

เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน VHF
VHF Band Radio Fading Simulator



๗๖๖

โดย

นายภัทรารุณี ทองศรี

นายมานิตย์ ศรีสหัส

เลขหม.....

เลขทะเบียน..... 37118

วัน, เดือน, ปี..... 4 ก.ย. 2543

ปฏิญานีพจน์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน VHF

VHF Band Radio Fading Simulator

ชื่อนักศึกษา นายภัทรวุฒิ ทองศรี
นายมานิตย์ ศรีสหัส

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ดลชัย สุขเจริญผล

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา 2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาด
กระบัง อนุมัติให้นำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรม
ศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

..... กรรมการ

()

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและตั้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน VHF

โดย 1. นายภัทราวุฒิ ทองศรี รหัส 41012068
2. นายมานิตย์ ศรีสหัส รหัส 41012069

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ดลชัย สุขเจริญผล
ปีการศึกษา 2542
บทคัดย่อ

วัตถุประสงค์ของโครงการนี้ ก็เพื่อที่จะออกแบบและสร้างเครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุในย่านความถี่ VHF สำหรับใช้ในการจำลองการจางหายของสัญญาณโมบายล์ โดยจะเน้นไปที่การจำลองการจางหายเนื่องจากปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์ที่มีอิทธิพลต่อความถี่ของคลื่นพาห์ของสัญญาณที่ส่งและการลดคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ เมื่อเครื่องรับถูกติดตั้งอยู่ที่รถยนต์ โดยการให้กำเนิดสัญญาณการจางหายจะใช้วิธีของ PN (Pseudo Noise) ซึ่งเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนน้อย, ค่าใช้จ่ายต่ำ, และง่ายต่อการปรับเปลี่ยนความถี่คอปเปอเรอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการโปรแกรมความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับทรานส์เวอร์ซอลฟิลเตอร์ที่ค่าต่าง ๆ โดยจะทำการออกแบบให้ความถี่คอปเปอเรอร์มีค่าสูงสุดที่ความถี่ 200 Hz ซึ่งจะสอดคล้องกับความเร็วของการเคลื่อนที่ของรถยนต์ที่ความเร็วเท่ากับ 200 km/hour การจำลองนี้สามารถที่จะช่วยลดขั้นตอนของการทดสอบเครื่องรับ TV Mobile และง่ายต่อการปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณโมบายล์ที่มีการลดคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ เนื่องจากผลของความถี่คอปเปอเรอร์ และจะแสดงผลของการทดสอบเหล่านี้ด้วยรูปภาพ

VHF Band Radio Fading Simulator

BY 1. MR. PHATARAWUT THONGSRI 41012068
 2. MR. MANIT SRISAHAS 41012069

ADVISER MR. DOLCHAI SOOKCHAROENPOL

ABSTRACT

The objective of project is to design and implementation of Radio wave fading simulator on VHF Band for simulation time varying channel (Mobile channel) and emphasis to Doppler effect (f_d) phenomenon. This frequency has directly effect to the center carrier of transmitted signal and degrade of the received signal when that receiver installed in the car. The method of fading signal generator is "PN (Pseudo noise)" method. Which it have low, complexity, low price and easy to change the doppler frequency which programmable at clock frequency of transversal filter. We are design the maximum doppler frequency at 200 Hz which correspond to the vehicle moving at velocity is 200 Hz/hour. This simulator can reduce a step for test the TV. mobile receiver and it easy to step the parameter of mobile channel for demonstration of received signal degrade due to doppler frequency effect and we are shows these tested signal with pictures.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ต้องขอกราบขอบพระคุณท่านอาจารย์
คณัช สุขเจริญผล ที่ได้ให้คำปรึกษา ดูแลเอาใจใส่ และยังได้รับความเอื้อเฟื้อในการให้ใช้เครื่อง
ต่างๆ และสถานที่ในการทดลองโครงการทดลองจนแล้วเสร็จ และขอขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนใน
ห้อง 2M ที่ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้กันเสมอมา

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะสมบูรณ์ไม่ได้หากมิได้รับปัจจัยทางทุนทรัพย์จาก คุณพ่อ คุณแม่
ที่ได้ให้ความอุปการะและสนับสนุนเงินทุนในการศึกษาตลอดจนประสบผลสำเร็จ

ขอกราบขอบพระคุณทุกท่าน

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ	หน้า
แนวความคิดและความเป็นมา	1
จุดประสงค์ของโครงการ	2
ขอบเขตโครงการ	2
ผลกระทบต่อห้องสัญญาณที่ภาครับ	10

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทั่วไป

2.1 แบบจำลองการจางหายแบบต่าง ๆ ของการจางหายแบบเรย์เลห์	12
2.2 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางของวิทยุเคลื่อนที่	16
2.3 ชนิดของการจางหายขนาดเล็ก	24
2.4 การกระจายทางขนาดของสัญญาณแบบเรย์เลห์	30
2.5 โครงสร้างทางสถิติของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง	33
2.6 สัญญาณรบกวนแบบ White noise	40
2.7 การกำเนิดสัญญาณ PRBS	42
2.8 Doppler Filter	45
2.9 แบบจำลองการจางหายของเรย์เลห์ แบบ 2 เส้นทาง	51
2.10 การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห်	51
- ระบบ โคฮีเรนซ์และดิฟเฟอเรนเชียลโคฮีเรนซ์ของ QPSK	54
- การเข้ารหัสและการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล –QPSK/OK-QPSK	61
- สเปกตรัมและประสิทธิภาพสเปกตรัมของ โมเด็มแบบ QPSK	64
- ประสิทธิภาพสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบต่าง ๆ	67
- เทคนิคการมอดูเลตแบบ $\pi/4$ -DQPSK	69
- โครงสร้างของเครื่องส่งแบบ $\pi/4$ -DQPSK	69

บทที่ 3 การออกแบบ

3.1 วงจร PRBS (Pseudo random Binary Sequence)	73
3.2 วงจรทรานส์เวอร์ซอล ฟิลเตอร์ (Transversal Filter)	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3	วงจรเลื่อนเฟสของคี่พหุ	81
3.4	วงจร Time multiplier	82

บทที่ 4 การจำลองด้วย Matlab

4.1	การจำลองการจางหายแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง 2 ทิศทาง	84
	- ผลการจำลองด้วย Matlab	84
	- สรุปผลการจำลองด้วย Matlab	88
4.2	การจำลองเมื่อเกิดการจางหายแบบมัลติพาทกับ QPSK Modem	89
	- ผลการจำลองด้วย Matlab	90
	- สรุปผลการจำลองด้วย Matlab	104

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง

5.1	แสดงการวัดเมื่อเกิดการจางกับอะนาล็อกมอด	106
5.2	แสดงการวัดเมื่อเกิดการจางกับดิจิตอลมอด BPSK	111

บทที่ 6 สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก

- ก. วงจร
- ข. โปรแกรมที่ใช้ในการจำลอง
 - โปรแกรม 1. จำลองการจางหายแบบมัลติพาทเฟดดิ้ง 2 เส้นทาง
 - โปรแกรม 2. จำลองเมื่อเกิดการจางหายแบบมัลติพาทกับ QPSK Modem
- ค. DATA SHEET

สารบัญรูป

บทที่ 1 บทนำ	หน้า
รูปที่ 1.1 การเลื่อนไปของความถี่เนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์	3
รูปที่ 1.2 คลื่นที่เดินทางมาถึงเครื่องรับจากหลายทิศทาง	4
รูปที่ 1.3 กำลังของสัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเดินทางมาถึงเครื่องรับในเวลาที่แตกต่างกัน	4
รูปที่ 1.4 บล๊อคไดอะแกรมของสัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย	7
รูปที่ 1.5 การเกิดการจางหายแบบมัลติพาท 2 เส้นทาง	7
รูปที่ 1.6 สัญญาณที่เครื่องส่งขณะไม่มีการจางหายของสัญญาณ	8
รูปที่ 1.7 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรง(direct path) เมื่อเกิดดอปเปลอร์	8
รูปที่ 1.8 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางสะท้อน(reflect path) เมื่อเกิดดอปเปลอร์	9
รูปที่ 1.9 ผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับระหว่างทิศทางตรงและทิศทางสะท้อน	9
รูปที่ 1.10 บล๊อคไดอะแกรมของปริยญาณิพนธ์	11
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทั่วไป	
รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยการใช้วิธีมัลติโตน	13
รูปที่ 2.2 แสดงแบบจำลองการจางหายด้วยวิธีพีเอ็น	14
รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้การทบทวนฟังก์ชัน	16
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของการหน่วงเวลาของ Transmitted Signal ใน Mobile channel เนื่องจากมัลติพาท	17
รูปที่ 2.5 โพรไฟล์ความล่าช้าของการกระจายกว้างของกำลังงาน	21
รูปที่ 2.6 ชนิดของการจางหายขนาดเล็ก	24
รูปที่ 2.7 คุณลักษณะของการจางหายแบบแฟลท	25
รูปที่ 2.8 คุณลักษณะช่องสัญญาณที่จางหายเนื่องจากการคูดกลืนความถี่	27
รูปที่ 2.9 ชนิดของการจางหายที่ถูกทดลอง	29
รูปที่ 2.10 เอนวะโลปของการจางหายแบบเรย์เลห์ ที่ความถี่ 900MHz	31
รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น(pdf) แบบเรย์เลห์	32
รูปที่ 2.12 แสดงการรวมการกระจายสำหรับการวัดการจางหายขนาดเล็ก	33

	หน้า
รูปที่ 2.13 แสดงระนาบของคลื่นที่เดินทางมาถึงที่แองเกิลแรนดอม	34
รูปที่ 2.14 สเปกตรัมกำลังของความถี่คอปเปิลเลอร์ ขณะแคเรียร์ CW ไม่ถูกมอดคูเลท	39
รูปที่ 2.15 เมสแบนด์ความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังของสัญญาณคอปเปิลเลอร์ หลังจากที่มีการดีเทค เอนวะ โลบ	40
รูปที่ 2.16 การต่อ Shift Register	43
รูปที่ 2.17 การแสดงระบบในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่	48
รูปที่ 2.18 Tapped-Delay-Line (Transversal) Filter	49
รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองการจางหายเรย์เลห์ชนิด 2 ทิศทาง	51
รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นของกรณีสัญญาณ PSK แบบ 2 ระดับ	52
รูปที่ 2.21 การจัดตำแหน่งสัญญาณของสัญญาณ 4-PSK และ 16-PSK	52
รูปที่ 2.22 บล็อกไดอะแกรมของการมอดคูเลทแบบ QAM และการจัดตำแหน่งของสัญญาณ	53
รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะของบล็อกไดอะแกรมของโคฮีเรนซ์ BPSK	56
รูปที่ 2.24 แสดงการเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียล BPSK ของ DEBPSK และ DBPSK	56
รูปที่ 2.25 ระบบ QPSK	57
รูปที่ 2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านภาครับของ QPSK	59
รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมแสดงการมอดคูเลทแบบ QPSK และ OKQPSK ในระบบซิงโครนัส	60
รูปที่ 2.28 การเข้ารหัสที่มอดคูเลเตอร์ และการถอดรหัสที่ดีมอดคูเลเตอร์	61
รูปที่ 2.29 แสดงหลักการดีมอดคูเลชันแบบดิฟเฟอเรนเชียล	64
รูปที่ 2.30 สเปกตรัมของการมอดแบบ QPSK	65
รูปที่ 2.31 ความหนาแน่นของกำลังที่ยังไม่ถูกฟิลเตอร์	66
รูปที่ 2.32 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ $\pi/4$ -DQPSK และ $\pi/4$ -QPSK	69
รูปที่ 2.33 แสดงคอนสเทลเลชันไดอะแกรมของสัญญาณ $\pi/4$ -DQPSK	71

บทที่ 3 การออกแบบ

รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของปริญาณิพนธ์	72
--	----

รูปที่ 3.2	แสดงโครงสร้างของ ทรานส์เวอร์ซอล ฟิลเตอร์ (Transversal Filter)	73
รูปที่ 3.3	สเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัล	75
รูปที่ 3.4	วงจรรวมสัญญาณ (Summing Amp)	79
รูปที่ 3.5 a)	แสดงวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) อันดับที่ 2	80
	b) แสดง frequency Response ของวงจร LPF	80
รูปที่ 3.6	แสดงวงจร ShiftPhase 90°	81
รูปที่ 3.7	แสดงโครงสร้างของ IC SAR - 1	83
รูปที่ 3.8	แสดงการใช้งาน IC SAR - 1 (Balance Mod) ในโครงงานนี้	83
บทที่ 4 การจำลองด้วย Matlab		
รูปที่ 4.1	สัญญาณที่เครื่องส่งมาเมื่อยังไม่เกิดความถี่คอปเปอเรอร์	84
รูปที่ 4.2	สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงเมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ 100 Hz	85
รูปที่ 4.3	สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางสะท้อน เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ 100 Hz	85
รูปที่ 4.4	ผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงกับทิศทางสะท้อน เมื่อเกิด ความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ 100 Hz	86
รูปที่ 4.5	สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงเมื่อเกิด ความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ -100 Hz	86
รูปที่ 4.6	สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางสะท้อนเมื่อ เกิดความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ -100 Hz	87
รูปที่ 4.7	ผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงกับทิศทางสะท้อน เกิดความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ -100 Hz	87
รูปที่ 4.8	บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองการเกิดการจางหาย แบบมัลติพาทกับ QPSK Modem	88
รูปที่ 4.9	สัญญาณดิจิทัลแบบสเตนดาร์ดที่เครื่องส่ง	90
รูปที่ 4.10	สัญญาณคลื่นพาห้ $f_{c1}(t)$ และ $f_{c2}(t)$	90
รูปที่ 4.11	สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ $f_{c1}(t)$ และ $f_{c2}(t)$	91
รูปที่ 4.12	สัญญาณดิจิทัลแบบสเตนดาร์ดคูณกับสัญญาณคลื่นพาห้	91

	หน้า
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณ $S_I(t)$ และ $S_Q(t)$	92
รูปที่ 4.14 สัญญาณ $S_T(t)$ และสเปกตรัม	92
รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม ของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 0 Hz	93
รูปที่ 4.16 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้ เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 0 Hz	93
รูปที่ 4.17 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องส่ง	94
รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม ของ สัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 20 Hz	94
รูปที่ 4.19 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อ เกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 20 Hz	95
รูปที่ 4.20 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องส่ง	95
รูปที่ 4.21 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม ของ สัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz	96
รูปที่ 4.22 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้ เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 40 Hz	96
รูปที่ 4.23 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องส่ง	97
รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม ของ สัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 60 Hz	97
รูปที่ 4.25 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อ เกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 60 Hz	98
รูปที่ 4.26 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องส่ง	98
รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม ของ สัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 80 Hz	99
รูปที่ 4.28 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อ เกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 80 Hz	99
รูปที่ 4.29 สัญญาณดิจิทัลออสซิลโลสโคปแบนด์ที่เครื่องส่ง	100

รูปที่ 4.30	เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 100 Hz	100
รูปที่ 4.31	สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 100 Hz	101
รูปที่ 4.32	สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง	101
รูปที่ 4.33	เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 150 Hz	102
รูปที่ 4.34	สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 150 Hz	102
รูปที่ 4.35	สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง	103
รูปที่ 4.36	เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz	103
รูปที่ 4.37	สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 200 Hz	104

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 5.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมทั้งหมดที่จะทำการวัด	105
รูปที่ 5.2	แสดงการทดลองและการวัดผลจริง	105
รูปที่ 5.3	สัญญาณจุดที่ 1 เมื่อป้อนอินพุทเป็นสัญญาณไซน์ที่ความถี่ 300MHz	106
รูปที่ 5.4	แสดงสัญญาณจุดที่ 2 คือสัญญาณของคลื่นพาห์ f_{c1} ที่ความถี่ 4MHz	107
รูปที่ 5.5	แสดงสัญญาณจุดที่ 3 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 1 มอดูเลทกับสัญญาณจุดที่ 2	108
รูปที่ 5.6	แสดงสัญญาณจุดที่ 4 คือสัญญาณคลื่นพาห์ f_{c2} ที่ความถี่ 51.8 MHz	109
รูปที่ 5.7	แสดงสัญญาณจุดที่ 5 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 3 มอดูเลทกับสัญญาณจุดที่ 4	109
รูปที่ 5.8	แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหายเมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 100Hz	110
รูปที่ 5.9	แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหายเมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 200Hz	110

	หน้า
รูปที่ 5.10 สัญญาณจุดที่ 1 เมื่อป้อนอินพุทเป็นสัญญาณดิจิทัลอพลเบสแบนด์ (NRZ) bit rate = 1MHz	111
รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณจุดที่ 2 คือสัญญาณของคลื่นพาห้ f_{c1} ที่ความถี่ 4MHz	112
รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณจุดที่ 3 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 1 มอดคูเลทกับ สัญญาณจุดที่ 2	113
รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณจุดที่ 4 คือสัญญาณคลื่นพาห้ f_{c2} ที่ความถี่ 51.8 MHz	114
รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณจุดที่ 5 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 3 มอดคูเลทกับสัญญาณจุดที่ 4	115
รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหาย เมื่อความถี่คอปเปิลอร์เท่ากับ 100Hz	115
รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหาย เมื่อความถี่คอปเปิลอร์เท่ากับ 200Hz	116

สารบัญตาราง

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทั่วไป	หน้า
ตารางที่ 2.1 แสดงค่าที่ถูกวัดชนิดของการกระจายกว้างของความล่าช้า	20
ตารางที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างสมการ Primitive Polynomial กับ Degree	43
ตารางที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนจิวรีรีจิสเตอร์กับ ตำแหน่งที่ทำการเทพออกมา	44
ตารางที่ 2.4 ตัวอย่างของการมอดแบบต่าง ๆ	55
ตารางที่ 2.5 แถบความถี่ที่น้อยที่สุดของรูปแบบการมอดคูลเททแบบต่าง ๆ	67
ตารางที่ 2.6 สรุปข้อแตกต่างของการมอดคูลเททแบบต่าง ๆ	68
ตารางที่ 2.7 การเปลี่ยนแปลงเฟสของ $\pi/4$ -DQPSK	69
บทที่ 3 การออกแบบ	
ตารางที่ 3.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์และความค้ำานทานที่ค่า n ต่าง ๆ	78

บทที่ 1

บทนำ

แนวความคิดและความเป็นมา

ระบบสื่อสารในปัจจุบันได้มีการขยายตัวอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะระบบสื่อสารไร้สายทั้งแบบแบนด์แคบ (Narrow Band) เช่น Voice Mobile Radio ; Pager Radio และแบบแบนด์กว้าง (Wide Band) เช่น A.T.M (Asynchronous Transfer Mode) ; Digital Television Transmission System ซึ่งก็ใช้หลักการของการส่งข้อมูลจากด้านกำเนิด (Transmitter) ไปยังผู้รับ (Receiver) ที่ใช้สายส่งเป็นศูนย์กลางในการสื่อสาร หรือ ระบบไร้สาย (Wireless Radio Systems) โดยเป้าหมายของผู้รับจะอยู่กับที่ เช่น ที่บ้านพัก , Office , Super market เป็นต้น ซึ่งสัญญาณที่รับได้จะลดคุณภาพลงเนื่องจาก

- A.W.G.N (Additive White Gaussian Noise)
- การลดทอนของสัญญาณวิทยุ (Propagation loss) โดยเฉพาะ direct path loss
- สายส่งสัญญาณ (Transmission lone loss)

ซึ่งเป็นสาเหตุใหญ่ แต่ในปัจจุบันและในอนาคตการสื่อสารแบบไร้สายจะเข้าไปมีบทบาทการสื่อสารในการให้บริการข่าวสารต่างๆ ในกลุ่มของผู้ใช้ยานพาหนะในขณะเคลื่อนที่ ซึ่งปัญหาหลักของการลดคุณภาพของสัญญาณ ก็คือ

- ปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ (Doppler effect)
- การสะท้อนหลายทิศทาง (Multipath)
- การล่าช้า (Delay)

เนื่องจากการที่จะศึกษาถึงเรื่องดังกล่าวนั้น หากทำการศึกษาจากสถานะการณ์จริง (ภาคสนาม) นั้นอาจทำได้ยากและให้ผลที่ไม่แน่นอน ในกรณีที่ต้องการทำซ้ำๆ กัน ทั้งนี้ก็เนื่องจากเราไม่สามารถที่จะควบคุมปัจจัยที่เกิดจากธรรมชาติได้ และยังทำให้เสียเวลาตลอดจนค่าใช้จ่ายจำนวนมากด้วย ดังนั้นเพื่อลดปัญหาดังกล่าวจึงได้เกิดโครงการนี้ขึ้นมา

จุดประสงค์ของโครงการ

- 1) เพื่อศึกษาผลกระทบของการเกิดการจางหาย ของสัญญาณว่ามีผลกระทบต่อสัญญาณที่รับได้อย่างไร
- 2) สามารถนำเครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณ ไปประยุกต์ใช้งานได้
- 3) เป็นแนวทางในการจำลองการเกิดการจางหายของสัญญาณในรูปแบบอื่นได้

ขอบเขตโครงการ

- 1) จำลองการจางหายของสัญญาณเนื่องจากการเคลื่อนที่ของภาครับบนรถยนต์หรือการจางหายเนื่องจากคอปเปิลเลอร์ (Doppler Fading)
- 2) จำลองการจางหายแบบหลายทิศทาง (multi - path fading) เมื่อจำนวนทิศทาง (path) เท่ากับ 2 เส้นทาง
- 3) แสดงผลการจำลองด้วยโปรแกรม Matlab
- 4) แสดงผลการทดสอบด้วย QPSK Modem และวัดแพทเทิร์นรูปดวงตา (Eye Pattern Diagram) , สเปกตรัมการจางหาย (Fading Spectrum) , และเฟคคิงเอนอะ โลบ

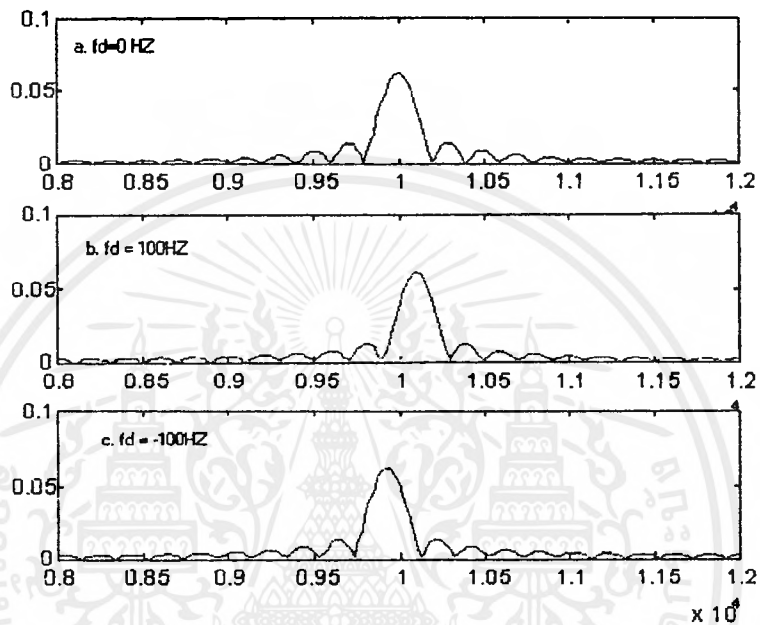
ในช่วงแรกเราจะพิจารณาถึงปรากฏการณ์การเกิดคอปเปิลเลอร์ ซึ่งคอปเปิลเลอร์ก็คือ การที่ผู้ส่งกด (ผู้รับ) ได้รับความถี่จากแหล่งกำเนิดคลื่นที่แตกต่างไปจากเดิมขณะที่เครื่องรับมีการเคลื่อนที่ เช่น กรณีที่มีการรับ - ส่งสัญญาณขณะที่อยู่บนรถยนต์ ซึ่งจะเกิดการเลื่อนของความถี่คลื่นพาห่นี้ เราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$fd = \frac{v \cdot fc}{c} \cos \theta \quad (1.1)$$

*เป็นคอปเปิลเลอร์เนื่องจากคลื่นเพียงทิศทางเดียว

เมื่อ	f_d	คือความถี่คอปเปิลเลอร์ (Hz)
	f_c	คือความถี่ของคลื่นพาห้(Hz)
	v	คือความเร็วของยานพาหนะ (m/s)
	c	คือความเร็วแสง (3×10^8 m/s)
	θ	คือมุมระหว่างเสาอากาศของเครื่องรับกับเครื่องส่ง (degree)

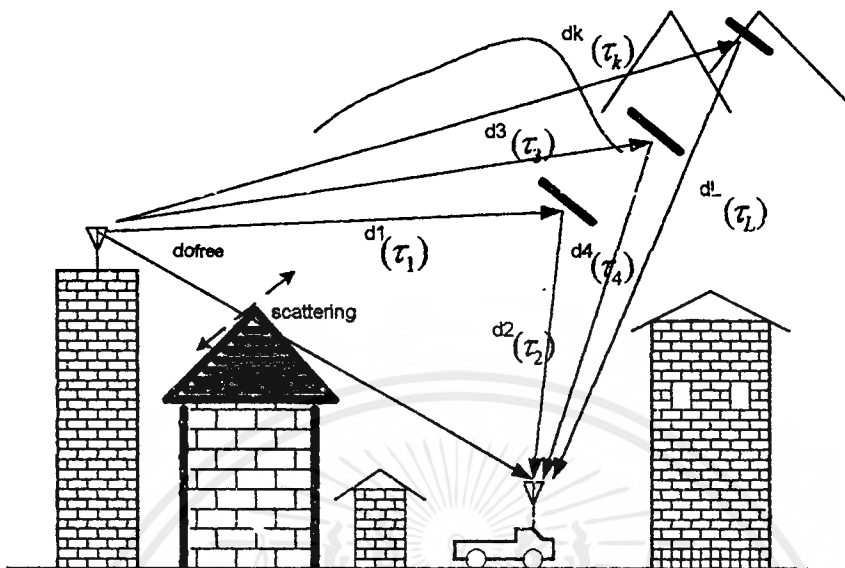
ซึ่งค่าความถี่คอปเปลอร์อาจจะเป็นค่าบวกหรือลบก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่ามีการเคลื่อนที่เข้าหรือออกจากสถานีส่ง กล่าวคือ เมื่อมีการเคลื่อนที่เข้าหาสถานีส่งค่าคอปเปลอร์จะเป็นค่าลบ และเมื่อมีการเคลื่อนที่ออกจากสถานีส่งค่าคอปเปลอร์จะเป็นบวก ซึ่งเราสามารถแสดงรูปสเปกตรัมได้ดังนี้



รูปที่ 1.1 การเคลื่อนไปของความถี่เนื่องจากปรากฏการณ์คอปเปลอร์

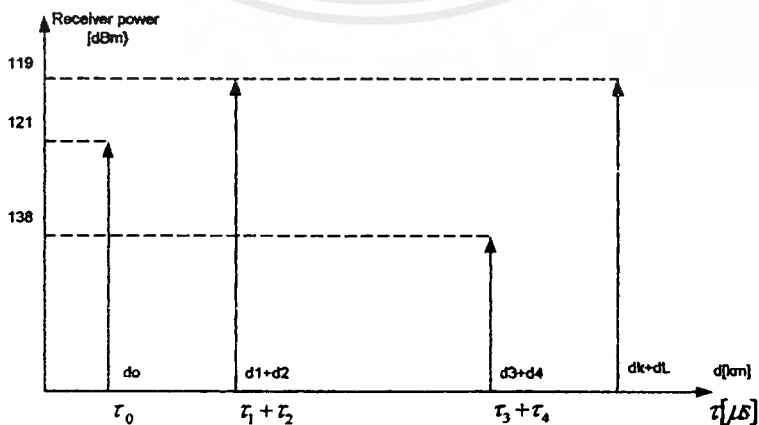
- a. เมื่อความถี่คอปเปลอร์เท่ากับ 0 Hz
- b. เมื่อความถี่คอปเปลอร์เป็นบวก
- c. เมื่อความถี่คอปเปลอร์เป็นลบ

จากรูปจะพบว่า จะเกิดการเคลื่อนไปของความถี่ของคลื่นพาห้ซึ่งเป็นผลจากทิศทางระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่ง นอกจากนั้นยังพบต่อไปอีกว่า ในบางครั้งจะรับสัญญาณได้แรงกว่าปกติ แต่บางครั้งแทบจะรับสัญญาณไม่ได้เลย ทั้งนี้ก็เนื่องจากว่า ในความเป็นจริงแล้ว โดยเฉพาะเงื่อนไขที่ไม่เป็น ไลน์ออฟไซท์ (Non Line-Of-Sight : NLOS) เนื่องจากความแตกต่างกันระหว่างความสูงของเสาอากาศเครื่องรับกับเครื่องส่ง ดังนั้นจึงทำให้สัญญาณที่รับได้มาจากหลายทิศทาง เพราะคุณสมบัติของคลื่นที่มีการสะท้อน, มีการหักเห ได้นั่นเอง ซึ่งทำให้คลื่นที่เดินทางมายังเครื่องรับไม่ได้มีเฉพาะคลื่นตรง (Direct Wave) เท่านั้น แต่ยังมีคลื่นสะท้อนอีก จะแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 1.2 คลื่นที่เดินทางมาถึงเครื่องรับจากหลายทิศทาง

จากรูปจะพบว่าคลื่นที่เดินทางมาถึงยังเครื่องรับนั้นจะสะท้อนจากสิ่งกีดขวางต่าง ๆ เช่น อาคาร ซึ่งสิ่งกีดขวางในสภาพนี้เราเรียกว่าสภาพแวดล้อมภายนอก (out door) และสิ่งกีดขวางที่เป็นสภาพแวดล้อมภายนอกยังรวมไปถึงผู้คน ตลอดจนสิ่งที่กีดขวางที่เกิดตามธรรมชาติ เช่น ภูเขา ต้นไม้ เป็นต้น นอกจากสภาพแวดล้อมภายนอกแล้ว ยังมีสิ่งกีดขวางที่เป็นสภาพแวดล้อมภายใน (indoor) อีกด้วย ซึ่งจะเป็นจำพวก ผ้าม่าน เพดาน พื้น ตลอดจนพวก ฟอรันิเจอร์ต่าง ๆ ที่อยู่ภายในอาคารด้วย และเมื่อคลื่นเดินทางมาจากที่ต่างกัน ก็ส่งผลให้เวลาที่คลื่นเดินทางมายังเครื่องรับต่างกัน และทำให้เกิดการรวมกันทั้ง direct-path และ multi-path ของสัญญาณ แสดงดังรูป



รูปที่ 1.3 กำลังของสัญญาณที่เครื่องรับ เมื่อเดินทางมาถึงเครื่องรับในเวลาที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปข้างบน จะพบว่าเมื่อเกิดการรวมของสัญญาณที่รับได้และพิจารณาผลทางเฟสด้วย ซึ่งบางครั้งกำลังที่รับได้จะมีแอมพลิจูด(Amplitude)สูง แต่บางครั้งจะมี แอมพลิจูดต่ำกว่าปกติ ซึ่งกรณีที่มีแอมพลิจูดต่ำกว่าปกติเราเรียกสภาวะนี้ว่า “เกิดการจางหายของสัญญาณ แบบหลายทิศทาง (multi – path fading)”

ซึ่งเราสามารถแสดงการเกิดการจางหายของสัญญาณ แบบหลายทิศทาง (multi – path fading)

ด้วยสมการ ได้ดังนี้

สัญญาณที่เครื่องส่ง

$$S_T(t) = \text{Re}[m(t) \cdot \exp(j2\pi \cdot fc \cdot t)] \quad (1.2)$$

สัญญาณที่เครื่องรับ

$$S_R(t) = \text{Re}\left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot m(t) \cdot \exp[j2\pi(fc + fd \cdot \cos \theta_i) \cdot t + \phi_i] \right\} \quad (1.3)$$

จาก

$$\exp(j\theta) = \cos \theta + j \sin \theta \quad (1.4)$$

$$C(t) = C_I(t) + C_Q(t) \quad (1.5)$$

$$C_I(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot \cos(2\pi \cdot fd \cos \theta_i \cdot t + \phi_i) \quad (1.6)$$

$$C_Q(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot \sin(2\pi \cdot fd \cos \theta_i \cdot t + \phi_i) \quad (1.7)$$

$$\begin{aligned} \therefore S_R(t) &= \text{Re}\{[C_I(t) + C_Q(t)] \cdot [\cos(2\pi \cdot fc \cdot t) + j \sin(2\pi \cdot fc \cdot t)]\} \\ &= \text{Re}[C_I(t) \cdot \cos(2\pi \cdot fc \cdot t) + jC_Q(t) \cdot \cos(2\pi \cdot fc \cdot t) \\ &\quad + jC_I(t) \cdot \sin(2\pi \cdot fc \cdot t) - C_Q(t) \cdot \sin(2\pi \cdot fc \cdot t)] \end{aligned} \quad (1.8)$$

คิดเฉพาะค่า Re ให้ Im=0

$$\therefore S_R(t) = C_I(t) \cdot \cos(2\pi \cdot fc \cdot t) - C_Q(t) \cdot \sin(2\pi \cdot fc \cdot t) \quad (1.9)$$

แทนค่า $C_I(t)$ และ $C_Q(t)$ จะได้

$$\begin{aligned}
 S_R(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(2\pi \cdot fd \cdot \cos\theta_i t + \phi_i) \cdot \cos(2\pi \cdot fc t) \\
 &- \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \sin(2\pi \cdot fd \cdot \cos\theta_i t + \phi_i) \cdot \sin(2\pi fc t)
 \end{aligned} \tag{1.10}$$

สมมติให้

$$S_R(t) = A + B \tag{1.11}$$

$$\therefore A = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{A_i}{2} [\cos(2\pi \cdot fd \cdot t \cos\theta_i + \phi_i + 2\pi fc t) + \cos(2\pi \cdot fd \cdot t \cos\theta_i + \phi_i - 2\pi fc t)] \tag{1.12}$$

และ

$$\therefore B = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{A_i}{2} [\cos(2\pi \cdot fd \cdot t \cos\theta_i + \phi_i - 2\pi fc t) - \cos(2\pi \cdot fd \cdot t \cos\theta_i + \phi_i + 2\pi fc t)] \tag{1.13}$$

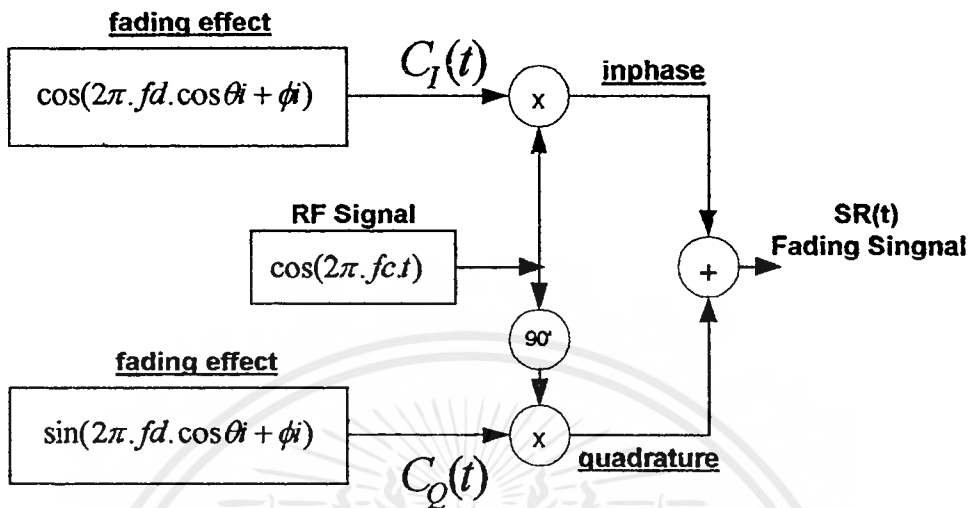
$$\therefore S_R(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(2\pi \cdot fd \cdot \cos\theta_i + \phi_i + 2\pi \cdot fc t) \tag{1.14}$$

จาก

$$\cos(x \pm y) = \cos x \cos y \mp \sin x \sin y$$

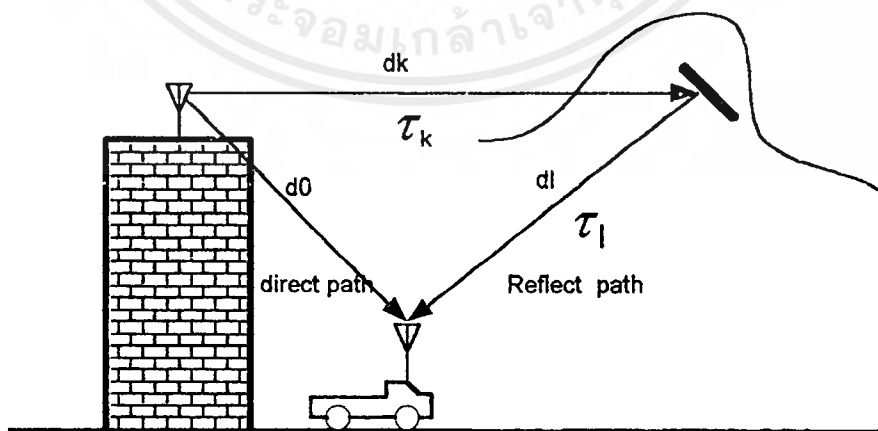
$$\begin{aligned}
 \therefore S_R(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i [\cos(2\pi \cdot fd \cdot t \cdot \cos\theta_i + \phi_i) \cdot \cos(2\pi \cdot fc t) \\
 &- \sin(2\pi \cdot fd \cdot t \cos\theta_i + \phi_i) \cdot \sin(2\pi \cdot fc t)]
 \end{aligned} \tag{1.15}$$

จากสมการ $S_R(t)$ สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังนี้



รูปที่ 1.4 บล็อก ไดอะแกรมของสัญญาณที่รับได้เมื่อเกิดการจางหาย

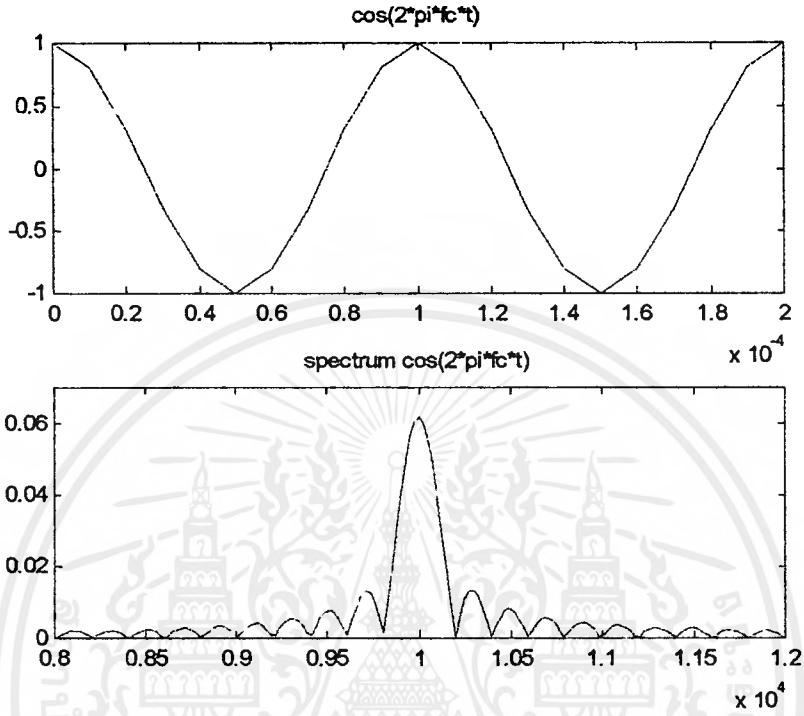
ซึ่งเราจะศึกษาการจางหายของสัญญาณจากทิศทางแค่ 2 ทิศทางเท่านั้น ก็จะเป็นเฉพาะคลื่นตรง (direct wave) กับคลื่นสะท้อน (reflect wave) อีกหนึ่งทิศทาง จะพบว่าความถี่คอเปอร์ที่เลื่อนไปจะมี เอนvelope สูงสุดเมื่อ $\theta = 0^\circ$ และเราจะไม่สนใจผลของสัญญาณรบกวน (noise) เลย เพราะสัญญาณรบกวนจะมีผลน้อยกว่าผลจากเฟดดิ้ง ต่อไปเราจะพิจารณาผลของเฟดดิ้งแบบมัลติพาท 2 ทิศทาง ดังรูปที่ 1.5



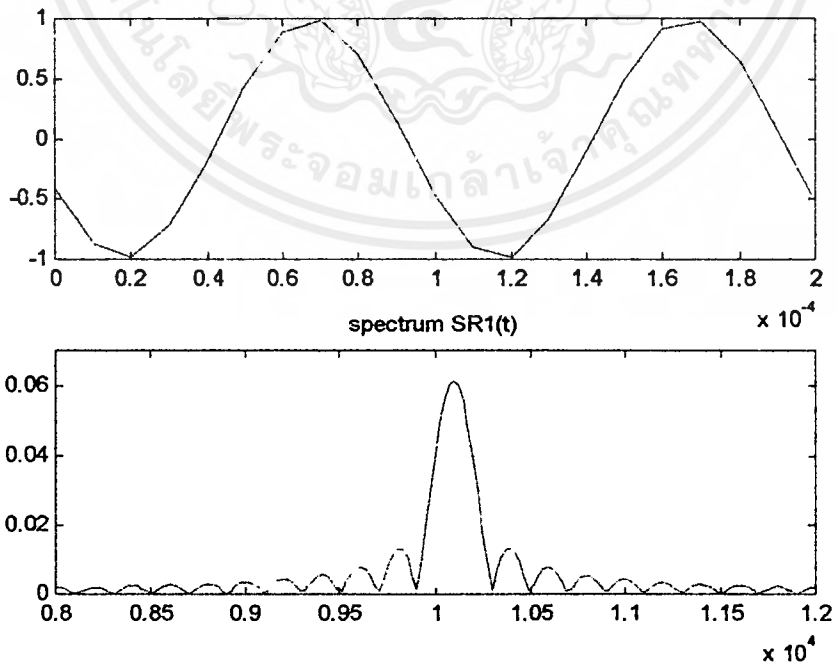
รูปที่ 1.5 การเกิดการจางหายแบบมัลติพาท 2 ทิศทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการใช้โปรแกรม Matlab simulate จะได้ผลดังนี้

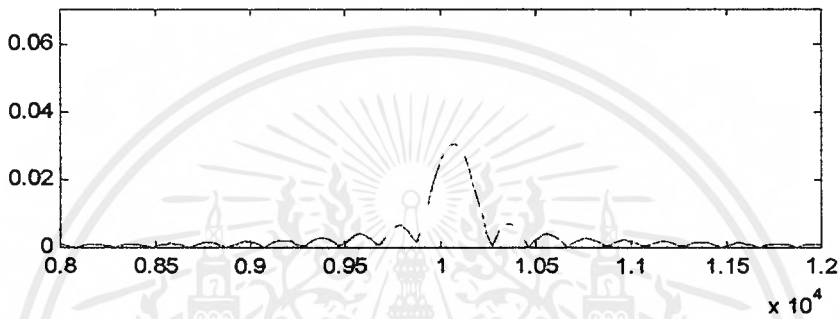
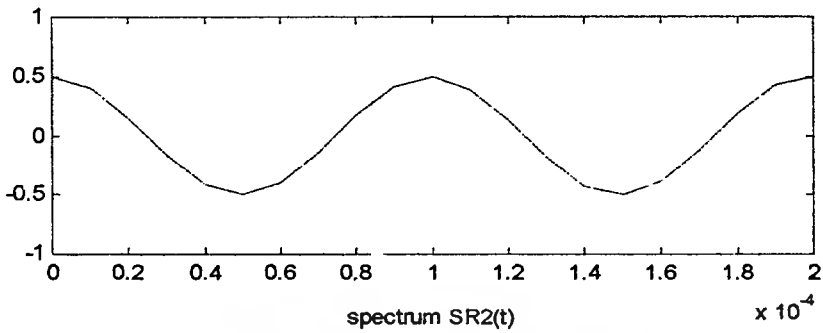


