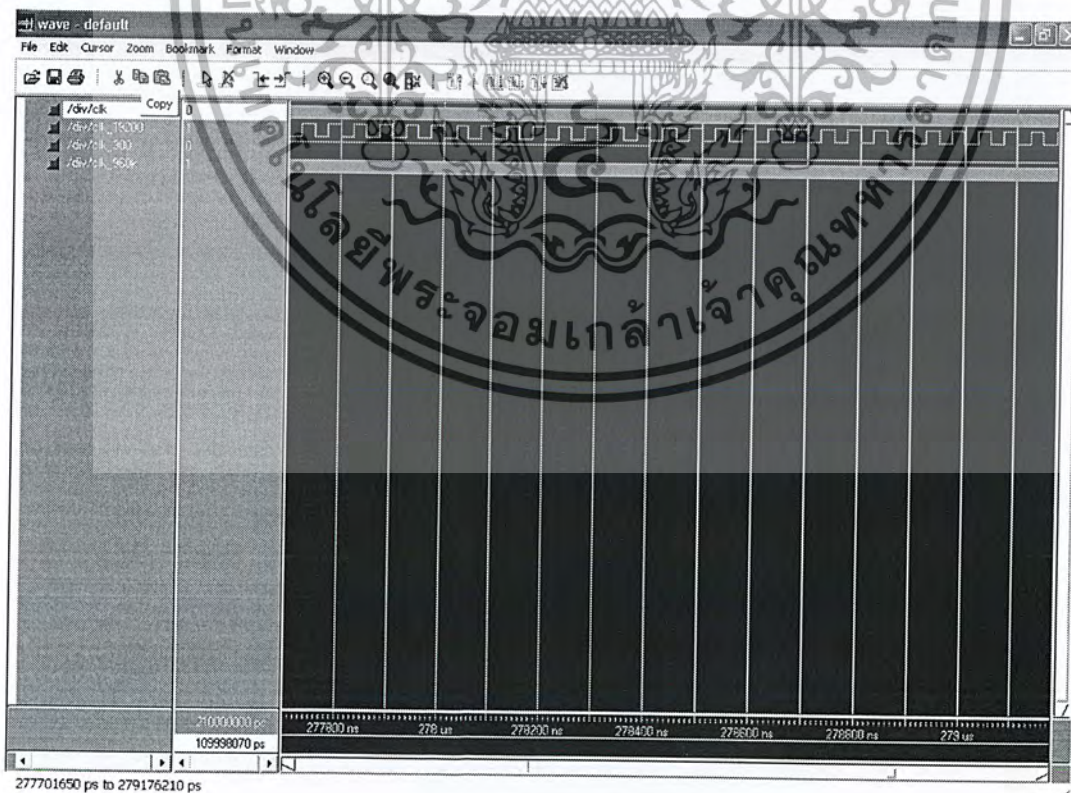
ในการทดลองรับข้อมูลแบบสเปกตรัม จะทำการต่อสายสัญญาณข้อมูลจากภาคส่งไปยังภากรับ และได้ทำการวัดสัญญาณจากจุดต่างๆ แต่ในส่วนที่ไม่วัดสัญญาณได้จะทำการเก็บเพียงผลการ Simulation ของแต่ละบล็อกจะได้การทดลองดังนี้

4.2.1 ส่วนของการสร้างวงจรความถี่ (DIV)

ส่วนของการสร้างวงจรความถี่ (DIV) ทำหน้าที่หารความถี่ที่ได้จาก โมดูลออสซิลเลเตอร์ที่กำเนิดสัญญาณนาฬิกาให้ได้สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล ตามที่เรากำหนดไว้ สามารถเขียน โปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.24