รูปที่ 1.6 สัญญาณที่เครื่องส่งขณะไม่มีการจางหายของสัญญาณ

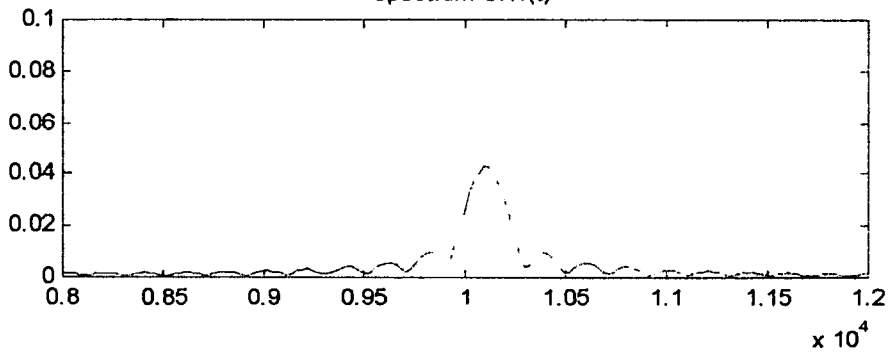
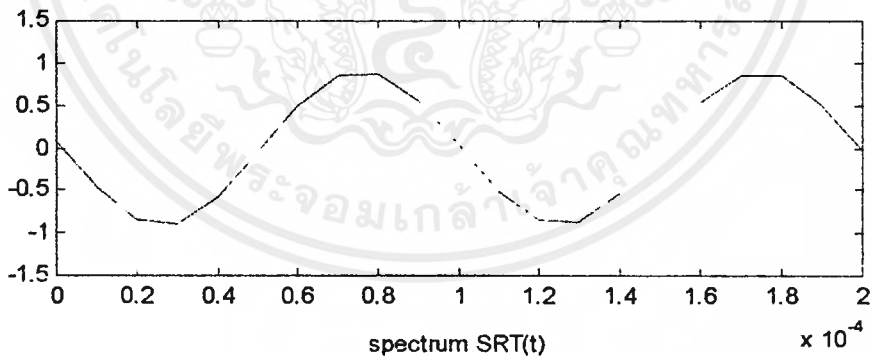


รูปที่ 1.7 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรง(direct path) เมื่อเกิดคอปเปิลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.8 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางสะท้อน(reflect path) เมื่อเกิดคอปเปิลอร์



รูปที่ 1.9 ผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับระหว่างทิศทางตรงและทิศทางสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบต่อช่องสัญญาณที่ภากรับ

เนื่องจากระหว่างที่มีการรับ-ส่งสัญญาณอยู่นั้นเครื่องรับมีการเคลื่อนที่ผ่านภูมิประเทศต่าง ๆ ซึ่งผลจากลักษณะภูมิประเทศจะส่งผลให้เกิด มีคุณลักษณะของการจางหาย (fading) ได้ 3 อย่างที่สังเกตได้คือ

1. สัญญาณที่ได้รับไม่เพียงแต่มาจากเส้นทางการแพร่กระจายของคลื่นโดยตรง แต่ยังจากเส้นทางการสะท้อนจากพื้นดินด้วย ทำให้สัญญาณเกิดการสูญเสีย
2. โครงสร้างต่าง ๆ ที่มนุษย์สร้างขึ้นในบริเวณข้างเคียง ทำให้เกิดการจางหายหลายเส้นทาง (multi - path fading) ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาดทางสัญญาณ (burst error) ในการส่งสัญญาณดิจิทัล
3. การกระจายกว้างของความล่าช้าของสัญญาณที่ได้รับ (time delay spread) ตัวอย่างเช่น เมื่อทำการส่งสัญลักษณ์ข้อมูล (symbol) หนึ่ง ปลายทางด้านรับไม่เพียงแต่ได้รับสัญลักษณ์นั้น แต่ยังได้รับการสะท้อนมากมายของสัญลักษณ์นั้นด้วย ช่วงเวลาของการแผ่กระจายกว้างของความล่าช้านี้ เริ่มวัดจากสัญลักษณ์แรกที่ได้รับได้จนถึงการสะท้อนของสัญลักษณ์สุดท้ายที่ตรวจจับได้ จะพบว่าเครื่องรับนอกจากจะได้รับคลื่นตรงแล้วยังได้รับคลื่นสะท้อนอีกด้วย ซึ่งก็จะส่งผลให้เกิดการกระจายกว้างของความล่าช้าและการกระจายกว้างของความล่าช้านี้จะก่อให้เกิดการสอดแทรกระหว่างสัญลักษณ์ข้อมูล (intersymbol interference : ISI) ในการหลีกเลี่ยง ISI นั้น อัตราการส่ง (R_b) ไม่ควรเกินส่วนกลับของค่าการแผ่กระจายกว้างของความล่าช้า τ ถ้าโมบายส์อยู่กับที่ (กรณีไม่มีการจางหาย)

$$R_b = \frac{1}{\tau} \quad (1.16)$$

หรือ R_b ไม่เกินส่วนกลับของ $2\pi\tau$ ถ้าโมบายส์เคลื่อนที่ (กรณีมีการจางหาย)

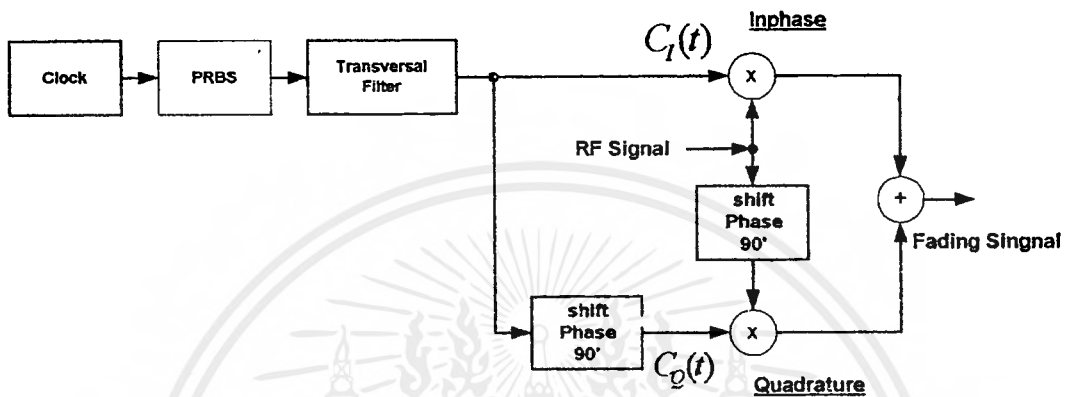
$$R_b < \frac{1}{2\pi\tau} \quad (1.17)$$

ถ้าอัตราการส่ง (R_b) สูงกว่าสมการ (1.16) หรือ (1.17) ทั้งระบบ FDMA และ TDMA ต้องใช้ การปรับแต่งความสมดุล (equalizer) ในการลดค่า ISI ลง ซึ่งระบบ FDMA ต้องการอัตราการส่ง น้อยกว่าแบบ TDMA ถ้าระบบทั้ง 2 มีความจุเท่ากัน ประสิทธิภาพ FDMA จะไม่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับแต่งความสมดุล ถ้าอัตราการส่งไม่เกิน 10 กิโลแอมป์ถึงต่อวินาที แต่ในระบบ CDMA จะไม่ใช่อุปกรณ์ปรับแต่งความสมดุล แต่จะใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า “คอรีเรเลเตอร์” (Correlator)

จากขอบเขตของโครงการ เราจะเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมของปริณญาณิพนธ์ได้ ดังนี้



รูปที่ 1.10 บล็อกไดอะแกรมของปริณญาณิพนธ์

จากบล็อกไดอะแกรมนั้นเราจะใช้วิธีการจำลองการจางหายของสัญญาณแบบเรย์เลห์ (Reylayleigh) ด้วยวิธี PN Method ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 แบบจำลองการจางหายแบบต่าง ๆ ของการจางหายแบบเรย์เลห์

ในการจำลองการจางหายของสัญญาณแบบเรย์เลห์นั้น มีวิธีการจำลองอยู่ด้วยกันหลายวิธี ดังต่อไปนี้

1. วิธีการรวมสัญญาณของสายอากาศแบบรอบทิศทาง
2. แบบพีเอ็น
3. การทบทวนฟังก์ชัน

2.1.1 วิธีรวมสัญญาณของสายอากาศแบบรอบทิศทาง

(Multitone Method for Omnidirectional Antenna)

เมื่อเรานำคอมพิวเตอร์มาจำลองการจางหาย หรือการทดลองในห้องทดลอง โดยปกติแล้ว ในการจำลอง จะสมมุติให้

- สถานีรับมีการเคลื่อนที่ (Mobile Station : MS) ใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง
- เฟสเริ่มต้นของสัญญาณจะอยู่ในรูปแบบที่ถูกกระจายตัวแปรการสุ่ม
- มุมที่สัญญาณเดินทางมาถึงอยู่ในรูปแบบที่ถูกกระจาย
- จำนวนของทิศทางคือ N

ตัวแปรการจางหายเชิงซ้อน (Complex fading) ถูกแสดงโดยการเทียบเคียงกับระบบการกรองความถี่ต่ำ (low-pass system) โดยให้

$$C(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_d \cos(2\pi n/N) t + j\phi_n} \quad (2.1)$$

ในกรณีของสายอากาศแบบรอบทิศทาง ความถี่คอปเปอร์ในทิศทางที่เดินทาง มาถึงจากมุม θ และมุม $-\theta$ กำหนดให้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นสามารถจะรวมทอมที่เหลื่อมล้ำกันอยู่ในสมการ (2.1) ซึ่งจะแสดงดังนี้

$$C(t) = C_r(t) + C_o(t) \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \left[\sqrt{\frac{2}{N_1+1}} \sum_{n=1}^{N_1} \cos\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right) t\right\} + \frac{1}{\sqrt{N+1}} \cos(2\pi f d t) \right] + j \sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right) t\right\} \quad (2.3)$$

เมื่อ $N/2$ เป็นจำนวนคี่, N_1 เท่ากับ

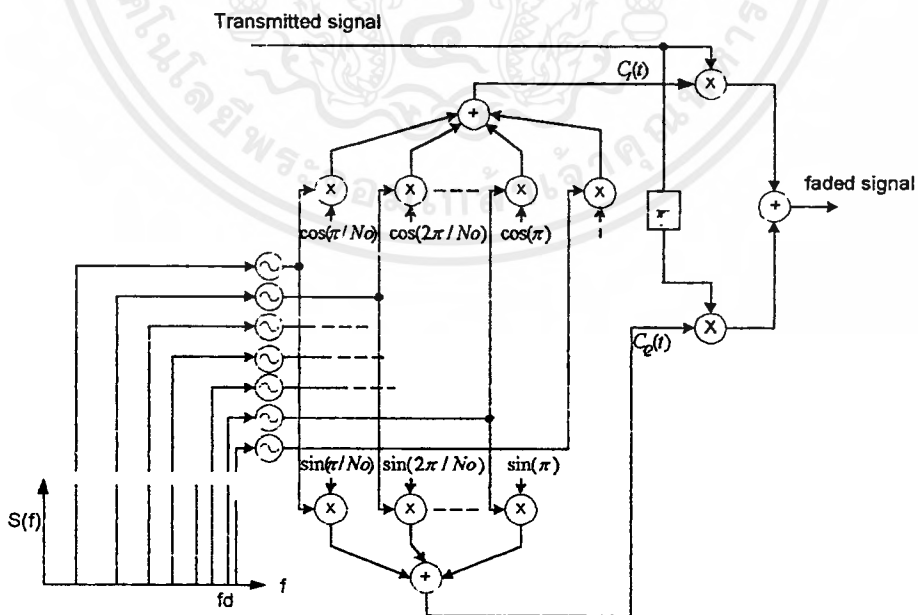
$$N_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (2.4)$$

ในกรณีนี้เราจะได้ความสับสนที่แน่นอนคือ

$$E[C_I^2(t)] = E[C_Q^2(t)] = \frac{1}{2} \quad (2.5)$$

$$E[C_I^2(t)C_Q^2(t)] = 0$$

ซึ่งรูป 2.1 นี้จะแสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้วิธีการรวมสัญญาณสำหรับสายอากาศแบบรอบทิศทาง (Omnidirectional Antenna)



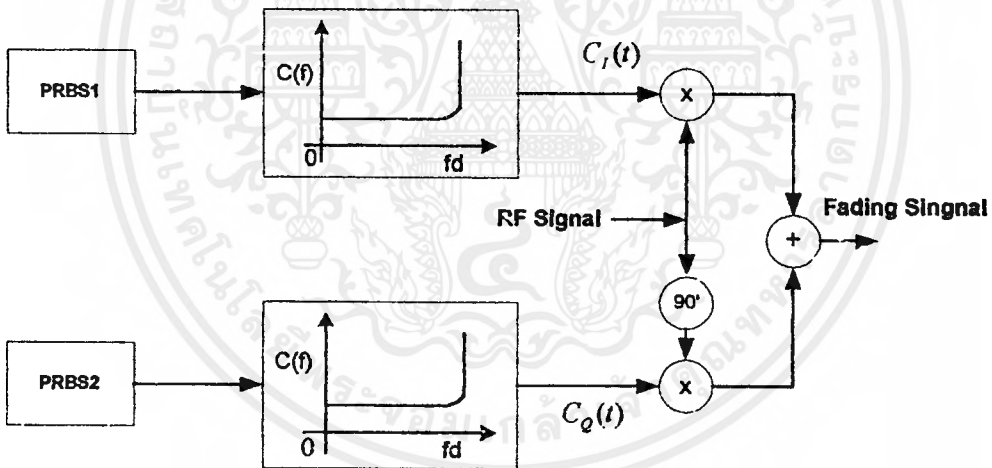
รูปที่ 2.1 แสดง โครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้วิธีการรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 วิธีพีเอ็น (PN Method)

ดังที่ได้กล่าวมาก่อนแล้วว่า $C(t)$ เป็นขั้นตอนการสุ่มเกาส์เขียนเชิงซ้อนในกรณีที่จำกัดแบนด์ (Limited Band) เมื่อจำนวนทิศทาง (N) มีค่ามาก ๆ ดังนั้นเราสามารถที่จะสร้าง $C(t)$ ได้โดยการให้กำเนิด PRBS อีสระสองแหล่ง (ซึ่ง PRBS จะกล่าวต่อไปในส่วนหลัง) ที่มีอัตราความถี่ของสัญญาณนาฬิกาสูง และใช้วงจรกรองความถี่ แบบกรองความถี่ต่ำ ซึ่งสามารถเขียนสมการถ่ายโอนฟังก์ชัน (Transfer Function) ได้ดังนี้

$$C(f) = \begin{cases} \left[1 - \left(\frac{f}{f_d} \right)^2 \right]^{-1/2} & ; -f_d \leq f \leq f_d \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases} \tag{2.6}$$



รูปที่ 2.2 แสดงแบบจำลองการจางหายด้วยวิธีพีเอ็น

จากรูปที่ 2.2 จะแสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายแบบพีเอ็นซึ่ง $C_1(t)$ และ $C_2(t)$ จะถูกให้กำเนิดโดยวิธีพีเอ็น เมื่อเราให้กำเนิดลำดับพีเอ็น ในช่วงที่ จะ ได้สเปคตรัม ดังนี้

$$S_{NP}(f) = \frac{1}{N_p^2} \delta(f) + \frac{N_p + 1}{N_p^2} \left[\frac{\sin(\pi f T_p)}{(\pi f T_p)} \right]^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - \frac{k}{N_n T_p} \right) \tag{2.7}$$

เมื่อ $N_p = 2^p - 1$ เป็นความยาวของพี-เอ็นโค้ด, T_p เป็นความต่อเนื่องบิตพีเอ็น ในกรณีนี้ สิ่งก็ตามมาก็คือความต้องการที่จะให้กำเนิดการเปลี่ยนแปลงเอ็นวะ โกลบ การจางหายเชิงซ้อน

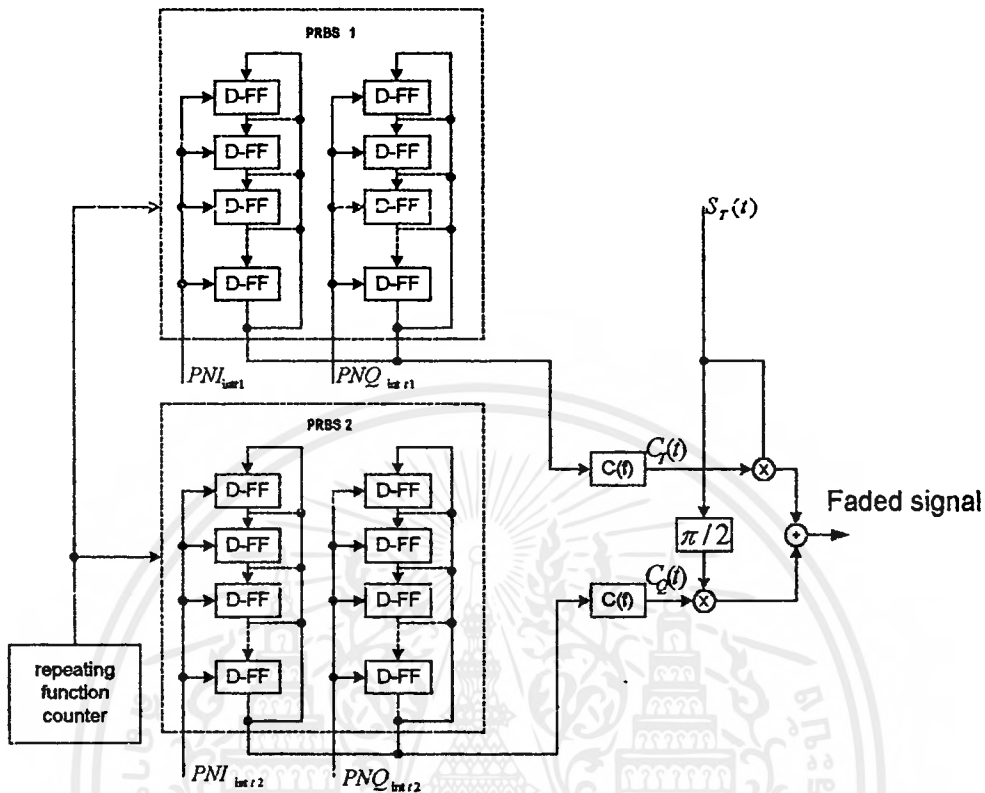
- สเปคตรัม ของการเปลี่ยนแปลงการจางหาย เป็นแบบแฟลท (flat) ที่น้อยกว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณ
- ให้มีความหนาแน่นของความน่าจะเป็น เป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน

สมการที่ 2.7 ที่แสดงนั้นเมื่อ T_p ถูกทำให้ลดลง สเปคตรัมของมันก็จะถูกทำให้เกิด flatter ในแบนด์วิดธ์ สัญญาณที่ถูกกำหนด ดังนั้นที่ T_p และการลดความต่อเนื่องลำดับที่ 2 (ให้ ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น เป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน) เราสามารถที่จะทำโดยการเพิ่มจำนวนของเส้นสเปคตรัล (Line Spectral) ในแบนด์วิดธ์ของสัญญาณโดยขึ้นอยู่กับกฎของจำนวนมาก ๆ (law of large number) มันสามารถที่จะบรรลุผลได้โดยการเพิ่ม N_p ที่แสดงในสมการ 2.7 ดังนั้นพีเอ็นโค้ด ของแหล่งกำเนิด AWGN (Additive White Gaussian Noise) ซึ่งจะช่วยให้ปัญหาที่ตามมาดังนี้

- ให้แหล่งกำเนิดพีเอ็นโค้ดมีการทำงานที่อัตราของสัญญาณนาฬิกาสูง ๆ เช่น มากกว่า 1 MHz
- อันดับของพีเอ็นโค้ดจะประกอบด้วยจำนวน (p) มาก ๆ เช่นมากกว่า 20 (ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ที่ 24)

2.1.3 การทบทวนฟังก์ชันของการจำลองการจางหาย

มันเป็นข้อได้เปรียบที่สำคัญมากของวิธีพีเอ็นที่เราสามารถจำลองให้เหมือนกับตัวแปรของการจางหายได้ง่าย โดยการจัดค่าเริ่มต้นของชิปรีจิสเตอร์ ของ PRBS ในรูปที่ 2.3 จะแสดงโครงสร้างของแบบจำลองที่ใช้การทบทวนฟังก์ชัน โดยค่าเริ่มต้นของชิปรีจิสเตอร์ PRBS ($PN1_{init}$ และ PNQ_{init}) เป็นการถูกถ่วงน้ำหนักเมื่อสัญญาณพรีเซทถูกทริก (triged) โดย เฟคคิง รีพีตติ้งเคาเตอร์ (Fading Repeating Counter) เมื่อความต่อเนื่องที่ถูกทวนฟังก์ชัน คือ T_m , T_n วินาที จะถูกทบทวนซ้ำ ๆ เหมือนกับการเปลี่ยนแปลงการจางหาย

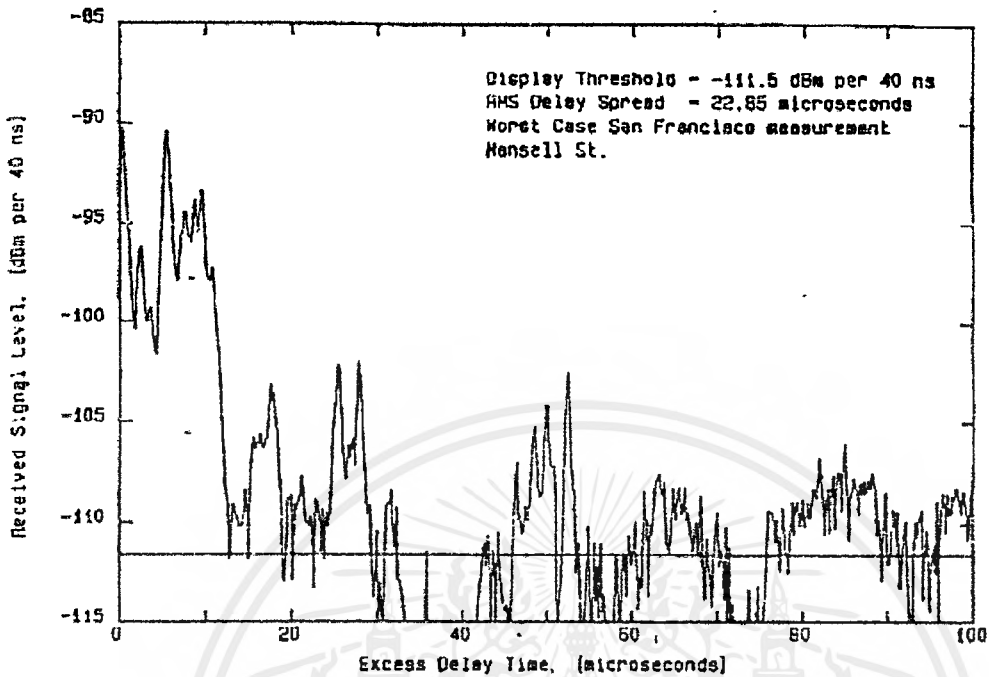


รูปที่ 2.3 แสดงโครงสร้างของการจำลองการจางหายโดยใช้การทวนฟังก์ชัน

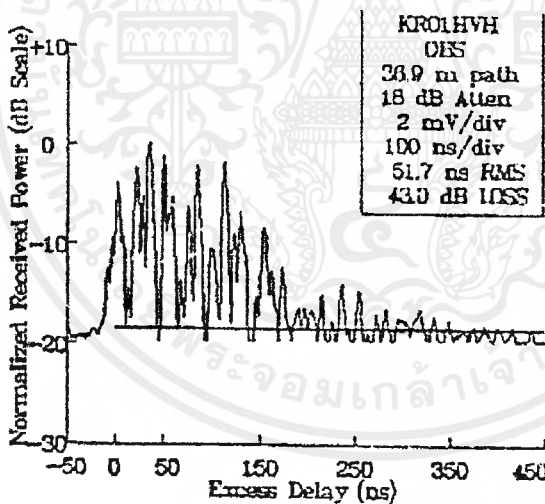
ตามที่ได้กล่าวข้างต้นแล้วว่าในโครงงานนี้จะใช้การจำลองการจางหายแบบเรย์เลห์ ด้วยวิธีของทีเอ็น ดังนั้นแบบอื่น ๆ ที่จะขอกกล่าวถึงเพียงเท่านี้ แต่ที่จะกล่าวถึงต่อไปคือส่วนที่เกี่ยวข้องกับแบบทีเอ็นเท่านั้น

2.2 พารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางของวิทยุเคลื่อนที่ (Parameter of Mobile Multipath Channels)

จำนวนพารามิเตอร์ในช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางนั้น เราจะได้จากโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงาน โดยสมการ (2.8) โพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานถูกวัดโดยใช้เทคนิคที่จะกล่าวในส่วนนี้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะกล่าวถึงการพล็อตของความสัมพันธ์ของกำลังที่ถูกรับได้ในรูปของฟังก์ชันของความล่าช้ามากเกิน ด้วยการแทนความล่าช้าของเวลาอ้างอิงที่ถูกกำหนด โพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานและถูกสร้างจากค่ากลางของการวัดโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงาน



(a)



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของการหน่วงเวลาของ Transmitted Signal ใน Mobile channel เนื่องจากปรากฏการณ์แบบ Multi Path

- a) วัดในระบบเซลลูลาร์ความถี่ 900 MHz ในซานฟรานซิสโก
- b) วัดในร้านค้าที่ความถี่ 4 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ small-scale เฉลี่ย ขึ้นอยู่กับ time resolution of the probing pulse และ ชนิดของช่องสัญญาณหลายทิศทางที่ถูกศึกษา , บ่อยครั้งที่ผู้วิจัยเลือกระบบอย่างง่าย ที่มีระยะห่างของความยาวคลื่นเท่ากับ $\frac{1}{4}$ (QPSK) และมีการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ ซึ่งในกรณีที่ระบบเป็น สภาพแวดล้อมภายนอกจะต้องไม่เกิน 6 เมตร และในกรณีที่ระบบเป็นสภาพแวดล้อมภายใน จะต้องไม่เกิน 2 เมตร ในย่านความถี่ 450 เมกะเฮิร์ตซ์ ถึง 6 จิกะเฮิร์ตซ์ โดยในสมอล - สเกล ควรหลีกเลี่ยงการรบกวนตัวอย่างการเคลื่อนที่ที่เป็น large – scale ซึ่งมีอิทธิพลต่อผลรวมทางสถิติของสมอล-สเกลในรูปที่ 2.4 จะแสดงการพล็อตโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานจากช่องสัญญาณภายนอกและภายใน ที่ถูกกำหนดจากโพรไฟล์ขณะใดขณะหนึ่งจำนวนมากอย่างละเอียด

$$\begin{aligned}
 |r(t_0^2)| &= \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} \frac{1}{4} \left(\sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) p^2(t-t_k) \right) dt \\
 &= \frac{1}{\tau_{\max}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \int_0^{\tau_{\max}} \left\{ \sqrt{\frac{\tau_{\max}}{T_{bb}}} \text{rect} \left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_k \right] \right\}^2 dt \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0)
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

2.2.1 พารามิเตอร์การกระจายหายของเวลา

ในการเปรียบเทียบความแตกต่างของช่องสัญญาณจากหลายเส้นทางและการพัฒนา โดยทั่วไป เพื่อแนะนำการออกแบบระบบการสื่อสารแบบไร้สาย พารามิเตอร์จำนวนมากที่ถูกใช้ในช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางก็คือ ความล่าช้าที่เกินค่าเฉลี่ย, การกระจายกว้างของความล่าช้า rms , และการกระจายกว้างของความล่าช้าที่เกินกว่า (X dB) พารามิเตอร์เหล่านี้เป็น พารามิเตอร์ที่ถูกกำหนดจากโพรไฟล์ของความล่าช้าของกำลังงาน คุณสมบัติการกระจายหายไปของเวลาของช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางที่เป็นแบบแบนด์กว้างจะเป็นการประมาณที่หมายถึง ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าเฉลี่ย $\left(\overline{\tau} \right)$ และการกระจายกว้างของความล่าช้าของการกระจายกว้าง (σ_{τ}) ซึ่งความล่าช้าที่เกินค่าเฉลี่ยนี้ เป็น โมเมนต์ของค่ากลางอันดับหนึ่งของโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานโดยหาจาก

$$\left(\overline{\tau}\right) = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.9)$$

การกระจายความล่าช้า rms เป็นค่า square root ของโมเมนต์ลำดับที่สองของโพรไฟล์ ความล่าช้าของกำลังงาน โดยหาจาก

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - \left(\overline{\tau}\right)^2} \quad (2.10)$$

เมื่อ

$$\tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.11)$$

ความล่าช้าเหล่านี้ เป็นการวัดค่าสัญญาณลำดับแรกที่สามารถรับได้ ที่เดินทางมาถึงเครื่องรับ ที่เวลา $\tau_0 = 0$ สมการ (2.9) – (2.11) จะไม่อาศัยค่ากำลังงานสัมบูรณ์ (absolute power) แต่ความสัมพันธ์กับแอมพลิจูดขององค์ประกอบของสัญญาณแบบหลายทิศทางใน $P(\tau)$ เราจะแสดงชนิดของการกระจายกว้างของความล่าช้าที่ถูกวัดจะแสดงในตารางที่ 2.1 จากตารางเราจะพบว่า กรณีของที่เป็นช่องสัญญาณเป็นสภาพแวดล้อมภายนอกนั้น การกระจายกว้างของความล่าช้า rms นั้นจะอยู่ในระดับไมโครวินาที (μ -sec) แต่ถ้าหากเป็นช่องสัญญาณที่เป็นสภาพแวดล้อมภายในจะอยู่ในระดับนาโนวินาที (η -sec) มันมีความสำคัญมากที่พวกเราต้องจำว่า การกระจายกว้างของความล่าช้า rms และความล่าช้าที่เกินกว่าค่ากลางนั้นถูกกำหนดจากโพรไฟล์ของกำลังงานอย่างเดี่ยวน ซึ่งเกี่ยวข้องกับช่องว่างการวัดการตอบสนองค่าหนึ่ง (Impulse response) ซึ่งต่อเนื่องที่ถูกรวบรวมเอาไว้และถูกเฉลี่ยเกินพื้นที่ตั้ง ตัวอย่างเช่น การวัดจำนวน ซึ่งทำที่พื้นที่ตั้งในระดับที่หาทางสถิติ ในย่านของพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณแบบหลายทิศทางในระบบการสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ ที่เกินกว่าพื้นที่ ที่เป็น large scale ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุด (X dB) ของโพรไฟล์ ความล่าช้าของกำลังงาน

ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุดจะถูกหาจาก $\tau_x - \tau_0$, เมื่อ τ_0 เป็นสัญญาณแรกที่เดินทางมาถึงยังเครื่องรับ และ τ_x เป็นองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางที่เดินทางมาถึงเครื่องรับที่มีกำลังสูงสุด โดยไม่จำเป็นต้องเป็นสัญญาณที่เดินทางมาถึงที่ τ_0 ในรูปที่ 2.5 จะแสดงการคำนวณของความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุดสำหรับองค์ประกอบหลายทิศทางที่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าสูงสุดเป็น 10dB ซึ่งความล่าช้าที่เกินกว่าค่าสูงสุด (X dB) จะหาจากขอบเขตเวลาที่ทางออกของเส้นทางหลายเส้นทางที่อยู่เหนือเทรตโฮลด์ ค่าของ τ_x บางครั้งจะถูกเรียกว่า การกระจายความล่าช้าเกินของโพไฟล์ล่าช้าของกำลังงาน , แต่ในทุกกรณีจะต้องระบุรายละเอียดเกี่ยวกับเทรตโฮลด์เหล่านั้น

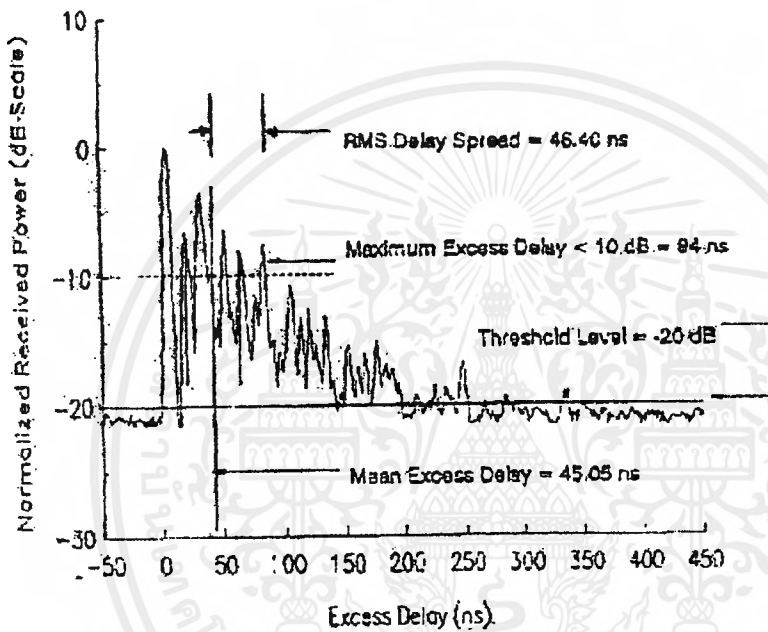
สภาพแวดล้อม	ความถี่ (MHz)	การกระจายกว้างของความล่าช้า(σ)
ในเมือง	910	เฉลี่ย 1300ns 600ns st. Dev สูงสุด 3500ns
ในเมือง	892	10 - 25 μ s
ชานเมือง	910	200 - 300 μ s
ชานเมือง	910	1960 - 2110 μ s
อินดอร์	1500	10 - 50 μ s ที่ค่ากลาง 25 μ s
อินดอร์	850	สูงสุดที่ 2700 μ s
อินดอร์	1900	เฉลี่ย 70 90 μ s

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าที่ถูกรวบรวมของการกระจายช่วงกว้างของความล่าช้า

ค่าของ \bar{r} , \bar{r}^2 และ σ_r ขึ้นอยู่กับการเลือกของนอยส์เทรตโฮลด์ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลง $P(r)$ ซึ่งนอยส์เทรตโฮลด์นั้นเป็นการถูกใช้จำแนกระหว่างองค์ประกอบจากหลายเส้นทางที่ถูกรับได้และเทอร์มอลนอยส์ ถ้า นอยส์เทรตโฮลด์ถูกเซทให้มีค่าต่ำ, นอยส์เหล่านั้นก็จะถูกเปลี่ยนแปลงเช่นเดียวกับเส้นทางหลายเส้นทาง, ดังนั้นถ้าเราเพิ่มค่าของ \bar{r} , \bar{r}^2 และ σ_r โดยการทำให้มีค่าสูง

มันจะไม่ถูกบันทึกโพไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานเหล่านั้นและขนาดของผลตอบสนองทางความถี่(ผลตอบสนองสเปกตรัม)ของช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ ที่สัมพันธ์กันโดยตลอดกับฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม ดังนั้นมันจึงเป็นไปได้ที่ช่องสัญญาณจะได้รับรูปลักษณะของสัญญาณซึ่งมีค่า

เท่ากัน ในโดเมนของความถี่มัน จะเป็นการใช้คุณลักษณะของผลตอบสนองทางความถี่ ที่มีความคล้ายคลึงของพารามิเตอร์การกระจายกว้างของความล่าช้าในเชิงเวลา, โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์ เป็นการถูกใช้คุณลักษณะช่องสัญญาณในแกนความถี่ การกระจายกว้างของความล่าช้าและ โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์จะเป็นสัดส่วนที่ตรงข้ามกันอย่างไรก็ตามความสัมพันธ์ที่แน่นอนก็คือฟังก์ชันของโครงสร้างหลายทิศทางที่แน่นอน



รูปที่ 2.5 โพรไฟล์ความล่าช้าของการกระจายกว้างของกำลังงาน ที่แสดง ; การกระจายกว้างของความล่าช้า rms ; ความล่าช้าที่เกินค่ากลาง ; ความล่าช้าที่เกิน (10dB) ; ระดับเทรตโฮลด์

2.2.2 โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์

การแผ่กระจายกว้างความล่าช้าช่วงขณะนั้นเป็นปรากฏการณ์ธรรมชาติ ที่ถูกแสดงโดยการสะท้อนและถูกทำให้การกระจายทิศทางแผ่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณวิทยุ โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์นั้นเป็นการวัดค่าทางสถิติของย่านของความถี่หลายความถี่ที่เกินช่องสัญญาณ โดยจะถูกพิจารณา "flat" (ช่องสัญญาณที่ทุกองค์ประกอบของสเปกตรัมผ่านไปได้ ซึ่งจะประมาณให้อัตราขยายและเฟสที่เป็นเชิงเส้นที่เท่ากัน) โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์เป็นย่านของความถี่หลายความถี่ที่เกิน โดยที่องค์ประกอบความถี่สององค์ประกอบมีความแรงของแอมพลิจูดที่สอดคล้องกับสัญญาณไซน์ที่แยกจากกันสองความถี่ที่มีขนาดใหญ่มากกว่า B_c ถ้าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์ จะถูกหาที่แบนด์วิดธ์ซึ่ง

เกินกว่าความถี่ฟังก์ชันคอรีเลชัน (correlation function) คือ ต่ำกว่า 0.9 ดังนั้น โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ จะถูกประมาณโดย

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_r} \quad (2.12)$$

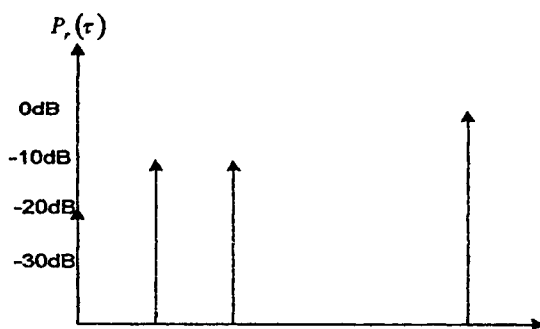
และที่ความถี่ฟังก์ชันคอรีเลชันที่ต่ำกว่า 0.5 ดังนั้น โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์จะถูกประมาณโดย

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_r} \quad (2.13)$$

มันมีความสำคัญมากในการที่จะจดจำความสัมพันธ์ระหว่าง โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์และของ การกระจายกว้างของความล่าช้าให้แม่นยำว่า มันไม่มีความเกี่ยวข้องกัน สมการที่ (2.12) และ (2.13) มันเป็นเพียงการประมาณ โดยทั่วไปเทคนิคการวิเคราะห์สเปกตรัม และการจำลองเป็น ความต้องการที่กำหนดผลกระทบที่แน่นอนของตัวแปรเวลาจากเส้นทางหลายเส้นทาง แบบจำลอง ช่องสัญญาณหลายเส้นทางจะให้ผลที่แม่นยำนั้นจะต้องใช้การออกแบบของ โมเด็ม โดยเฉพาะเพื่อ การประยุกต์ในระบบไร้สาย

ตัวอย่าง

จงคำนวณความล่าช้าที่เกินค่าเฉลี่ย, การกระจายกว้างของความล่าช้า rms, ความล่าช้าที่ เกินค่าสูงสุด (10 dB) ซึ่งกำหนด โพรไฟล์หลายเส้นทางดังรูปข้างล่าง และกำหนด โคฮีเรนซ์แบนด์ วิดท์ของช่องสัญญาณประมาณ 50% ช่องสัญญาณนี้มีความเหมาะสมที่จะให้บริการ AMPS หรือ GSM และถ้าอยู่นอกช่วงนี้จะใช้การปรับความสมดุลหรือไม่



การกระจายกว้างของความล่าช้า rms สำหรับโพรไฟล์หลายเส้นทางที่ให้มานั้นจะได้จากสมการที่ (2.9) – (2.11) ส่วนความล่าช้าของโพรไฟล์จะถูกวัดจากความสัมพันธ์ที่สามารถตรวจจับได้เป็นลำดับที่หนึ่ง ความล่าช้าที่เกินกว่าค่าเฉลี่ยที่โพรไฟล์ให้มา

$$\frac{\tau}{\tau} = \frac{(1)(5) + (0.1)(1) + (0.1)(2) + (0.01)(0)}{[0.01 + 0.1 + 1]} = 4.38 \mu s$$

ค่าเฉลี่ยหรือค่าความคาดหมายของผลคูณของตัวแปรลำดับที่สองของโพรไฟล์ความล่าช้าของกำลังงานถูกคำนวณโดย

$$\frac{\tau^2}{\tau^2} = \frac{(1)(5)^2 + (0.1)(1)^2 + (0.1)(2)^2 + (0.01)(0)}{[0.01 + 0.1 + 1]} = 21.07 \mu s^2$$

ดังนั้นการกระจายกว้างของความล่าช้า rms , $\sigma_r = \sqrt{21.07 - (4.38)^2} = 1.37 \mu s$

โคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์จะหาจากสมการที่ (2.13) ซึ่งจะได้ดังนี้

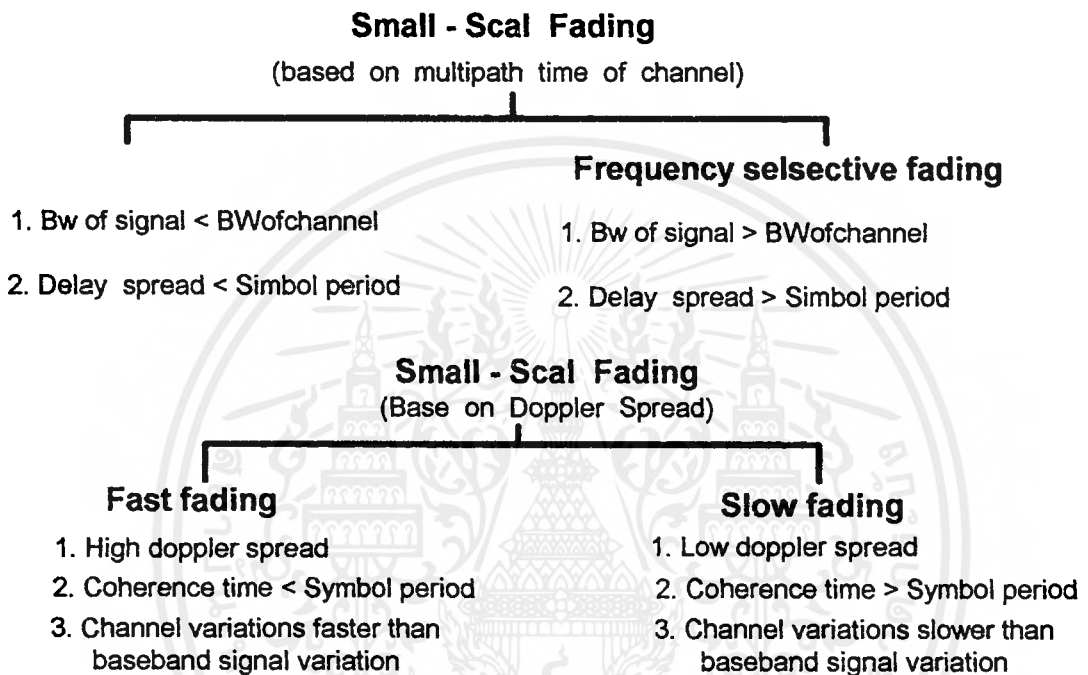
$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_r} = \frac{1}{5(1.37 \mu s)} = 146 \text{ kHz}$$

ดังนั้น B_c มีขนาดใหญ่กว่า 30kHz, AMPS จะทำงานนอกช่วงของการอีควอไลไนเซชันอย่างไรก็ตาม , GSM จะต้องการแบนด์วิดธ์ 200kHz ซึ่งเกิน B_c , ดังนั้นในช่องสัญญาณนี้ยังต้องการ การอีควอไลไนเซชันอยู่

2.3 ชนิดของการจางหายแบบ Small – Scale

ชนิดของการจางหายถูกทดลองโดยการแพร่กระจายตลอดช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ซึ่งขึ้นอยู่กับธรรมชาติของสัญญาณที่ถูกส่งโดยการแทนคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ที่ขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์กันระหว่างพารามิเตอร์ของสัญญาณ (แบนด์วิดธ์ , คาบสัญลักษณ์ ; symbol periode) และพารามิเตอร์ของสัญญาณ (เช่น ความล่าช้าของการกระจายกว้าง rms, การกระจายคอปเปอเรอร์) , ความแตกต่างของสัญญาณที่ถูกส่ง จะเป็นสาเหตุของความแตกต่างของการจางหาย การกระจาย

ทางเวลาและการกระจายทางความถี่ในช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่ความล่าช้าของการกระจายกว้างแบบหลายเส้นทาง เป็นสาเหตุทำให้เกิดการกระจายเวลาและการจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่, การกระจายคอปเปอร์นั้นเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการกระจายหายไปของความถี่ และการจางหายเนื่องจากการดูดซับทางเวลา ในรูปที่ 2.6 จะแสดงความแตกต่างของการจางหายทั้ง 4 ชนิด