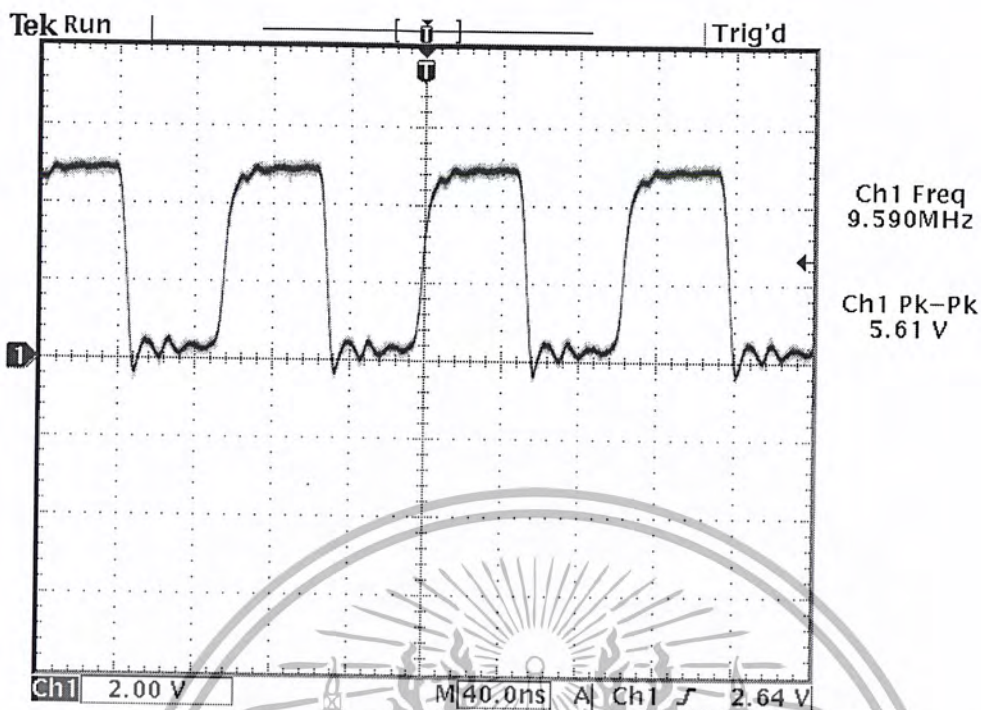


รูปที่ 4.24 สัญลักษณ์ของส่วนวงจรความถี่

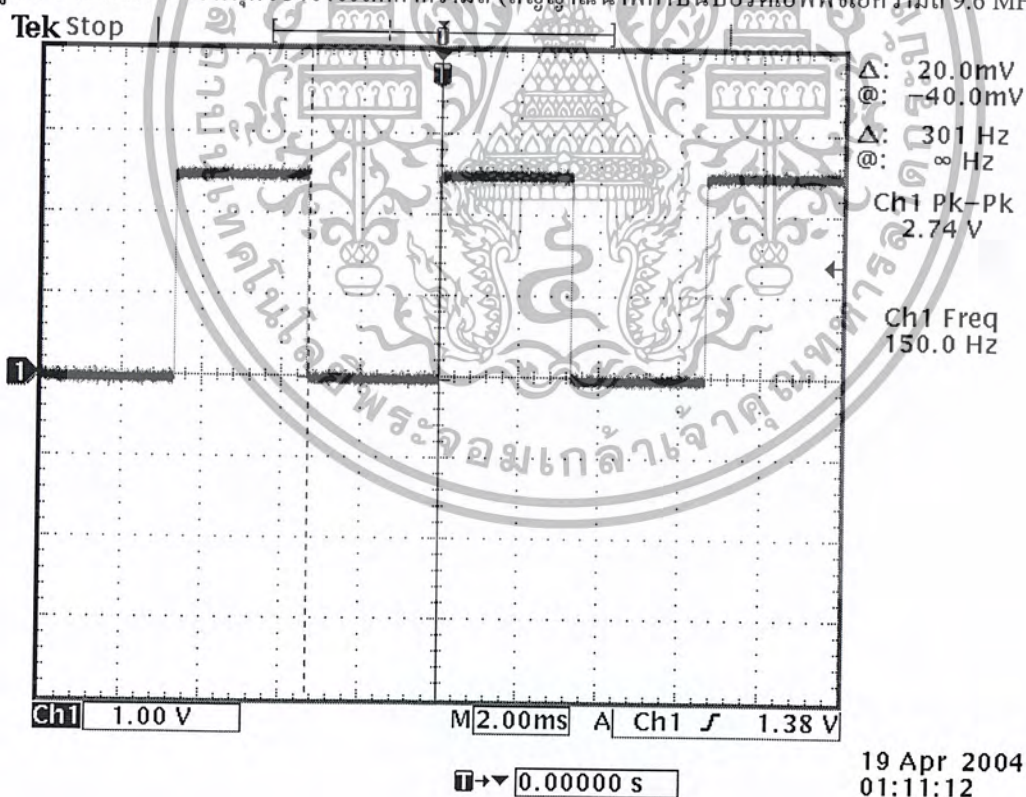


รูปที่ 4.25 ผลการจำลองการทำงานของส่วนวงจรความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ภายใต้เงื่อนไขไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.26 ส่วนของอินพุตของวงจรลดค่าความถี่ (สัญญาณนาฬิกาบนบอร์ดเอฟพีอีจือความถี่ 9.6 MHz)

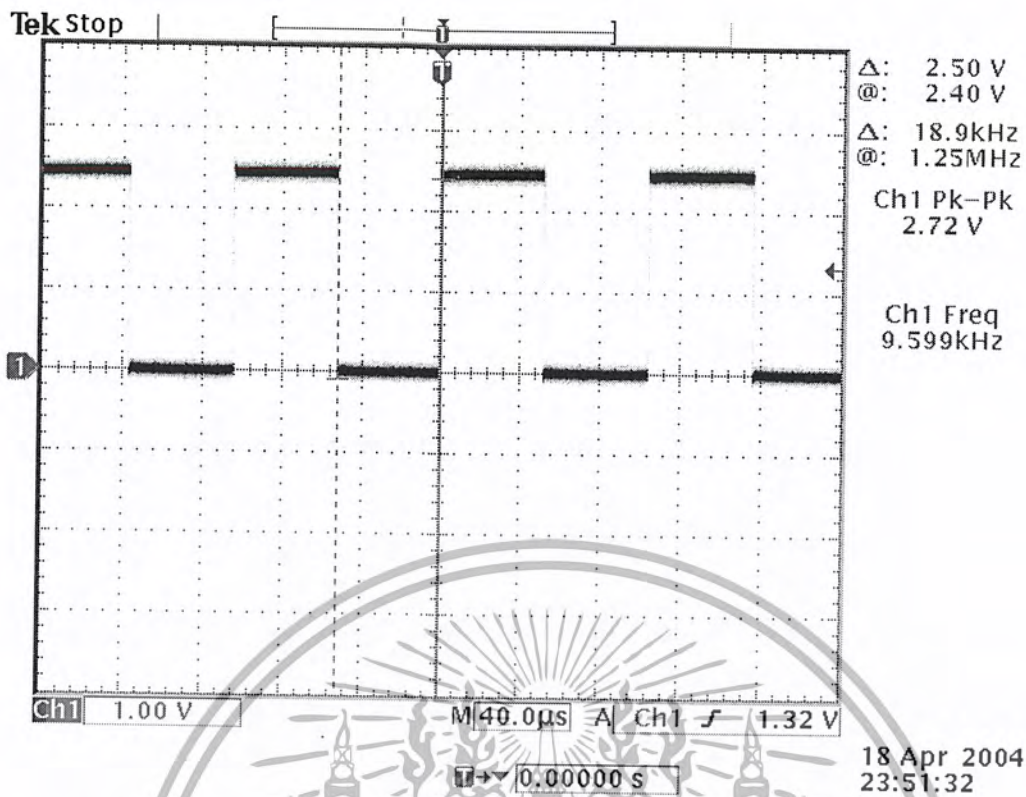


รูปที่ 4.27 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 300 บิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)