รูปที่ 2.6 ชนิดของการจางหายสมอล - เสกล

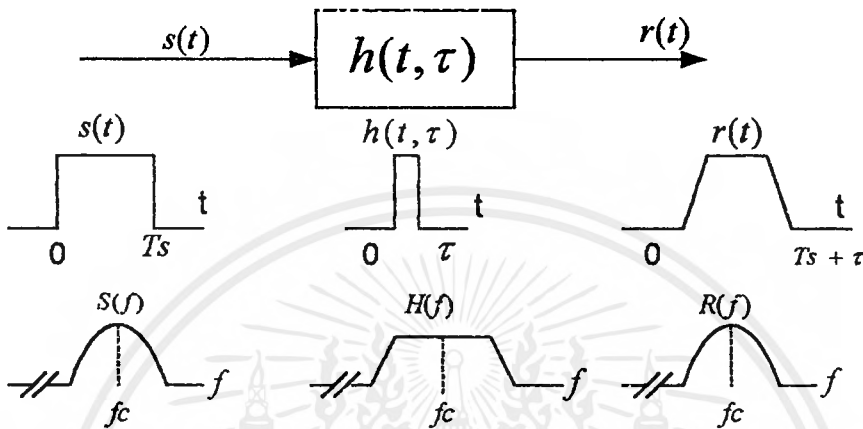
2.3.1 ผลการจางหายเนื่องจากการล่าช้าของการกระจายกว้างของเวลาจากหลายเส้นทาง

การจางหายทางเวลานี้เนื่องจากเส้นทางหลายเส้นทางเป็นสาเหตุให้สัญญาณที่ส่ง เกิดการจางหายแบบแฟลต หรือ การจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่

การจางหายแบบ flat

ถ้าช่องสัญญาณวิทยุเคลื่อนที่มีอัตราขยายคงที่ และมีการตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น (linear phase) มากกว่าแบนด์วิดท์ ซึ่งมีขนาดใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่ง ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะเกิดการจางหายแบบแฟลต ในการจางหายแบบแฟลต โครงสร้างหลายทิศทางของสัญญาณ ดังเช่นคุณลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งจะถูกเก็บไว้ในเครื่องรับอย่างไร

ก็ตามสเทรทง (strength) สัญญาณที่ได้รับจะเปลี่ยนเนื่องจากเวลา , เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอัตราขยายของสัญญาณทำให้เกิดโดยเส้นทางหลายเส้นทาง คุณลักษณะของการจางหายแบบแฟลท ในช่วงสัญญาณจะแสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 คุณลักษณะของการจางหายแบบแฟลท

จากรูปถ้าอัตราขยายของสัญญาณ $h(t, \tau)$ ที่เปลี่ยนแปลงเวลา , การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดจะปรากฏในสัญญาณที่ถูกรับได้ , สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ก็จะเปลี่ยนตามอัตราขยาย แต่สเปกตรัมของกำลังยังคงถูกรักษาให้เป็นคงเดิม ซึ่งในช่วงสัญญาณการจางหายแบบแฟลท, ในทำนองเดียวกันแบนด์วิดธ์ของสัญญาณที่ถูกส่งจะมีขนาดกว้างกว่าแบนด์วิดธ์ของการกระจายกว้างของความล่าช้าของเวลาจากเส้นทางหลายเส้นทางของช่องสัญญาณ และ $h_c(t, \tau)$ สามารถประมาณให้ไม่เกิดความล่าช้า (เนื่องจากซึ่งเกิดเดลต้าฟังก์ชัน; single delta function ใช้ $\tau = 0$) การจางหายแบบแฟลท จะเหมือนกับการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณ และบางครั้งจะถูกอ้างถึงช่องสัญญาณแบนด์แคบ (narrow band channel) ดังนั้นแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณที่ถูกประยุกต์เป็นแบบแบนด์แคบ จึงถูกเปรียบเทียบกับแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณการจางหายแบบแฟลท รูปแบบของช่องสัญญาณจางหายแบบแฟลท เป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดการจางหายลึก (deep fading) ดังนั้นกำลังที่เครื่องส่งจะต้องมากกว่า 20 dB หรือ 30 dB และอัตราการผิดพลาดเนื่องจากการกวางออกของเวลาของการจางหายลึกที่ได้รับต้องต่ำ ที่ถูกเปรียบเทียบในระบบการทำงานที่เกินกว่าช่องสัญญาณที่ไม่มีอาการจางหาย การกระจายของอัตราขยายขณะใดขณะหนึ่งของการจางหายแบบแฟลท ดังนั้นจะมีความสำคัญสำหรับการออกแบบการเชื่อมโยงสัญญาณวิทยุ และการจางหายแอมพลิจูดโดยทั่วไปจะอยู่ในรูปของการกระจายแบบเรย์เลห์ แบบจำลองช่องสัญญาณ

การจางหายแบบแฟลท ได้สมมุติให้ช่องสัญญาณมีอิทธิพลต่อแอมพลิจูดที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งขึ้นอยู่กับกรจางหายแบบเรย์เลห์

สรุปคือสัญญาณที่รับได้จะเป็นการจางหายแบบแฟลท ถ้า

$$B_s \leq B_c \quad (2.14)$$

และ

$$T_s \geq \sigma_c \quad (2.15)$$

เมื่อ

T_s เวลาส่วนกลับของแบนด์วิดท์ที่เป็นไปได้ (reciprocal bandwidth)

B_s เป็นแบนด์วิดท์ของการวัด สัญญาณที่ถูกส่ง

B_c เป็น โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์

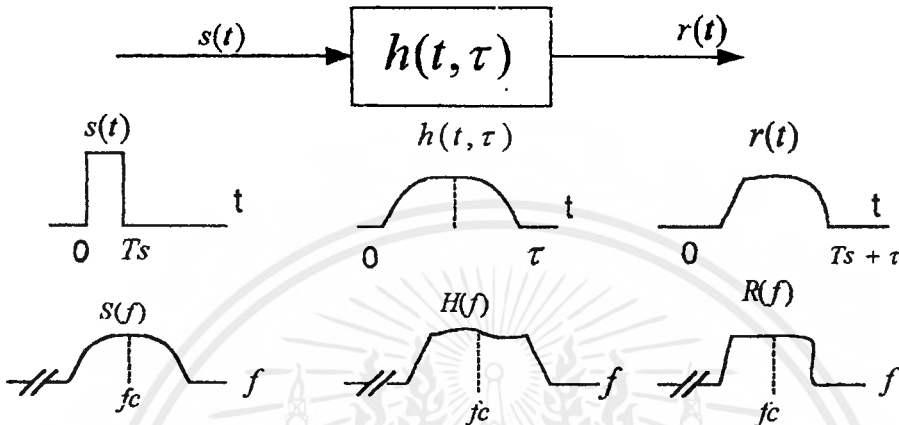
σ_c เป็นการกระจายกว้างช่วงของความล่าช้า rms

การจางหายจากการดูดซับความถี่ (frequency selective fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราขยายที่คงที่และมากกว่าการตอบสนองเชิงเฟส มีแบนด์วิดท์น้อยกว่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ถูกส่ง ดังนั้นช่องสัญญาณจะทำให้เกิดการจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่ บนสัญญาณที่รับได้ ภายใต้เงื่อนไขการตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะมีการแพร่กระจายกว้างของความล่าช้าจากเส้นทางหลายเส้นทางจะมีขนาดมากกว่าแบนด์วิดท์ที่ทำมุม 180 องศา ของรูปคลื่นข้อมูลข่าวสาร (message waveform) ของสัญญาณที่รับได้ จึงถูกทำให้บิดเบี้ยวไป การจางหายจากความถี่ที่ถูกดูดซับเนื่องจากการกระจายกว้างของสัญญาณลักษณะที่ถูกส่งในช่องสัญญาณ ดังนั้นช่องสัญญาณจะประกอบด้วยการรบกวนระหว่างบิต (inter symbol interference : ISI) ในการพิจารณาในแกนความถี่ (frequency domain) , องค์ประกอบของความถี่ที่ปรากฏ ในสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกรับมีอัตราขยายที่มากกว่าองค์ประกอบอื่นๆ

ช่องสัญญาณการจางหายเนื่องจากการดูดซับความถี่ จะมีแบบจำลอง (Model) ที่ยากกว่าแบบจำลองของการจางหายแฟลท สัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (multi path signal) จะถูกจำลองและถูกพิจารณาเป็นฟิลเตอร์ที่เป็นเชิงเส้น (linear filter) เป็นการพิจารณาในช่วงแบนด์กว้าง (wideband) และแบบจำลองได้ถูกพัฒนามาจากการวัดเหล่านี้ เมื่อทำการวิเคราะห์ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ (mobile communication system) , แบบจำลองการตอบสนองทางอิมพัลส์ทางสถิติ เช่นแบบจำลองการจางหายเรย์เลห์แบบที่มีการแพร่กระจาย 2 ทิศทาง (ซึ่งจะพิจารณาการตอบสนองอิมพัลส์ที่สร้างจากเคเลดาร์ฟังก์ชัน 2 ตัว คือการจางหายอิสระและความล่าช้าของเวลาระหว่าง 2

เส้นทาง ที่ลดการจางหายเนื่องจากการดुकกลืนความถี่ที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณที่ถูกประยุกต์) หรือถูก วัตถุประสงค์ของอิมพัลส์, เป็นการกำเนิดที่ถูกใช้วิเคราะห์การจางหายขนาดเล็ก เนื่องจากการดुक กลืนความถี่ รูปที่ 2.8 จะแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายเนื่องจากการดुकกลืนความถี่



รูปที่ 2.8 คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่จางหายเนื่องจากการดुकกลืนความถี่

การจางหายเนื่องจากการดुकกลืน แบนด์วิดธ์ของสัญญาณวิทยุ (spectrum : $S(f)$) ของ สัญญาณที่ถูกส่งมีแบนด์วิดธ์ที่มีขนาดใหญ่กว่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดธ์ B_c ของช่องสัญญาณที่ถูก พิจารณาในแถบความถี่, ช่องสัญญาณที่กลายเป็นการดुकกลืนความถี่ เมื่ออัตราขยาย (gain) คือ ความแตกต่างเนื่องจากความแตกต่างองค์ประกอบความถี่ การจางหายเนื่องจากการดुकกลืนความถี่ เป็นสาเหตุมาจากความล่าช้าจากเส้นทางหลายเส้นที่คลื่นเดินทางมาถึงไม่พร้อมกัน ซึ่งจะเข้าใกล้ หรือมากกว่าคาบสัญลักษณ์ (symbol period) ของสัญญาณที่ถูกส่ง ช่องสัญญาณของการจางหาย เนื่องจากการดुकกลืนความถี่จะเหมือนกับช่องสัญญาณแบบแบนด์กว้าง (wide band) เนื่องจาก แบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณ $s(t)$ มีขนาดกว้างกว่าแบนด์วิดธ์ของช่องสัญญาณของการตอบสนอง ทางอิมพัลส์ การเปลี่ยนเวลา, ช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนอัตราขยายและเฟสที่ผ่านแบนด์วิดธ์ของ สัญญาณวิทยุของ $s(t)$, และผลจากการเปลี่ยนของเวลาจะทำให้เกิดการบิดเบือนของช่องสัญญาณ ที่ถูกรับ $r(t)$ สัญญาณที่รับได้ จะเป็นสัญญาณเนื่องจากการดुकกลืนความถี่ เมื่อให้

$$B_s \geq B_c$$

$$(2.16)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ

$$T_s \leq \sigma \tau \quad (2.17)$$

กฎทั่วไปของ Tumb คือช่องสัญญาณ เหล่านี้เป็นการดูคลื่นความถี่ถ้า $\sigma \tau > 0.1 \tau$ อย่างไรก็ตามฟังก์ชัน อยู่กับลักษณะชนิดของการมอดที่ถูกล้าง

2.3.2 ผลของการจางหายเนื่องจากการกระจายคอปเปอร์

การจางหายอย่างรวดเร็ว (fast fading)

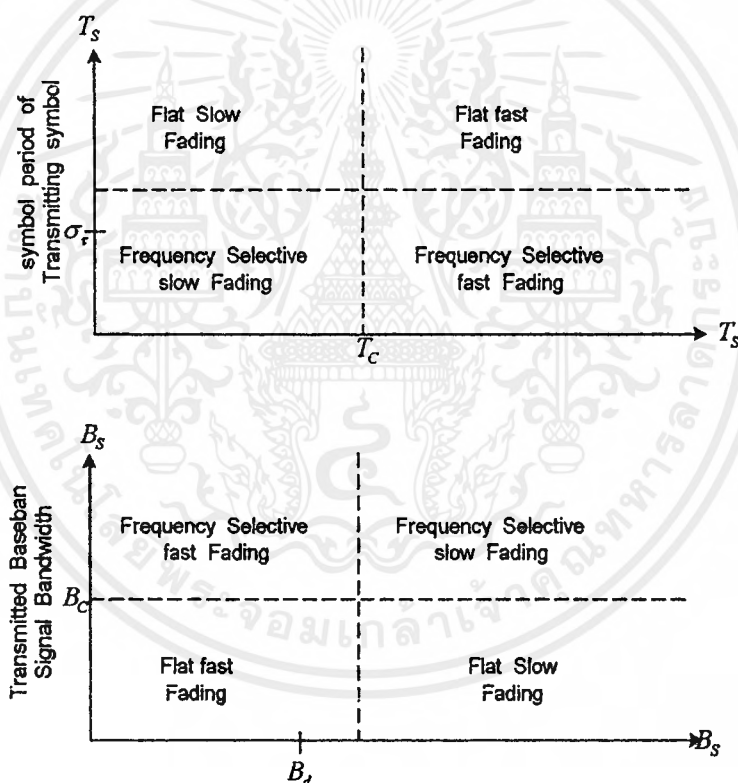
การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่ง ถูกเปรียบเทียบับอัตรา การเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ , ซึ่งช่องสัญญาณจะถูกจัดแบ่งเป็นการจางหายเร็วหรือการจางหายช้า (fast fading or slow fading) การจางหายเร็วในช่องสัญญาณผลตอบสนองทางอิมพัลส์ จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดในช่องสัญญาณทำให้เกิดการกางออกของบิต (symbol duration) ไทม์ โคฮีเรนซ์ (เวลาที่ต้องการสำหรับคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่มีการแพร่กระจายจาก แหล่งจ่าย โคฮีเรนซ์ (coherent source) ไปยังจุดที่ไม่มีความยาวคลื่น เช่นกรณีของระบบสายส่ง , ไทม์ โคฮีเรนซ์และระยะทางโคฮีเรนซ์ ปกติจะถูกลดลงโดยแฟคเตอร์การแพร่กระจาย เป็นพวกการกระจายหายไป , การแตกกระจาย , และการหักเห) ของช่องสัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าคาบของช่องสัญญาณที่ถูกส่ง สาเหตุการกระจายหายไป สาเหตุการกระจายหายไปของความถี่ (บางครั้งเราเรียกการจางหายเนื่องจากการดูคลื่นเวลา) เนื่องจากการกระจายคอปเปอร์ , ซึ่งทำให้สัญญาณบิตเหมือนไป ในการพิจารณาในแกนความถี่ , สัญญาณที่บิตเหมือนไปเนื่องจากการเพิ่มของการจางหายเร็วจะตรงข้ามกับการกระจายคอปเปอร์ ซึ่งสัมพันธ์กับแบนด์วิดธ์ของสัญญาณที่ถูกส่ง ดังนั้นสัญญาณเป็นการจางหายเร็วถ้า

$$T_s > T_c \quad (2.18)$$

และ

$$B_s < B_D \quad (2.19)$$

มันจะถูกบันทึกเมื่อช่องสัญญาณให้เป็นการจางหายเร็วหรือช้า โดยธรรมชาติเราจะไม่สนใจว่าเป็นการจางหายแบบแฟลทหรือการดูดซับความถี่ในช่องสัญญาณตามธรรมชาติ การจางหายเร็วจำนวนมาก เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณเนื่องจากการเคลื่อนที่ ในกรณีของการจางหายแฟลท เราสามารถประมาณผลตอบสนองอิมพัลส์อย่างง่ายให้อยู่ในรูปของเคลดร้าฟังก์ชัน (ไม่เป็นความล่าช้าเวลา) ดังนั้นการจางหายเร็ว , การจางหายแบบแฟลท ในช่องสัญญาณ ซึ่งมีแอมพลิจูดของเคลดร้าฟังก์ชันแปรค่าเร็วกว่าความล่าช้าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่ง ในกรณีของการ ดูดกลืนความถี่ , การจางหายเร็ว , แอมพลิจูด , เฟส , และการกระจายเวลา ขององค์ประกอบหลายทิศทางจะแปรค่าเร็วกว่าอัตราของการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ถูกส่ง ในทางปฏิบัติการจางหายเร็ว จะเกิดขึ้นสำหรับอัตราการส่งข้อมูลที่ต่ำมาก



รูปที่ 2. 9 ชนิดของการจางหายที่ถูกทดลอง

- a) คาบสัญลักษณ์
- b) แบนด์วิคซ์สัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกส่ง $S(t)$ ในกรณีนี้, ช่องสัญญาณจะถูกสมมุติให้เป็นค่าทางสถิติ หรือความแตกต่างของเสียงในทิศทางที่ทำมุมเป็น 180 องศา กับทิศทางที่กำหนดไว้ในแถบความถี่, หมายถึงแบนด์วิดท์การกระจายคอปเปอเรอร์ของช่องสัญญาณจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณจะประสบกับการจางหายช้าถ้า

$$T_s \ll T_c \quad (1.20)$$

และ

$$B_s \gg B_D \quad (1.21)$$

มันจะเด่นชัดในความเร็วของวิทยุเคลื่อนที่ (หรือความเร็วของวัตถุในช่องสัญญาณ) และการกำหนดสัญญาณเบสแบนด์จะไม่สนใจว่าเป็นการจางหายเร็วหรือการจางหายช้าความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของเส้นทางหลายเส้นทางและชนิดของการจางหาย ที่ถูกทดลองโดยสรุปได้ดังรูปที่ 2.9

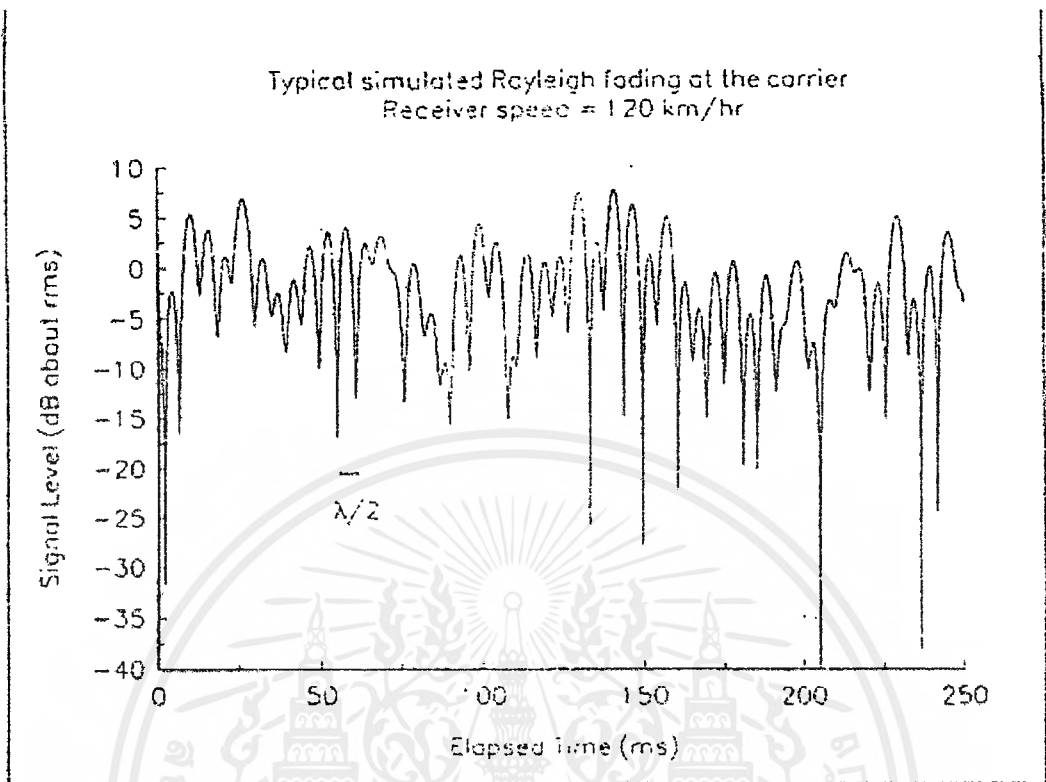
เราให้ความสำคัญเฉพาะ การจางหายเร็วและการจางหายช้า ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่ประเมิณของการเปลี่ยนในช่องสัญญาณและสัญญาณที่ถูกส่ง, และการจำลองการสูญเสียเนื่องจากระยะทาง (path loss) ซึ่งไม่มีการแพร่กระจาย

2.4 การกระจายทางขนาดของสัญญาณแบบเรย์เลห์

ในช่องสัญญาณวิทยุมือถือ, โดยทั่วไปแล้วการกระจายเรย์เลห์จะถูกใช้ในการบอกค่าทางสถิติของการเปลี่ยนแปลงเวลาที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติของเอนเว ลอปของสัญญาณที่รับได้ของสัญญาณการจางหายแบบแฟลต (flat), หรือขนาดขององค์ประกอบจากหลายเส้นทางที่มีลักษณะเฉพาะ ขนาดเหล่านี้จะเป็นผลรวมของสัญญาณควอกระเซอะเกาต์ที่เชื่อมต่อกัน

รูปที่ 2.10 จะแสดงขนาดสัญญาณที่ถูกการกระจายแบบเรย์เลห์ที่อยู่ในฟังก์ชัน ของเวลา การกระจายเรย์เลห์มีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) โดยให้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & ; \quad (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & ; \quad (r < 0) \end{cases} \quad (2.22)$$



รูปที่ 2.10 เอนvelope ของการกระจายแบบเรย์เลห์ ที่ความถี่ 900MHz

เมื่อ σ เป็นค่า rms ของสัญญาณแรงดันที่รับได้ก่อนที่จะมีการดีเทค เอนvelope, และ σ^2 เป็นกำลังเฉลี่ย - เวลาของสัญญาณที่ถูกรับได้ก่อนที่จะมีการดีเทค เอนvelope ความน่าจะเป็นเหล่านี้เอนvelope ของสัญญาณที่รับได้จะไม่เกินค่า R ที่ถูกเปรียบเทียบ คือจะมีความสอดคล้องกับควมมูลสถิติสทริบิวชันฟังก์ชัน ซึ่งแสดงดังนี้

$$P(R) = \Pr(r \leq R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.23)$$

ค่าเฉลี่ย r_{mean} ของการกระจายเรย์เลห์ จะเป็นดังนี้

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^\infty rp(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความแปรปรวนของการกระจายเรย์เลห์โดยแทนด้วย σ_r^2 ซึ่งจะแสดงพาวเวอร์ เอชซี ในเอนเวโลปสัญญาณ ดังนี้

$$\begin{aligned}\sigma_r^2 &= E[r^2] - E^2[r] = \int r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2} \right) = 0.4292 \sigma^2\end{aligned}\quad (2.25)$$

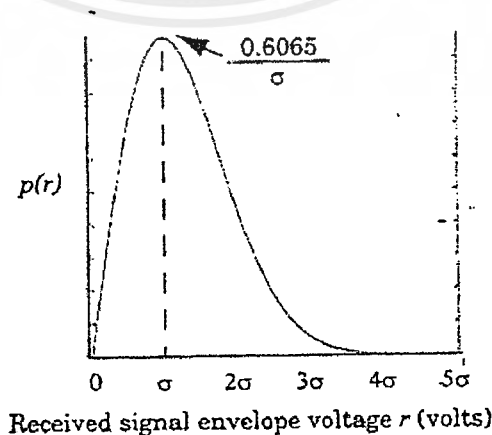
ค่า rms ของเอนเวโลปเป็นค่า square root of the mean square, $\sqrt{2}\sigma$
ค่ากลางของ r จะหาโดย

$$\frac{1}{2} = \int_0^{r_{median}} p(r) dr \quad (2.26)$$

และ

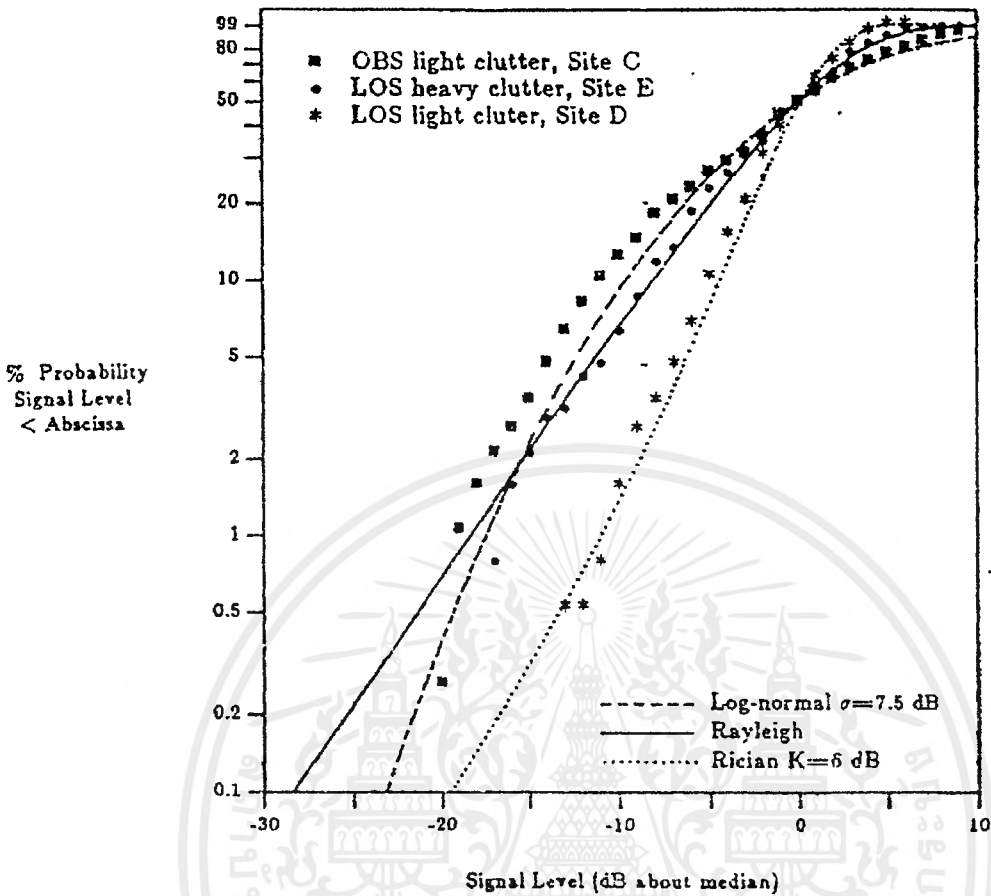
$$r_{median} = 1.177 \sigma \quad (2.27)$$

ดังนั้นค่าเฉลี่ยและค่ากลางจะแตกต่างกัน 0.55dB ในสัญญาณการจางหายแบบเรย์เลห์ แต่เราควรจำว่าในทางปฏิบัติบ่อยครั้งที่เราจะใช้ค่ากลาง, ดังนั้นข้อมูลการจางหายปกติจะถูกวัดภาคในสนามและการกระจายลักษณะพิเศษจะไม่ถูกสมมุติ เนื่องจากการใช้ค่ากลางแทนค่าเฉลี่ยนั้นมันง่ายในการที่จะเปรียบเทียบความแตกต่างของการกระจายการจางหายซึ่งค่าเฉลี่ยจะแปรเปลี่ยนมากกว่า และรูปที่ 2.11 จะแสดง pdf ของเรย์เลห์ ซึ่งความสอดคล้องคือความถี่ฟิดลิตารีบีวชันฟังก์ชัน (CDF) จะแสดงในรูปที่ 2.12



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับสถาบันที่เผยแพร่เอกสารนี้ โดยผู้จัดทำเอกสารขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูล
รูปที่ 2.11 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น(pdf) แบบเรย์เลห์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



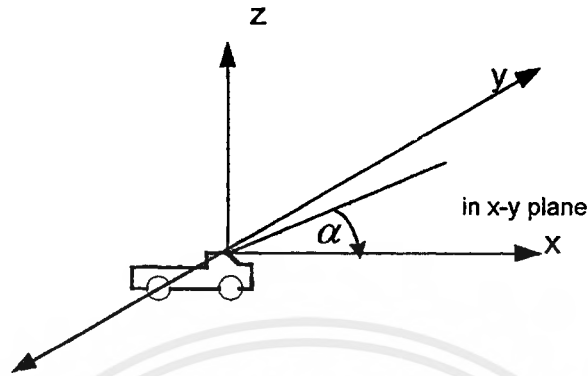
รูปที่ 2.12 แสดงการรวมการกระจายสำหรับการวัดการจางหายสมอล - เสถล ซึ่งประกอบด้วยการกระจายแบบเรย์เลห์, ริเคียน, และล็อก - นอร์มอล

2.5 โครงสร้างทางสถิติของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทาง

แบบจำลองของคลาร์คสำหรับการจางหายแบบแฟลท

แบบจำลองชนิดนี้ได้ถูกพัฒนาจากคุณลักษณะทางสถิติของสนามแม่เหล็ก ของเครื่องรับที่มีการเคลื่อนที่โดยจะพิจารณาจากการแตกกระจายของคลื่น เราจะสมมุติให้เครื่องส่งอยู่กับที่และใช้สายอากาศแบบที่มีโพราไรซ์เป็นแบบตั้งฉาก ซึ่งสนามที่ตกกระทบกับสายอากาศของโมไบล์ โดยถูกสมมุติให้ประกอบด้วยคลื่นระนาบอซิมูท N ที่มีเฟสพาห้เป็นแบบไม่มีกฎเกณฑ์, มุมอซิมูทที่เดินทางมาถึงก็เป็นแบบไม่มีกฎเกณฑ์ด้วยเช่นกัน, และมีแอมพลิจูดเฉลี่ยเท่ากันหมด มันจะถูกบันทึกโดยแอมพลิจูดเหล่านั้นเฉลี่ยเท่ากัน โดยการสมมุติบนพื้นฐานของสภาวะความเป็นจริง ในการที่ไม่ปรากฏทิศทางของไลน์ออฟไซค์, องค์ประกอบที่ถูกทำให้การแตกกระจายที่เดินทางมาถึงที่เครื่องรับจะคล้ายคลึงกับการทดลองการตกทอดที่เกินระยะทางขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงระนาบของคลื่นที่เดินทางมาถึงที่แองเกิลแรนคอม

รูปที่ 2.13 แสดงคลื่นระนาบที่ตกกระทบบนเครื่องรับที่เคลื่อนที่ด้วยความเร็ว v ในทิศทาง x มุมที่คลื่นเดินทางมาถึงจะวัดในระนาบ x, y ซึ่งแทนทิศทางของการเคลื่อนที่ของโมไบล์ โดยที่คลื่นที่เดินทางมาถึงก็จะเกิดการเลื่อนไปของเวลาที่เครื่องรับและคลื่นที่เดินทางมาถึงในเวลาเดียวกัน แต่การเลื่อนจะไม่มากกว่าที่เกิดจากการจางหายจากหลายเส้นทาง ซึ่งทิศทางที่ n ที่คลื่นเดินทางมาถึงซึ่งทำมุมกับแกน x ดังนั้นจะได้ความถี่คอปเปลอร์

$$f_n = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_n \quad (2.28)$$

เมื่อ λ เป็นความยาวของคลื่นที่ตกกระทบ

คลื่นระนาบที่มีโพลาไรซ์แบบตั้งฉาก ที่เดินทางมาถึงยังเครื่องรับจะมีทั้งองค์ประกอบที่เป็น E-field และ H-field ดังนี้

$$E_z = E_o \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (2.29)$$

$$H_x = -\frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \sin \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (2.30)$$

$$H_y = -\frac{E_o}{\eta} \sum_{n=1}^N C_n \cos \alpha_n \cos(2\pi f_c t + \theta_n) \quad (2.31)$$

เมื่อ E_o เป็นแอมพลิจูดที่เป็นจริงของที่ตั้งสนาม E - field เฉลี่ย (ถูกสมมุติให้มีค่าคงที่) C_n เป็นค่าจริงของตัวแปรการสุ่มซึ่งแสดงที่แอมพลิจูดคลื่นที่มีลักษณะเฉพาะ η เป็นอินทรีนิตีคิมพีแดนซ์ ของอวกาศมีค่าเท่ากับ 377Ω และ f_c เป็นความถี่คลื่นพาห์ เฟสที่สุ่มของทิศทางที่ n ที่คลื่นเดินทางมาถึงเครื่องรับ จะมีค่าเท่ากับ

$$\theta_n = 2\pi f_n t + \phi_n \quad (2.32)$$

แอมพลิจูดของ E - field และ H - field จะถูกทำการนอร์มอลไลน์ ดังนั้นผลเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลของ C_n จะเท่ากับ

$$\sum_{n=1}^N \overline{C^2} = 1 \quad (2.33)$$

ดังนั้นความถี่คอปเปลอร์ที่เลื่อนไปจึงมีค่าน้อยมาก เมื่อถูกเปรียบเทียบการเลื่อนของความถี่ของคลื่นพาห์ เราสามารถจำลององค์ประกอบทั้ง (H_x, H_y, E_z) ให้อยู่ในรูปของขั้นตอนการสุ่มแบบแบนด์แคปได้ และจะสามารถประมาณในรูปของตัวแปรการสุ่มแบบเกาส์เซียนได้ถ้า N มีจำนวนมากๆ และมุมของเฟสก็จะถูกสมมุติให้อยู่ในรูปแบบฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) บนช่วงระหว่าง $(0, 2\sigma)$ ส่วนการวิเคราะห์บนพื้นฐานของ Rice จะสามารถแสดง E - field ในรูปแบบของ อิน - เฟส และควอดคาเจอร์

$$E_z = T_c(t) \cos(2\pi f_c t) - T_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.34)$$

เมื่อ

$$T_c(t) = E_o \sum_{n=1}^N C_n \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \quad (2.35)$$

$$T_s(t) = E_o \sum_{n=1}^N C_n \sin(2\pi f_c t + \phi_n) \quad (2.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้ง $T_c(t)$ และ $T_s(t)$ เป็นขั้นตอนการสุ่มแบบเกาส์เซียนซึ่ง $T_c(t)$ และ $T_s(t)$ จะถูกแสดงที่เวลา t , $T_c(t)$ และ $T_s(t)$ เป็นความไม่สอดคล้องกับค่าเฉลี่ย - ศูนย์ของตัวแปรการสุ่มแบบเกาส์เซียนซึ่งมีค่าเท่ากับค่าความแปรปรวน

$$\overline{T_c^2} = \overline{T_s^2} = \overline{|E_r|^2} = \frac{E_o^2}{2} \quad (2.37)$$

ซึ่งเครื่องหมายบาร์จะเป็นการบอกว่าเป็นค่าเฉลี่ย

เราให้แอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ใน E-field ในองค์ประกอบของ $E_r(t)$ จะแสดงดังนี้

$$|E_r(t)| = \sqrt{T_c^2(t) + T_s^2(t)} = r(t) \quad (2.38)$$

ดังนั้น T_c และ T_s เป็นตัวแปรการสุ่มแบบเกาส์เซียน, มันสามารถแสดงการถ่ายโอนจากโอเนชันการสุ่มของแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ r ซึ่งมีการกระจายเรย์เลห์โดยให้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & ; 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & ; r < 0 \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\text{เมื่อ } \sigma^2 = \frac{E_o^2}{2}$$

รูปร่างสเปกตรัมเนื่องจากการกระจายคอปเปลอร์ในแบบจำลองของคลาร์ก

ซึ่งแกนส์(Gans)ได้พัฒนาการวิเคราะห์สเปกตรัมในแบบจำลองของคลาร์ก ถ้า $p(\alpha)d\alpha$ จะอ้างถึงกำลังสูงสุดที่เดินทางมาถึงเครื่องรับที่มีค่าน้อยๆ ที่อยู่ภายในมุม $d\alpha$ ของมุม α , และถ้า A ถูกแสดงกำลังเฉลี่ยที่รับได้โดยใช้สายอากาศแบบไอโซโทรปิก $N \rightarrow \infty$, $p(\alpha)d\alpha$ เข้าใกล้ค่าต่อเนื่อง ถ้า $G(\alpha)$ เป็นอัตราขยายของแบบรูปอิมิมูรของสายอากาศวิทยุเคลื่อนที่โดยมีฟังก์ชันของมุมที่เดินทางมาถึง, และกำลังสุทธิต่รับได้แสดงดังนี้

$$P_r = \int_0^{2\pi} AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha \quad (2.40)$$

เมื่อ $AG(\alpha)p(\alpha)d\alpha$ เป็นการเปลี่ยนแปลงของกำลังที่รับได้ที่มุม α ถ้าสัญญาณที่ถูกทำให้แตกกระจายคือ สัญญาณ CW ของความถี่ f_c ดังนั้นความถี่ขณะใดขณะหนึ่งขององค์ประกอบของสัญญาณที่รับได้ที่เดินทางมาถึงที่มุม α โดยใช้สมการที่ (2.22)

$$f(\alpha) = f = \frac{v}{\lambda} \cos(\alpha) + f_c = f_m \cos \alpha + f_c \quad (2.41)$$

เมื่อ f_m เป็นคอปเปลอร์สูงสุดที่เลื่อนไป $f(\alpha)$ จะแสดงในฟังก์ชันของ α

ถ้า $S(f)$ เป็นสเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้ และเราสามารถแสดงความแตกต่างของการเปลี่ยนแปลงกำลังที่รับได้ โดยให้ความถี่

$$S(f)|df| \quad (2.42)$$

การทำสมการความแตกต่าง การเปลี่ยนแปลงของกำลังที่รับได้ ซึ่งสมการความถี่ที่แตกต่างกัน ในการเปลี่ยนแปลงกำลังที่รับได้ที่มุม,

$$S(f)|df| = A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]d\alpha \quad (2.43)$$

และเมื่อทำการดิฟสมการที่ (2.41) และทำการจัดเทอมใหม่จะได้

$$|df| = |d\alpha| \sin \alpha f_m \quad (2.44)$$

ใช้สมการที่ (2.41) , α สามารถที่จะแสดงได้ดังนี้

$$f = f_m \cos \alpha + f_c \quad (2.45)$$

$$\cos \alpha = \frac{f - f_c}{f_m} \quad (2.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้

$$\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{f - f_c}{f_m} \right] \quad (2.47)$$

จากสมการ (2.47) ยกกำลังสองทั้งสองข้างจะได้

$$\cos^2 \alpha = \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \quad (2.48)$$

จาก $\sin^2 A = 1 - \cos^2 A$

ดังนั้น

$$\sin^2 \alpha = 1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2 \quad (2.49)$$

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2} \quad (2.50)$$

จาก (2.39) จะได้

$$S(f) = \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]d\alpha}{|df|} \quad (2.51)$$

แทนสมการ (2.45), (2.46) ใน (2.39) จะได้

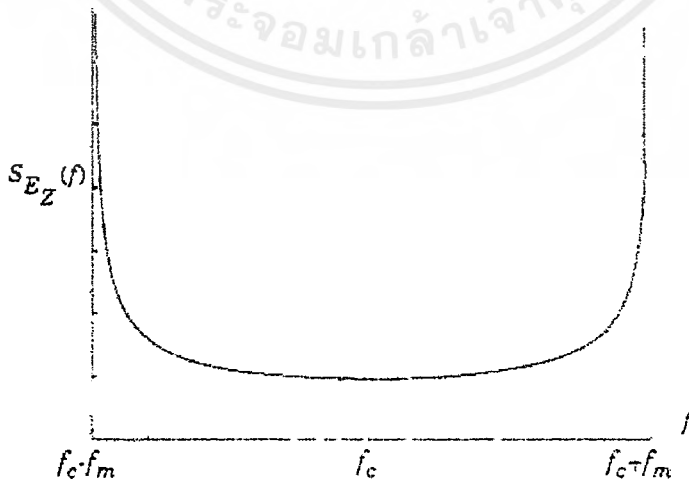
$$\begin{aligned} S(f) &= \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{|df|} \times \frac{|df|}{|\sin \alpha| f_m} \\ &= \frac{A[p(\alpha)G(\alpha) + p(-\alpha)G(-\alpha)]}{f_m \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m} \right)^2}} \end{aligned} \quad (2.52)$$

เมื่อ
$$S(f) = 0 \quad ; \quad |f - f_c| > f_m \quad (2.53)$$

สเปกตรัมคือความถี่ที่ถูกวางไว้ตรงกลางคลื่นพาห์และจะไม่เป็นเมื่ออยู่นอกช่วง $f_c \pm f_m$ จากสมการ (2.52) ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังที่ $f = f_c \pm f_m$ จะเป็นอินทิกรัลของฟังก์ชันของคอปเปลอร์ที่ทำมุม 0 และ 180 องศา จะมีความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังเป็นอินทิกรัลในซึ่ ดังนั้น α เป็นการถูกกระจายที่ต่อเนื่องและความน่าจะเป็นขององค์ประกอบของสัญญาณที่เดินทางมาถึงจะมีความแม่นยำเมื่อเป็นองค์ประกอบที่เดินทางมาถึงเป็นองค์ประกอบที่ทำมุมศูนย์ องศา

ในรูปที่ 2.14 จะแสดงความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังที่เป็นผลจากสัญญาณ R เนื่องจากการจางหายคอปเปลอร์ ซึ่งสมิท (Smit) ได้ใช้แบบจำลองของคลาร์กในการทดลองอย่างง่าย โดยอาศัยการจำลองในคอมพิวเตอร์ หลังเอนเวโลป ทิศทางของสัญญาณคอปเปลอร์ที่ถูกเลื่อน, ผลของเบสแบนด์สเปกตรัมจะมีความถี่สูงสุดของ $2f_m$ มันสามารถที่จะแสดงสนามไฟฟ้าที่ผลิตเบสแบนด์ความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังได้ดังนี้

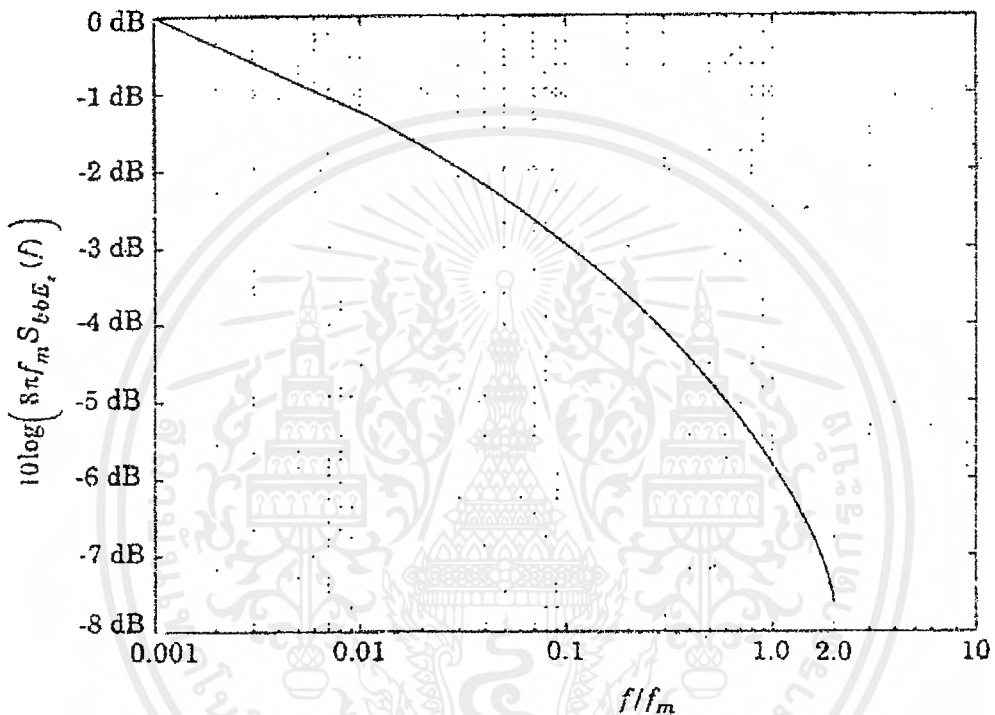
$$S_{bbEz}(f) = \frac{1}{8\pi f_m} K \left[\sqrt{1 - \left(\frac{f}{2f_m} \right)^2} \right] \quad (2.54)$$