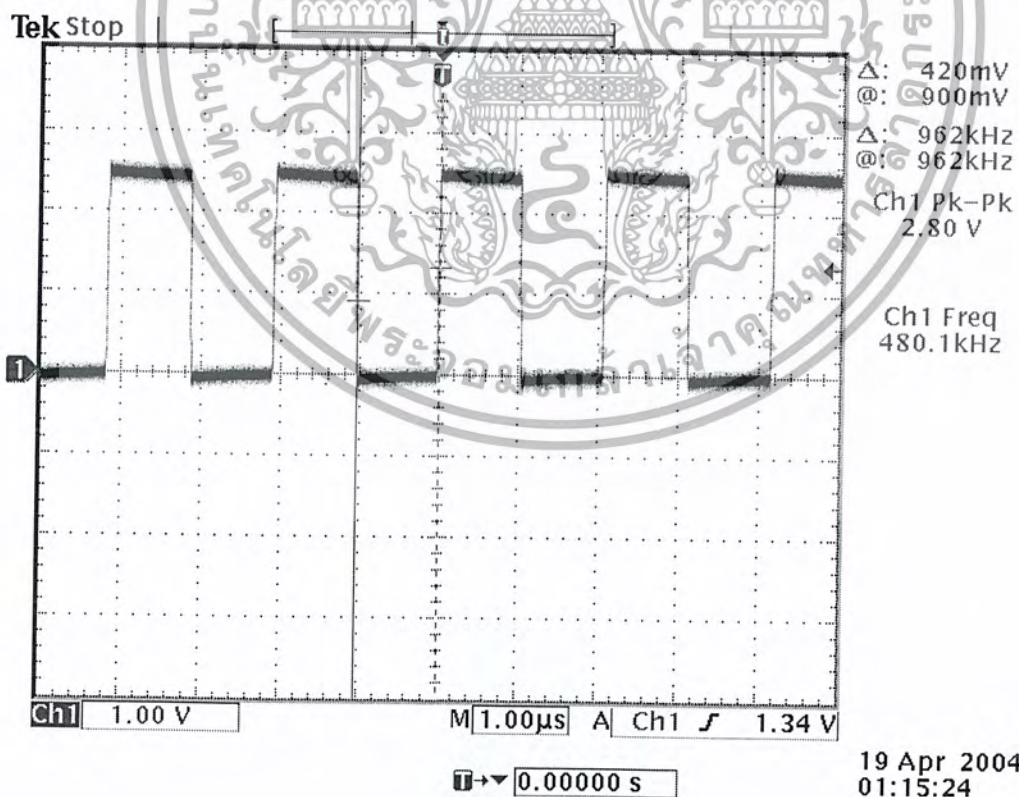
18 Apr 2004 23:20:05

19 Apr 2004 01:11:12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.28 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 19.2 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)

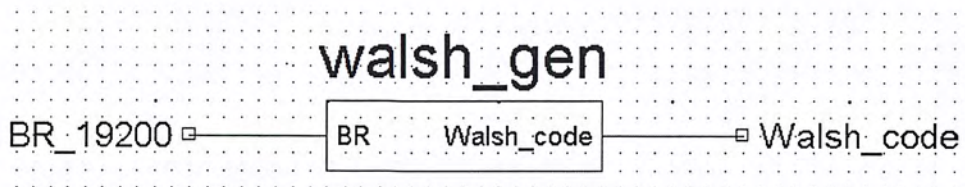


รูปที่ 4.29 สัญญาณอัตราการส่งข้อมูล 960 กิโลบิตต่อวินาทีที่ได้จากวงจรหารความถี่ (DIV)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

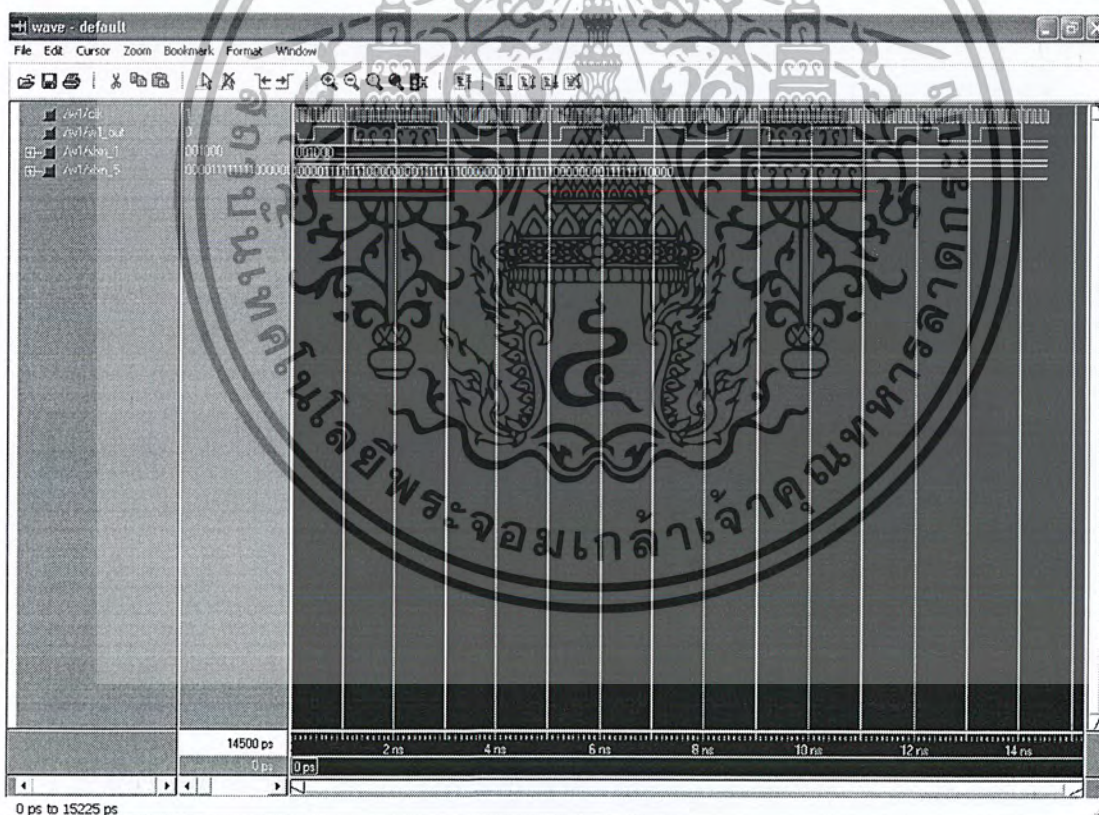
4.2.2 วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

วงจรสร้างสัญญาณ Walsh code สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 สัญลักษณ์ของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