รูปที่ 2.14 สเปกตรัมกำลังของความถี่คอปเปลอร์ ขณะแคเรียร์ CW ไม่ถูกมอดดูเลท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ K เป็นการอินทิเกรตวงรีโดยสมบูรณ์ของ first kind สมการที่ (1.54) ไม่ใช่เกิดขึ้นจากโดยความรู้สึกที่เกิดขึ้นเองและเป็นผลของความสอดคล้องทางเวลาของสัญญาณที่รับได้เมื่อถูกผ่านอนติเอนิเยร์ เอนวะโกล ดิเทคเตอร์ (nonlinear envelope detector) รูปที่ 2.15 จะแสดงเบสแบนด์สเปกตรัมสัญญาณที่รับได้หลังจากทำการดิเทคเตอร์แล้ว



รูปที่ 2.15 เบสแบนด์ความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังของสัญญาณคอปเปลอร์หลังจากที่มีการดิเทค เอนวะโกล

รูปร่างของการหาการกระจายคอปเปลอร์ที่หาในรูปคลื่นการจางหายในแกนเวลา และบอกความสอดคล้องเวลาและแนวโน้มของความชัน ผู้จำลองการจางหายแบบเรย์เลห์จะต้องใช้สเปกตรัมการจางหายดังเช่นสมการที่ (2.54) ในการผลิตเวฟฟอร์มการจางหายที่จำกัดจะต้องเหมาะสมความสอดคล้องทางเวลา

2.6 สัญญาณรบกวนขาว (White noise)

สัญญาณรบกวน เกิดมาจากสาเหตุต่างๆ กัน และมีรูปแบบที่เอสดี ที่แตกต่างกันสัญญาณรบกวนที่ควรให้ความสนใจมากที่สุด คือ สัญญาณรบกวนที่มีค่าพีเอสดี เท่ากันที่ทุกความถี่ ซึ่งมีชื่อว่าสัญญาณรบกวนขาว (white noise) ปกติเมื่อเรากล่าวถึงสัญญาณรบกวน ถ้าไม่ได้บอกกล่าวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงค่าเฉลี่ยของมัน เราก็จะหมายถึงสัญญาณรบกวนที่มีค่าเฉลี่ยของมันเป็นศูนย์ เพราะปกติถ้าสัญญาณรบกวนที่มีค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์ เราอาจคิดเทียบได้ว่า สัญญาณรบกวนนั้น คือ สัญญาณรบกวนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ รวมอยู่กับสัญญาณไฟตรงที่มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนนั้น

สัญญาณรบกวนที่มีการแจกแจงกำลังของค่ากำลังเท่ากันตลอดความถี่ บนแกนความถี่ข้างเดียวเท่ากับ η วัตต์/เฮิรตซ์ จะมีค่าฟังก์ชันพีเอสดี อยู่ในรูปแบบของสเปกตรัมสองข้างคือ $S_n(\omega) = \frac{\eta}{2}$ ที่ทุกความถี่เป็นที่ควรสังเกตว่า การกำหนดนิยามของสัญญาณรบกวนขาวว่า คือ สัญญาณรบกวนที่มีค่าพีเอสดี คงที่ตลอดทุกความถี่นั้น เป็นการกำหนดโดยความเป็นลักษณะตามอุดมคติ ทั้งนี้เพราะว่า การกำหนดเช่นนี้ มีค่ามากอนันต์ค่าคือ

$$\overline{n^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{\eta}{2}\right) d\omega \rightarrow \alpha \quad (2.55)$$

ซึ่งสัญญาณที่มีค่ากำลังเฉลี่ยมหาศาลเช่นนี้ ย่อมไม่มีในทางปฏิบัติ แต่อย่างไรก็ตามการนิยามเช่นนี้ นับเป็นรูปแบบที่ดีสำหรับเมื่อแบนด์วิดธ์ของสัญญาณรบกวนที่มีอยู่มาก ในกรณีเช่นนี้ระบบที่กำลังใช้งานนั้นแคบกว่าแบนด์วิดธ์ของสัญญาณรบกวน ที่มีอยู่มาก ในกรณีนี้ระบบก็จะปฏิบัติการอยู่ในช่วงแบนด์วิดธ์ที่จำกัดของสัญญาณรบกวนเท่านั้นเพราะฉะนั้น โดยทางปฏิบัติ นั้นสัญญาณรบกวนขาวที่เราสนใจจะเป็นสัญญาณรบกวนขาวที่อยู่ในลักษณะ สัญญาณรบกวนขาวที่มีย่านความถี่จำกัด (band-limited white noise) เท่านั้น ซึ่งเมื่อเป็นเช่นนี้ก็เห็นว่าเพียงพอสำหรับการวิเคราะห์ระบบนั้น กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าในทางปฏิบัติ นั้น ถึงแม้ระบบที่เรากำลังใช้งานอยู่จะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวตามอุดมคติ ส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนขาวที่มีความถี่พื้น โกล ไปจากแบนด์วิดธ์ของระบบนั้นก็จะมีผลกระทบต่อระบบที่กำลังให้ความสนใจอยู่ขององค์ประกอบด้านความถี่ของสัญญาณรบกวนขาวที่มีต่อระบบนั้น จะมีองค์ประกอบซึ่งมีความถี่ซึ่งมีย่านความถี่ที่จำกัดเท่านั้น ตัวอย่างของสัญญาณรบกวนขาวที่มีย่านความถี่จำกัด ที่เราสนใจคือ สัญญาณรบกวนเนื่องจากอุณหภูมิ (Thermal noise)

แต่จากโครงการนี้เราได้ทำการจำลองสัญญาณรบกวนขาวขึ้นมา โดยมีแบบจำลองดังที่ได้แสดงในรูปที่ของบล็อกไดอะแกรมของปริยญาพันธ์

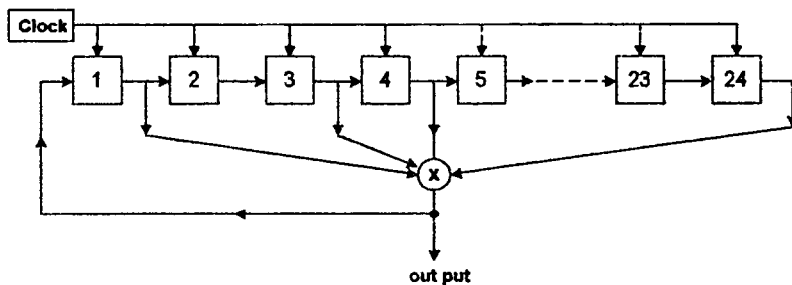
2.7 การกำเนิดสัญญาณ ; PRBS

การกำเนิดสัญญาณ PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) จะทำงานโดยใช้ชิพรีจิสเตอร์ ที่มีการต่อป้อนกลับแบบวงจรวกแบบ Modulo 2 โดยที่เราจะใช้ฟลิปฟล็อปมาต่อแบบอนุกรมกัน เพื่อให้ทำหน้าที่เป็นชิพรีจิสเตอร์ ซึ่งก็จะมีการป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กับชิพรีจิสเตอร์แต่ละตัว เมื่อชิพรีจิสเตอร์ได้รับสัญญาณนาฬิกาข้อมูลไบนารีที่อยู่ในฟลิปฟล็อป ก็จะถูกย้ายไปยังฟลิปฟล็อปตัวถัดไปและจะมีการกำหนดจุดต่อเพื่อทำการป้อนกลับสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อเป็นการกำหนดความยาวของ PRBS จะใช้สมการ Primitive Polynomial ยกกำลัง m เป็นตัวกำหนดจำนวนชิพรีจิสเตอร์ทั้งหมดที่ใช้ นอกจากนั้นเรายังใช้สมการ Primitive Polynomial เพื่อกำหนดจุดต่อได้ด้วย ซึ่งตารางที่ 2.2 จะแสดงกำลังของสมการ Primitive Polynomial ที่มีกำลังตั้งแต่ 1 ถึง 40

สมการ Primitive Polynomial นี้จะให้สัญญาณ PRBS ที่มีความยาว $n = 2^m - 1$ เนื่องจากจะไม่ให้เกิดสถานะที่เป็น 0 ก่อนที่จะมีการป้อนกลับให้มีสถานะซ้ำกับข้อมูลเดิมจากตารางที่ 2.3 จึงให้สัญญาณ PRBS ที่มีความยาวสูงสุดถึง $2^{40} - 1 = 10^{12}$ ซึ่งใน โครงการนี้เราจะใช้ชิพรีจิสเตอร์ จำนวน 24 ตัว ดังนั้นจากตารางถ้าเรานำสมการ Primitive Polynomial ที่มีค่า $h(x) = x^{24} + x^4 + x^3 + x + 1$ มาพิจารณาจะเห็นว่ากำลังสูงสุดของสมการ (m) = 24 ดังนั้นเราจะได้ว่าใน Sequence นี้เราจะใช้ชิพรีจิสเตอร์ทั้งหมดจำนวน 24 ตัว และเราจะแสดงถึงการต่อป้อนกลับได้ดังรูปที่ 2.16 คือนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของชิพรีจิสเตอร์ตัวที่ 1, 3, 4, และ 24 มาใช้บวกกันแบบ Modulo 2 (โดยในสมการ Primitive Polynomial จะแทนด้วยเครื่องหมายบวก) ซึ่งนั่นก็คือการใช้ Exclusive OR Gate จากรูป 2.16 สมมุติให้สถานะเริ่มต้นของการทำงานของชิพรีจิสเตอร์เป็นลอจิก 1111 1111 1111 1111 1111 1111 เมื่อมีการให้สัญญาณนาฬิกาเข้าไป ข้อมูลเดิมในชิพรีจิสเตอร์ก็จะถูกเลื่อนไปทางซ้ายมือ 1 ตำแหน่งคือข้อมูลเดิมในฟลิปฟล็อปจะถูกย้ายไปเก็บไว้ในฟลิปฟล็อปตัวถัดไป แล้วนำเอาเอาต์พุตเดิมของ ฟลิปฟล็อปในตัวที่ 1, 3, 4, และ 24 ก่อนที่จะมีสัญญาณนาฬิกาเข้ามาก่อนทำการบวกแบบ Modulo 2 แล้วป้อนกลับไปเป็นอินพุตใหม่ให้กับฟลิปฟล็อปตัวแรกที่จะเห็นว่าข้อมูลที่อยู่ใน ชิพรีจิสเตอร์ จะเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ จนครบ 16777215 สถานะ ($n = 2^r - 1$) ซึ่งเป็นค่าความยาวสูงสุดของ Sequence และจากความยาวสูงสุดของ Sequence สามารถที่จะสรุปคุณสมบัติต่างๆ ได้ดังนี้

Degm	H(x)	degm	H(x)
1	$X+1$	21	$X^{21}+X^2+1$
2	X^2+X+1	22	$X^{22}+X+1$
3	X^3+X+1	23	$X^{23}+X^5+1$
4	X^4+X+1	24	$X^{24}+X^4+X^3+X+1$
5	X^5+X^2+1	25	$X^{25}+X^3+1$
6	X^6+X+1	26	$X^{26}+X^8+X^7+X+1$
7	X^7+X+1	27	$X^{27}+X^8+X^7+X+1$
8	$X^8+X^6+X^5+X+1$	28	$X^{28}+X^3+1$
9	X^9+X^4+1	29	$X^{29}+X^2+1$
10	$X^{10}+X^3+1$	30	$X^{30}+X^{16}+X^{15}+X+1$
11	$X^{11}+X^2+1$	31	$X^{31}+X^3+1$
12	$X^{12}+X^7+X^4+X^3+1$	32	$X^{31}+X^{28}+X^{27}+X+1$
13	$X^{13}+X^4+X^3+X+1$	33	$X^{33}+X^{13}+1$
14	$X^{14}+X^{12}+X^{11}+X+1$	34	$X^{34}+X^{15}+X^{14}+X+1$
15	$X^{15}+X+1$	35	$X^{35}+X^2+1$
16	$X^{16}+X^5+X^3+X^2+1$	36	$X^{36}+X^{11}+1$
17	$X^{17}+X^3+1$	37	$X^{37}+X^{12}+X^{10}+X^2+1$
18	$X^{18}+X^7+1$	38	$X^{38}+X^6+X^5+X+1$
19	$X^{19}+X^6+X^5+X+1$	39	$X^{39}+X^4+1$
20	$X^{20}+X^3+1$	40	$X^{40}+X^{21}+X^{19}+X^2+1$

ตารางที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างสมการ Primitive Polynomial กับ Degree



รูปที่ 2.16 การต่อ Shift Register

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Length of Shift Register	Feedback Taps	Penode of Sequence
3	1,3	7
4	1,4	15
5	2,5	31
6	1,6	63
7	1,7	127
8	1,6,7,8	255
9	4,9	511
10	3,10	1023
11	2,11	2047
12	2,10,11,12	4095
13	1,11,12,13	8191
14	2,12,13,14	16383
15	14,15	32767
16	11,13,14,16	65536
17	14,17	131071
18	11,18	26143
19	14,17,18,19	524287
20	17,20	1048575

ตารางที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนชิฟรีจิสเตอร์กับตำแหน่งที่ทำการเทพออกมา

จากที่กล่าวมาสามารถที่สรุปได้ดังนี้

- จะมีจำนวนของลอคิก 1 ในแต่ละ 1 รอบของเอาต์พุตที่ควมซ มากกว่าจำนวนลอคิก 0 ค่าที่ได้จะเป็นการเรียงลอคิก 0 หรือลอคิก 1 ตามความยาว n จะเป็นสองเท่าของการทำงาน ความยาว $n+1$ ซึ่งถ้าเป็น $\frac{1}{2}$ การทำงานจะมีความยาวเป็น 1 ที่ $\frac{1}{4}$ จะมีความยาวเป็น 2 และที่ $\frac{1}{8}$ จะมีความยาวเป็น 3

- auto correlation ของซีควอนซ์มีค่าสูงสุด เท่ากับความยาวของซีควอนซ์ $(2^n - 1)$ ที่ซีโรชิฟ (zeroshift) และที่มัลติเปิล (multiples) ความยาวของซีควอนซ์ที่ชิฟรึจิสเตอร์ตัวอื่นๆ มีค่าคอรรัเลชันเป็น -1 ค่าอโต้คอรรัเลชัน (auto correlation) ของ PRBS ขนาด 7บิต

2.8 Doppler Filter

2.8.1 Time Convolution

การหาคุณสมบัติของระบบหาได้สองวิธี วิธีแรกคือ Frequency Transfer Function ส่วนวิธีที่สองคือ Impulse Response ซึ่งสองวิธีนี้มีความสัมพันธ์กัน โดยใช้หลักของ Convolution สำหรับสัญญาณทดสอบ $f(t) = \delta(t - \tau)$ Impulse Response ของระบบนิยามเป็น

$$T\{\delta(t - \tau)\} = h(t, \tau) \quad (2.56)$$

เมื่อ τ เป็นตัวแปร Delay หรือ “Age” ถ้าระบบเป็นแบบ Time-Invariant System $h(t, \tau)$ จะมีรูปแบบเป็น

$$T\{\delta(t - \tau)\} = h(t - \tau) \quad (2.57)$$

Input Signal $f(t)$ จะต้องมีรูปแบบอยู่ในทอมของ Impulse Function ซึ่งสามารถแสดงได้เป็น

$$f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\delta(\tau - t)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\delta(t - \tau)d\tau \quad (2.58)$$

ถ้าระบบเป็นแบบ Linear System จะได้ Output Response ที่มีความสัมพันธ์กับ Impulse Response เป็น

$$g(t) = T\left\{\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)\delta(t - \tau)d\tau\right\} \quad (2.59)$$

จากทฤษฎีบทของ Integration จะสามารถเขียนได้เป็น

$$g(t) = T \left\{ \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(\tau_n) \delta(t - \tau_n) \Delta\tau \right\} \quad (2.60)$$

ใช้หลักของการวางซ้อน จะสามารถสลับตำแหน่งระหว่างตัวดำเนินการของระบบกับ Summation ได้ $f(\tau_n)$ เป็น Weight (Area) ของ Impulse Function และเป็นค่าคงที่สำหรับแต่ละ Impulse ซึ่งจะได้

$$g(t) = \lim_{\Delta\tau \rightarrow 0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(\tau_n) \Gamma\{\delta(t - \tau_n)\} \Delta\tau \quad (2.61)$$

ทำกลับไปเป็นรูปแบบ Integration และใช้สมการ (2.60) จะได้

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) h(t, \tau) d\tau \quad (2.62)$$

ถ้าระบบเป็นทั้ง Time-Invariant และ Linear System สมการ (2.62) จะลดลงเป็นรูปแบบที่สำคัญคือ

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2.63)$$

ผลที่ได้นี้เรียกว่า Convolution Integral ซึ่งสามารถแทนได้โดยใช้สัญลักษณ์ Convolution Integral เป็น

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) h(t - \tau) d\tau = f(t) \otimes h(t) \quad (2.64)$$

คุณสมบัติที่สำคัญของ Fourier Transform คือ ถ้าในโดเมนเวลามีการทำคอนโวลูชัน ในโดเมนความถี่จะลดตัวดำเนินการคอนโวลูชันมาเป็นผลคูณทางพีชคณิตซึ่งมีรูปแบบทางคณิตศาสตร์เป็น

$$f(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (2.65)$$

และ

$$F\{f(t)\} = F(\omega), \quad F\{h(t)\} = H(\omega) \quad (2.66)$$

จะได้

$$F\{f(t) \otimes h(t)\} = F(\omega)H(\omega) \quad (2.67)$$

พิสูจน์

$$F\{f(t) \otimes h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)h(t-\tau) d\tau \right] e^{-j\omega t} dt \quad (2.68)$$

ทำการสลับตำแหน่งของ Integration จะได้

$$F\{f(t) \otimes h(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) e^{-j\omega t} dt \right] d\tau \quad (2.69)$$

ใช้คุณสมบัติ Time-Shifting (Delay) จะได้

$$F\{h(t-\tau)\} = e^{-j\omega\tau} H(\omega) \quad (2.70)$$

ดังนั้น จะได้กระบวนการ Integration ที่เหลือเป็น

$$\begin{aligned} F\{f(t) \otimes h(t)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)H(\omega)e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= H(\omega) \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= H(\omega)F(\omega) \end{aligned} \quad (2.71)$$

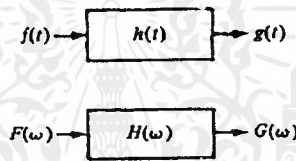
ดังนั้นการคอนโวลูชัน ในโดเมนเวลาจะได้ค่าตรงกับการคูณกันในโดเมนความถี่

2.8.2 คุณสมบัติ ของระบบเชิงเส้น (Linear System)

กำหนดให้มี Input Signal $f(t)$ ในระบบที่เป็นทั้ง Linear System และ Time-Invariant System แล้วทำให้ได้ Output Signal $g(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 2.17 Spectral Density ของ Input Signal และ Output Signal เป็น $F(\omega)$ และ $G(\omega)$ ตามลำดับ Impulse Response และ Frequency Transfer Function ของระบบเป็น $h(t)$ และ $H(\omega)$ ตามลำดับ จะมีความสัมพันธ์เป็น

$$g(t) = f(t) \otimes h(t) \quad (2.72)$$

$$G(\omega) = F(\omega)H(\omega) \quad (2.73)$$



รูปที่ 2.17 การแสดงระบบในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่

ดังนั้น Frequency Transfer Function เป็น Fourier Transform ของ Impulse Response ของระบบที่เป็นทั้ง Linear System และ Time-Invariant System ในโดเมนเวลา ระบบจะเปลี่ยนแปลงรูปร่างของ Input Signal ในโดเมนความถี่ ระบบจะเปลี่ยนแปลง Spectral Density ของ Input Signal ผลกระทบเหล่านี้จะมีความสัมพันธ์กันโดยการทำ Fourier Transform

ระบบชนิดนี้จะมีการกระทำเป็น Filter บนส่วนประกอบความถี่ต่าง ๆ ที่ป้อนให้แก่ระบบ บางส่วนประกอบความถี่จะขยาย บางส่วนประกอบความถี่จะถูกลดทอน และบางส่วนประกอบความถี่จะไม่มีผลกระทบ ในแต่ละส่วนประกอบความถี่จะมีการเลื่อนทางเฟสเมื่อผ่านเข้าไปในระบบ เขียนสมการ (2.73) ใหม่โดยแบ่งสองผลกระทบเหล่านี้ออกมา ได้

$$|G(\omega)|e^{j\theta_g(\omega)} = |F(\omega)|e^{j\theta_f(\omega)}|H(\omega)|e^{j\theta_h(\omega)} \quad (2.74)$$

$$|G(\omega)| = |F(\omega)||H(\omega)| \quad (2.75)$$

$$\theta_g(\omega) = \theta_f(\omega) + \theta_h(\omega) \quad (2.76)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองขนาดจะได้จากผลคูณระหว่างขนาดของ Spectral Density ด้ยคูณกับขนาดของ Frequency Transfer Function ระบบ ผลตอบสนองเฟสจะได้จากผลรวมระหว่างผลตอบสนองเฟสทั้งสองนี้ ซึ่งสามารถใช้ได้กับกรณีของระบบที่เชื่อมต่อกันแบบ Cascade ได้เมื่อแต่ละระบบไม่มีการเปลี่ยนแปลง Frequency Transfer Function ตามระบบอื่น

2.8.3 Transversal Filter

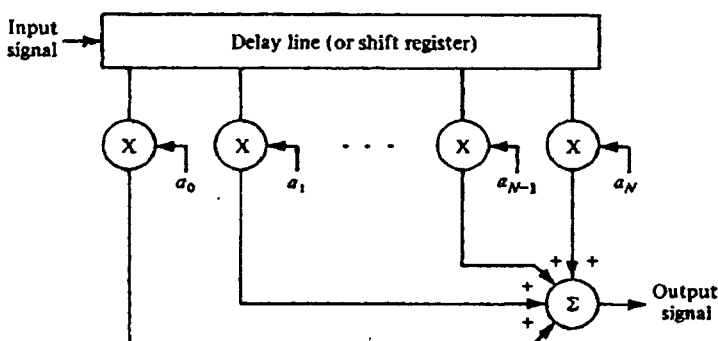
การสังเคราะห์ระบบที่เป็นทั้งระบบที่เป็นเชิงเส้น (Linear System) และระบบที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time-Invariant System) เป็นการออกแบบระบบที่ทำให้ได้ผลตอบสนองค่าหนึ่ง (Impulse Response) และ Frequency Transfer Function ตามที่ต้องการ วิธีหนึ่งที่สามารถทำได้คือทำการประมาณ Impulse Response โดยใช้ Delay Line ที่มี Tap ที่จุดต่าง ๆ และ Weight โดยใช้ Gain Factor เพื่อทำให้เห็นภาพได้ชัดเจน สำหรับ Realizable System (Causal) ที่มี Impulse Response เป็น $h(t)$ และมี Input Signal $f(t)$ เป็นแบบ Causal จะเขียน Convolution Integral ได้เป็น

$$g(t) = \int_0^t f(\tau)h(t-\tau)d\tau = \int_0^t f(t-\tau)h(\tau)d\tau \quad (2.77)$$

Integration ในสมการ (2.77) สามารถประมาณได้เป็น

$$g(t) \approx \sum_{k=0}^{i/\Delta\tau} f(t-k\Delta\tau)h(k\Delta\tau)\Delta\tau \quad (2.78)$$

ผลที่ได้นี้ทำได้โดยใช้ Delay Line ที่มี Tap ที่ Delay $k\Delta\tau$ Output ของแต่ละ Tap จะถูกคูณ (Weight) ด้วย $h(k\Delta\tau)\Delta\tau$ ดังแสดงในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 Tapped-Delay-Line (Transversal) Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของฟิลเตอร์ที่ใช้ แทพ ฟิลเตอร์ โลင်း (Tapped Delay Line), แทพ เวท (Tap Weight) และการบวก ดังแสดงในรูปที่ 2.18 เรียกว่า Transversal Filter ซึ่งจะมีความยืดหยุ่นมากกว่า Lumped-RLC Filter

ทั้งวิธีดิจิทัล (Digital) และอะนาล็อก (Analog) สามารถใช้สร้างเป็นทรานส์เวอร์ซอล ฟิลเตอร์ ได้ ถ้าใช้กับวิธีดิจิทัล จะทำดีเลย์ (Delay) ได้โดยใช้ชิพรีจิสเตอร์ โดยมีดีเลย์ เท่ากับคาบของสัญญาณนาฬิกา ดังนั้น คอมพิวเตอร์สามารถใช้ทำเป็นทรานส์เวอร์ซอล ฟิลเตอร์ได้ (เรียกว่า Digital Filter) ส่วนวิธีอื่นจะใช้อุปกรณ์ชาร์จ – คัพเพลด (Charge-Coupled Device :CCD) ซึ่งจะทำการกำจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป

2.9 แบบจำลองการจางหายของเรย์เลห์ ชนิด 2 ทิศทาง

แบบจำลองของคลาร์คและค่าทางสถิติของการจางหายแบบเรย์เลห์เป็นเงื่อนไขการจำลองการจางหายแฟลท ซึ่งจะไม่พิจารณาความล่าช้าของเวลาจากเส้นทางหลายเส้น ในระบบการสื่อสารโมไบล์สมัยใหม่ ที่มีอัตราการส่งข้อมูลที่สูง มันมีความจำเป็นที่จะเปลี่ยนผลแบบจำลองของการกระจายกว้างของความล่าช้าจากเส้นทางหลายเส้นทาง โดยทั่วไปแบบจำลองการจางหายแบบเรย์เลห์ 2 ทิศทางจะถูกใช้ในการจำลองแบบหลายเส้นทาง ในรูปที่ 2.19 จะแสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายอิสระแบบเรย์เลห์อิสระ 2 ทิศทางซึ่งผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของแบบจำลองจะแสดงโดย

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) + \alpha_2 \exp(\alpha_2) \delta(t - \tau) \quad (2.79)$$

เมื่อ

α_1 และ α_2	เป็นการกระจายเรย์เลห์อิสระ
ϕ_1 และ ϕ_2	เป็นอิสระและเป็นรูปแบบที่ถูกกระจายเกิน $(0, 2\pi)$
τ	เป็นความล่าช้าของเวลาระหว่างทิศทาง 2 ทิศทาง

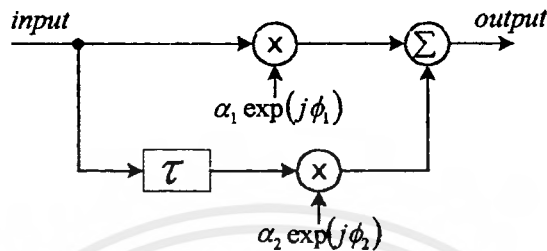
ถ้าเราปรับ $\alpha_2 = 0$ จะเป็นช่องสัญญาณการจางหายของเรย์เลห์ flat กรณีพิเศษ ซึ่งถูกแสดงโดย

$$h_b(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) \quad (2.80)$$

โดยการปรับ τ . มันเป็นไปได้ที่จะทำให้เกิดผลในย่านที่กว้างของการจางหายแบบการดูดซับความถี่ ความเหมาะสมทางคุณลักษณะของโหนด คอร์เรชันของตัวแปร การสุ่มแบบเรย์เลห์ α_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ α_2 นั้นจะเป็นตัวรับประกันโดยการกำหนดรูปคลื่นอิสระซึ่งถูกผลิตขึ้นจากการทำการอินเวิร์สฟูรีเยร์ ทรานฟอร์ม (inverse Fourier transform) ของสเปกตรัม



รูปที่ 2.19 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองการจางหายเรย์เลห์ชนิด 2 ทิศทาง

2.10 การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้

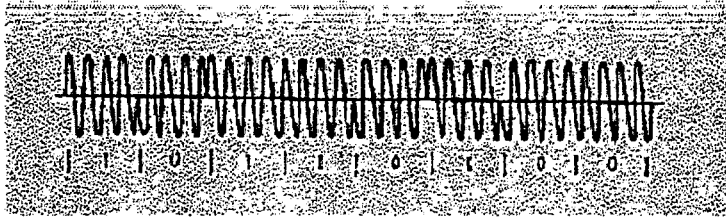
การมอดูเลตแบบเปลี่ยนเฟสของคลื่นพาห้ (PSK) นั้นเป็นการนำเอาสัญญาณเชิงเลขมาเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ในกรณีสัญญาณเชิงเลขแบบ M ระดับ เฟสของสัญญาณ คลื่นพาห้ก็จะถูกแบ่งออกเป็น M ค่า เพื่อใช้แทนสัญญาณในแต่ละระดับ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะเขียนได้ในรูป (2.20)

$$X_c(t) = A_c \sum_k \cos(\omega_c t + \phi_k) p(t - kD) \quad (2.81)$$

โดยที่

$$\phi_k = \frac{\pi(2a_k + 1)}{M} ; a_k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (2.82)$$

และ $p(t-kD)$ แสดงสัญญาณพัลส์ที่มีค่าเป็น “1” และกว้างเท่ากับ D ลักษณะของสัญญาณ PSK ในสมการ (2.81) แสดงว่าเฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของสัญญาณเชิงเลขและขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้จะไม่เปลี่ยนแปลง ในกรณีที่สัญญาณ 2 ระดับ เฟสของสัญญาณ 0 กับสัญญาณ 1 ก็อยู่ตรงข้ามกัน รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของรูปคลื่นกรณีนี้

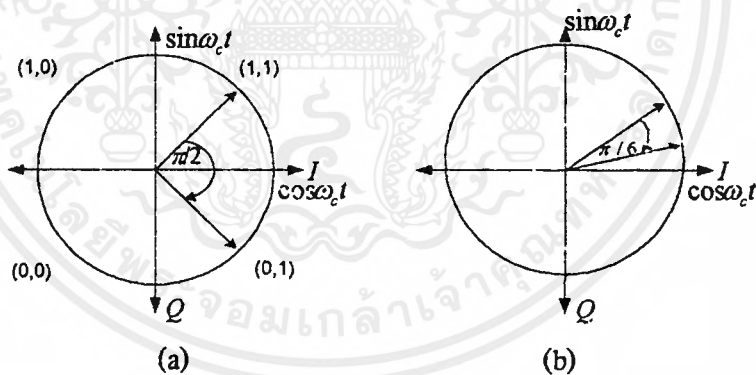


รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นของกรณีสัญญาณ PSK แบบ 2 ระดับ

อันที่จริงถ้าเราทำการกระจาย $\cos(\omega_c t + \phi_k)$ ในสมการ (2.81) จะพบว่าสมการ (2.81) นี้ สามารถเขียนได้ในรูปของสัญญาณอินเฟสและควอดราเจอร์เฟสดังนี้

$$X_c(t) = A_c \sum_k p(t - kD) \cos \phi_k \cos \omega_c t - A_c \sum_k p(t - kD) \sin \phi_k \sin \omega_c t \quad (3.5)$$

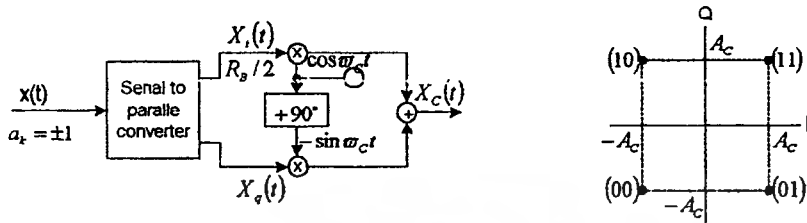
ในกรณีของสัญญาณ 4 ระดับนั้น การจัดตำแหน่งของสัญญาณนี้จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.21(a) และกรณี 16 ระดับ แสดงไว้ในรูป 2.21(b)



รูปที่ 2.21 การจัดตำแหน่งสัญญาณของสัญญาณ 4-PSK และ 16-PSK

ในการพิจารณาแบนด์วิดท์ที่ต้องการนั้น เราทราบว่าในระบบของ PSK และ QAM มีลักษณะที่คล้ายคลึง คือสัญญาณเชิงเลขที่เข้ามาเป็นอนุกรมจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณขนาน ที่ละ 2 บิต บิตแรกจะถูกส่งไปมอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห์อินเฟส บิตที่สองจะถูกส่งไป มอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห์ควอดราเจอร์เฟส ดังนั้นถ้าอัตราข้อมูลที่เข้ามาเป็น R_b bps อัตราข้อมูลที่ใช้

มอดคูลุทคลื่นพาห์แต่ละด้านก็จะเป็น $\frac{R_B}{2}$ bps และสัญญาณที่ไปมอดคูลุท คลื่นพาห์อินเฟส และ คลื่นพาห์ควอดราเจอร์เฟสจะเขียนได้ตามลำดับในรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.22 บล็อกไออะแกรมของการมอดคูลุทแบบQAM และการจัดตำแหน่งของสัญญาณ

$$X_I(t) = \sum_k a_{2k} p(t - kD) \quad (2.83a)$$

$$X_Q(t) = \sum_k a_{2k+1} p(t - kD) \quad (2.83b)$$

ซึ่งสามารถสร้างสัญญาณได้ว่า

$$\begin{aligned} X_c(t) &= A_c [X_I(t) \cos \omega_c t + X_Q(t) \cos(\omega_c t + 90^\circ)] \\ &= A_c [X_I(t) \cos \omega_c t - X_Q(t) \sin \omega_c t] \end{aligned} \quad (2.84)$$

และจากการเปรียบเทียบสมการ (2.81) กับสมการ (2.84) แล้วจะเห็นได้ว่า เราสามารถเขียน $X_I(t)$ และ $X_Q(t)$ ในรูปต่อไปนี้

$$X_I(t) = \sum_k \cos \phi_k p(t - kD) \quad (2.85a)$$

$$X_Q(t) = \sum_k \sin \phi_k p(t - kD) \quad (2.85b)$$

และเมื่อพิจารณาค่าเฉลี่ยเชิงสถิติของสัญญาณทั้งสองนี้จะได้ผลดังนี้คือ

$$\overline{\cos \phi_k} = \overline{\sin \phi_k} = 0 \quad (2.86a)$$

$$\overline{\cos^2 \phi_k} = \overline{\sin^2 \phi_k} = \frac{1}{2} \quad (2.86b)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{\cos \phi_k \sin \phi_k} = 0 \quad (2.86c)$$

จากผลของสมการ (2.86) นี้ เราจะสามารถหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของ $X_I(t)$ และ $X_Q(t)$ ได้ดังต่อไปนี้

$$|X_I(f)|^2 = |X_Q(f)|^2 = \frac{1}{2R} \sin^2 \left(\frac{\pi f}{R} \right) \quad (2.87)$$

และเมื่อทำการเขียนความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ PSK ก็จะได้ผลดังนี้

$$G(f) = \frac{A_c^2}{4R} \left[\sin^2 \left\{ \frac{\pi(f - f_c)}{R} \right\} + \sin^2 \left\{ \frac{\pi(f + f_c)}{R} \right\} \right] \quad (2.88)$$

ถ้าหากเราสังเกตในสมการ (2.87) จะเห็นว่าไม่มีส่วนประกอบกระแสตรงที่อยู่ในรูปของ $\delta(f)$ ซึ่งหมายถึงสัญญาณ PSK จะไม่มีสเปกตรัมคลื่นพาห้ เมื่อพิจารณาในด้านแบนด์วิดท์ที่ต้องการในกรณีของสัญญาณ M ระดับ เนื่องจากความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังมีลักษณะคล้ายคลึงกับสัญญาณ 2 ระดับมาก ดังนั้นแบนด์วิดท์ที่ต้องการจึงเป็น $B_T \approx R$ ด้วย สำหรับประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์นั้น เนื่องจากกรณี M ระดับเป็นการใช้ 1 สัญญาณแทน $\log_2 M$ บิต ดังนั้นประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์จึงเป็น $\log_2 M$ bps/Hz ซึ่งสูงกว่าของกรณีสัญญาณ 2 ระดับ อย่างไรก็ตามสัญญาณ PSK นี้ ถ้าจำนวนระดับสัญญาณ M มีค่ามากขึ้น จะทำให้ระยะห่างระหว่างสัญญาณลดลง ซึ่งจะเป็นปัญหาในด้านการตีเทคสัญญาณเมื่อมีสัญญาณรบกวนปะปนอยู่ด้วย

2.10.1 ระบบโคฮีเรนซ์และดิฟเฟอเรนซ์เรียลโคฮีเรนซ์ควอดโครเฟส PSK (QPSK)

คำบรรยายฟังก์ชันของการใช้โมเด็ม QPSK ที่สำคัญเป็นการศึกษาเรื่องของประสิทธิภาพสเปกตรัมของระบบ การวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของสมรรถนะความผิดพลาดในช่องสัญญาณรบกวนแบบไวท์เกาส์เซียนของโมเด็มในอุดมคติ จะทำการกล่าวในที่นี้

รายละเอียดของ QPSK, DEQPSK, DQPSK

ตัวอย่างที่ใช้ในส่วนนี้เป็นเพียงส่วนย่อยซึ่งยังไม่สมบูรณ์ ถ้าทำการเปรียบเทียบกันระหว่าง PSK สามารถแสดงได้ดังนี้

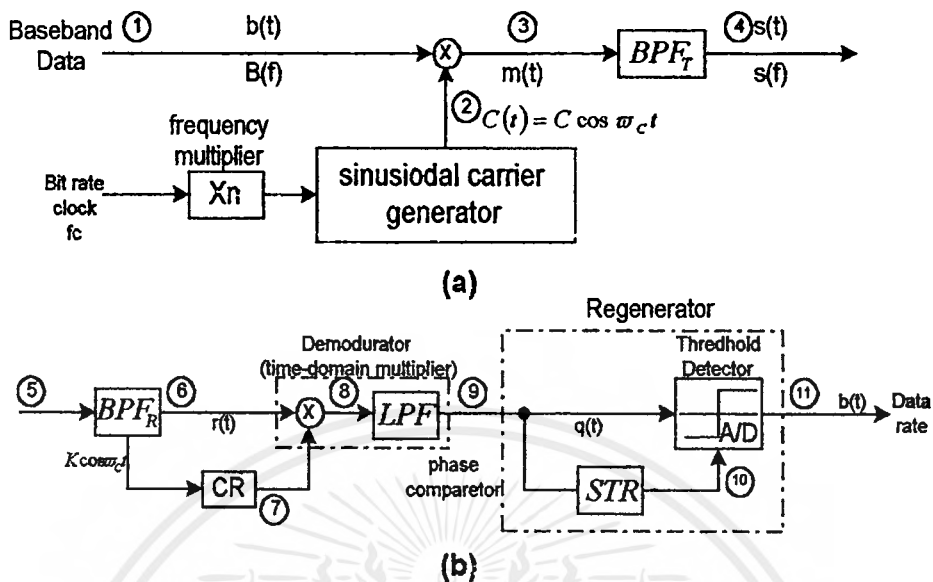
Binary PSK	Quadrphase PSK
PSK	QPSK
DEBPSK	DEQPSK
DBPSK	DQPSK
-----	OKQPSK

ตารางที่ 2.4 ตัวอย่างของการมอดแบบต่าง ๆ

เราเรียก BQPSK เป็นระบบไบนารีโคฮีเรนต์ (binary coherent) ซึ่งต้องการวงจรถูกคลื่นพาห์ (carrier recovery) เพื่อไม่ให้เกิดการคลุมเครือทางเฟส (phase ambiguous) การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนซ์เฟสจะถูกนำมาใช้ในระบบ DEBPSK การทำงานด้วยวงจรถูกคลื่นพาห์เพื่อป้องกันการผิดพลาดทางเฟส 180 องศา ในระบบ DBPSK มีวิธีการคิมอดคูลเลขซึ่งไม่จำเป็นต้องใช้วงจรถูกคลื่นพาห์ (ดูรูปที่ 2.23 , 2.24)

โมเด็มแบบควอดโคโรเฟส (QPSK) ใช้ในระบบซึ่งมีประสิทธิภาพของสเปกตรัมทางทฤษฎีเท่ากับ 1b/s/Hz ถ้าเป็นโมเด็มแบบ BPSK ยังไม่เพียงพอสำหรับแบนด์วิดท์ที่มีอยู่เทคนิค การคิมอดคูลเลขต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบ BPSK นำมาใช้ในระบบ QPSK ได้ นอกจากนี้เทคนิคของโมเด็มไบนารีจะถูกใช้อย่างแพร่หลาย เทคนิคการออฟเซท-คีย์ หรือการมอดคูลเลขแบบสแตกเกอร์ควอดโคโรเฟส (offset-keyed or staggerde quadrphase modulation (OKQPKS)) ก็ถูกนำมาใช้

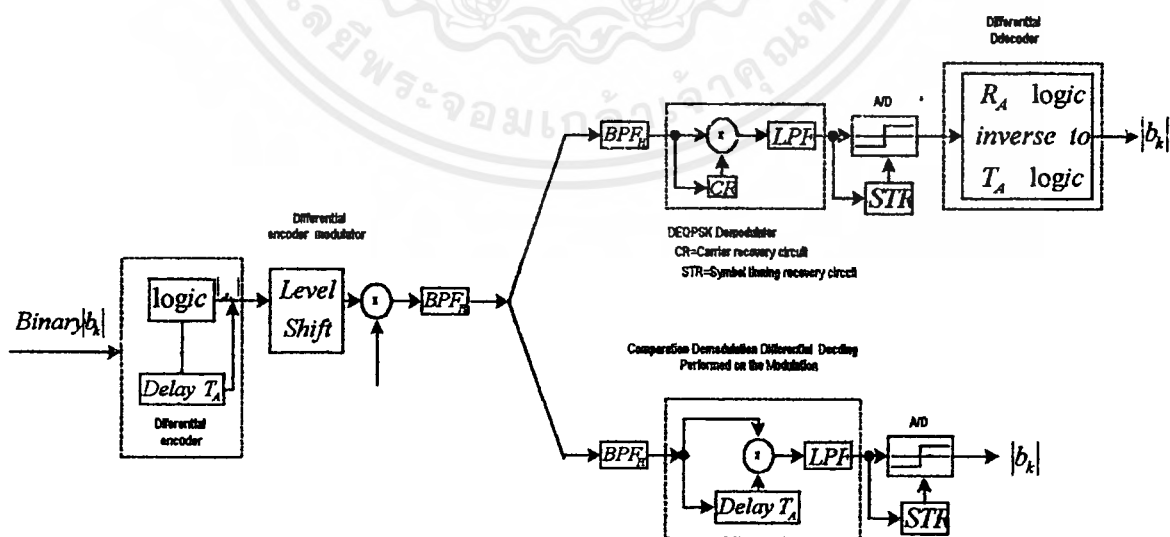
ในระบบ QPSK สัญญาณที่ถูกมอดคูลเลขมีสภาวะของเฟสที่แตกต่างกัน 4 สภาวะ ซึ่งสภาวะเหล่านี้จะทำให้เกิดการรวมกันของบิตที่ติดต่อกันเป็นรูปแบบของไดบิต (dibit) สภาวะของเฟสที่สอดคล้องกันจะช่วยรักษาระยะห่างของสัญญาณ T_m ช่วงเวลาระหว่างบิตจะเป็น 2 บิต ดูเลขชั้น ($T_m=2T_b$) ค่าไดบิตที่เป็นไปได้ 4 ค่าถูกกำหนดตามรหัสเกรย์ไค้ด (Gray code) เป็นส่วนที่เหมาะสมของรหัสซึ่งแสดงสัญลักษณ์ที่ติดกันจะมีบิตแตกต่างกันเพียง 1 บิตเห็นได้ในรูปที่ 2.26 (c) ในระบบการส่งจะแย่งลงเนื่องจากสัญญาณรบกวนและการรบกวนจากนอกระบบ ความผิดพลาดที่มาก ๆ จะถูกนำมาทำการตัดสินใจผิดพลาดระหว่างสภาวะที่ใกล้เคียงกัน ในกรณีรหัสเกรย์ไค้ดทำให้แน่ใจว่าความผิดพลาดใน 1 สัญญาณจะผิดพลาด 1 บิต เกรย์ไค้ดจะถูกเปรียบเทียบกับรหัสไบนารีไค้ด รหัสดิฟเฟอเรนซ์ไค้ด รหัสเกรย์ไค้ดถูกนำไปใช้งานในระบบ QPSK ซึ่งเป็นระบบการถอดรหัสที่แก้ความผิดพลาด