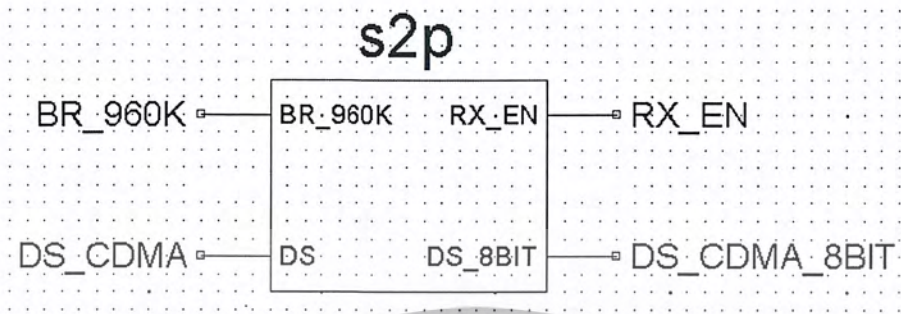


รูปที่ 4.31 ผลการจำลองการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณ Walsh code

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

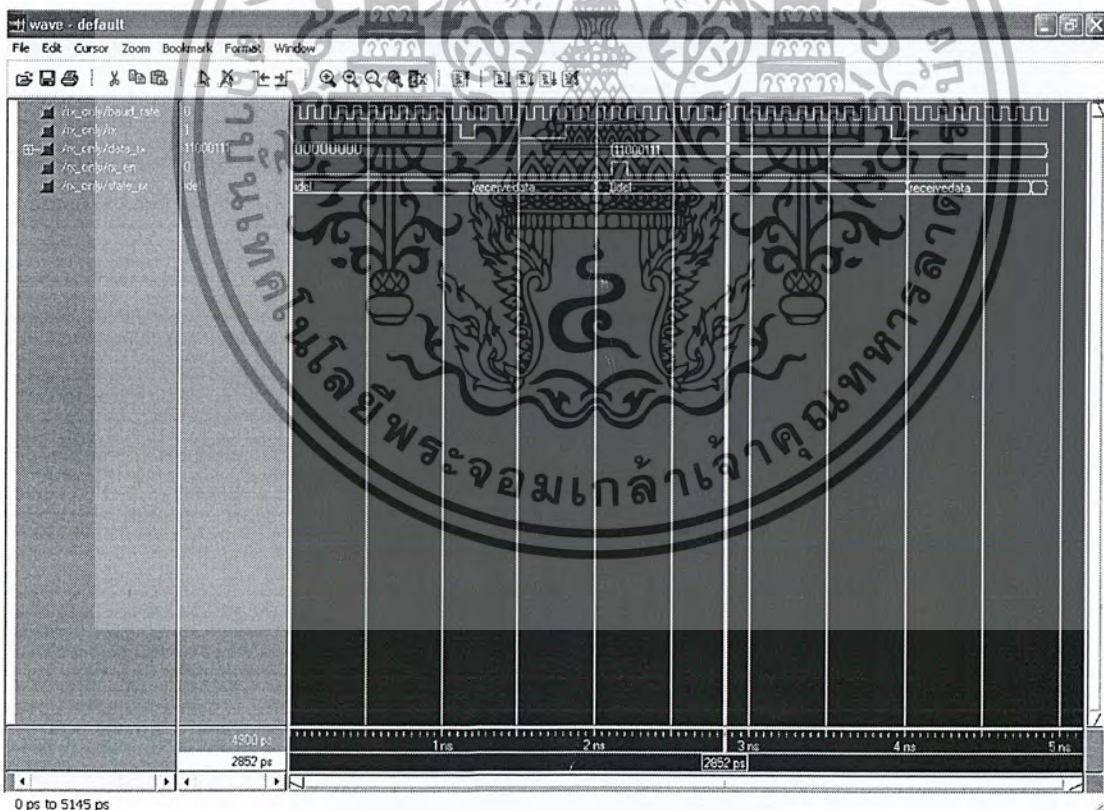
4.2.3 วงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน

วงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 สัญลักษณ์ของวงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

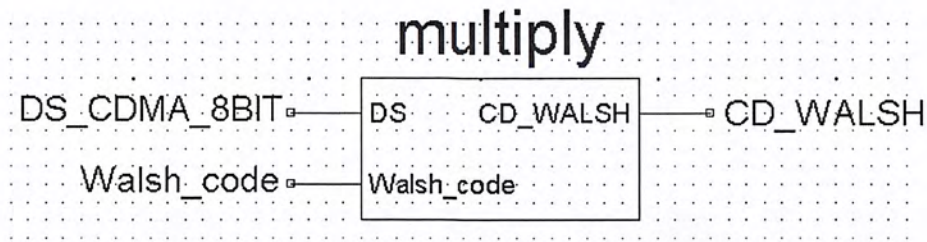


รูปที่ 4.33 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแปลงข้อมูลจากอนุกรมแบบ Asynchronous เป็นข้อมูลแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

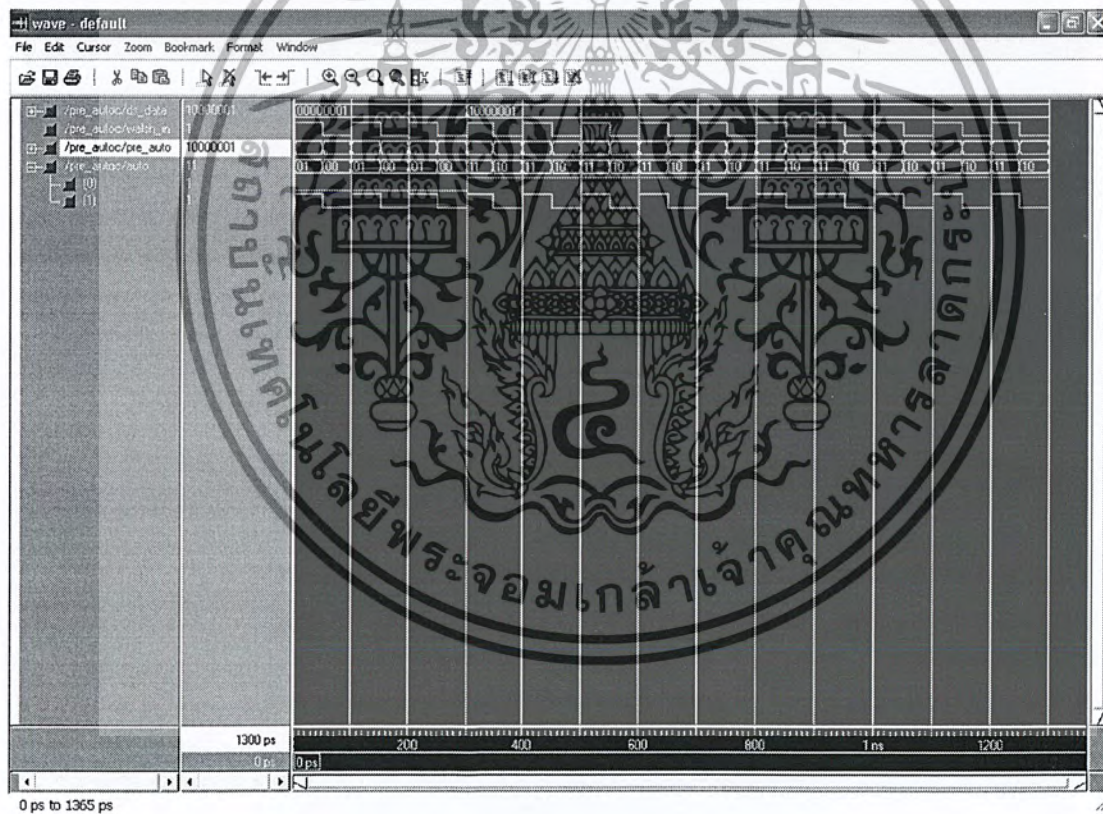
4.2.4 วงจรทำการคูณสัญญาณ

วงจรทำการคูณสัญญาณ สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.34



รูปที่ 4.34 สัญลักษณ์ของวงจรทำการคูณสัญญาณ

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

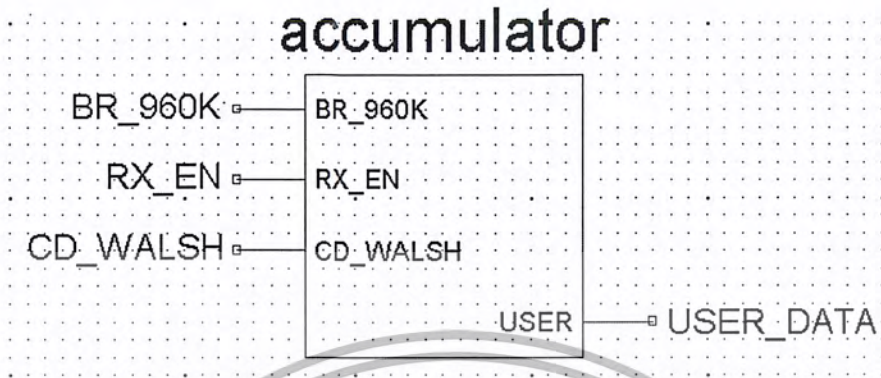


รูปที่ 4.35 ผลการจำลองการทำงานของวงจรทำการคูณสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

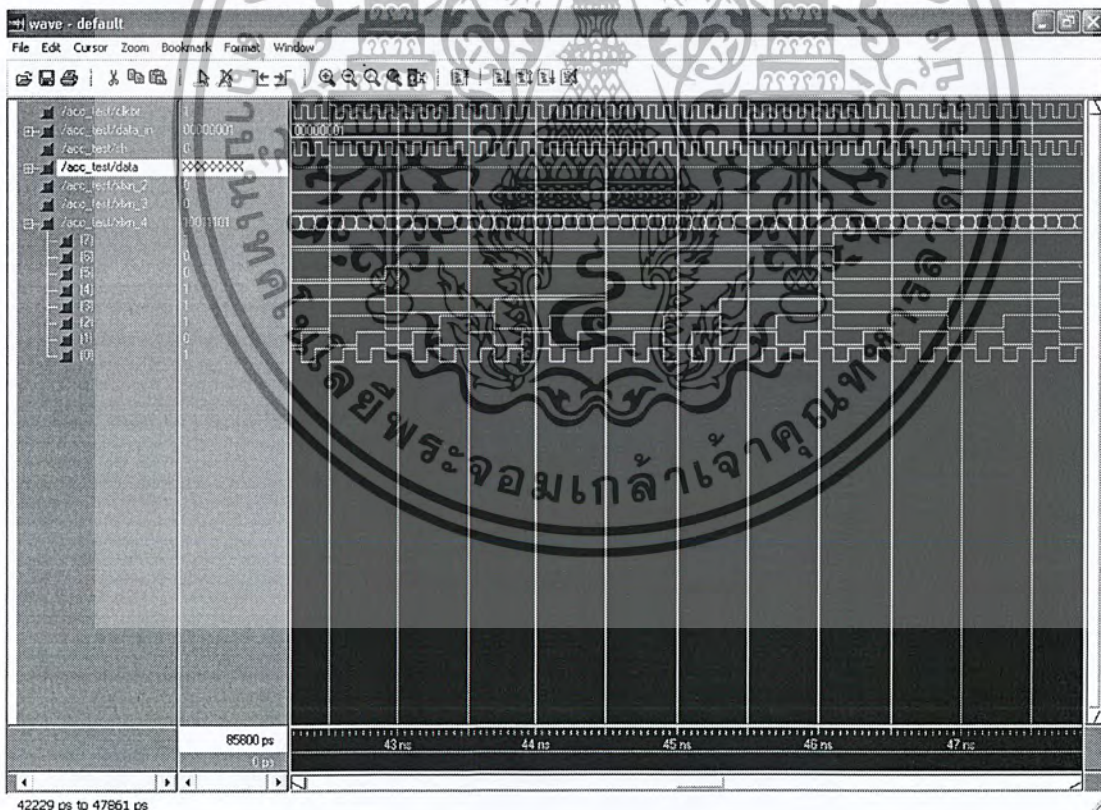
4.2.5 วงจรบวกสะสมค่า

วงจรบวกสะสมค่า สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.36



รูปที่ 4.36 สัญลักษณ์ของวงจรบวกสะสมค่า

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

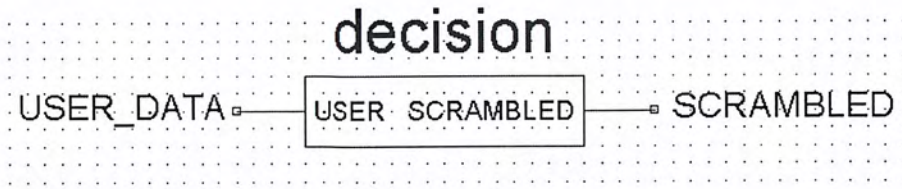


รูปที่ 4.37 ผลการจำลองการทำงานของวงจรบวกสะสมค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