รูปที่ 2.23 แสดงลักษณะของบล็อคดีโคแอมมูเดชันของโคอีเรนซ์ BPSK

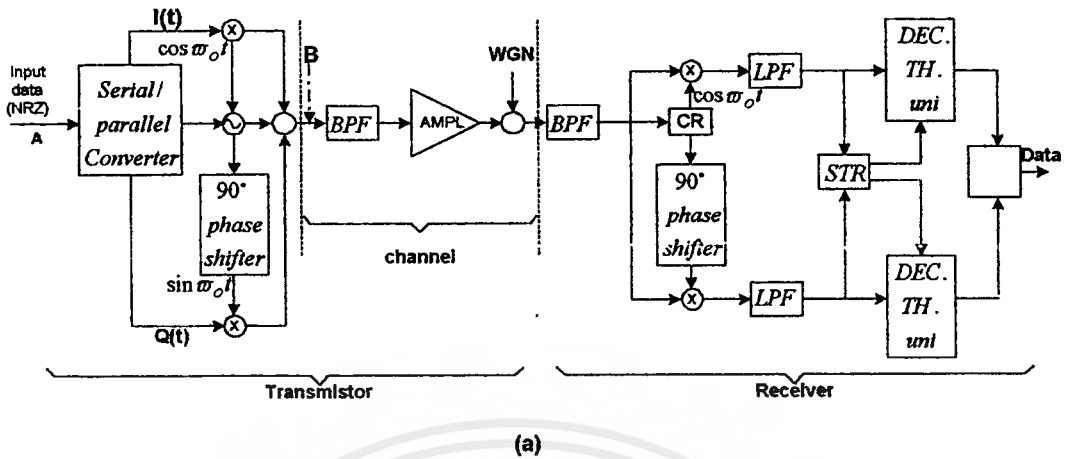
(a) มอดคูเลเตอร์

(b) ดีมอดคูเลเตอร์



รูปที่ 2.24 แสดงการเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียล BPSK ของ DEBPSK และ DBPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.25 ระบบ QPSK

- (a) บล็อกไดอะแกรมของวงจรผู้คั่นพาร์ (CR) และวงจรผู้เวลาสัญญาณ (STR)
- (b) แสดงอัตราความเร็วของข้อมูล
- (c) แสดงเวกเตอร์ไดอะแกรม ของเกรย์โค้ดของสภาวะสัญญาณต่าง ๆ

สภาวะสัญญาณเกรย์โค้ด 4 สภาวะมีดังนี้

$$\begin{aligned}
 s_{11}(t) &= A \cos(2\pi f_0 t + 45^\circ) \\
 s_{01}(t) &= A \cos(2\pi f_0 t + 135^\circ) \\
 s_{00}(t) &= A \cos(2\pi f_0 t + 225^\circ) \\
 s_{10}(t) &= A \cos(2\pi f_0 t + 315^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{2.89}$$

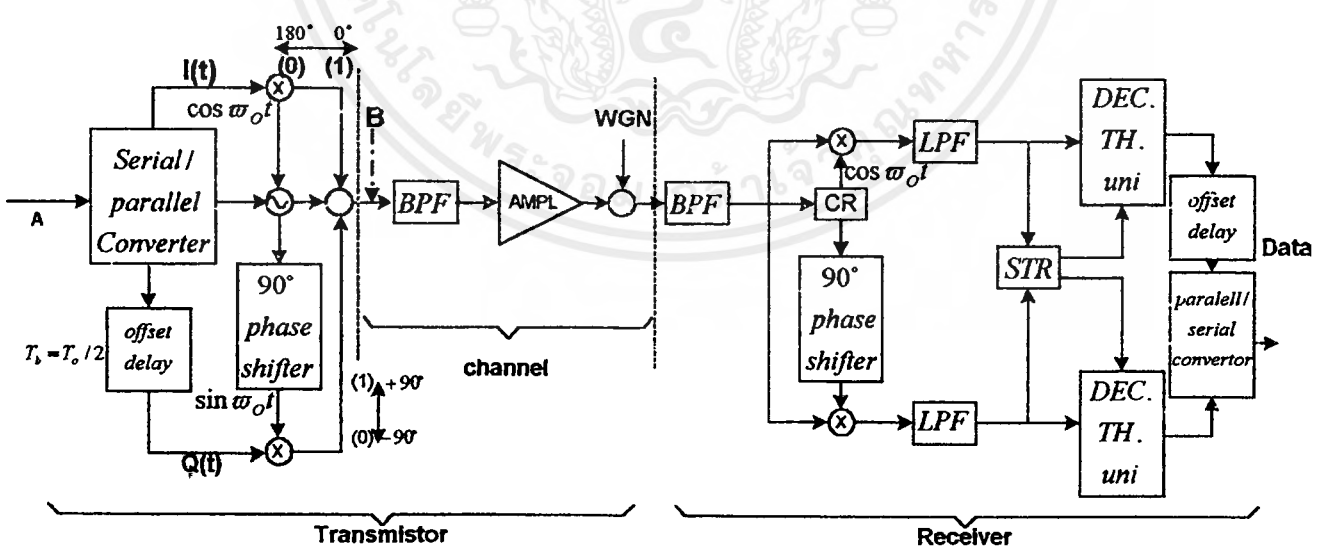
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการนี้แทนสภาวะสัญญาณรหัสเกรย์และความถี่ของคลื่นพาห์ตามมา บล็อกโคเดแกรมของไมเค็มคอนเวนชันแนล QPSK แสดงในรูปแบบที่ 2.25 ข้อมูลแบบ NRZ เข้ามาที่ตัว มอดคูเลชันจะเปลี่ยน โดยการเปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนาดแยกเป็น NRZ 2 ชุด โดย ชุดแรกจะมีเฟสเดียวกับ $I(t)$ และ อีกชุดจะมีเฟสต่างกัน 90 องศา $Q(t)$ ซึ่งมีจิมบอลเรทเป็น $\frac{1}{2}$ ของบิทเรทที่รับเข้ามา

ความสัมพันธ์ระหว่างข้อมูลอินพุท I และ Q สตรีม แสดงในรูปแบบ 2.26(a) ทั้ง I และ Q สตรีมถูกแยกและป้อนเข้าสู่ส่วนการคูณ (เทอมของบาลานซ์มิกเซอร์และการสร้างมอดคูเลชันก็ถูกนำมาใช้) อินพุทที่หนึ่งเข้า I คูณเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ $\cos\omega_c t$ และ อินพุทที่สองที่เข้าสู่ Q จะเป็นคลื่นพาห์ที่มีการเลื่อนเฟสไป 90 องศา (คือเป็น $\sin\omega_c t$) เอาท์พุทที่ได้จากวงจรคูณทั้งสองจะเป็นสัญญาณ BPSK เอาท์พุทที่ได้จากวงจรคูณ I สัญญาณจะมีเฟสเป็น 0 องศา หรือ 180 องศา เทียบกับคลื่นพาห์และสัญญาณที่ได้จากเอาท์พุทของวงจรคูณจะรวมเข้าด้วยกันได้เฟส 4 เฟส ดังนั้น QPSK สามารถพิจารณาในรูปแบบของ BPSK 2 ชุดทำงานร่วมกันได้ 4 เฟส ตำแหน่งเอาท์พุททั้งสี่ที่ได้จากการมอดคูเลทจะสอดคล้องกับแกน IQ และถูกรวมเข้าด้วยกัน แสดงเป็นโคเดแกรมของสัญญาณในรูปแบบ 2.21 หมายเหตุ ในตำแหน่งของเฟสที่ 90 องศาหรือ 180 องศา ตัวอย่าง การเปลี่ยนเฟส 180 องศา จะเกิดขึ้นเมื่อมีการรวมที่แกน IQ ซึ่งเปลี่ยนจาก 11 เป็น 00 สำหรับสัญญาณที่ไม่ถูกฟิลเตอร์ การเปลี่ยนเฟสจะเกิดขึ้นชั่วขณะและขนาดของสัญญาณเอนเวโลปของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปด้วย โดยเฉพาะการเปลี่ยนเฟส 180 องศา เป็นผลทำให้ขนาดเอนเวโลปของสัญญาณเป็นศูนย์

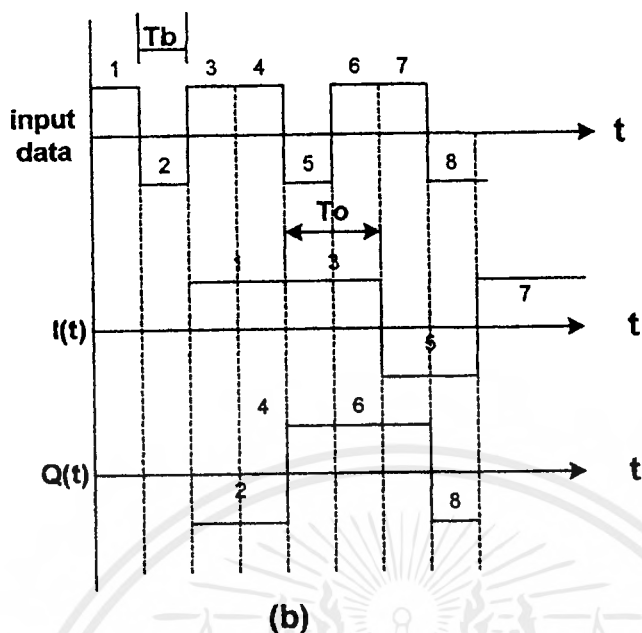
สัญญาณเอาท์พุทของ QPSK ที่ได้จากการมอดคูเลทจะถูกฟิลเตอร์เพื่อขจัดการแตกกระจายของสเปกตรัม แล้วถูกขยายส่งผ่านช่องสัญญาณ ไปยังอินพุทของเครื่องรับ เพราะสัญญาณมอดคูเลท I และ Q ทั้ง 4 (เชิงอุดมคติ) สามารถที่จะคิมอดคูเลทและสร้างสัญญาณขึ้นใหม่ได้อย่างมีประสิทธิภาพการสร้างสัญญาณ I และ Q สตรีมขึ้นมาใหม่จะถูกรวมกันที่ parallel-to-serial convertor ในรูปแบบของสัญญาณข้อมูลสตรีมดั้งเดิม อย่างไรก็ตามสัญญาณก็ยังมีคามผิดพลาดเนื่องจากสัญญาณรบกวนและจากการฟิลเตอร์ บล็อกโคเดแกรมของ ออฟเซท คีย์ ควอนเทนารี เฟส ชิฟคีย์อิง (OK-QPSK) ที่แสดงในรูปแบบ 2.26 (a) คล้ายกับควอนเวนชันแนล QPSK มาก แตกต่างกันเพียงในการเปลี่ยนแปลงข้อมูลระหว่างสัญญาณ I และ Q สตรีม ที่เข้าที่วงจรคูณข้อมูลที่ได้รับเข้ามา จะผ่านไปยังวงจร serial to parallel convertor ส่วนของ Q สตรีม แสดงในรูปแบบที่ 2.26(a) จะถูกออฟเซทด้วยการหน่วงเวลาเป็นจำนวนเท่ากักระยะระหว่างบิทของสัญญาณที่รับเข้ามา $T_m = T_m/2$ ผลของความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ I และ Q สตรีม และข้อมูลอินพุทแสดงในรูปแบบที่ 2.26(b) ผลของการเปลี่ยนเฟสทันทีทันใดที่เอาท์พุทของการมอดคูเลทจะเหมือนกับ QPSK อย่างไรก็ตามเนื่องจากบิทสตรีมทั้งคู่ที่ป้อนเข้าวงจรคูณจะเปลี่ยนแปลงสถานะไม่พร้อมกัน ส่วนหนึ่งของการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอดูเลเตอร์ประกอบด้วยมอดูเลเตอร์แบบควอดโคเฟส สัญญาณที่เอาท์พุทจะเปลี่ยนที่เวลาหนึ่งเท่านั้นผลที่ได้คือ เฟสของสัญญาณที่เอาท์พุทเป็น 90 องศา เหมือนกับ QPSK อย่างไรก็ตาม เนื่องจาก บิตสตรีมทั้งคู่ที่ป้อนเข้าวงจรจะเปลี่ยนแปลงสถานะไม่พร้อมกัน ส่วนหนึ่งของการมอดูเลเตอร์ประกอบด้วยมอดูเลเตอร์แบบควอดโคเฟส สัญญาณที่เอาท์พุทจะเปลี่ยนที่เวลาหนึ่งเท่านั้นผลที่ได้คือ เฟสของสัญญาณที่เอาท์พุทเป็น 90 องศา เหมือนกับ QPSK สัญญาณ offset QPSK จะมีขนาดของเอนเวโลปสูงสุด 3 dB (70%) เปรียบเทียบขนาดของเอนเวโลบ 100% ของระบบคอนเวนชันแนล QPSK เป็นการแสดงให้เห็นว่าความแตกต่างของขนาดเอนเวโลบที่ต่ำกว่า ให้เห็นประโยชน์ที่แน่นอนของ offset QPSK เปรียบเทียบกับ QPSK ในระบบควอดเทียมที่ไม่เป็นเชิงเส้นและระบบไมโครเวฟไลน์ออฟไฟท์ (line of sight) เช่น ในการส่งสัญญาณ offset QPSK แบบจำกัดแถบถูกส่งผ่านไปด้วยอุปกรณ์จำกัดขนาด จะมีเพียงส่วนย่อยๆ ที่สร้างขึ้นใหม่ของสเปกตรัมจากระดับของสัญญาณที่ยังไม่ฟิลเตอร์ สำหรับ QPSK มีลักษณะเหมือนกัน อย่างไรก็ตามสัญญาณที่สร้างขึ้นใหม่ในระดับที่ไม่ฟิลเตอร์เกือบจะสมบูรณ์ เครื่องรับ QPSK แสดงในรูป 2.26(a) ลักษณะเดียวกับแสดงในรูปที่ 2.27(a) ยกเว้น การสร้าง ข้อมูล I สตรีมขึ้นมาใหม่ถูกหน่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลาระหว่างบิต $T_b = T_b/2$ เพื่อที่ว่าเมื่อรวมกับ Q สตรีมที่สร้างขึ้นใหม่จะได้เป็นข้อมูลอินพุทเดิม แต่ยังคงมีความผิดพลาดเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนและฟิลเตอร์

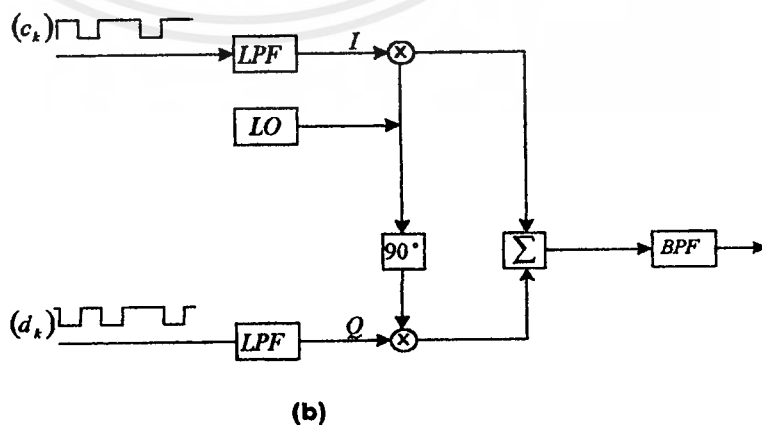
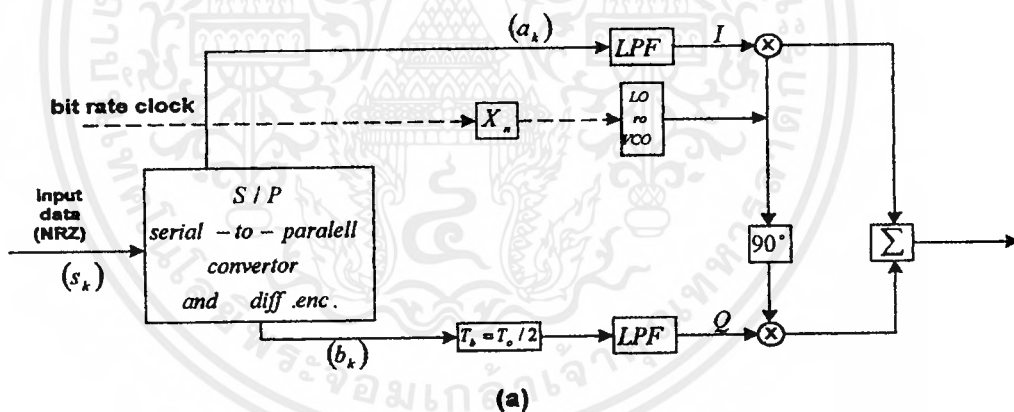


(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 แสดงบล็อกโคอะแกรมทางด้านภาครับของ QPSK



รูปที่ 2.27 บล็อกโคอะแกรมแสดงการมอดูเลตแบบ QPSK และ OKQPSK ในระบบซิงโครนัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QPSK และ OKQPSK ในระบบซิงโครนัส (Sk) เป็นข้อมูล NRZ แบบอนุกรมจะถูกเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนานกลายเป็นข้อมูลสตรีม 2 ชุด คือ (a_k) และ (b_k) ตัวเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลจะแทรกในควมอดูเลเตอร์ ส่วนเข้ารหัสนี้จะใช้เครื่องรับที่ถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลที่ต้องการตรวจสอบการรบกวนในการแก้ความผิดพลาดของเฟส ถ้าเป็นการคิมอดูเลตแบบ DWPSK จะไม่ต้องการตรวจสอบการรบกวนในการเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนานข้อมูล I และ Q จะซิงโครนัสกัน การหน่วงเวลาที่ต้องการในการมอดูเลตแบบ OKQPSK คือ $T_b = T_m/2$ ส่วนหน่วงเวลานั้นจะไม่ทำให้การซิงค์ที่ช่องสัญญาณ I และ Q เกิดการเปลี่ยนแปลงเหมือนกับกรณีของ BPSK ที่ โลคอลลอสซิลเลเตอร์ (local oscillator) จะถูกล็อกที่จำนวน การคูณของอัตราข้อมูลจะทำให้เกิดการล็อกของ VCO ตามต้องการ VCO โดยทั่วไปจะเป็นวงจรร PLL ถ้าโลคอลลอสซิลเลเตอร์ไม่ถูกล็อกที่จำนวนการคูณของอัตราข้อมูล ระบบดาวเทียมจะมีสรณนะแย่ง (ที่ 0.1 dB หรือน้อยกว่า) รูปร่างของสเปคตรัมได้จากการกระทำของ ปริมอดูเลชัน LPF และโพสท์มอดูเลชัน BPF การนำไปใช้งานสามารถนำพีลเตอร์มาต่อคาสเคดกันได้

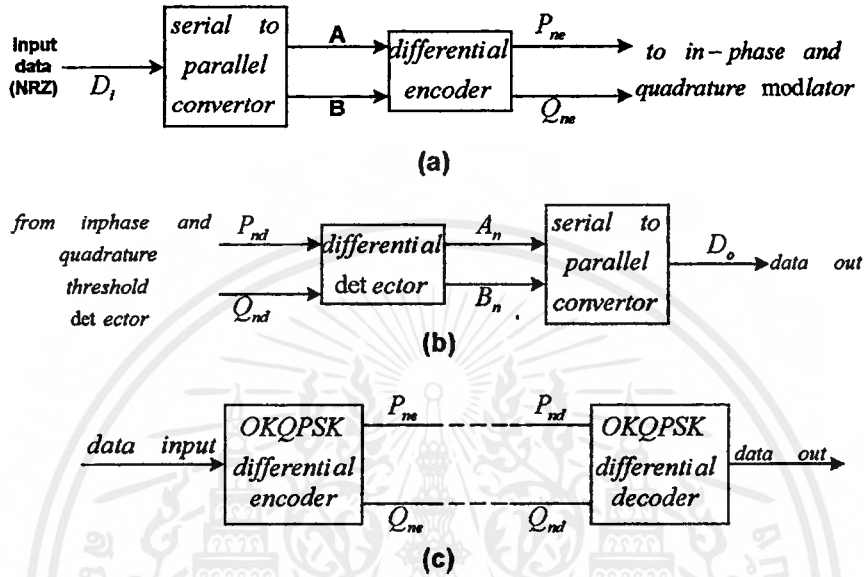
ถ้าอัตราของข้อมูลที่รับได้เป็นอะซิงโครนัสดังแสดงในรูป 2.27(b) จะเป็นประโยชน์ในการมอดูเลตโดยตรงของข้อมูล I และ Q สตรีม เราสมมติว่า (C_k) และ (D_k) เป็นอัตราข้อมูลซึ่งเป็นอิสระกันไม่เกี่ยวข้องกับส่วนอื่นและจะเปลี่ยนแปลงไปมารอบ ๆ อัตราเร็วข้อมูลในการมอดูเลตแบบ QPSK จะจัดเป็นการมัลติเพล็กซ์แบบอะซิงโครนัสถ้าข้อมูลถูกจำกัดแถบด้วย LPF ก่อนการมอดูเลตจะเรียกว่า 2L-QAM ประสิทธิภาพของสเปคตรัมและ P_e ของระบบ QAM จะเหมือนกับระบบ QPSK

บล็อกไดอะแกรมการคิมอดูเลตของระบบโคฮีเรนต์ QPSK และ OKQPSK ดังแสดงในรูป 2.26(a) และ 2.27(b) วงจรกู้คืนพาค์เป็นส่วนสำคัญในการแก้เฟสผิดพลาดและเป็นเหตุผลในการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลและการถอดรหัสตามความต้องการเช่นเดียวกับในส่วนของ DEQPSK และ DEOK-QPSK

2.10.2 การเข้ารหัสและการถอดรหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล-QPSK/OK-QPSK

วงจรถูกคืนพาค์แบบ quadrature carrier recovery ถูกนำมาใช้เพื่อการล็อกที่ฮาร์โมนิกที่ 4 ของความถี่คลื่นพาค์ที่ไม่ได้มอดูเลต ผลของเฟสทั้ง 4 ที่ส่งไปคือ $\cos(\omega t + n\pi/2)$ ซึ่ง $n=1, 2, 3$ ที่ให้เทอม $\cos 4\omega t$ เป็นค่าที่เฟสล็อกการทำกรล็อก ดังนั้นเฟสที่ส่งจะแน่นอนที่ไม่ใช่เฟสอ้างอิง ขึ้นอยู่กับเฟสของการกู้คืนพาค์ ส่วนข้อมูล (P, Q) ที่อินพุทของมอดูเลเตอร์จะเป็น ค่า $(P, Q), (\bar{P}, \bar{Q}), (Q, \bar{P})$ หรือ (\bar{Q}, \bar{P}) ที่เอาท์พุทของคิมอดูเลเตอร์ ยกเว้นค่าแรกจะไม่ให้

เอาท์พุทเหมือนอินพุทอาจจะแก้ปัญหา โดยการเข้ารหัสในตัวมอดคูเลเตอร์ และการถอดรหัสที่ตัว ดีมอดคูเลเตอร์ (ดูรูป ที่ 2.28)



รูปที่ 2.28 การเข้ารหัสที่มอดคูเลเตอร์ และการถอดรหัสที่ดีมอดคูเลเตอร์

การเข้ารหัสดิฟเฟอเรนเชียลเป็นคู่ ๆ เพื่อเป็นการเปลี่ยนแปลงเฟสของ QPSK ที่แทนข้อมูลที่มีเฟสไม่สมบูรณ์ ดังนั้นจำเป็นจะต้องกำจัดเฟสอ้างอิง สมการการเข้ารหัสและถอดรหัสของสัญญาณ QPSK คือ

$$P_{ne} = \overline{(A_n \oplus b_n)}(A_n \oplus P_{(n-1)e}) + (A_n \oplus B_n)(B_n \oplus Q_{(n-1)e}) \quad (2.90)$$

$$Q_{ne} = \overline{(A_n \oplus b_n)}(B_n \oplus Q_{(n-1)e}) + (A_n \oplus B_n)(B_n \oplus P_{(n-1)e}) \quad (2.91)$$

ซึ่ง \oplus แสดงสัญลักษณ์ของ Ex-OR

การถอดรหัส Differential

$$A = \overline{(P_{nd} \oplus Q_{nd})}(P_{nd} \oplus P_{(n-1)d}) + (P_{nd} \oplus Q_{nd})(Q_{nd} \oplus Q_{(n-1)d}) \quad (2.92)$$

$$B = \overline{(P_{nd} \oplus Q_{nd})}(Q_{nd} \oplus Q_{(n-1)d}) + (P_{nd} \oplus Q_{nd})(P_{nd} \oplus P_{(n-1)d}) \quad (2.93)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งการเข้ารหัส (P_{ne}, Q_{ne}) และ $(P_{(n-1)e}, Q_{(n-1)e})$ แสดงสถานะของเอาต์พุตในก่อนหน้า ส่วน (A_n, B_n) แสดงสถานะอินพุตเป็นปัจจุบันและ (A_n, B_n) แสดงการถอดรหัสของเอาต์พุต (P_{nd}, Q_{nd}) และ $(P_{(n-1)d}, Q_{(n-1)d})$ แทนสถานะอินพุตปัจจุบันและก่อนหน้า จากตัวสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ กรณีสภาพที่ไม่มีสัญญาณรบกวน $\{D_i\}$ คือลำดับข้อมูลอินพุตเท่ากับ $\{D_0\}$ คือลำดับข้อมูลเอาต์พุตแต่ละลำดับ (P_{ne}, Q_{ne}) ไม่จำเป็นต้องเหมือนกับลำดับ (P_{nd}, Q_{nd}) ข้อมูลอินพุตจะถูกแยกเป็น 2 ส่วน โดยการเปลี่ยนจากอนุกรมไปเป็นขนานบิตคู่จะไปที่ช่องสัญญาณ A บิตที่จะไปที่ช่องสัญญาณ B (ดูรูป 2.29) บิต P_m และ Q_m เป็นเอาต์พุตของการเข้ารหัสแบบคิฟเฟอร์เรนท์เชิงลตามคู่อินพุตปัจจุบันและคู่อินพุตก่อน ตัวถอดรหัสคู่ที่เอาต์พุตของตัว คีมอดคูลเตอร์ในปัจจุบันและก่อนหน้าและคู่ (A, B) ซึ่งเป็นค่าเริ่มแรกในการสร้างขึ้นมาใหม่ คู่นี้จะผ่านเข้าไปที่ตัวแปลงข้อมูลจากขนานไปเป็นอนุกรม ซึ่งข้อมูลอินพุตจะถูกสร้างขึ้นมาใหม่

ออฟเซต QPSK (offset QPSK) จะมีปัญหาที่ต่างกันเพียงเล็กน้อย ถ้าเราใช้ OQPSK ที่ถูกสร้างโดยช่องสัญญาณหน่วงเวลาค่าหนึ่งอย่างง่าย ของคู่ (P, Q) ที่เข้ารหัสแบบ คิฟเฟอร์เรนท์เชิงล มีค่าเวลาเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาสัญญาณก่อนที่จะมอดคูลเตอร์และหลังจากคีมอดคูลเตอร์ อย่างไรก็ตามเมื่อการกู่คลื่นพามีเฟสตรงกันข้าม คือ $\pi/2$ หรือ $3\pi/2$ และจะถูกเปลี่ยนกลายเป็น (\bar{Q}, P) หรือ (Q, \bar{P}) ที่เอาต์พุตคีมอดคูลเตอร์และช่องสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาโดยไม่ตั้งใจ ทำให้บิตผิดพลาดทั้งที่เป็นการเข้ารหัสแบบคิฟเฟอร์เรนท์เชิงลเอาต์พุตในกรณีนั้นจะไม่ถูกต้องดังนั้นรูปแบบการเข้าโอดีแบบคิฟเฟอร์เรนท์เชิงลจะแก้ปัญหาวเวลาผิดพลาดได้ซึ่งการเข้ารหัส OKQPSK

$$P_{ne} = D_{EVEN} \oplus Q_{ne} \quad (2.94)$$

$$Q_{ne} = D_{ODD} \oplus \bar{P}_{ne} \quad (2.95)$$

การถอดรหัส OQPSK

$$D_{EVEN} = P_n \oplus Q_n \quad (2.96)$$

$$D_{ODD} = \bar{P}_n \oplus Q_n \quad (2.97)$$

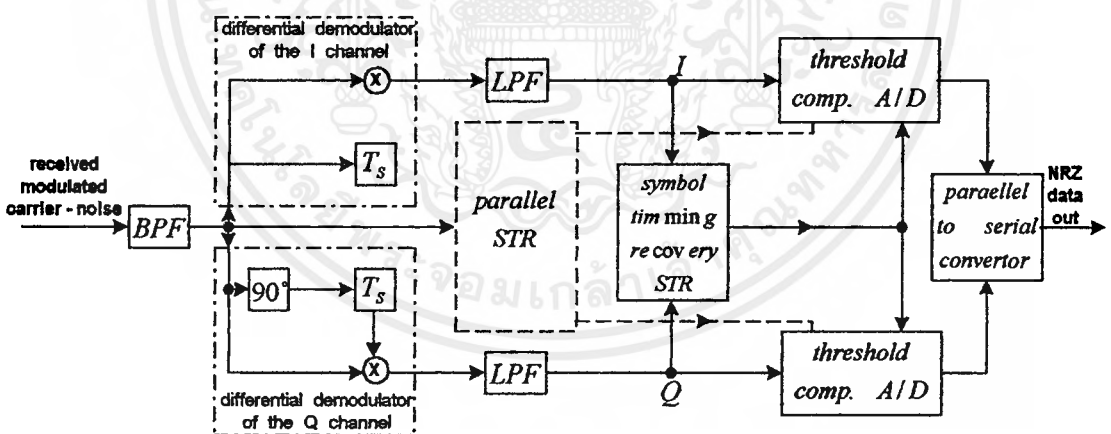
ซึ่ง D_{EVEN} และ D_{ODD} แสดงบิตคู่และบิตคี่ของข้อมูลอนุกรมที่อินพุตและเอาต์พุต P_n และ Q_n แสดงอินพุตและเอาต์พุตของการเข้ารหัสและถอดรหัสที่เวลาเดียวกัน การเข้ารหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ OKQPSK จะยุ่งยากน้อยกว่า QPSK ซึ่งเป็นประโยชน์ที่ไม่คาดมาก่อนของ OKQPSK การคิโมอดคูละชันแบบ DQPSK การออกแบบวงจรกึ่งคลื่นพาห้เป็นเรื่องยาก โดยเฉพาะโมเด็มที่มีการซิงโครไนซ์อย่างรวดเร็ว เพื่อหลีกเลี่ยงวงจรถูกคลื่นพาห้ที่ยุ่งยากและการปรับปรุงความเร็วของการซิงโครไนซ์เซชันของการคิโมอดคูละชัน ฉะนั้นคิฟเฟอร์เรนท้เซียลคิโมอดคูละชันอาจจะถูกแทนด้วยโคฮีเรนท้ คิโมอดคูละชัน

ชนิดของการคิโมอดคูละเตอร์แบบควอดโครเฟส ซึ่งใช้หลักการคิโมอดคูละชันแบบคิฟเฟอร์เรนท้เซียลคิโมอดคูละชันแสดงในรูปที่ 2.29 คลื่นพาห้ที่ถูกมอดคูละชันของสัญญาณ BPF ถูกแยกและส่งเป็น 2 ค่า โดยการคิโมอดคูละชันแบบคิฟเฟอร์เรนท้เซียล BPSK คิโมอดคูละเตอร์นี้จะแตกต่างจากรูปที่ 2.24 ด้วยค่าหน่วยเวลาที่แตกต่างกัน (ตอนนี้เรามี $T_s=2T_b$ แต่รูปที่ 2.23 $T_s=T_b$)

คิโมอดคูละชันแบบควอดโครเฟสการเลือนเฟส 90 องศา ต้องเพิ่มเข้าไปในช่องสัญญาณควอดโครเฟส วงจรกู้ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (symbol timing recovery, STR) ต้องการการแซมปลิงของเทรสโฮลคอมเพเรเตอร์ (A/D converter) จะถูกค้อเพื่อการคิโมอดคูละชันของช่องสัญญาณ I และ Q ที่เอาท์พุทของ BPF ระบบ STR นี้เป็นที่รู้จัก คือ STR แบบขนานถูกใช้เมื่อต้องการการซิงโครไนซ์ที่ความเร็วสูง



รูปที่ 2.29 แสดงหลักการคิโมอดคูละชันแบบคิฟเฟอร์เรนท้เซียล

2.10.3 สถาปัตยกรรมและประสิทธิภาพสเปคตรัมของโมเด็มแบบ QPSK

บล็อกไดอะแกรมของการมอดคูละเตอร์แบบ QPSK ในรูปที่แสดงสัญญาณ QPSK ที่ถูกสร้างโดยการเพิ่มของสัญญาณ BPSK ทั้ง 2 ชุด สัญญาณเบสแบนด์ อินเฟสและควอดโครเฟสจะขับสัญญาณ $I(t)$ และ $Q(t)$ ไม่ขึ้นอยู่กับการซิงโครไนซ์ของข้อมูล นั่นคือ ขั้วของช่องสัญญาณ $I(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $Q(t)$ ไม่ขึ้นอยู่กับการซิงโครไนซ์ของข้อมูล นั่นคือ ขั้วของช่องสัญญาณ $I(t)$ ไม่ขึ้นอยู่กับการซิงโครไนซ์ของช่องสัญญาณ $Q(t)$ ซึ่งอัตราสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณ I และ Q เท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราข้อมูล ($f_s = f_b/2$)

ถ้าข้อมูลที่อินพุตเป็นแรงดันและอิมพัลส์พอร์บะเบิล กำลังสเปกตรัมของคลื่นพาห์ BPSK ที่ยังไม่ถูกฟิลเตอร์ คือ

$$S_{BPSK} = KA^2 T_b \left[\frac{\sin \pi(f - f_c)T_b}{\pi(f - f_c)T_b} \right]^2 \quad (2.98)$$

สเปกตรัม QPSK สร้างได้จากวางซ้อนของสเปกตรัม BPSK ที่เป็นอิสระ 2 สเปกตรัม ดังนั้นรูปร่างกำลังของสเปกตรัมจากสมการ (2.96), (2.97) จะไม่เปลี่ยน อย่างไรก็ตามสังเกตว่าสัญญาณเบสแบนด์ I และ Q แบบ NRZ มีค่า $f_m = f_b/2$ ดังนั้นผลที่ได้ของสเปกตรัม QPSK คือ

$$S_{QPSK} = CA^2 T_s \left[\frac{\sin \pi(f - f_c)T_b}{\pi(f - f_c)T_b} \right]^2 \quad (2.99)$$

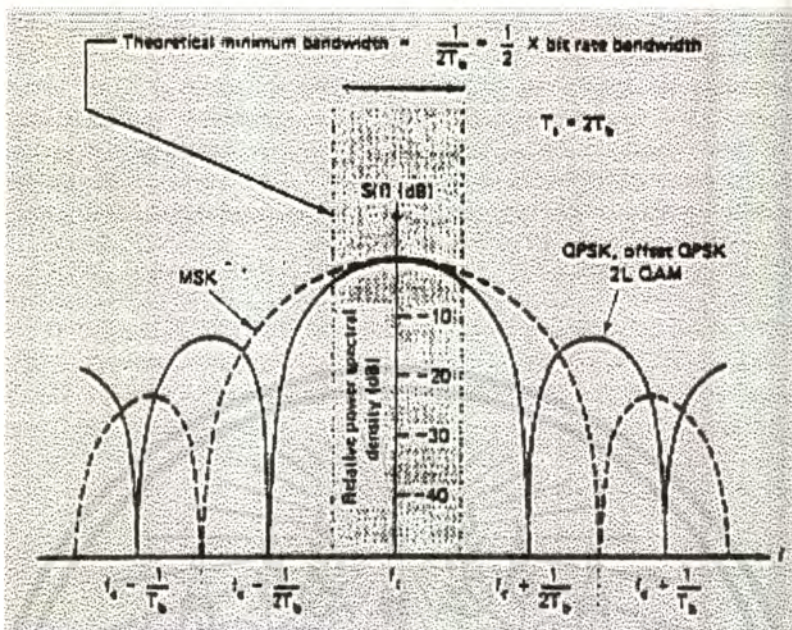
รูปแบบสมมูลย์ของสมการนี้

$$S_{QPSK} = CA^2 T_b \left[\frac{\sin \pi(f - f_c)T_b}{\pi(f - f_c)T_b} \right]^2 \quad (2.100)$$

ซึ่ง $CA^2 =$ กำลังสัญญาณของแบนด์วิธทั้งหมดที่ไม่จำกัดคอนอร์มอลไลน์ด้วยความต้านทาน 1Ω

$$T_b = 1/f_b = \text{ช่วงเวลาระหว่างบิต}$$

$$T_s = 1/f_s = \text{ช่วงเวลาระหว่างสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณ I และ Q}$$

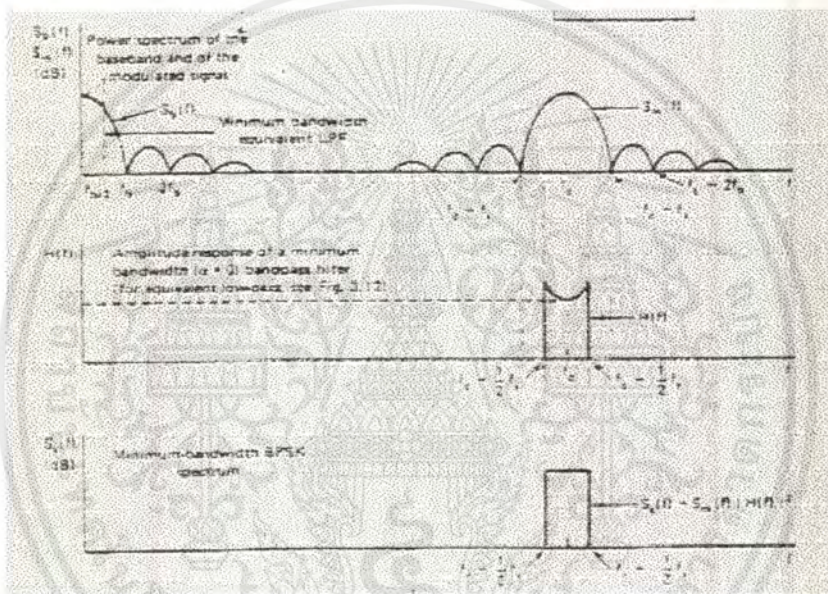
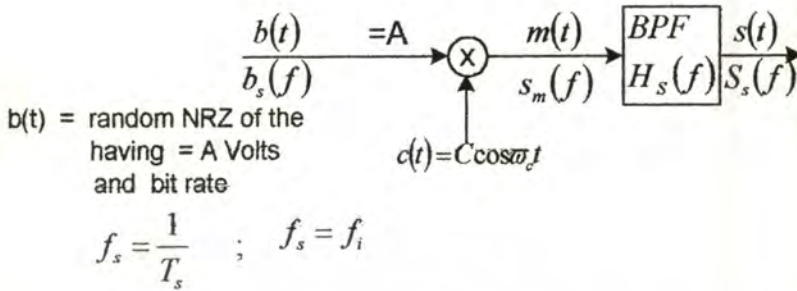


รูปที่ 2.30 สเปกตรัมของการมอดูเลตแบบ QPSK

การเข้ารหัสของคิฟเฟอร์เรนเซียล และการทำงานของ ออฟเซตคีย์อิง (การหน่วงเวลาของ สัญญาณ Q โดย T_b วินาที) จะไม่เปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง ดังนั้นสำหรับ อินพุตของข้อมูลที่มีความน่าจะเป็นของการเกิดบิต 1 และ บิต 0 สมการ (2.100) แทนกำลังของ สเปกตรัมของระบบการมอดูเลตแบบ QPSK OKQPSK และ DEQPSK ที่ยังไม่ถูกฟิลเตอร์ สมการนี้นำไปใช้ร่วมกับ 2 ระดับ QAM (2L-QAM) ได้ด้วย

ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลัง ที่ยังไม่ฟิลเตอร์ในระบบการมอดูเลตแบบ QPSK OKQPSK และ 2L-QAM แสดงในรูปที่ 2.31 สังเกตว่าสเปกตรัมแรกที่ตกลงสู่ศูนย์ที่ $f_c + 1/(2T_b)$ และความต้องการแบนด์วิดท์ความถี่วิทยุแบบคัปเปิลไซด์ต่ำสุดคือ $1/(2T_b)$ ความหนาแน่นของ สเปกตรัมกำลังของระบบ MSK จะนำมาแสดงเห็นการอ้างอิงด้วย ความต้องการการฟิลเตอร์ของ ช่องสัญญาณอิสระจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ที่ใช้ทฤษฎี การส่งสัญญาณเบสแบนด์ของ ไนซ์ควิสต์ การสมมูลของโมเดลสัญญาณโลว์พาสและแบนด์พาส และทฤษฎีการวางซ้อน ระบบ BPSK ที่จำกัดแถบมีประสิทธิภาพ สเปกตรัมเท่ากับ $1-b/s$ Hz ในทางทฤษฎี และในระบบ QPSK มีค่าประสิทธิภาพสเปกตรัมเท่ากับ $2-b/s$ รูปการฟิลเตอร์ของสเปกตรัมและการจำกัดแถบกำลัง สเปกตรัม สำหรับมอดูเลเตอร์ BPSK แสดงในรูปที่ 2.32 นำไปใช้ในกรณี QPSK ได้ด้วย ใน กรณี BPSK ช่วงเวลาระหว่างสัญลักษณ์เท่ากับครึ่งหนึ่งของอัตราข้อมูล $f_s = f_b/2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 ความหนาแน่นของกำลังที่ยังไม่ถูกฟิลเตอร์

2.10.4 ประสิทธิภาพสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบต่าง ๆ

ประสิทธิภาพของแถบความถี่ (หรือความหนาแน่นของข้อมูล) ถูกใช้เปรียบเทียบการทำงานของเทคนิคการมอดูเลตแบบหนึ่งกับแบบอื่น ๆ สิ่งที่สำคัญคือ อัตราส่วนบิตเรทในการสื่อสารกับสเปกตรัมที่ปกติเป็นแถบความถี่ 1 Hz ทำให้แยกจำนวนบิตที่สามารถส่งผ่านอุปกรณ์สำหรับแถบความถี่แต่ละเฮิรตซ์เขียนสมการได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$BW \text{ Efficiency} = \frac{\text{Transmission rate}(bps)}{\text{Minimum Bandwidth}(Hz)}$$

$$= \frac{\text{Bit / Second}}{\text{Hertz}}$$

$$= \frac{\text{Bit / Second}}{\text{Cycles / Second}}$$

$$= \frac{\text{Bits}}{\text{Cycles}}$$

การหาประสิทธิภาพสเปกตรัมสำหรับการมอดดูเลทแบบ BPSK,QPSK,8PSK และ $\pi/4$ -DQPSK จากตารางเป็นการแสดงแถบความถี่ที่น้อยที่สุดใช้ส่งสัญญาณที่มีอัตราการส่ง 10 Mbps ด้วยการมอดดูเลทแบบต่าง ๆ

Modulation technique	Minimum bandwidth(MHz)
BPSK	10
QPSK	5
8PSK	3.33
$\pi/4$ -DQPSK	3.33

ตารางที่ 2.5 แถบความถี่ที่น้อยที่สุดของรูปแบบการมอดดูเลทแบบต่าง ๆ

แทนค่าลงในสมการ จะได้ค่าประสิทธิภาพแถบความถี่ดังนี้

$$BPSK ; BW \text{ gfficiency} = \frac{10Mbps}{10MHz} = \frac{1bps}{Hz} = \frac{1bit}{cycle}$$

$$QPSK ; BW \text{ gfficiency} = \frac{10Mbps}{5MHz} = \frac{2bps}{Hz} = \frac{2bit}{cycle}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$8PSK ; BW\ efficiency = \frac{10Mbps}{3.33MHz} = \frac{3bps}{Hz} = \frac{3bit}{cycle}$$

$$\frac{\pi}{4}PSK ; BW\ efficiency = \frac{10Mbps}{3.33MHz} = \frac{3bps}{Hz} = \frac{3bit}{cycle}$$

ผลที่ได้แสดงให้เห็นว่า BPSK มีประสิทธิภาพต่ำสุดและ $\pi/4$ -DQPSK มีประสิทธิภาพสูงสุด และ $\pi/4$ -DQPSK ต้องการเพียง 1/3 ของแถบความถี่ที่ใช้ใน BPSK ในอัตราบิตเรทอินพุทที่เท่ากัน ตารางที่ 2.6 แสดงข้อแตกต่างของการมอดดูเลทแบบต่าง ๆ