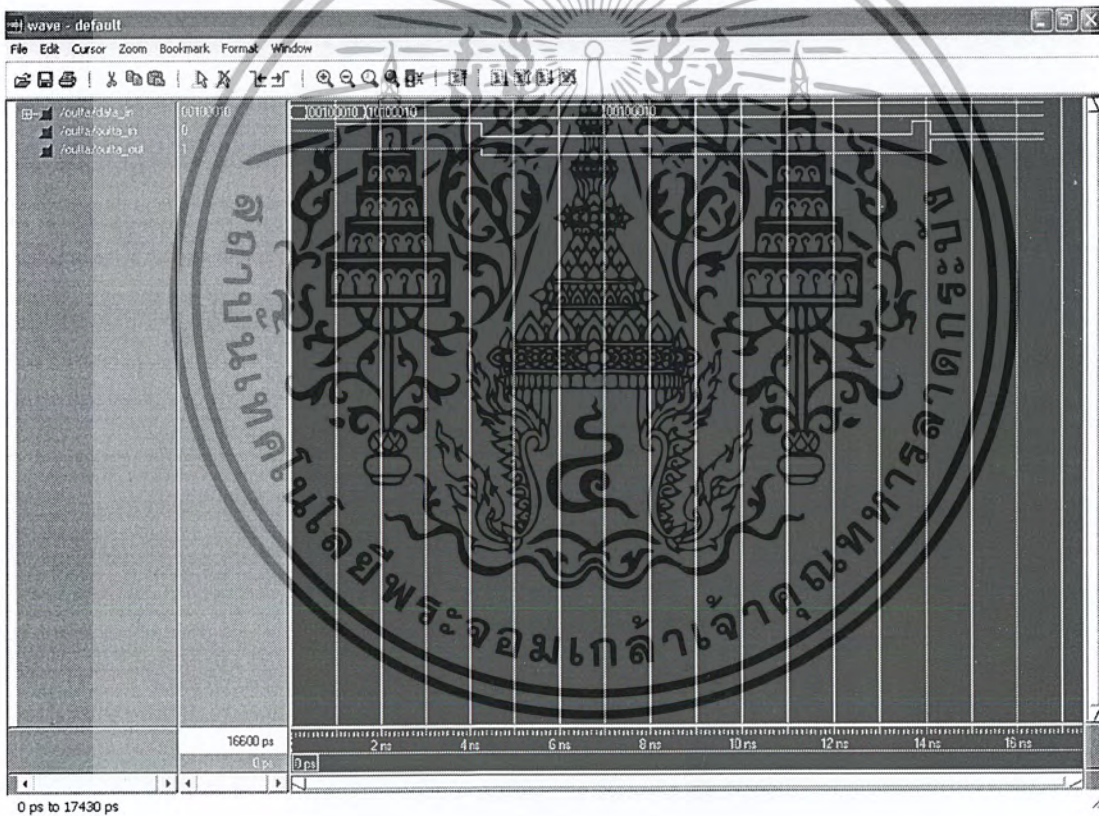
4.2.6 วงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก

วงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.38



รูปที่ 4.38 สัญลักษณ์ของวงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก

จากโปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการจำลองการทำงาน (Simulation) ได้ดังนี้

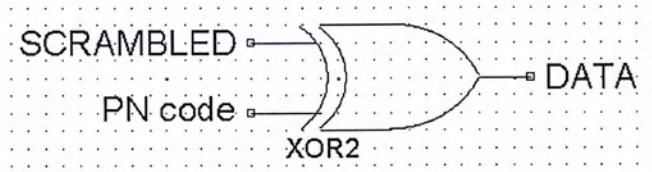


รูปที่ 4.39 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตัดสินใจสัญญาณลอจิก

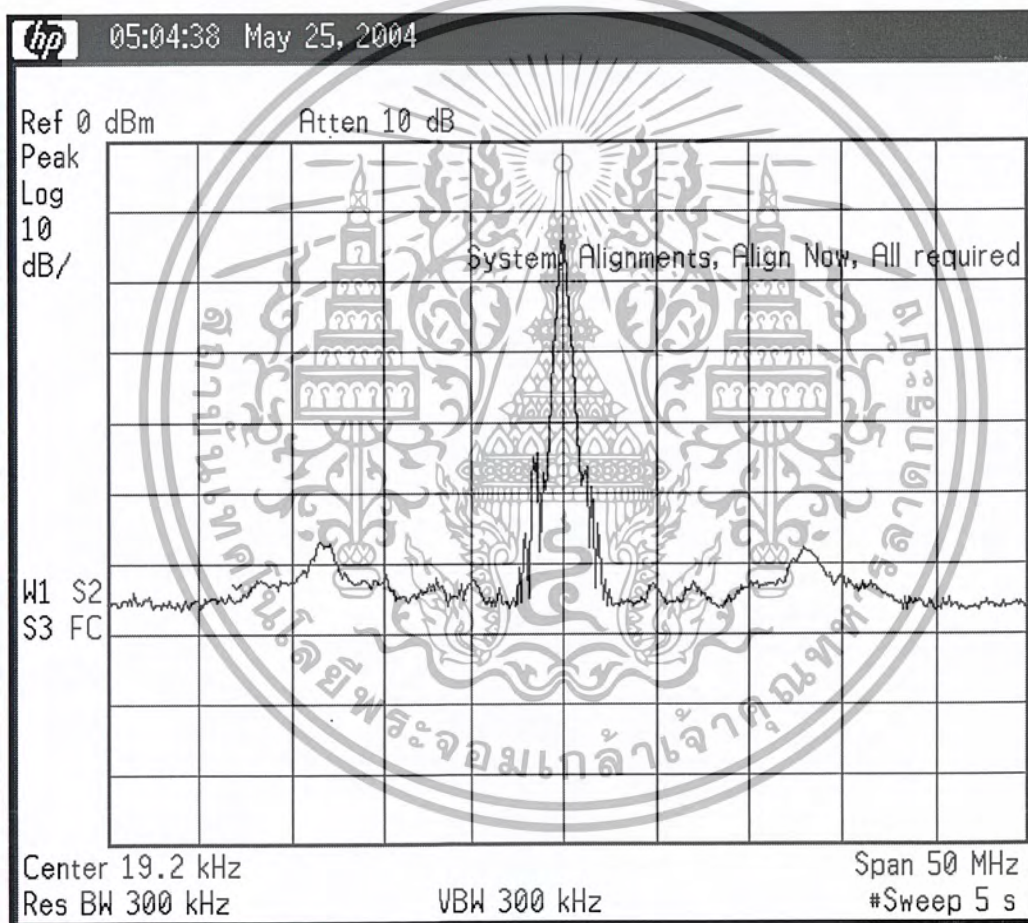
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.7 วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled

วงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled สามารถเขียนโปรแกรมที่สามารถสังเคราะห์เป็นอุปกรณ์ที่มีสัญลักษณ์ (Symbol) ได้มีลักษณะดังรูปที่ 4.40

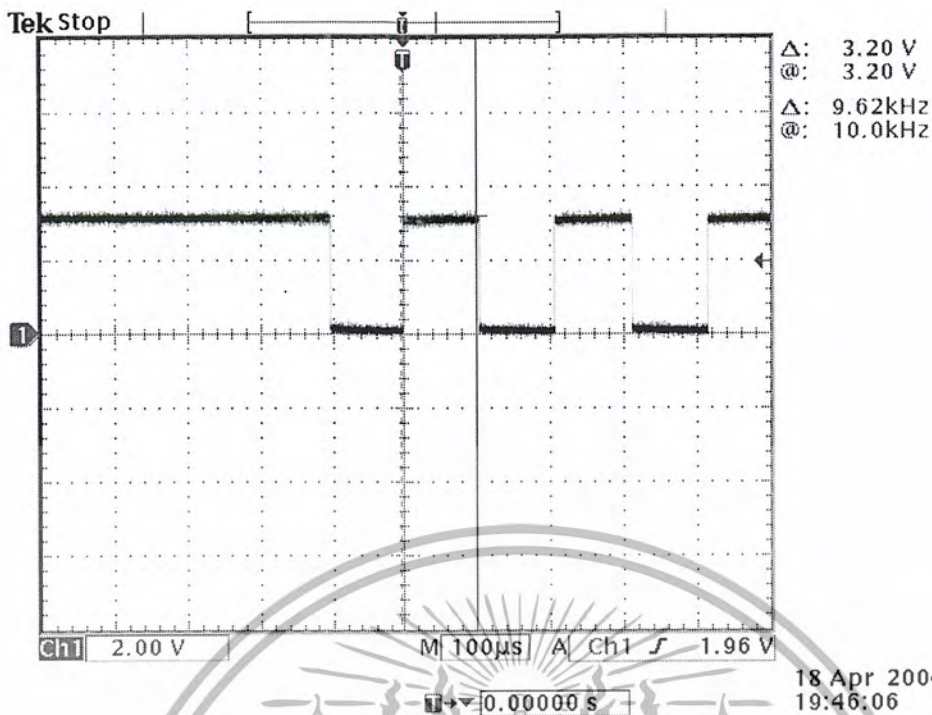


รูปที่ 4.40 สัญลักษณ์ของวงจรถอดรหัสสัญญาณข้อมูลแบบ Scrambled



รูปที่ 4.41 สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่ผ่านการดีสเพรคสเปกตรัม

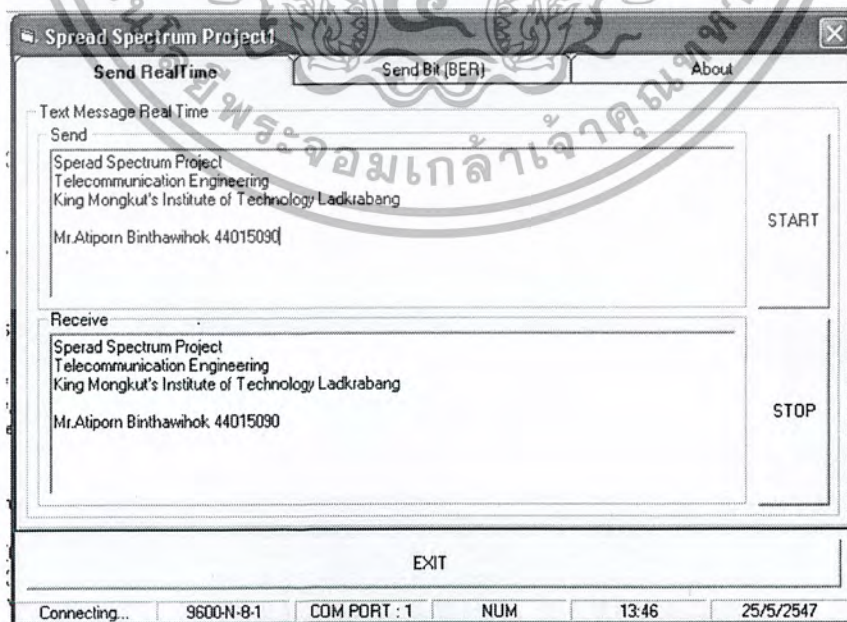
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.42 สัญญาณข้อมูลที่ผ่านมาการดีสเพรสเปกตรัม