Modulation	Encoding	Banwidth (Hz)	Baud	Bandwidth efficiency (bps/Hz)
FSK	Single bit	>FB	FB	<1
BPSK	Single bit	FB	FB	1
QPSK	Dibit	FB/2	FB/2	2
8PSK	Tribit	FB/3	FB/3	3
$\pi/4 - DPSK$	Tribit	FB/3	FB/3	3
8QAM	Tribit	FB/3	FB/3	3
16PSK	Quadbit	FB/4	FB/4	4
16QAM	Quadbit	FB/4	FB/4	4

ตารางที่ 2.6 สรุปข้อแตกต่างของการมอดดูเลทแบบต่าง ๆ

2.10.5 เทคนิคการมอดดูเลทแบบ $\pi/4$ -DQPSK

เทคนิคการมอดดูเลทแบบ $\pi/4$ -DQPSK เป็นการนำเอาวิธีการ QPSK และ offset-key QPSK (O-QPSK) มาดัดแปลง ซึ่งตารางที่ 2.7 แสดงการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์และตัวอย่างการเปลี่ยนเฟสของการมอดดูเลทแต่ละแบบมีดังนี้

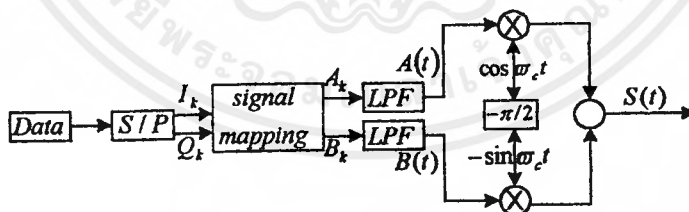
$$\begin{aligned}
 QPSK & : 0^\circ, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ \\
 O-QPSK \text{ and } FQPSK & : 0^\circ, \pm 90^\circ, \\
 \frac{\pi}{4}DQPSK & : 0^\circ, \pm 45^\circ, \pm 135^\circ
 \end{aligned}$$

I_k	Q_k	$\Delta\phi$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

ตารางที่ 2.7 การเปลี่ยนแปลงเฟสของ $\pi/4$ -DQPSK

2.10.6 โครงสร้างของเครื่องส่งแบบ $\pi/4$ -DQPSK

หลักการของ $\pi/4$ -DQPSK แสดงดังในรูปที่ 2.31 จะใช้การเข้ารหัสแบบเกรย์โค้ด โดยสัญลักษณ์ 2 บิต จะมีข้อมูลข้างเคียงที่มีการเปลี่ยนแปลงเพียงบิตเดียว เพื่อลดอัตราความผิดพลาดลง เนื่องจากส่วนสำคัญของความผิดพลาดมาจากผลของสัญญาณรบกวนในการ เลือกเฟสที่ติดกันผิดพลาด การผิดพลาดที่มากที่สุดของสัญลักษณ์ 2 บิตเป็นผลมาจากการ ผิดพลาดเพียง 1 บิต ในรูปที่ 2.33 แสดงการเปลี่ยนแปลงเฟสที่ละ $\pi/4$ ของ QPSK สำหรับบิตที่จะแสดงเป็นรูป



รูปที่ 2.32 แสดงบล็อกโคอะแกรมของ $\pi/4$ -DQPSK และ $\pi/4$ -QPSK

ข้อมูลข่าวสารจะอยู่ในรูปคิฟเฟอร์เรนเชียลเอนโค้ด สัญลักษณ์จะถูกส่งโดยการเปลี่ยนเฟสไปตามเฟสทางด้าน I และ Q ตามลำดับซึ่งอยู่ในช่วง $kT \leq t < (k+1)T$ ระดับสัญญาณของ A_k และ ถูกกำหนดโดยระดับสัญญาณของข้อมูลซึ่งมีสัญลักษณ์เป็น θ_k ดังนี้

$$A_k = A_{k-1} \cos \theta_k - B_{k-1} \sin \theta_k \quad (2.101)$$

$$B_k = A_{k-1} \sin \theta_k + B_{k-1} \cos \theta_k \quad (2.102)$$

ในสมการ (2.101), (2.102) θ_k ถูกกำหนดโดยสัญลักษณ์ของคลื่นพาห่ที่มีเฟสที่ถูกกำหนดโดย I_k , Q_k ของแหล่งข้อมูล ความสัมพันธ์ระหว่าง θ_k และสัญลักษณ์ของอินพุตแสดงในตารางที่ 2.6 และ A_k และ B_k สามารถมีขนาดเป็น $\pm 1, 0$ และ $\pm 1/\sqrt{2}$ อย่างไรก็ตามจะเป็น 2 ระดับหรือ 3 ระดับ ขึ้นอยู่กับการสุ่มตัวอย่าง รูปที่ 2.31 แสดงรูปอายุโคอะแรมแบบ 5 ระดับของสัญญาณ $\pi/4$ -DQPSK ในขั้นต้นเราสมมติว่าสัญญาณไม่ผ่าน low pass filter และเฟสของคลื่นพาห่เป็น 0 โดย $0 < t < T$ นั่นคือ $A_0 = 1$, $B_0 = 0$ เมื่อ $t = T$ สัญลักษณ์ (1,1) ถูกส่งจากแหล่งข้อมูลเมื่อ θ_1 เป็น $\pi/4$ จากสมการ (2.101), (2.102) เราจะได้ $A_1 = 1/\sqrt{2}$ และ $B_1 = 1/\sqrt{2}$ เฟสของคลื่นพาห่จะเปลี่ยนเป็น $\pi/4$ ในสมการ (2.101), (2.102) θ_k คือ มุมที่หมุนไปและมุมระหว่างคอมเพล็กซ์เอนvelope (Complex Envelope) แกนที่มีการอินเฟสเป็นเฟสของ คลื่นพาห่ จากตารางที่ 2.6 และสมการที่ (2.101), (2.102) มันจะเปลี่ยนแปลงถ้าสัญญาณเป็น 1 ใน 4 สถานะซึ่งกำหนดโดย X ในรูปที่ 2.31 และในระหว่างแสดงสัญลักษณ์จะมีการเปลี่ยนเฟสไปยัง 4 สถานะที่กำหนดโดย + ในระหว่างสัญลักษณ์ถัดไป ในขณะที่คลื่นพาห่ไปในระหว่าง 2 แต่เฟสที่เปลี่ยนไปสามารถเปลี่ยนได้เพียง $k\pi/4$ โดยที่ k คือ ± 1 หรือ ± 3 วงจรแบนด์ลิมิตเฟสที่เปลี่ยนไปจะเรียบอย่างไรก็ตามถ้าการรบกวนทางสัญลักษณ์ (ISI) ไม่มีวงจรกรอง เฟสของ คลื่นพาห่จะเป็นดังรูป

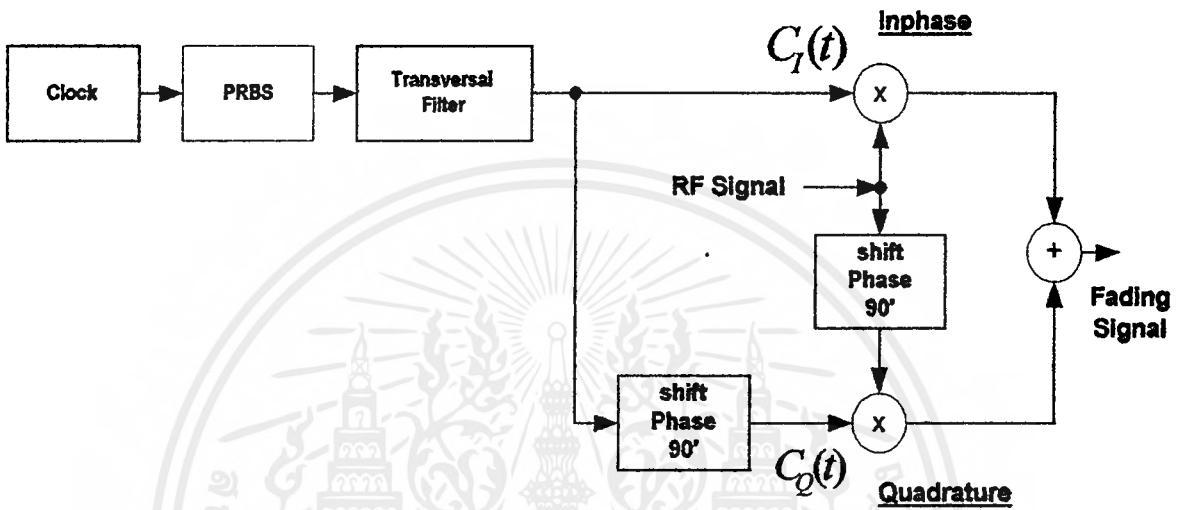


รูปที่ 2.33 แสดงคอนสเทลเลชันโคอะแรมของสัญญาณ $\pi/4$ -DQPSK ที่ยังไม่ผ่านวงจรกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจร



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของปริณูณานิพนธ์

จากบล็อกไดอะแกรมของปริณูณานิพนธ์ เราสามารถที่จะอธิบายได้ว่า

ในส่วนของวงจร Inphase เป็นการออกแบบวงจร PRBS ร่วมกับวงจร Transversal Filter เพื่อกำหนดค่าความถี่คอปเปลอร์ fd ซึ่งเป็นการจำลองปรากฏการณ์คอปเปลอร์ Doppler effect แล้วนำไปเข้าวงจรคูณ (Balance Mod.) กับสัญญาณ RF Signal₁ จะได้สัญญาณ $C_1(t) \times$ RF signal

ในส่วนของวงจร Quadrature จะเป็นการนำสัญญาณ $C_1(t)$ มา Shift phase 90° จะได้สัญญาณ $C_0(t)$ แล้วนำไปเข้าวงจรคูณ (Balance Mod.) กับสัญญาณ RF signal ที่ถูก Shift phase 90° จะได้สัญญาณ $C_0(t) \times$ RF signal

ในส่วนของวงจรที่ Out Put เป็นการนำสัญญาณที่ได้ในส่วน of วงจร Inphase มารวมกับสัญญาณที่ได้ในส่วน Quadrature จะได้สัญญาณ

$$FadingSignal = C_1(t) \times RFSignal_1 + C_0(t) \times RFSignal_0 \quad (3.1)$$

รายละเอียดของวงจรต่างๆ มีดังนี้

3.1 วงจร PRBS (Pseudo random Binary Sequence)

เนื่องจากโครงการนี้ได้ใช้การจำลองการจางหายของเรย์เลห์ด้วยวิธีพีเอ็น โดยที่เราต้องการให้การกระจายฟังก์ชันของความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) นั้นเป็นการกระจายแบบเกาส์เซียน ดังนั้นเพื่อให้เป็นไปตามความต้องการดังกล่าวเราจึงเราจึงมีข้อกำหนดดังนี้

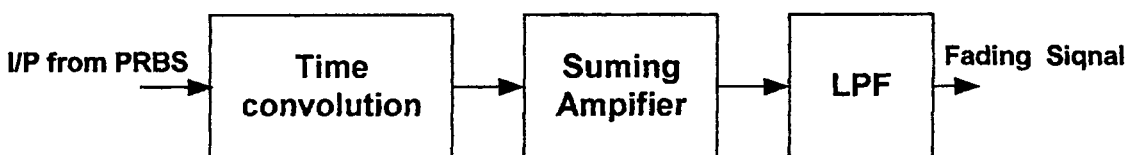
- สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้วงจรต้องมีค่ามากกว่า 1MHz
- อันดับของพีเอ็นโค้ดของ PRBS ต้องมีค่ามากกว่า 20

จากข้อกำหนดดังกล่าวจึงได้ข้อสรุปดังนี้

- จะใช้อัตราของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับวงจรมีค่าเท่ากับ 1MHz

- วงจร PRBS มีอันดับเท่ากับ 24 ซึ่งจะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความน่าจะเป็นทั้งหมดเท่ากับ 16777215 สภาวะ ($N_p = r^P - 1$) โดยจะใช้ชิพรีจิสเตอร์ในการเลื่อนของชิฟต์ ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ IC 74164 แล้วนำเอาเอาท์พุทที่แพท ออกมา มาทำการ X-OR กันเพื่อที่จะได้เอาท์พุทของระบบขณะนั้น จากนั้นก็เอาเอาท์พุทของระบบ ขณะนั้นไปป้อนเป็นอินพุทของชิพรีจิสเตอร์ตัวแรกและอินพุทเดิมก็จะถูกเลื่อนไปเป็นอินพุทของชิพรีจิสเตอร์ตัวถัดไป ซึ่งจะเป็นอย่างนี้ไปเรื่อย ๆ โดยการ X-OR นี้เราจะใช้ IC 7486 ในการแทนที่เราจะอาศัยสมการ Primitive Polynomial ในตารางที่ 2.1 โดยในโครงการนี้จะเท่ากับ $X^{24} + X^4 + X^3 + X + 1$ ซึ่งจะหมายถึงเราได้ทำการแพทออกมาที่เอาท์พุทของชิพรีจิสเตอร์ตัวที่ 24, 4, 3, 1 นั้นเอง แต่เพื่อเป็นการป้องกันการเกิดสภาวะที่เอาท์พุททั้งหมดของชิพรีจิสเตอร์เป็น 0 ซึ่งเป็นสภาวะที่วงจร PRBS ไม่ต้องการให้เกิดเพราะว่าเมื่อเกิดสภาวะดังกล่าวจะทำให้เอาท์พุทของระบบ 0 ตลอด ดังนั้นเราจึงได้มีการต่อชุดของ IC 7404, 7427, 7430, และ 7474 เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้เกิดกรณีดังกล่าว ดังจะได้แสดงวงจรต่อไป

3.2 วงจรทรานส์เวอร์ซอล ฟิลเตอร์ (Transversal Filter)



รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของ ทรานส์เวอร์ซอล ฟิลเตอร์ (Transversal Filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 ส่วนของวงจรถอนโวลูชัน (Time convolution)

ส่วนของวงจรถอนโวลูชัน นี้เป็นหัวใจสำคัญของ วงจรทรานส์เวอร์ซอลฟิลเตอร์ คือเราสามารถประมาณ Impulse Response จากผลตอบสนองต่อความถี่ที่เราทราบอยู่แล้วซึ่งการทำงานของ วงจรทรานส์เวอร์ซอลฟิลเตอร์ คือการนำอินพุต $f(t)$ มาทำ Time convolution กับ Impulse Response $h(t)$ ที่กำหนดขึ้น ซึ่งในโครงการเราจะกำหนดค่า Impulse Response $h(t)$ จากผลตอบสนองต่อความถี่ คอปเปลอร์ เพื่อนำไป Weight ค่า Resistor ซึ่งเราจะอาศัย IC 74164 ทำหน้าที่เป็น Shift Register และ VR ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ในการทำ Time convolution ซึ่งการหาค่าสัมประสิทธิ์จะมีวิธีการคำนวณหาด้วยวิธีต่าง ๆ หลายวิธีด้วยกัน แต่ในที่นี้เราจะใช้วิธีของ Fourier Transform

ในขั้นแรกเราจะอ้างถึงความถี่ทางอะนาล็อก (Ω) ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$\Omega = 2\pi f = 2\pi / T \quad (\text{rad/sec}) \quad (3.2)$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\Omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi / T_0 \quad (3.3)$$

แต่ความถี่ในทางดิจิทัล (ω) จะบอกในลักษณะที่สัมพันธ์กับความถี่แซมปลิง (Sampling Frequency) ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$\omega = 2\pi / N \quad (\text{rad/sample}) \quad (3.4)$$

และความถี่สูงสุดในระบบดิจิทัลนั้นจะเป็น 2 จุดต่อรอบ ($N=2$) ดังนั้นเราจะได้

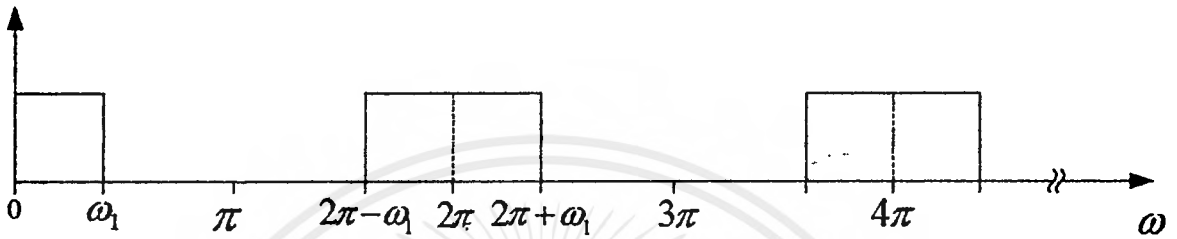
$$\omega = \pi \quad (3.5)$$

จากความสัมพันธ์ของสมการ (3.3) และ (3.4) สามารถเขียนได้เป็น

$$\omega_0 = \Omega_0 T \quad (3.6)$$

เมื่อ T เป็นช่วงเวลาของการแซมปลิงแต่ละครั้ง

แต่เนื่องจากสเปกตรัมของระบบดิจิทัลจะมีการซ้ำตัวมันเองทุก 2π ส่งผลให้ ความถี่สัญญาณอนาล็อกอินพุตที่จะทำการแซมปลิงไม่อาจมีค่ามากกว่า π ($f_i \leq \pi$) ได้ ดังนั้นสัญญาณความถี่แซมปลิงต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับสองเท่าของสัญญาณอินพุต ทำให้ความถี่แซมปลิงควรจะอยู่ที่ 2π ($f_s \geq 2f_i$) ซึ่งสามารถแสดงสเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัล

$$\omega_0 = 2\pi \cdot \frac{f_0}{f_s} \quad (3.7)$$

$$\omega_1 = 2\pi \cdot \frac{f_1}{f_s} \quad (3.8)$$

ในที่นี้เราจะออกแบบให้ความถี่ $f_s = 2\text{kHz}$ ซึ่งจะได้ $f_0 = 1\text{kHz}$ ที่ π และกำหนดความถี่คัทออฟ (cut off frequency) ที่ 200 Hz เพื่อหาค่า ω_1 และจากความสัมพันธ์ข้างบนจะได้

$$\omega_1 = \frac{200 \cdot \pi}{1000} = \frac{\pi}{5} \quad (3.9)$$

และเราสามารถที่ควบคุมความถี่คอปเปิลเลอร์ที่ค่าต่าง ๆ โดยการรักษายัตราส่วนของ $\frac{f_d}{f_0}$ ให้เท่ากับ $1/5$ โดยเราจะควบคุมที่ความถี่แซมปลิง ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\pi \frac{1}{5} = \pi \frac{f_d}{f_0} \quad (3.10)$$

จากสมการ (3.10) จะได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{ที่ } f_d = 20\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{20}{100} \quad \therefore f_s = 200\text{Hz} \\
 \text{ที่ } f_d = 40\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{40}{200} \quad \therefore f_s = 400\text{Hz} \\
 \text{ที่ } f_d = 60\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{60}{300} \quad \therefore f_s = 600\text{Hz} \\
 \text{ที่ } f_d = 80\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{80}{400} \quad \therefore f_s = 800\text{Hz} \\
 \text{ที่ } f_d = 100\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{100}{500} \quad \therefore f_s = 1\text{kHz} \\
 \text{ที่ } f_d = 120\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{120}{600} \quad \therefore f_s = 1.2\text{kHz} \\
 \text{ที่ } f_d = 140\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{140}{700} \quad \therefore f_s = 1.4\text{kHz} \\
 \text{ที่ } f_d = 160\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{160}{800} \quad \therefore f_s = 1.6\text{kHz} \\
 \text{ที่ } f_d = 180\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{180}{900} \quad \therefore f_s = 1.8\text{kHz} \\
 \text{ที่ } f_d = 200\text{Hz} &\Rightarrow \pi \frac{200}{1000} \quad \therefore f_s = 2\text{kHz}
 \end{aligned}$$

ขั้นต่อไปเป็นการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ จากสูตรการหา Fourier Transform ซึ่งมีค่า

$$X(\omega_{k-1}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega_{k-1}n} \quad (3.10)$$

และ Inverse ก็คือ

$$x[n] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} X(\omega_{k-1}) e^{j\omega_{k-1}n} d\omega_{k-1} \quad (3.11)$$

จากสมการเมื่อเรากำหนดให้อินพุตเป็น impulse response เราจะได้เอาท์พุทของระบบที่เราป้อนเป็น Transfer Function คือ $H(\omega_{k-1})$ หากเราทำ Inverse Transform เราจะได้ impulse response

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h[n] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H(\omega_{k-1}) e^{j\omega_{k-1}n} d\omega_{k-1} \quad (3.12)$$

จากสเปกตรัมของสัญญาณคอปเปลอร์ จะได้ $\pm\omega_1$ โดยจะอยู่ในช่วง $\pm\pi$ และค่า $|H(e^{j\omega_{k-1}})| = 1$ ดังนั้นเราจะสามารถหาค่าของ $h[n]$ ได้โดย

$$\begin{aligned} h[n] &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 \cdot e^{j\omega_{k-1}n} d\omega_{k-1} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{e^{j\omega_{k-1}n}}{jn} \right]_{-\omega_1}^{\omega_1} \\ &= \frac{1}{2\pi j n} \{ e^{j\omega_1 n} - e^{-j\omega_1 n} \} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$h[n] = \frac{1}{\pi n} \sin(n\omega_1) = \frac{\omega_1}{\pi} \text{sinc}(n\omega_1) \quad (3.14)$$

และเมื่อได้ดังสมการข้างบนแล้วเราสามารถที่จะหาค่า $h[n]$ ที่ค่าต่าง ๆ โดยการแทนค่า $\omega_1 = \frac{\pi}{5}$ ซึ่งค่าของ $H[n]$ ที่ได้ก็คือสัมประสิทธิ์ที่เราจะนำไป Weight ค่า Resistor นั้นเอง ซึ่งจะสามารถคำนวณได้ดังนี้

จากการแทนค่าที่ $n = 0$ จะได้อยู่ในรูป $\frac{0}{0}$ จะทำให้สมการหาค่าไม่ได้ ดังนั้นเราจึงใช้กฎของ I' Hospital rule มาช่วยซึ่งจะทำให้สามารถหาค่าของ $h[0]$ ได้ ส่วน $h[n]$ ที่ค่าอื่น ๆ ก็แทนค่าลงไปได้เลย ซึ่งผลการคำนวณค่าของ $h[n]$ ที่ค่าต่าง ๆ ก็จะเป็นดังนี้

$$h[0] = 0.2$$

$$h[\pm 1] = 0.187098$$

$$h[\pm 2] = 0.151365$$

$$h[\pm 3] = 0.100910$$

$$h[\pm 4] = 0.046774$$

$$h[\pm 5] = 0$$

$$h[\pm 6] = -0.031183$$

$$h[\pm 7] = -0.043247$$

$$h[\pm 8] = -0.037841$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h[\pm 9] = -0.0207886$$

$$h[\pm 10] = 0$$

$$h[\pm 11] = 0.01700889$$

$$h[\pm 12] = 0.02522755$$

เมื่อเราได้ค่าสัมประสิทธิ์ $h[n]$ ที่ค่าต่าง ๆ แล้วก็นำเอาค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้มาทำการ weight ค่า resistor ซึ่งการ weight ค่า resistor จะใช้วิธีจำกัดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านความต้านทาน เป็นอัตราส่วนโดยตรงกับ $h[n]$ จึงต้องกำหนดค่า normalize ของกระแส I_{nor} เพื่อมาคูณกับค่าสัมประสิทธิ์ เพื่อให้ได้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวต้านทานแต่ละตัว (C_n) เพื่อรักษาระดับแรงดันที่ออกจาก D – flip – flop ให้คงที่จึงต้องกำหนดให้ค่า

$$I_{max} \geq C_n \quad (3.15)$$

$$\text{โดยที่ } C_n = h[n] \cdot I_{nor} \quad (3.16)$$

และค่าของความต้านทานที่ทำการ weight สามารถจากสมการ

$$R_n = \frac{A}{C_n} \quad (3.17)$$

โดยที่ A เป็นค่าแรงดันที่ออกจากเอาต์พุตของ D – flip – flop ซึ่งทั้ง A และ I_{nor} จะหาจาก Data sheet อาศัยสมการ (3.17) หาค่าความต้านทานที่ค่า $h[n]$ ต่าง ๆ ได้ดังนี้

n	0	±1	±2	±3	±4	±5	±6	±7	±8	±9	±10	±11	±12
$h[n]$.2	.187	.151	.100	.046	0	-.03	.043	.037	.020	0	.017	.025
$R[n](k\Omega)$	1.5	1.6	1.98	3	6.4	∞	9.6	6.9	7.93	14.4	∞	17.64	11.89

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าสัมประสิทธิ์และความต้านทานที่ค่า n ต่าง ๆ

ซึ่งเราจะปรับค่าความต้านทานต่าง ๆ ตามที่ weight ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ส่วนของวงจรรวมสัญญาณ (Summing Amp)

วงจรรวมสัญญาณใช้สำหรับการรวมสัญญาณหลายๆ จุดเข้าด้วยกันเพื่อให้เป็นสัญญาณที่ถูกขยายแล้วเพียงจุดเดียวซึ่งแรงดันที่เอาต์พุตเราสามารถหาได้จาก

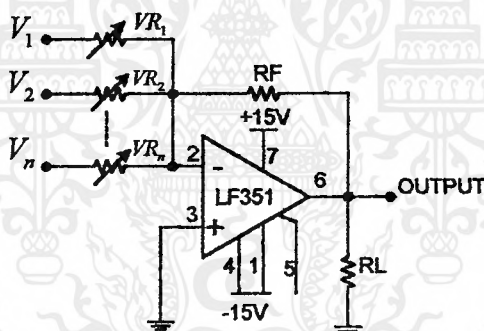
$$V_0 = -\left(\frac{R_F V_1}{R_1} + \frac{R_F V_2}{R_2} + \dots + \frac{R_F V_n}{R_n}\right) \quad (3.18)$$

โดยที่

V_1, V_2, \dots, V_n คือ สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรส่วน Time Convolution

R_1, R_2, \dots, R_n คือ สัมประสิทธิ์ หรือ Impulse Response ของระบบ

ในการออกแบบวงจรเราเลือกใช้ $R_F = 10k\Omega$ และ R_1, R_2, \dots, R_n ใช้ $V_R = 47k\Omega$ เพื่อที่สามารถจะปรับค่าได้ตาม สัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้

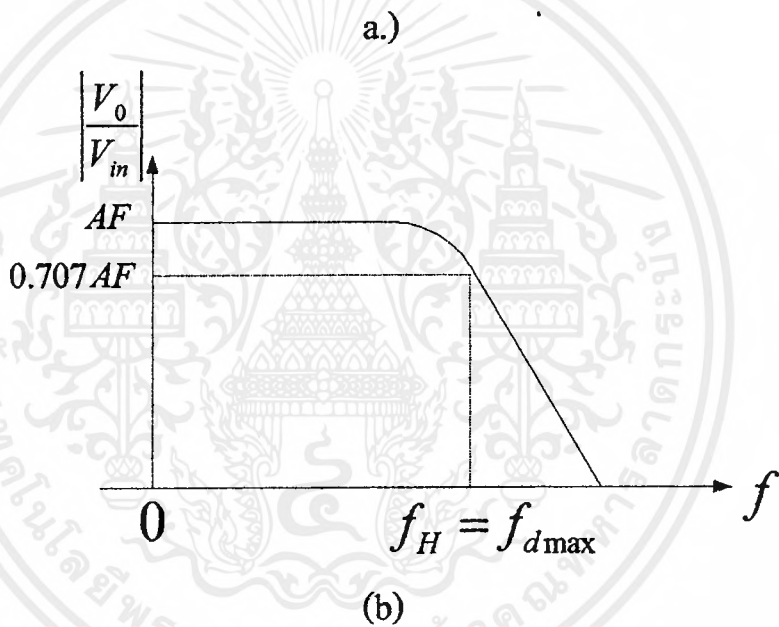
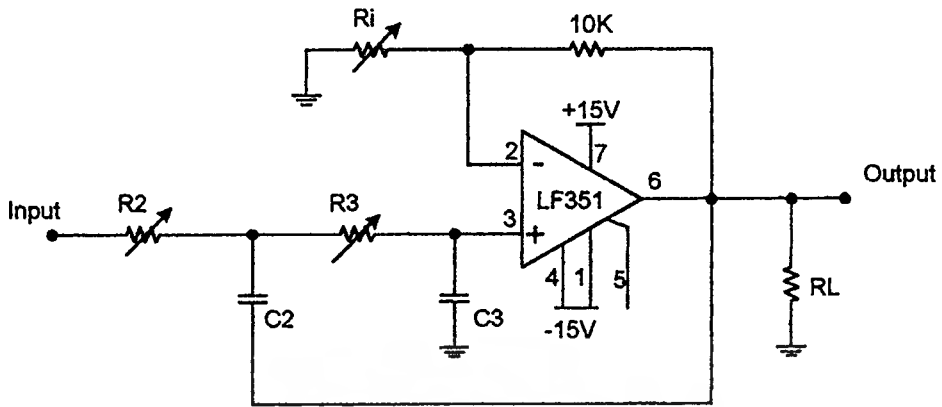


รูปที่ 3.4 วงจรรวมสัญญาณ (Summing Amp)

3.2.3 ส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

เราใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ แบบ Low Pass Butterworth Filter ในการออกแบบเราจะกำหนดให้ ความถี่คัทออฟ (cutoff) เท่ากับความถี่ คอปเปอเรเตอร์สูงสุด คือ

$f_{dmax} = 200Hz$ เพื่อที่มามาหาค่า R_2, R_3 และ C_2, C_3 ในวงจร Low Pass Filter อันดับ 2 ดังรูปข้างล่างนี้



รูปที่ 3.5 a) แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) อันดับที่สอง

b) แสดง frequency Response ของวงจร LPF

การออกแบบ

1. กำหนดค่า $f_{cutoff} = f_{dmax} = 200\text{Hz}$

2. เพื่อให้ง่ายแก่การออกแบบ กำหนดให้ $C_2 = C_3 = 0.1 \mu\text{F}$, $R_2 = R_3 = R$ และหา

ค่า R โดยใช้สูตร

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_2 C_3}} \quad (3.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จาก $C_1 = C_2 = C$ และ $R_2 = R_3 = R$

$$f_{cutoff} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.20)$$

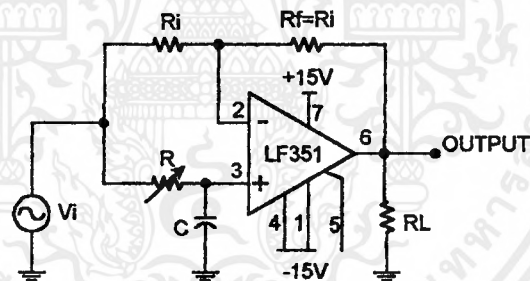
$$\therefore R = \frac{1}{2\pi f_{cutoff} C} \quad (3.21)$$

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 200 \text{HZ} \cdot 0.1 \mu\text{F}}$$

$$R = 7957.7 \Omega \approx 7.9 \text{k}\Omega$$

3.3 วงจรเลื่อนเฟสของคลื่นพหุ

เราจะใช้วงจร All-Pass filter โดยใช้ LF 351 การออกแบบดังรูป



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร (Shift Phase 90°)

3.3.1 การออกแบบ

1. ในการออกแบบเราจะกำหนดให้ $R_f = R_i = 10 \text{k}\Omega$
2. กำหนดค่า C เพื่อคำนวณหาค่า R จากสูตร

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad (3.22)$$

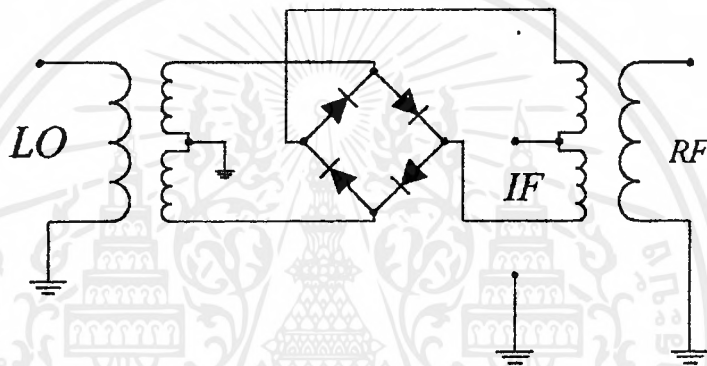
$$\therefore R = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

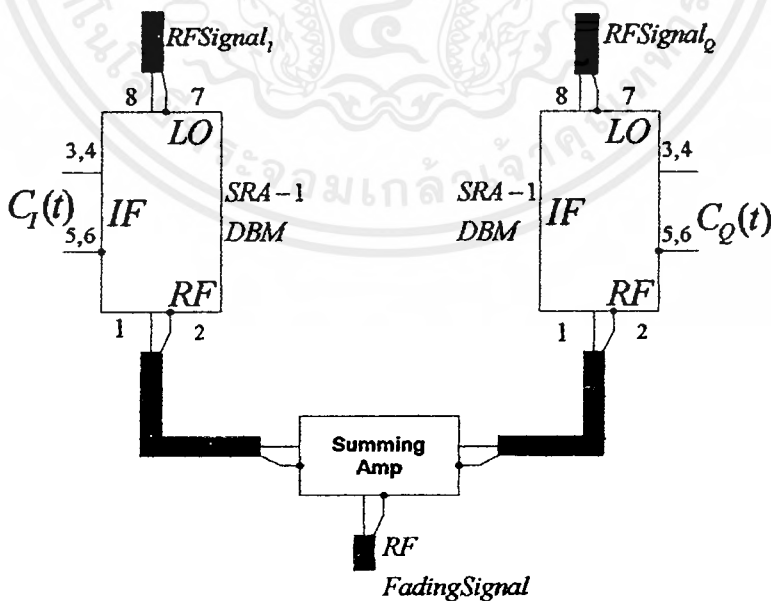
ผลลัพธ์ที่ได้จากการผสมจะมีเฉพาะ ไซด์แบนด์ทั้งสองข้างเท่านั้น โดยสัญญาณพาห์จะถูกจำกัดออกไป การออกแบบนี้เราจะใช้ IC SRA - 1 ทำหน้าที่เป็นตัว Balance Modulator

โดยการทำงานของวงจร Balance Modulator เหมือนกับวงจรคูณสมมติให้สัญญาณคอสเพลอร์ $C_1(t) = \cos(2\pi \cdot f_d \cos \theta)$ และสัญญาณ $RFSignal_1(t) = \cos(2\pi \cdot f_c t)$ และจะได้เอาท์พุทคือ

$$C_1(t) \times RFSignal_1(t) = \frac{1}{2} [\cos(2\pi \cdot f_d \cos \theta + 2\pi \cdot f_c t) + \cos(2\pi \cdot f_d \cos \theta - 2\pi \cdot f_c t)]$$



รูปที่ 3.7 แสดงโครงสร้างของ IC SAR - 1



รูปที่ 3.8 แสดงการใช้งาน IC SAR - 1 (Balance Mod) ในโครงงานนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การจำลองด้วย Matlab

4.1 การจำลองการจางหายแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง 2 ทิศทาง

จากสมการแสดงการเกิดการจางหายแบบหลายทิศทาง

สัญญาณที่เครื่องส่ง

$$S_T(t) = \text{Re}[m(t) \cdot \exp(j2\pi \cdot f_c \cdot t)] \quad (4.1)$$

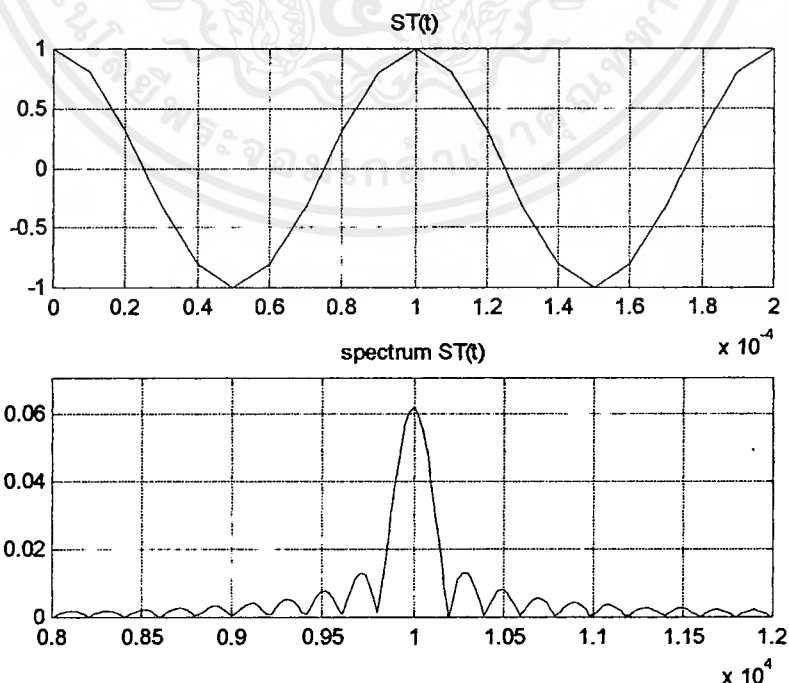
สัญญาณที่เครื่องรับ

$$S_R(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot \cos(2\pi \cdot f_d \cdot \cos \theta_i t + \phi_i) \cdot \cos(2\pi \cdot f_c \cdot t) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cdot \sin(2\pi \cdot f_d \cdot \cos \theta_i t + \phi_i) \cdot \sin(2\pi \cdot f_c \cdot t) \quad (4.2)$$

ผลการจำลองด้วย Matlab

4.1.1 สัญญาณที่เครื่องส่ง (ยังไม่เกิดการจางหาย)

$$S_T(t) = \text{Re}[m(t) \cdot \exp(j2\pi \cdot f_c \cdot t)]$$



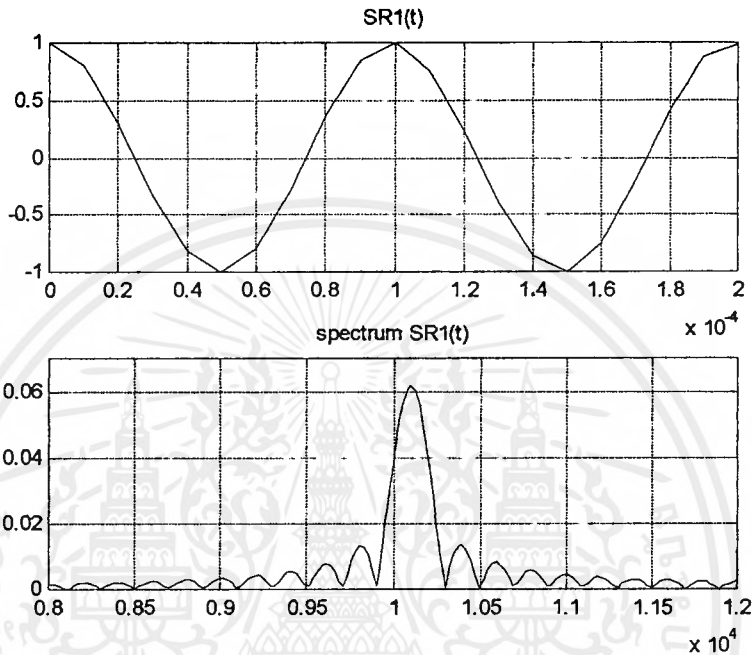
รูปที่ 4.1 สัญญาณที่เครื่องส่งเมื่อยังไม่เกิดความถี่คอปเปอเรอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

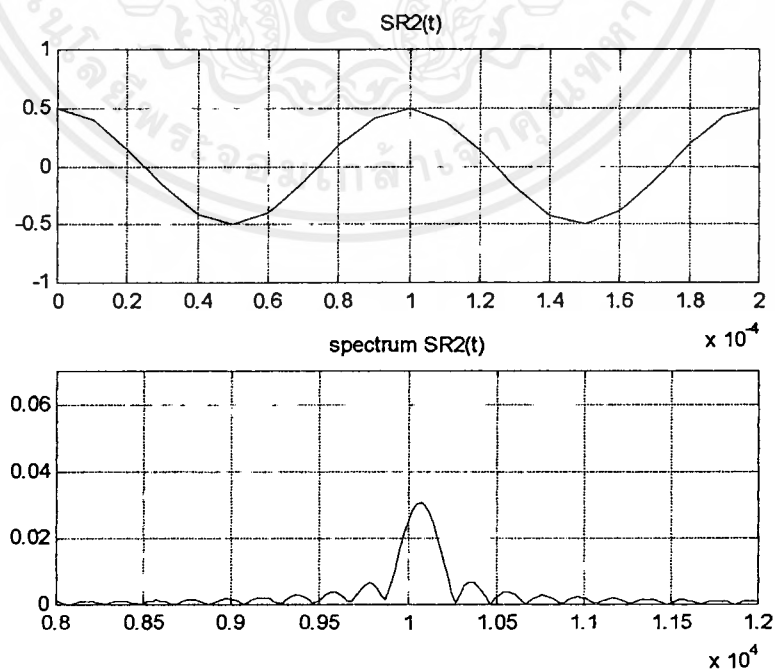
4.1.2 สัญญาณที่เครื่องรับ

$$S_R(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \cos(2\pi \cdot fd \cdot \cos \theta_i t + \phi_i) \cdot \cos(2\pi \cdot fc \cdot t) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i \sin(2\pi \cdot fd \cdot \cos \theta_i t + \phi_i) \cdot \sin(2\pi \cdot fc \cdot t)$$

4.1.2.1 เมื่อเครื่องรับเกิดความถี่คอปเปอเรอร์ 100 Hz

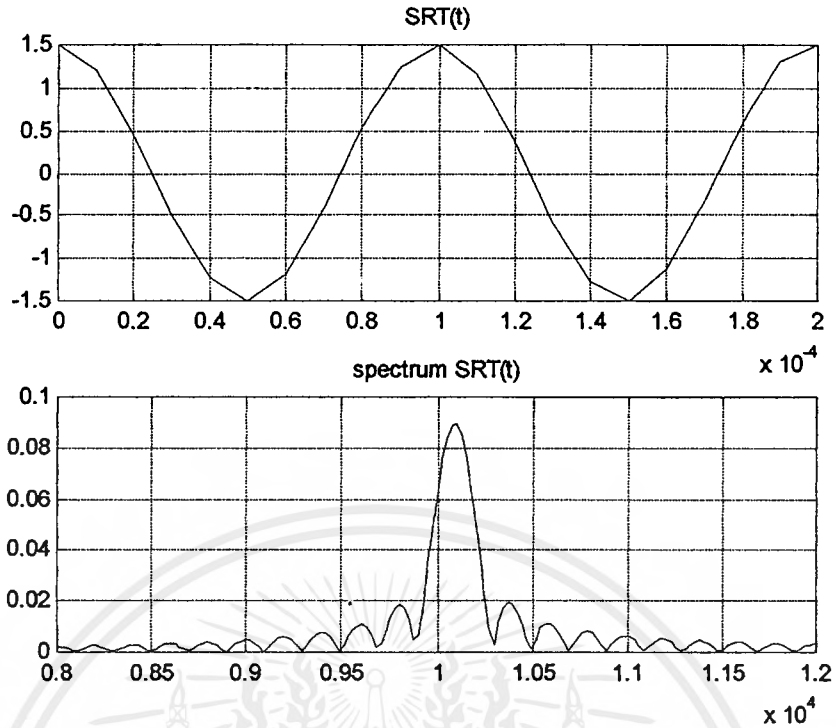


รูปที่ 4.2 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงเมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ 100 Hz



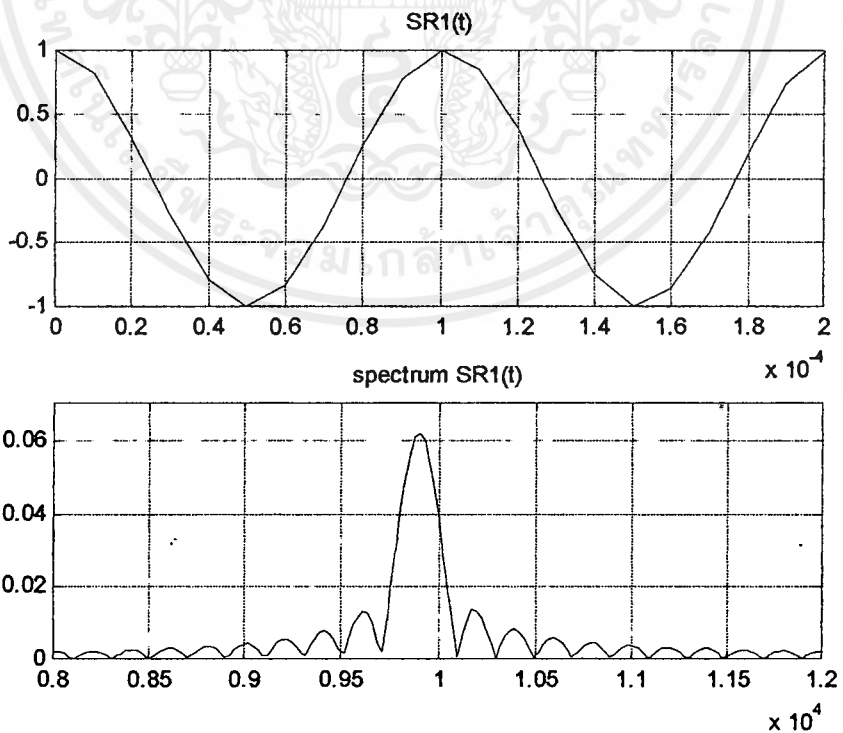
รูปที่ 4.3 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางสะท้อนเมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรอร์ เท่ากับ 100 Hz

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้ยืมได้หนังสือฉบับนี้ไปใช้ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



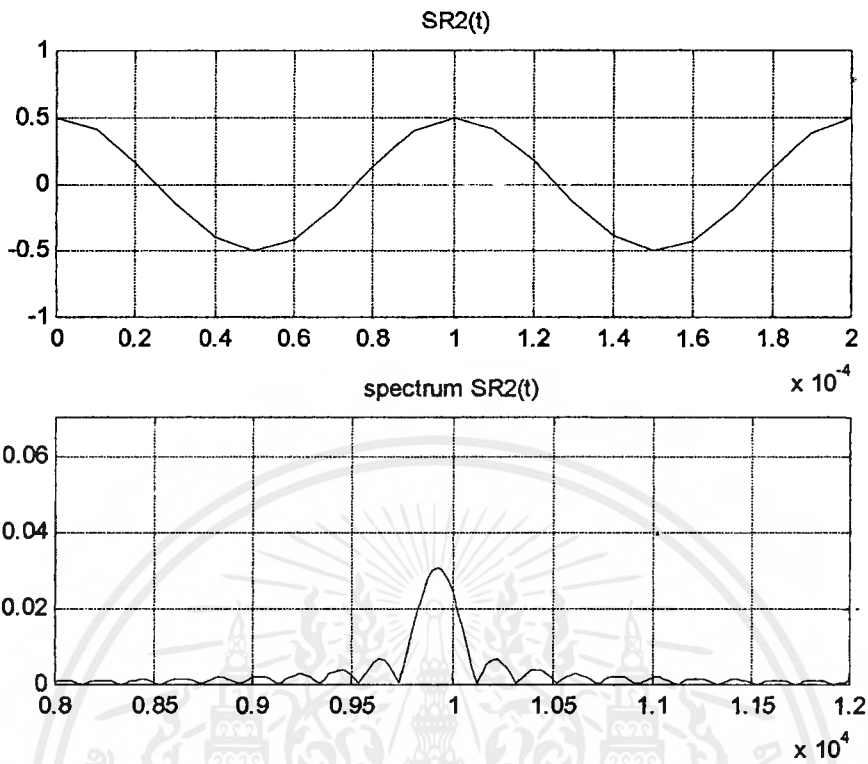
รูปที่ 4.4 ผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงกับทิศทางสะท้อน
เมื่อเกิดความถี่คอปเปิลอร์ เท่ากับ 100 Hz

4.2.2.2 เมื่อเครื่องรับเกิดความถี่คอปเปิลอร์เท่ากับ -100 Hz

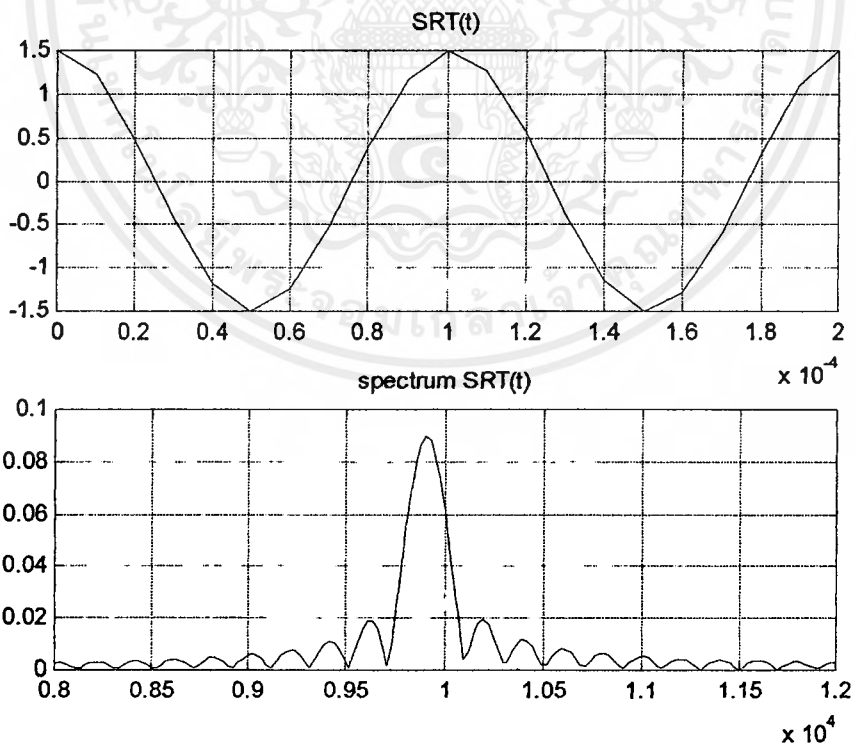


รูปที่ 4.5 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงเมื่อเกิดความถี่คอปเปิลอร์ เท่ากับ -100 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางสะท้อนเมื่อเกิดความถี่คอปเปลอร์ เท่ากับ -100 Hz



รูปที่ 4.7 ผลรวมของสัญญาณที่เครื่องรับในทิศทางตรงกับทิศทางสะท้อนเมื่อเกิดความถี่คอปเปลอร์เท่ากับ -100 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

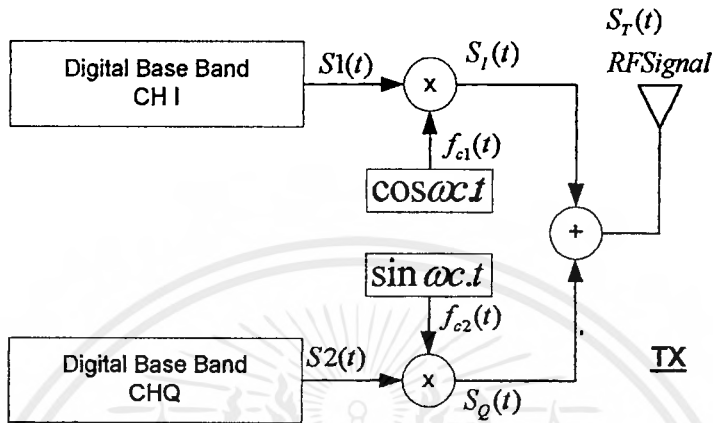
สรุปผลการจำลองด้วย Matlab

จากการจำลองข้างบนเป็นการจำลองให้เกิดการจางหายแบบมัลติพาธเฟดดิ้ง 2 ทิศทาง และจากผลการจำลองจะเห็นว่าเครื่องรับจะมีสัญญาณที่เข้ามาสองทิศทาง คือทิศทางตรงและทิศทางสะท้อน ซึ่งจะเห็นว่าในการจำลองข้างบนนี้สัญญาณที่เข้ามาในทิศทางตรงจะมีขนาดที่สูงกว่าสัญญาณสัญญาณที่เข้ามาในทิศทางสะท้อน แต่ในที่สุดสัญญาณในทิศทางตรงและสัญญาณในทิศทางสะท้อนก็จะไปรวมการทั้งทางขนาดและเฟสที่เครื่องรับ ซึ่งถ้าสัญญาณทั้งสองทิศทางมีเฟสที่ตรงกันก็จะเกิดการรวมเฟส แต่ถ้าสัญญาณทั้งสองทิศทางมีเฟสที่ต่างกันก็จะเกิดการหักล้างกันทางเฟสทำให้การการจางหายแบบมัลติพาธ

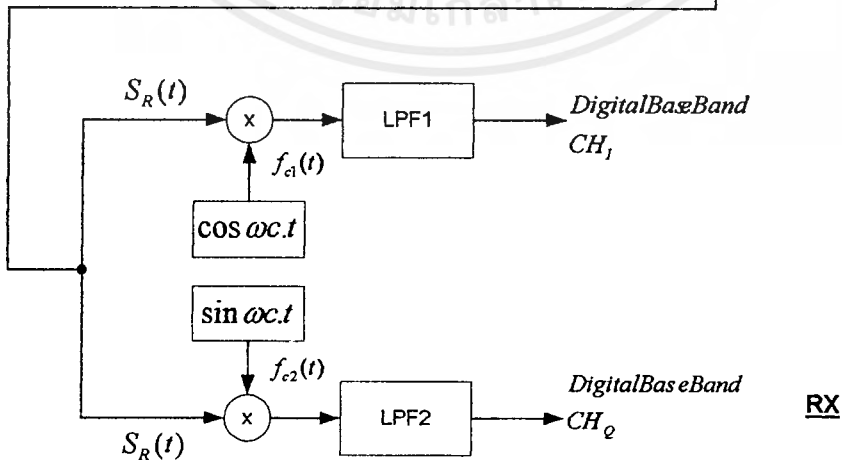
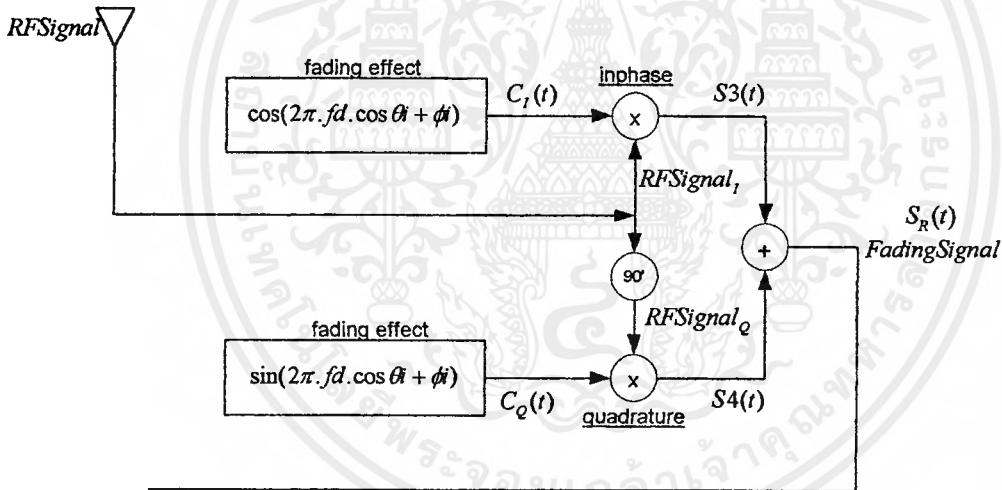
ส่วนความถี่คอปเปลอร์จะเป็นตัวที่ไปเลื่อน Center carrier คือถ้าพาหนะเคลื่อนที่เข้าหาสถานีจะทำให้เกิดความถี่คอปเปลอร์เป็นลบแล้วจะเลื่อน Center carrier มาทางซ้ายและ ถ้าพาหนะเคลื่อนที่ออกจากสถานีจะทำให้เกิดความถี่คอปเปลอร์เป็นบวกแล้วจะไปเลื่อน Center carrier ไปทางขวา และความถี่คอปเปลอร์นี้ยังแปรผันตรงกับความเร็วของพาหนะด้วยซึ่งจากการจำลองข้างบนเราจะกำหนดให้ความถี่คอปเปลอร์คงที่ที่ 100 Hz ซึ่งความถี่คอปเปลอร์นี้จะไปเลื่อน Center carrier ไปทางขวา และ -100Hz ซึ่งความถี่คอปเปลอร์นี้จะไปเลื่อน Center carrier เข้ามาทางซ้าย

การจำลองเมื่อเกิดการจางหายแบบมัลติพาทกับ QPSK Modem สามารถจำลองการจางหายได้ตามบล็อกไดอะแกรมดังนี้

- เครื่องส่ง QPSK Modem



- ที่เครื่องรับเมื่อเกิดการจางหายแบบมัลติพาท

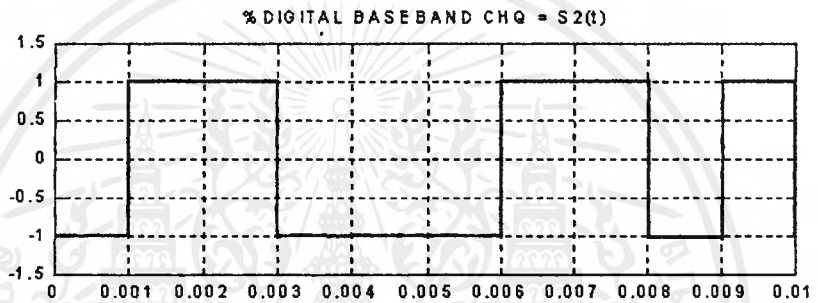
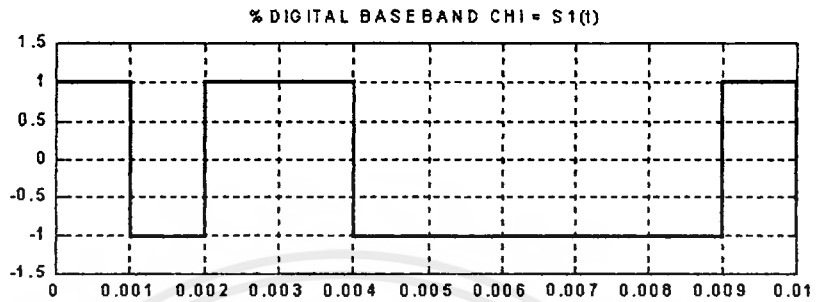


รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้ในการจำลองการเกิดการจางหายแบบมัลติพาทกับ QPSK Modem

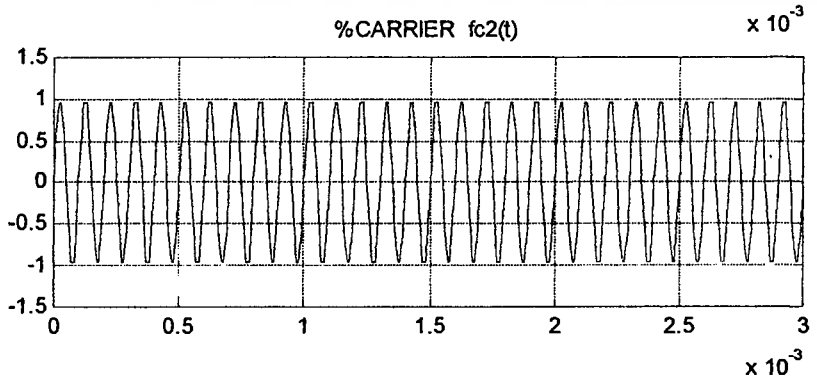
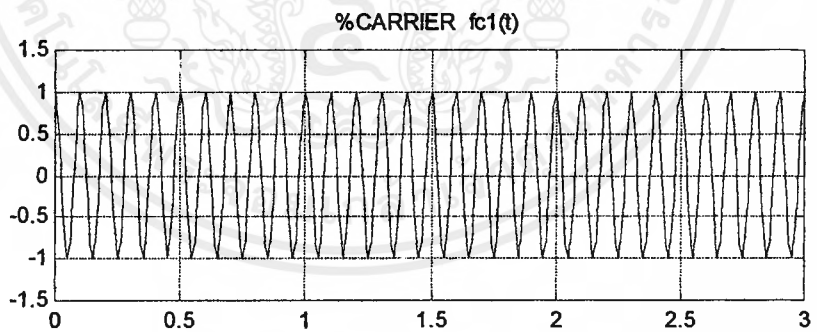
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองด้วย Matlab

4.2.1 เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 0 Hz

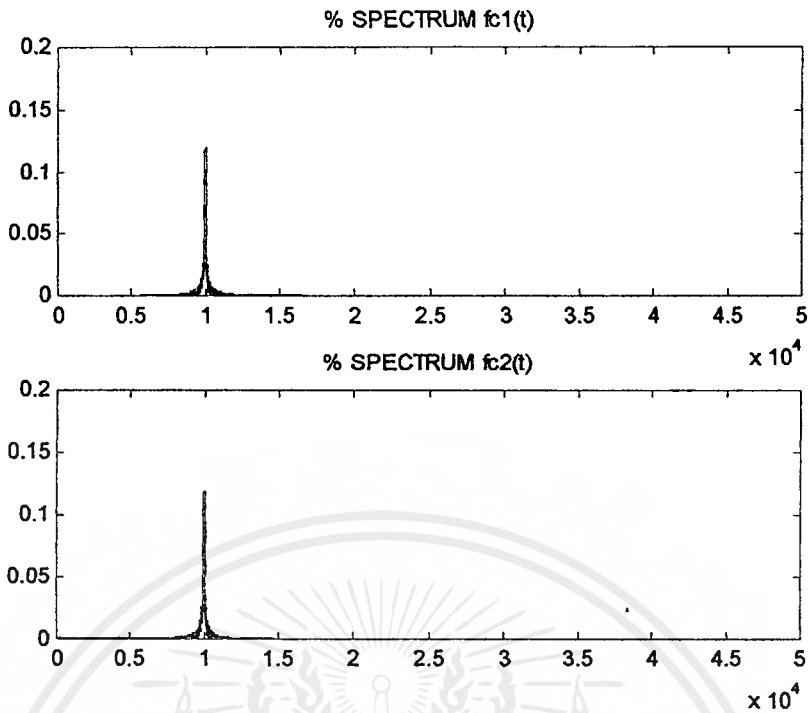


รูปที่ 4.9 สัญญาณดิจิตอลแบนด์ที่เครื่องส่ง

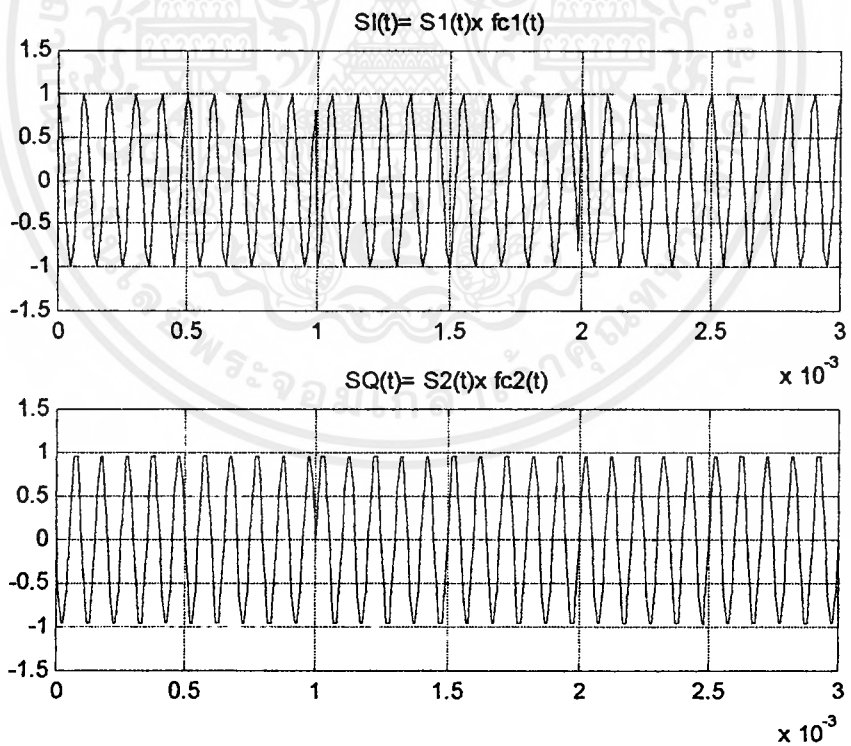


รูปที่ 4.10 สัญญาณคลื่นพาห้ $f_{c1}(t)$ และ $f_{c2}(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



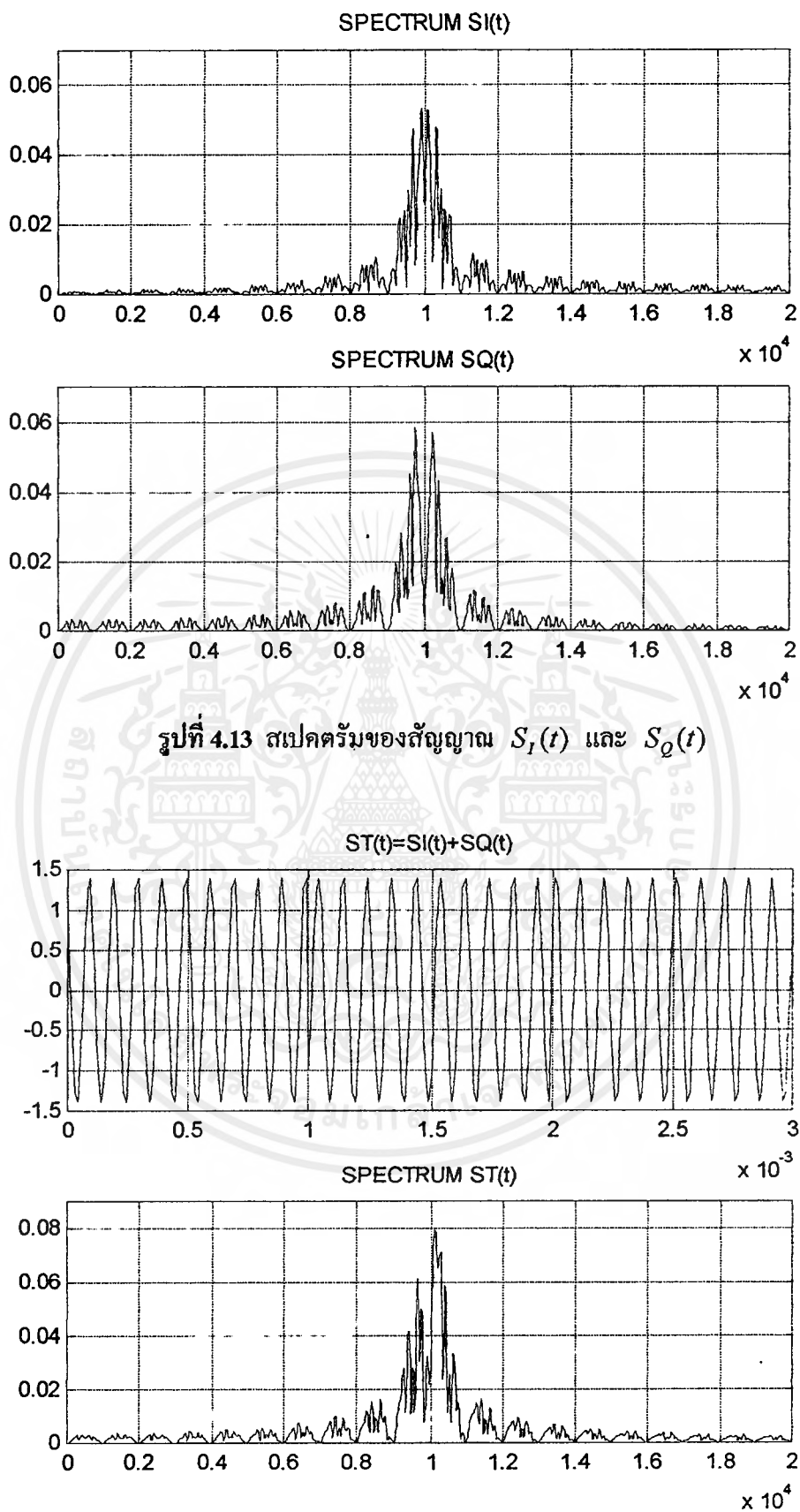
รูปที่ 4.11 สเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห้ $f_{c1}(t)$ และ $f_{c2}(t)$



รูปที่ 4.12 สัญญาณดิจิทัลอเบสแบนด์คูณกับสัญญาณคลื่นพาห้

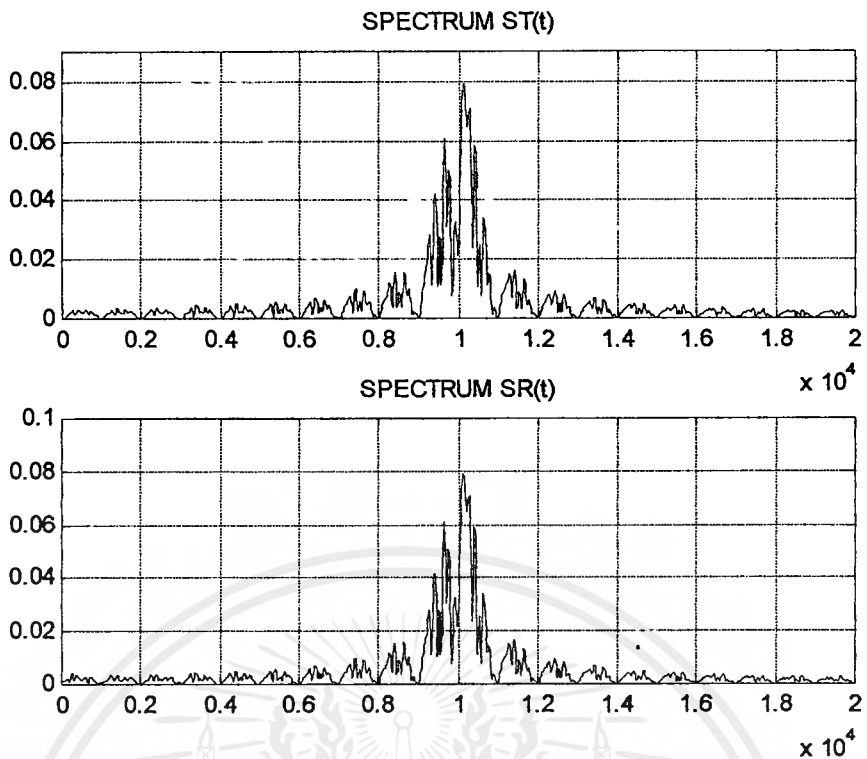
$$S_I(t) = S_1(t)xf_{c1}(t) \text{ และ } S_Q(t) = S_2(t)xf_{c2}(t)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

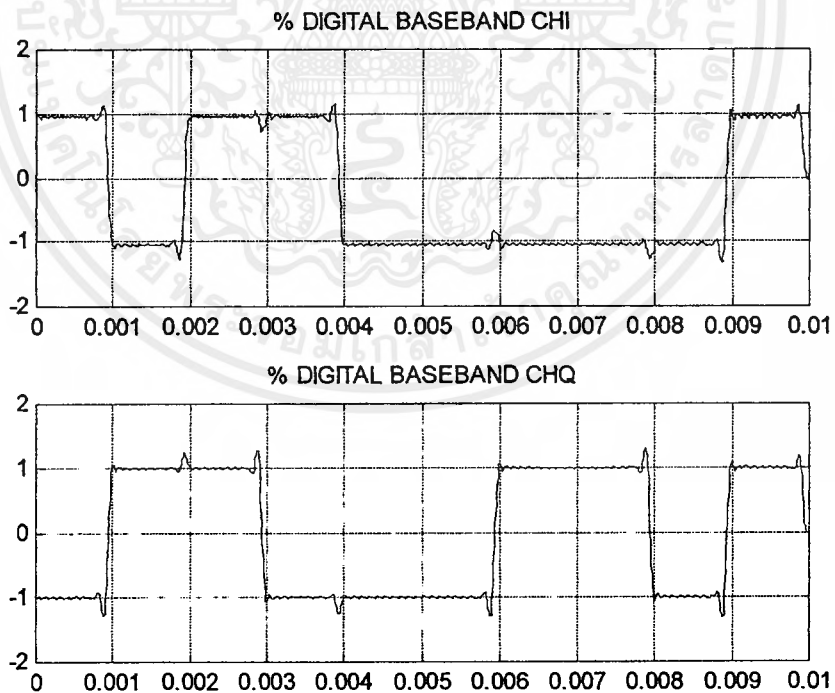


รูปที่ 4.14 สัญญาณ $S_T(t)$ และสเปกตรัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

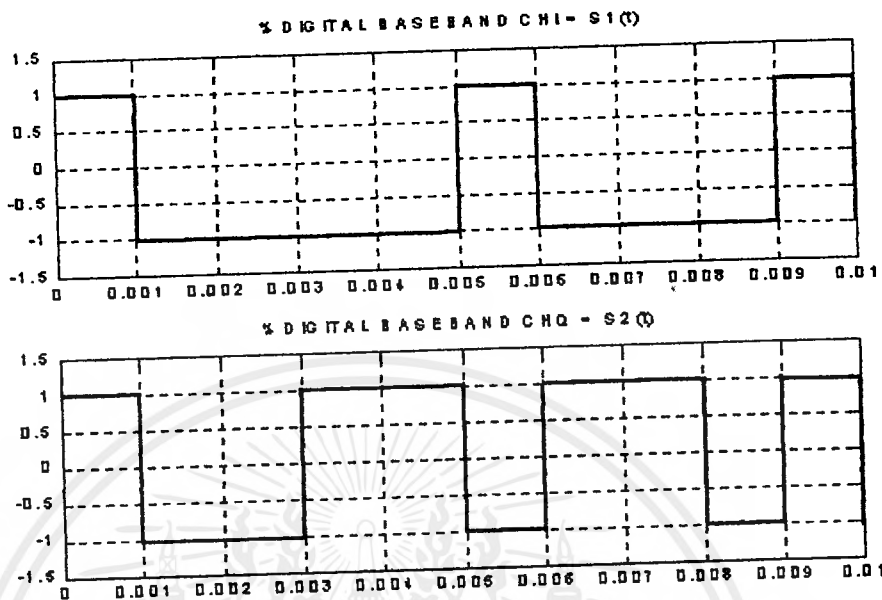


รูปที่ 4.15 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 0 Hz

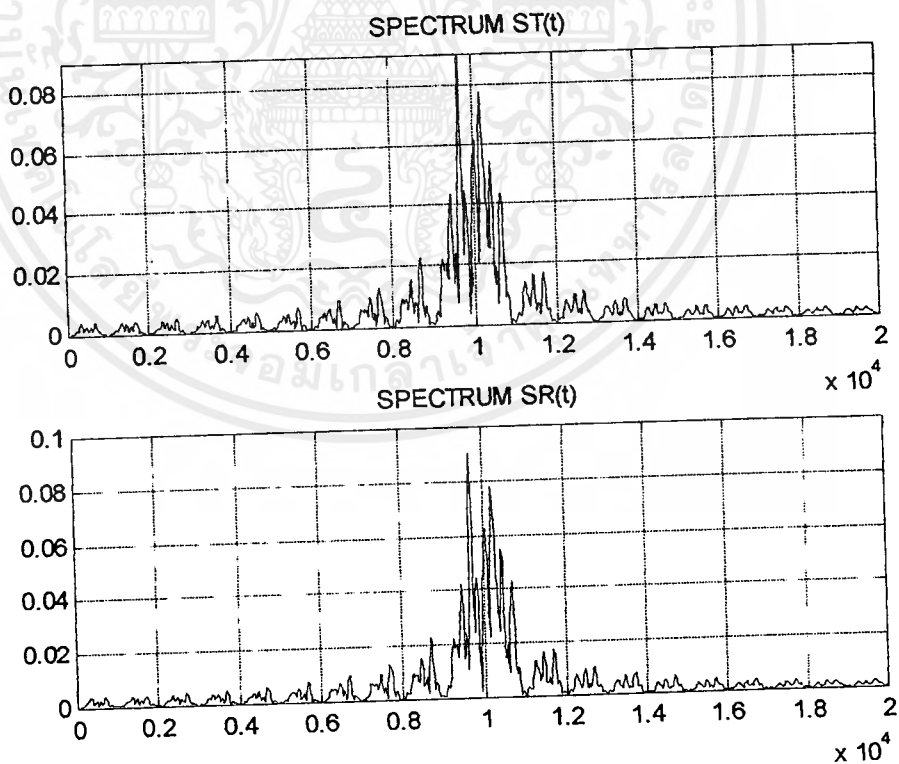


รูปที่ 4.16 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 0 Hz

4.2.2 เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 20 Hz

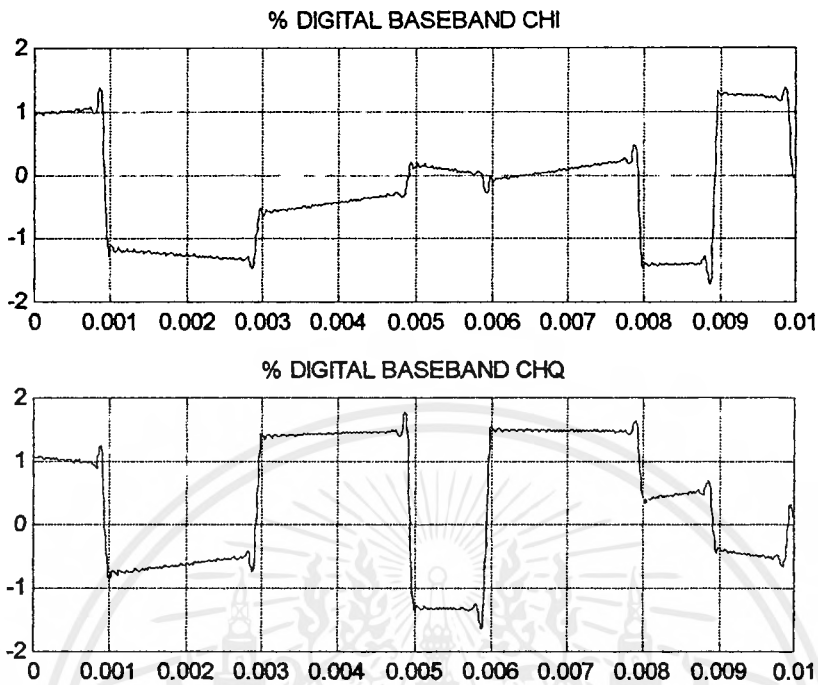


รูปที่ 4.17 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง



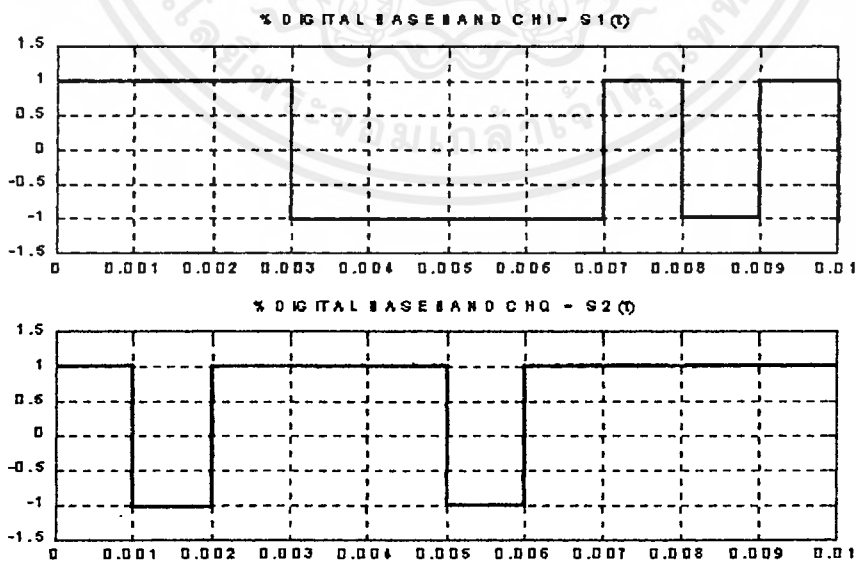
รูปที่ 4.18 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และ สเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปอเรอร์เท่ากับ 20 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



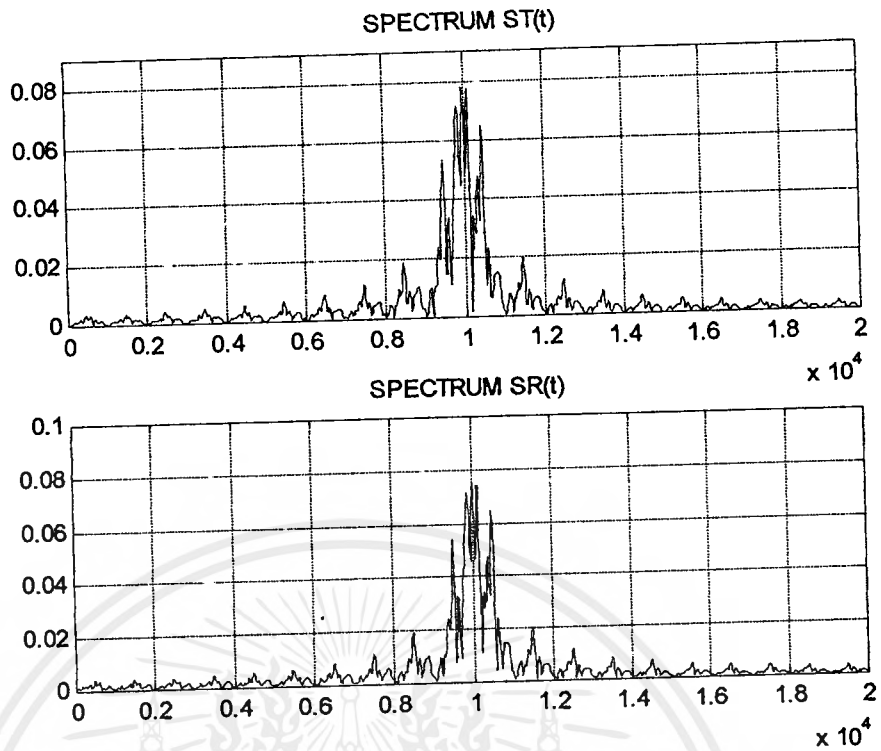
รูปที่ 4.19 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้
เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 20 Hz

4.2.3 เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 40 Hz

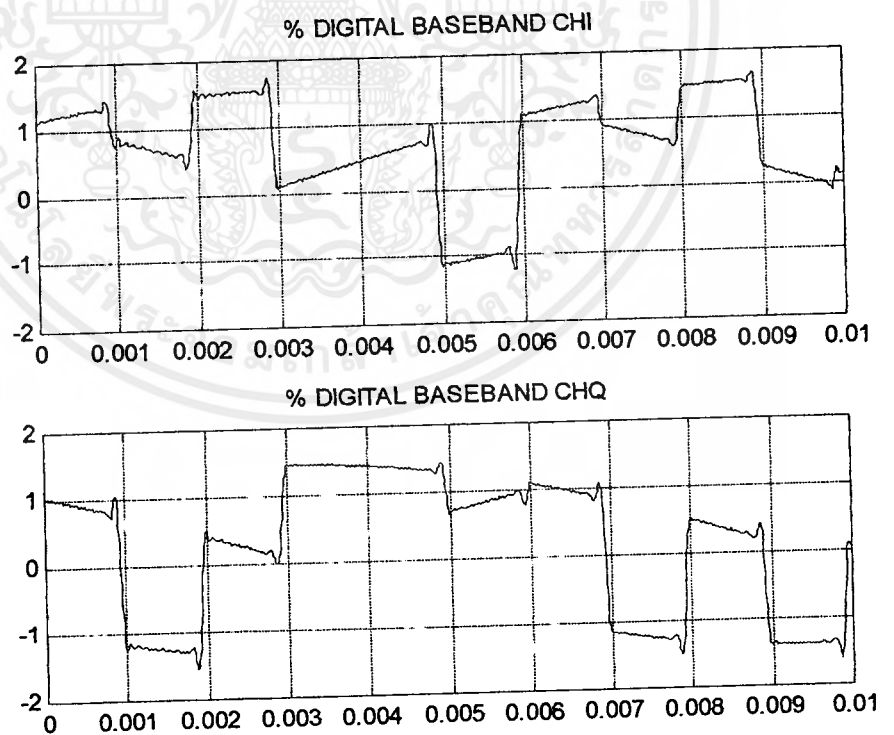


รูปที่ 4.20 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



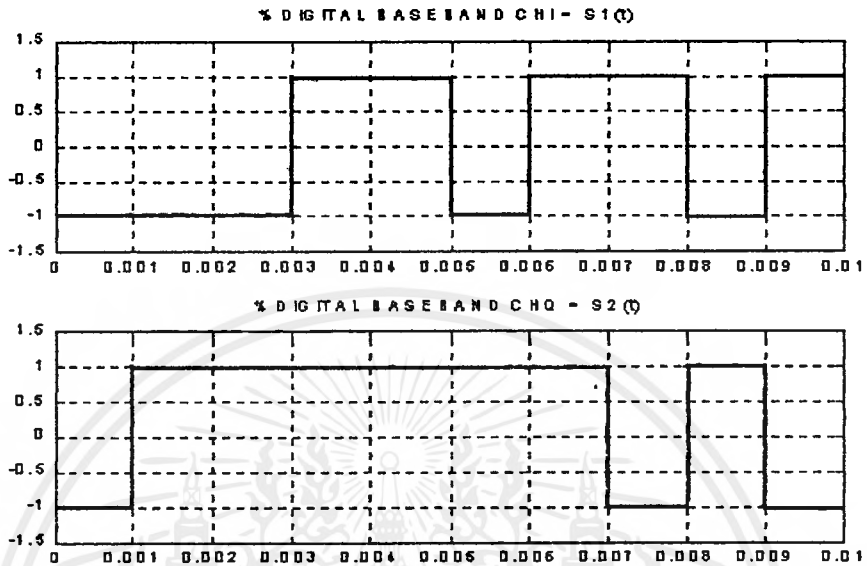
รูปที่ 4.21 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และ สเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปิลเลอร์เท่ากับ 40 Hz



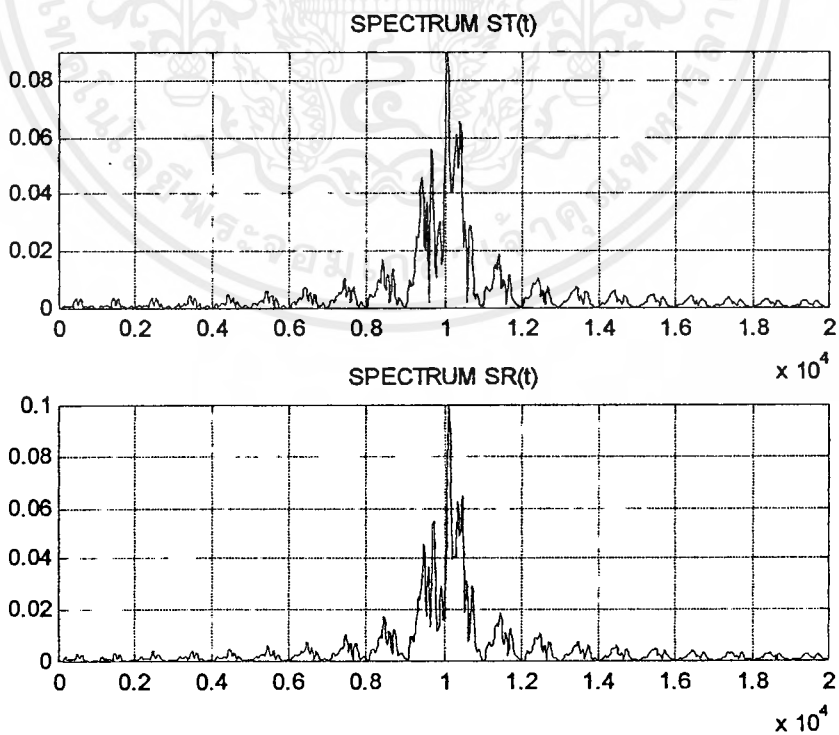
รูปที่ 4.22 สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเปิลเลอร์เท่ากับ 40 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 60 Hz