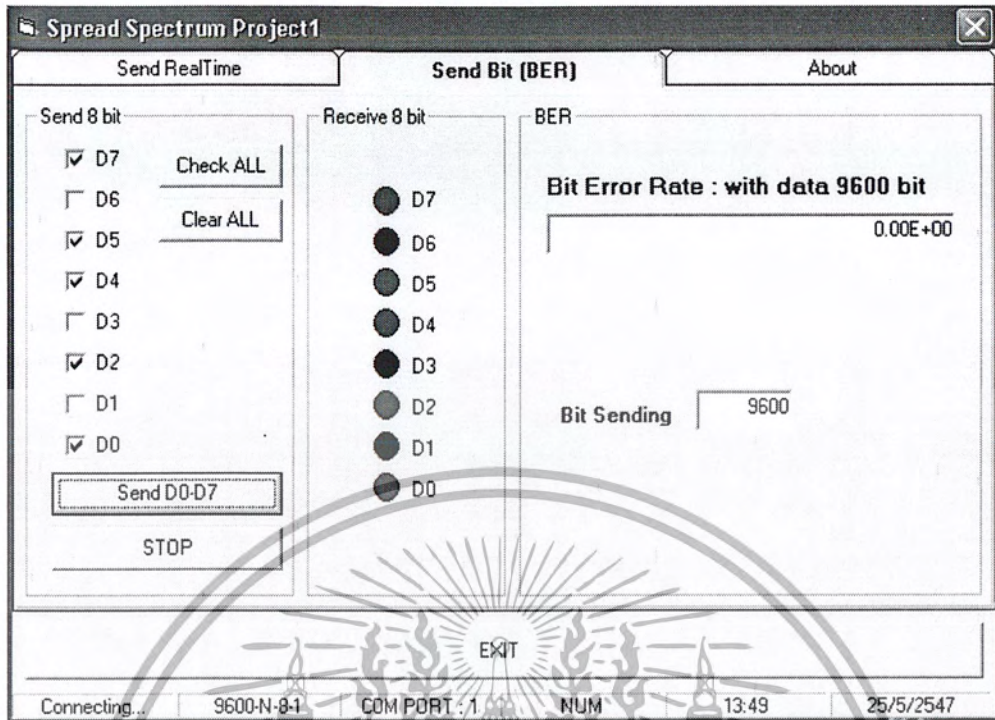
4.2.8 การทดสอบอุปกรณ์เอฟพีเจอี

การทดสอบอุปกรณ์เอฟพีเจอีที่ทำงานการสเปกตรัมสัญญาณได้ทำการออกแบบด้วยโปรแกรม Visual Basic ซึ่งมีการทำงานสองโหมดด้วยกันคือ โหมดที่ส่งข้อมูลทาง Serial Port แบบเป็นส่งข้อมูลตามเวลาจริง และอีกแบบคือ การส่งข้อมูลเพื่อทดสอบ การเกิดการผิดพลาดของข้อมูล



รูปที่ 4.43 ผลการทำงานของโหมดการรับส่งข้อมูลตามเวลาจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.44 ผลการทำงานของโหมดการวัดอัตราการผลิตผลของข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

การทำงานของวงจรเครื่องรับเครื่องส่งสเปกตรัมได้เน้นการทำงานของระบบสเปกตรัมสัญญาณข้อมูล และทำการกู้ข้อมูลเดิมกลับมา ในการออกแบบได้ออกแบบในส่วนของการสเปกตรัมสัญญาณข้อมูล และการรวมสัญญาณแบบ Direct Sequence Multiple Access โดยหลีกเลี่ยงการคูณสัญญาณซึ่งทำให้ ประสิทธิภาพยกลงไปมาก

ในการออกแบบวงจรในส่วนที่เป็นการสร้างสัญญาณรหัสขึ้นมาประกอบด้วย pseudo random code และ orthogonal code ซึ่งในที่นี้จะอ้างอิงมาตรฐาน IS 95A ก็มี short pn code, long pn code และ walsh Code ในส่วนการพัฒนาโครงงานประสบปัญหาในการกู้สัญญาณนาฬิกาของระบบซึ่งยังทำการออกแบบได้ไม่ดีพอ ทำให้การทำงานของสัญญาณรหัสที่สร้างนี้ไม่สามารถใช้งานได้จริงซึ่งในส่วนการจะนำไปพัฒนาต่อนั้นควรทำการออกแบบการแทรกสัญญาณซึ่งหัวใจสำคัญอยู่ที่การออกแบบวงจรที่รวมทั้งออกแบวงจรมอดูเลตสัญญาณแบบดิจิทัลและการเข้ารหัสสัญญาณเพื่อป้องกันการผิดพลาดของข้อมูลต่อไป



กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดีด้วยได้รับความช่วยเหลือ และชี้แนะจากหลายท่าน ผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์อัครพล ตรีรัตน์ ที่ให้คำปรึกษาและความช่วยเหลือด้านข้อมูลและอุปกรณ์ในการทำโครงการ ขอขอบคุณ อาจารย์สรวิวัฒน์ ชิวปรีชา ที่ให้คำปรึกษาและให้ความช่วยเหลือในด้านการใช้งานเอฟพีจีเอ และเอกสารตลอดจนถึงแนวความคิดสำหรับการพัฒนาในการทำโครงการขอขอบคุณ อาจารย์สมยศ จุณณะปิยะ ที่ให้ความช่วยเหลือด้านข้อมูลและตำราต่างๆ มาโดยตลอด และสุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คุณ มณียา แสงจันทร์ ที่ให้ความช่วยเหลือเรื่องงานเอกสาร ผู้เขียนพึงระลึกอยู่เสมอว่ารายงานฉบับนี้จะไม่สำเร็จลงได้เลย หากขาดความช่วยเหลือจากทุกท่านจึงขอขอบพระคุณมาอย่างสูง



นายกาสกกล แก้วนุกุล

นายสมเดช บัวตะมะ

นายอติพร บินทวิหค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] พิพัฒน์ ตราเกียรติกุล, “การวิเคราะห์สมรรถนะของ MS DS-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณแบบ NAKAGAMI โดยใช้ผลลัพธ์เชิงเลข”, วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขา วิศวกรรมไฟฟ้า
- [2] ตัญฉกร วุฒิสัทกุลกิจ, “หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่”, สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- [3] Bernard Sklar, “Digital Communications Fundamentals and Application”, Communication Engineering Services, Tarzana, California and University of California, Los Angeles
- [4] Andrew J.Viterbi, “CDMA Principles of Spread Spectrum Communication”, Addison-Wesly Publishing Company
- [5] Robert C.Dixon, “Spread Spectrum Systems with Commercial Application”, A Wiley-Inter Science Publication
- [6] Peter J.Ashenden, “The Designer’s Guide to VHDL”, Morgan Kaufmann Publishers
- [7] Weng Fook Lee, “VHDL Coding and Logic Synthesis with Synopsys”, Academic Press
- [8] James R.Armstrong, F.Gail Gray, “VHDL Design Representation and Synthesis”, Prentice Hall
- [9] Jhong Sam Lee, Leonard E.Miller, “CDMA Systems Engineering Handbook”, Artech House