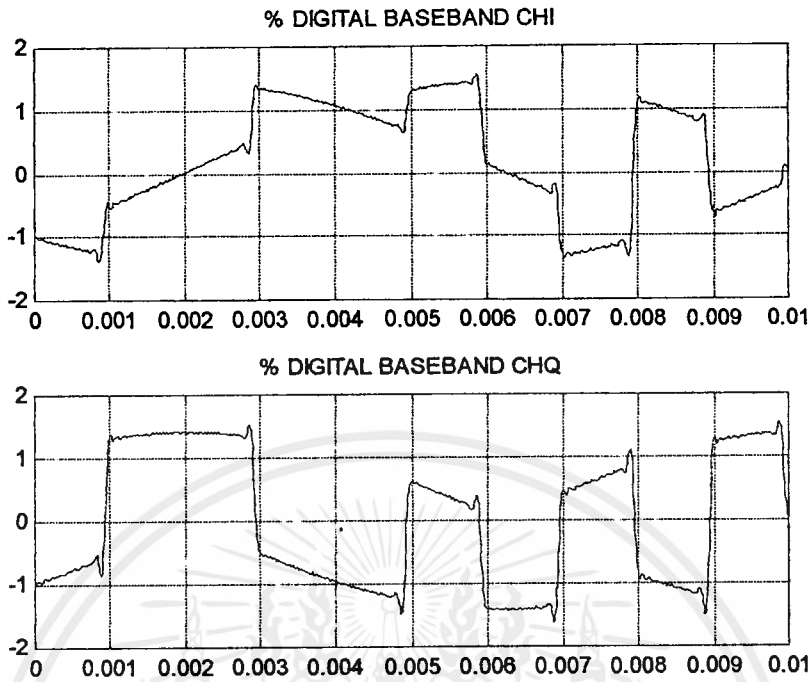
รูปที่ 4.23 สัญญาณดิจิตอลแบนด์ที่เครื่องส่ง



รูปที่ 4.24 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม

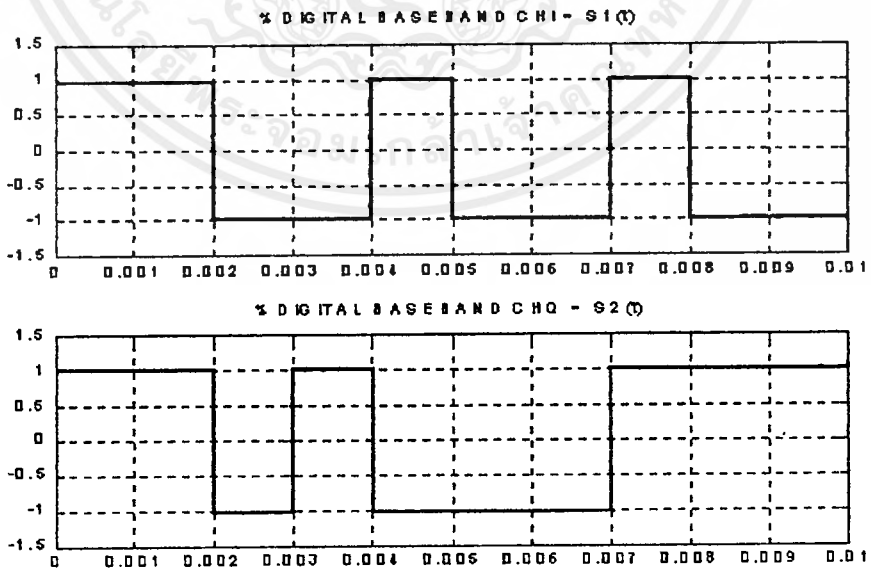
ของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 60 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



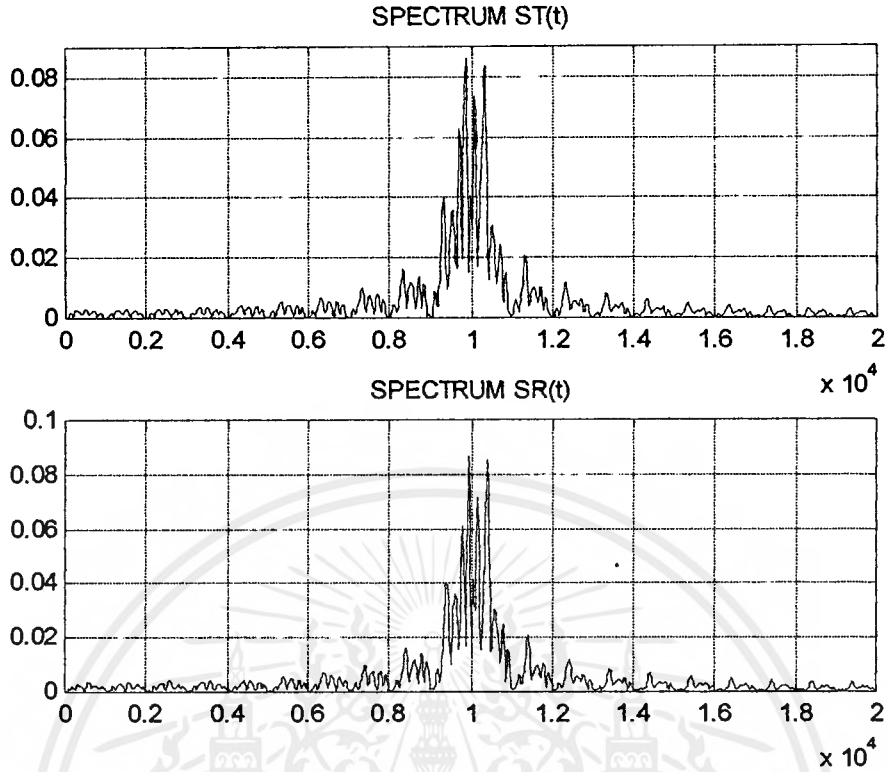
รูปที่ 4.25 สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเปิลอร์เท่ากับ 60 Hz

4.2.5 เมื่อเกิดความถี่คอปเปิลอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 80 Hz

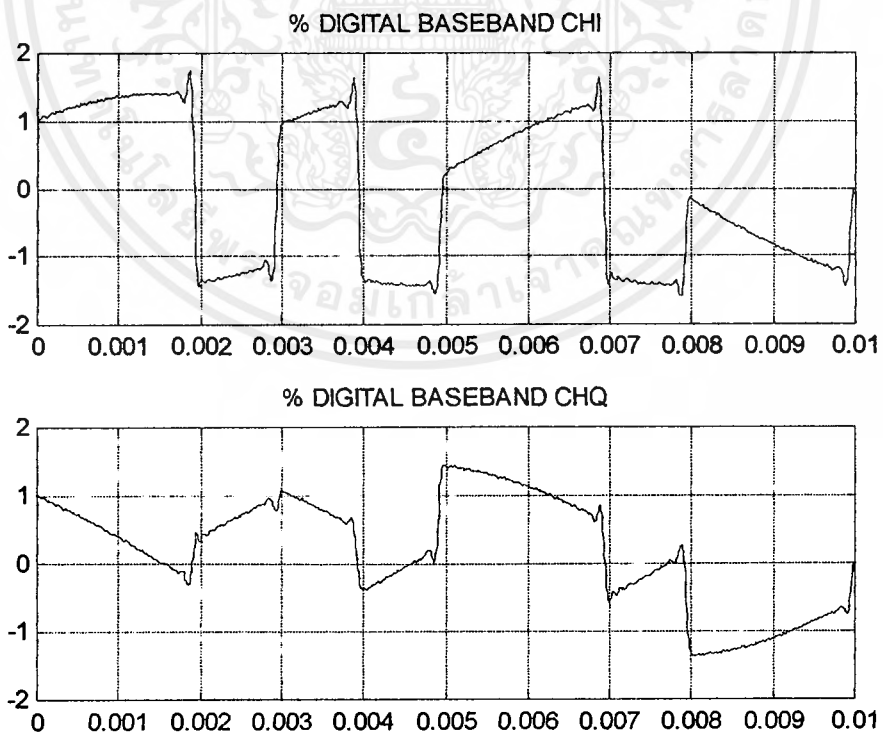


รูปที่ 4.26 สัญญาณดิจิทัลคอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



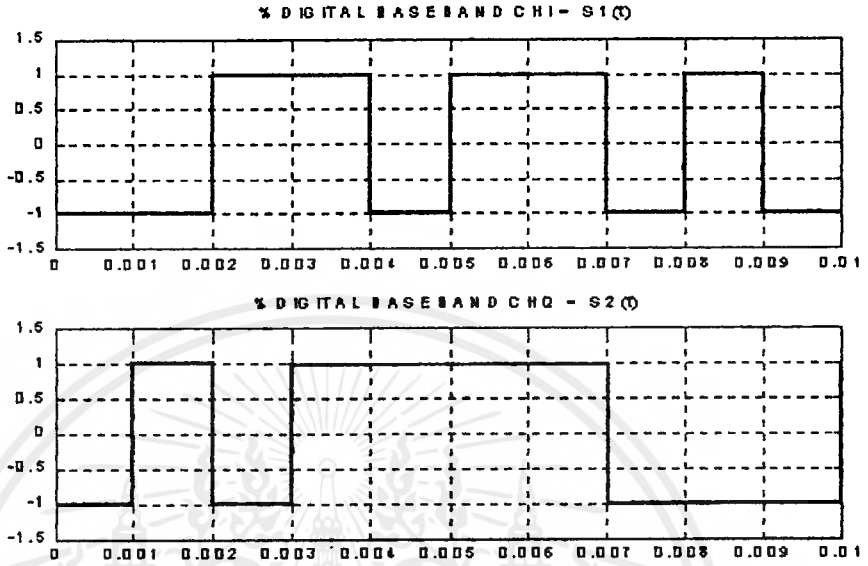
รูปที่ 4.27 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 80 Hz



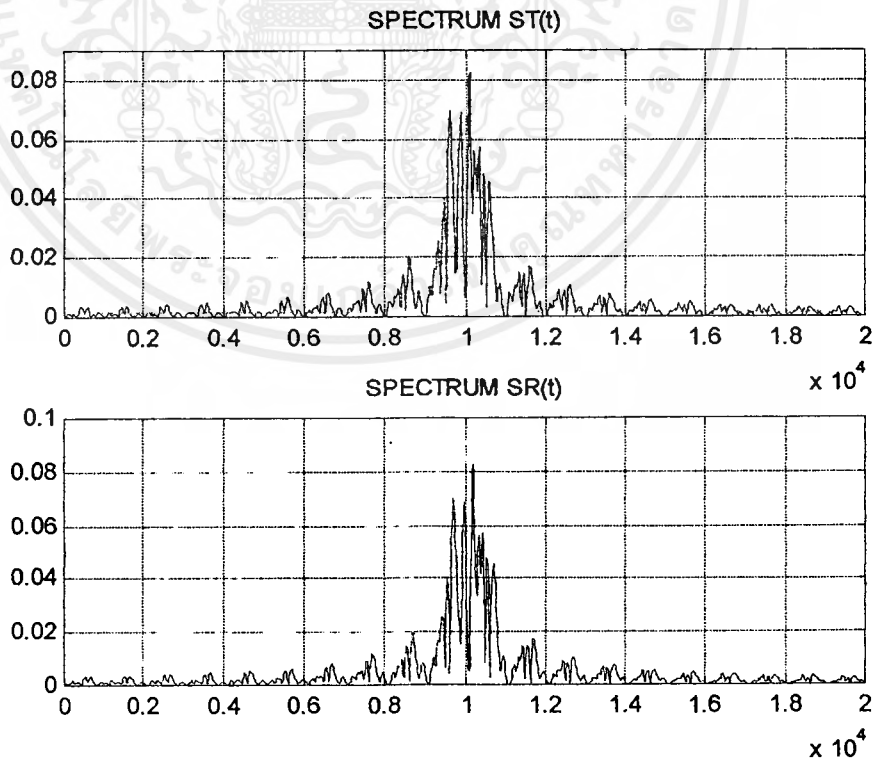
รูปที่ 4.28 สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 80 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.5* เมื่อเกิดความถี่คอปเปิลอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 100 Hz



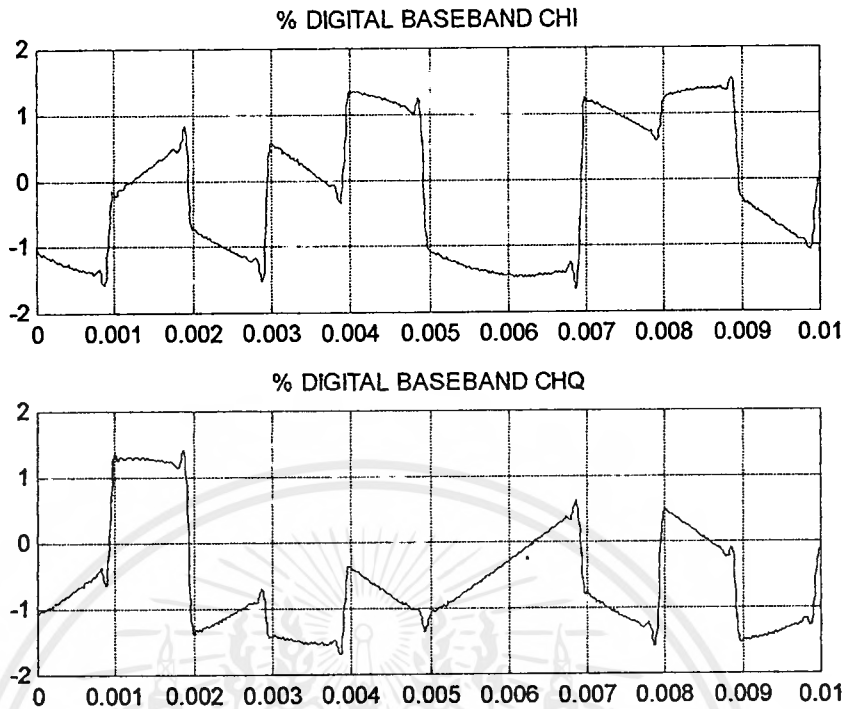
รูปที่ 4.29 สัญญาณดิจิตอลแบนด์ที่เครื่องส่ง



รูปที่ 4.30 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัม

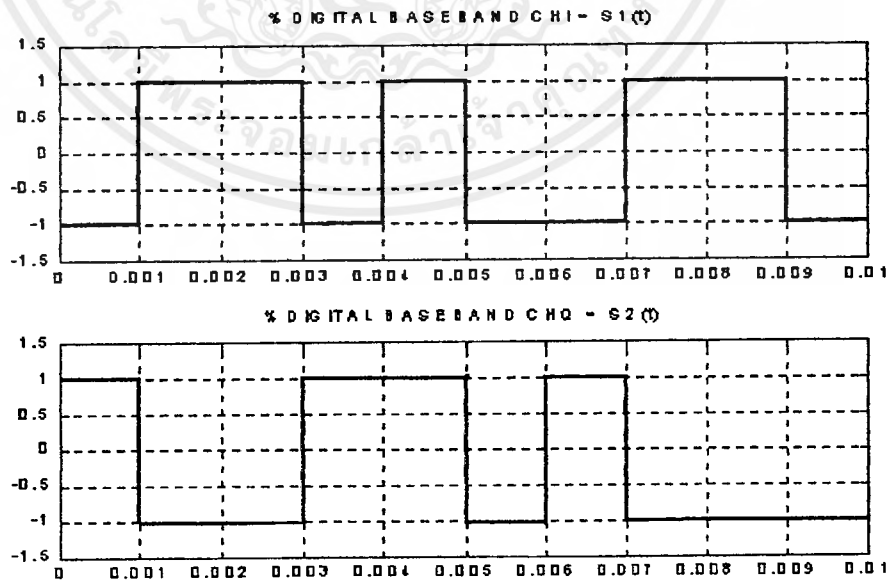
ของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปิลอร์เท่ากับ 100 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



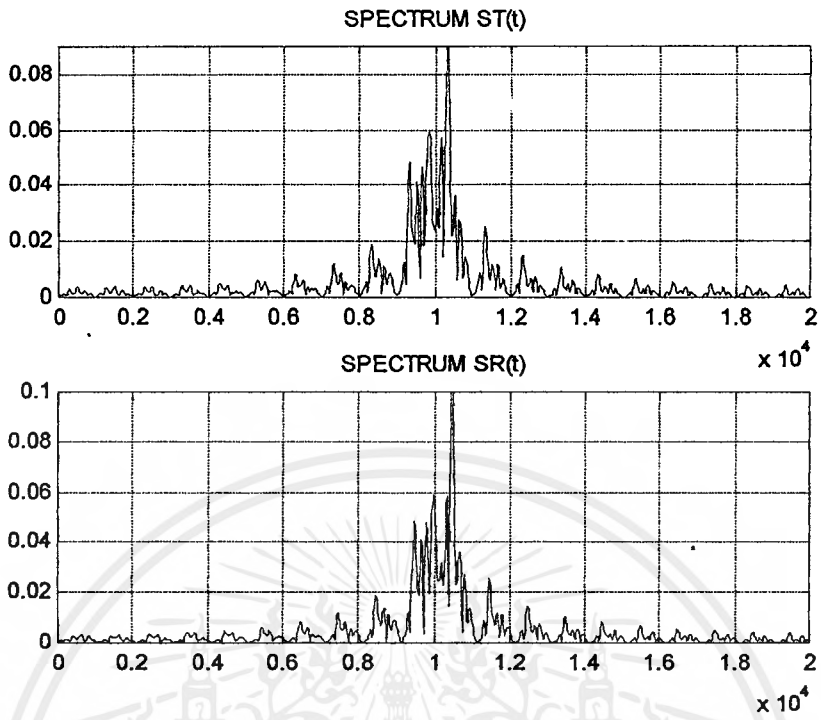
รูปที่ 4.31 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 100 Hz

4.2.6 เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 150 Hz

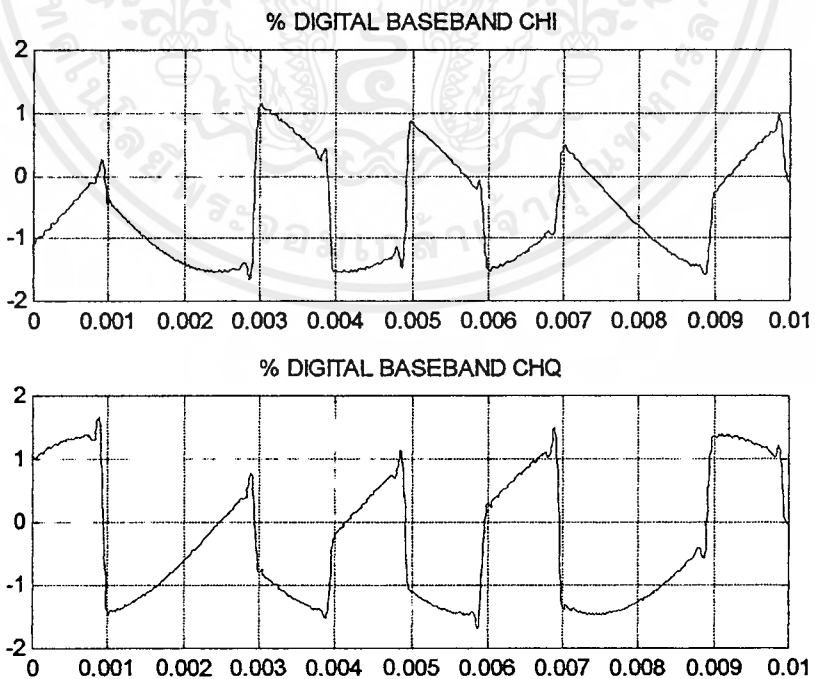


รูปที่ 4.32 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



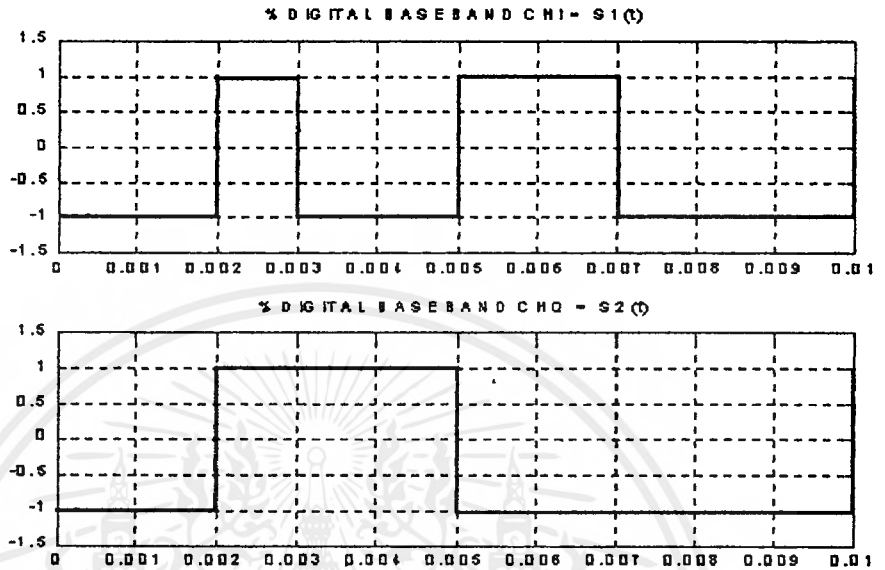
รูปที่ 4.33 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 150 Hz



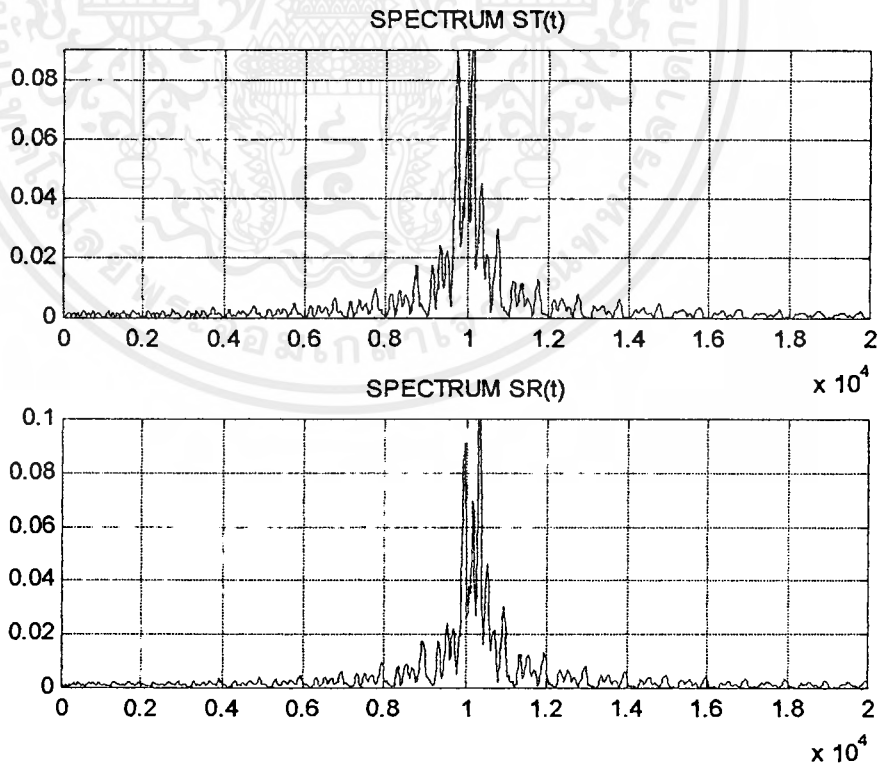
รูปที่ 4.34 สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถดีเทคได้เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์เท่ากับ 150 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.7 เมื่อเกิดความถี่คอปเปลอร์ที่เครื่องรับเท่ากับ 200 Hz

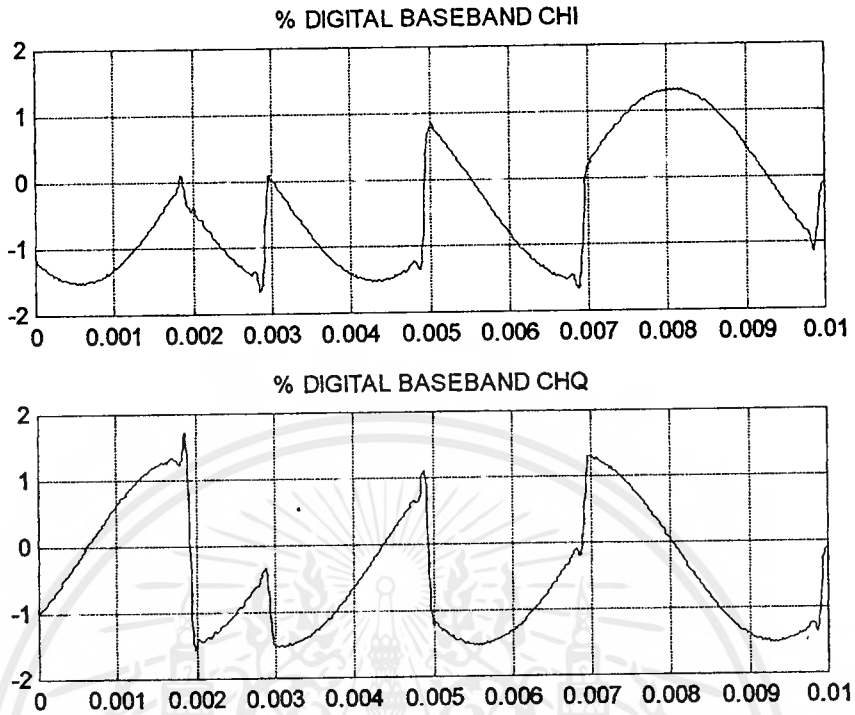


รูปที่ 4.35 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องส่ง



รูปที่ 4.36 เปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องส่ง $S_T(t)$ และสเปกตรัมของสัญญาณที่เครื่องรับ $S_R(t)$ เมื่อความถี่คอปเปลอร์เท่ากับ 200 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.37 สัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ที่เครื่องรับสามารถตีเทคได้เมื่อเกิดความถี่
ดอปเปลอร์เท่ากับ 200 Hz

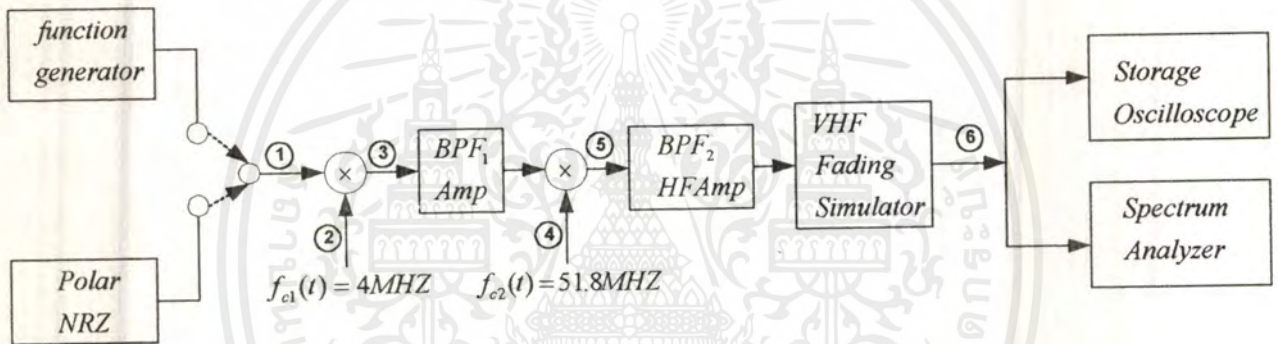
สรุปผลการจำลองด้วย Matlab

จากการจำลองข้างบนเป็นการจำลองให้เกิดการจางหายแบบมัลติพาธเฟดดิ้งกับ QPSK Modem ซึ่งจากผลการจำลองเมื่อกำหนด $fd = 20, 40, 60, 80$ Hz ถ้าสังเกตจากสเปคตรัมจะยังไม่ค่อยเห็นการเลื่อนของ Center carrier แต่เมื่อเครื่องรับทำการตีเทคสัญญาณออกมาแล้วจะเห็นการเปลี่ยนแปลงมาก ส่วนที่ $fd = 100, 150, 200$ Hz เมื่อสังเกตสเปคตรัมจะเห็นการเลื่อนของ Center carrier ยิ่งเมื่อเครื่องรับทำการตีเทคสัญญาณออกมาแล้วก็จะเห็นว่าสัญญาณที่เครื่องรับนั้นผิดพลาดไปจากสัญญาณที่ส่งมาก เพราะในการส่งดิจิตอล (QPSK) นี้ ยังมีเรื่องของ ISI และ BER เข้ามาพิจารณาเกี่ยวข้องด้วย

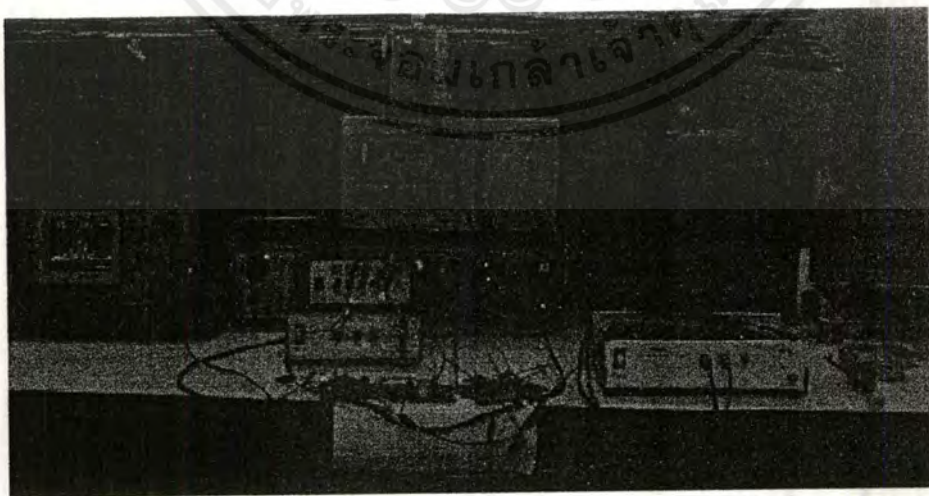
บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองและการวัดผลในโครงงานนี้เราจะจำลองให้เกิดการจางแบบ multi - path ด้วยการมอดแบบอนาล็อก โดยใช้สัญญาณไซน์เป็นอินพุต และการมอดระบบดิจิทัล BPSK โดยใช้สัญญาณ NRZ เป็นอินพุต และจะทำการวัดค่าต่างๆ ตามจุดที่ได้กำหนดดังรูป 5.1 ซึ่งจะวัดทั้งในทาง time domain และ frequency domain โดยการใช้ oscilloscope และ spectrum analyzer ตามลำดับ โดยที่การแสดงผลการวัดของ oscilloscope จะแสดงที่รูป a spectrum analyzer จะแสดงผลที่รูป b



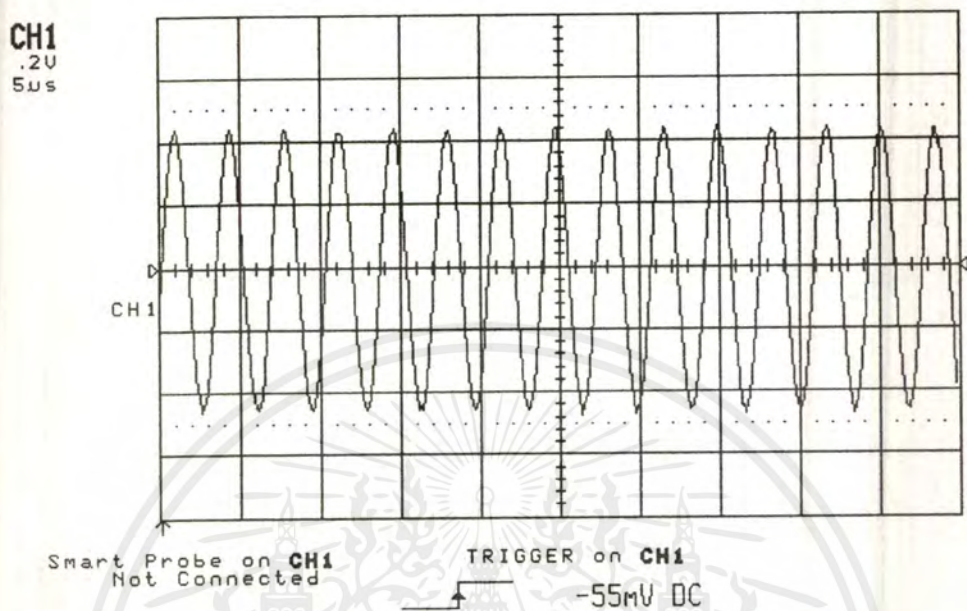
รูปที่ 5.1 บล็อกโคโอะแกรมทั้งหมดที่จะทำการวัดผลการทดลอง



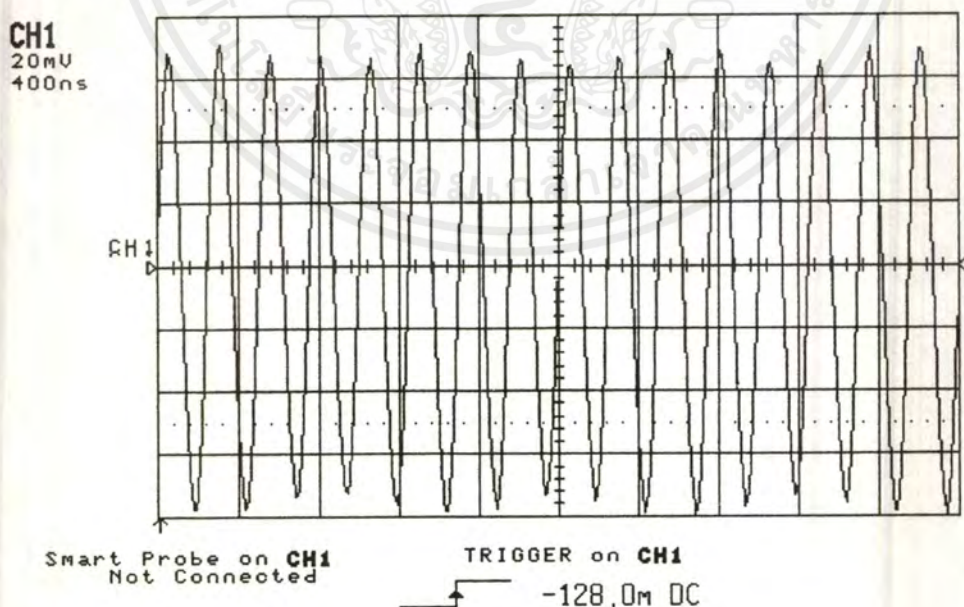
รูปที่ 5.2 แสดงการทดลองและการวัดผลจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 แสดงการวัดเมื่อเกิดการจางหายกับอะนาล็อกมอด

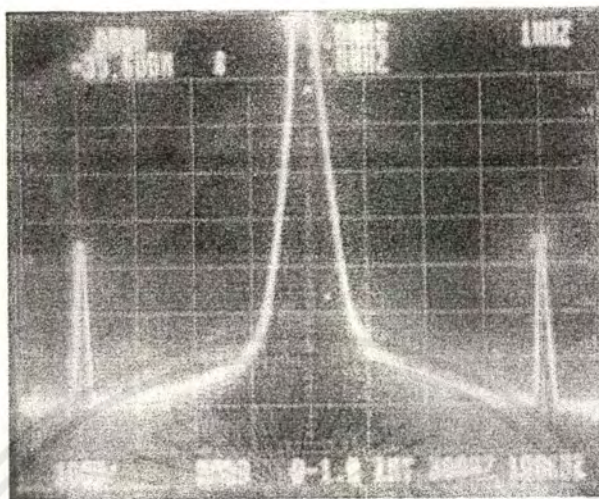


รูปที่ 5.3 สัญญาณจุดที่ 1 เมื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 300KHz



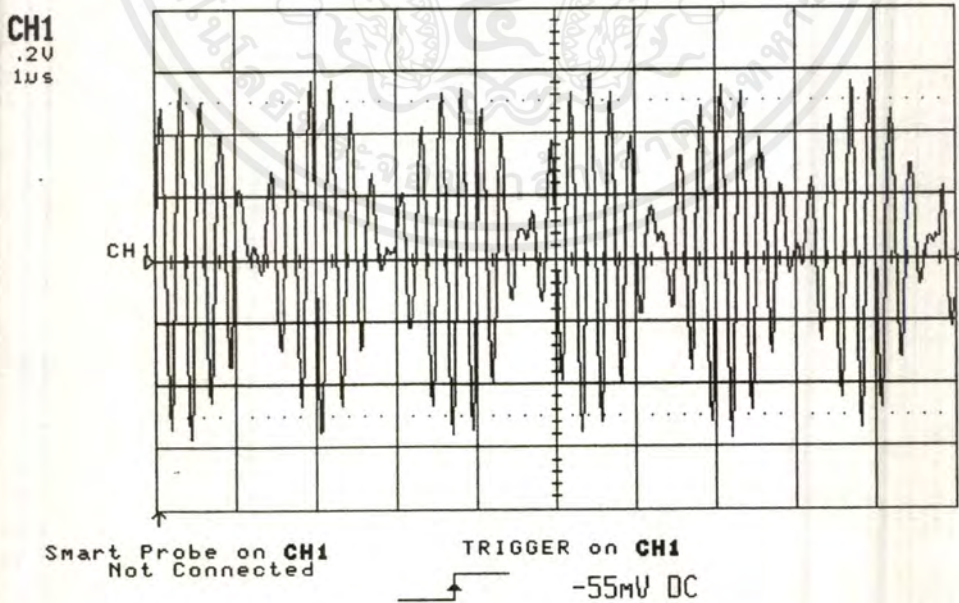
5.4 a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



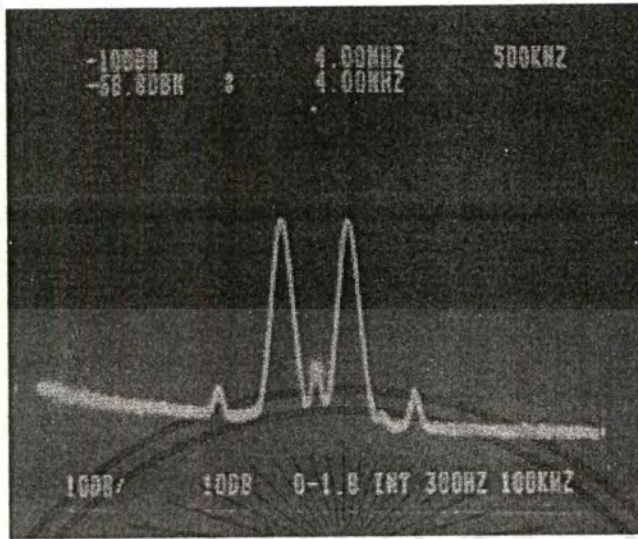
5.4 b)

รูปที่ 5.4 แสดงสัญญาณจุดที่ 2 คือสัญญาณของคลื่นพาห้ f_{c1} ที่ความถี่ 4MHz



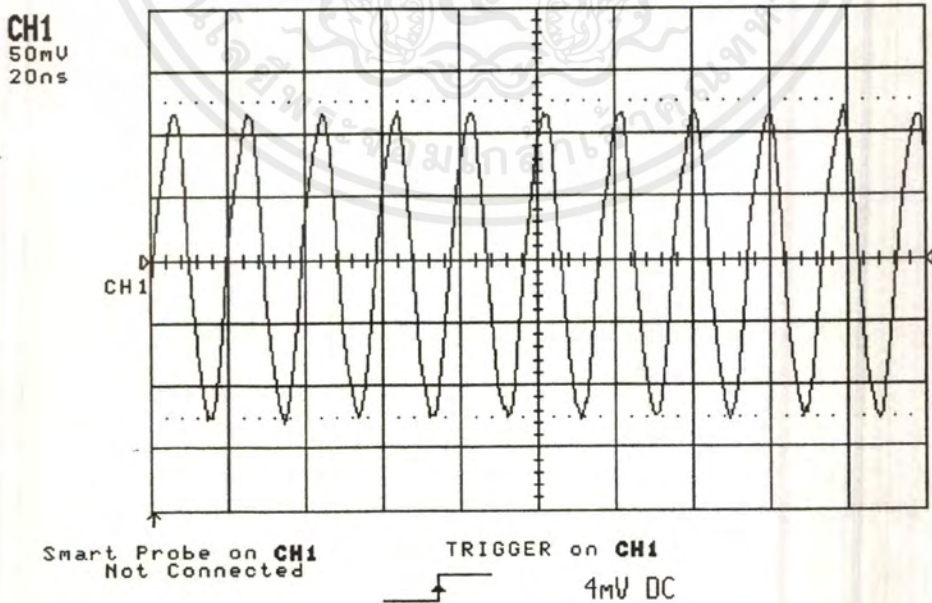
5.5 a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



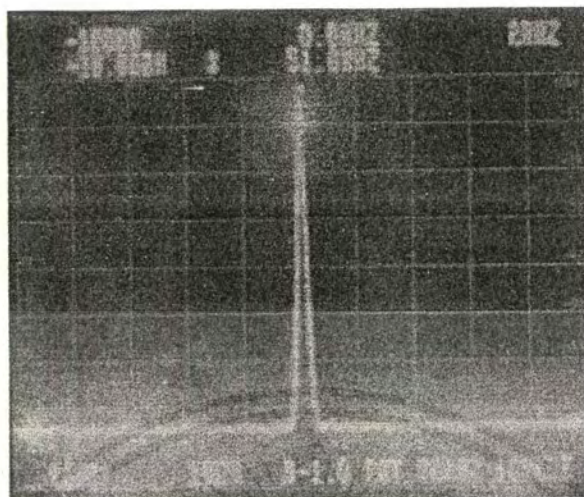
5.5 b)

รูปที่ 5.5 แสดงสัญญาณจุดที่ 3 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 1 มอดดูเลขที่สัญญาณจุดที่ 2



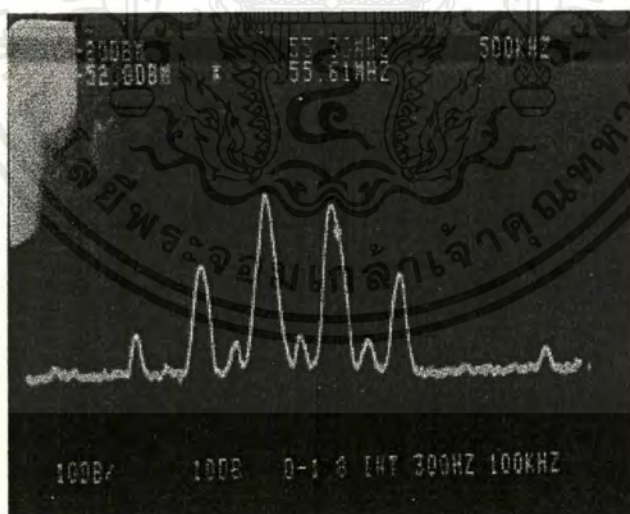
5.6 a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



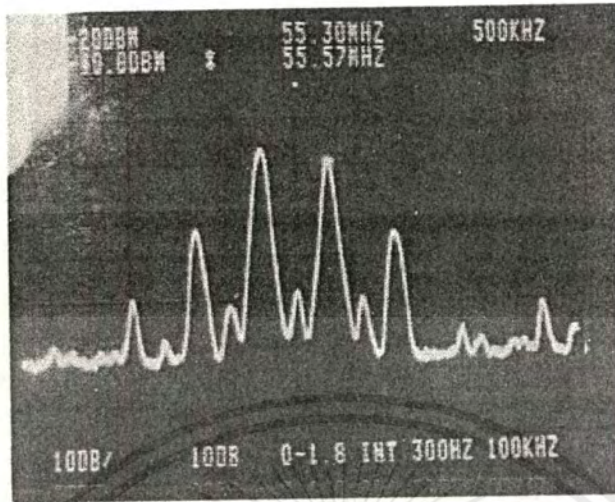
5.6 b)

รูปที่ 5.6 แสดงสัญญาณจุดที่ 4 คือสัญญาณคลื่นพาห้ f_{c2} ที่ความถี่ 51.8 MHz

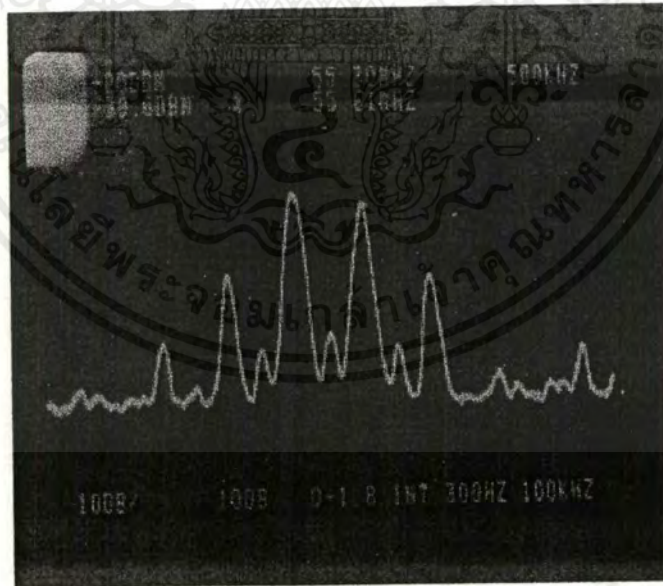


รูปที่ 5.7 แสดงสัญญาณจุดที่ 5 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 3 มอดคูลเตทกับสัญญาณจุดที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



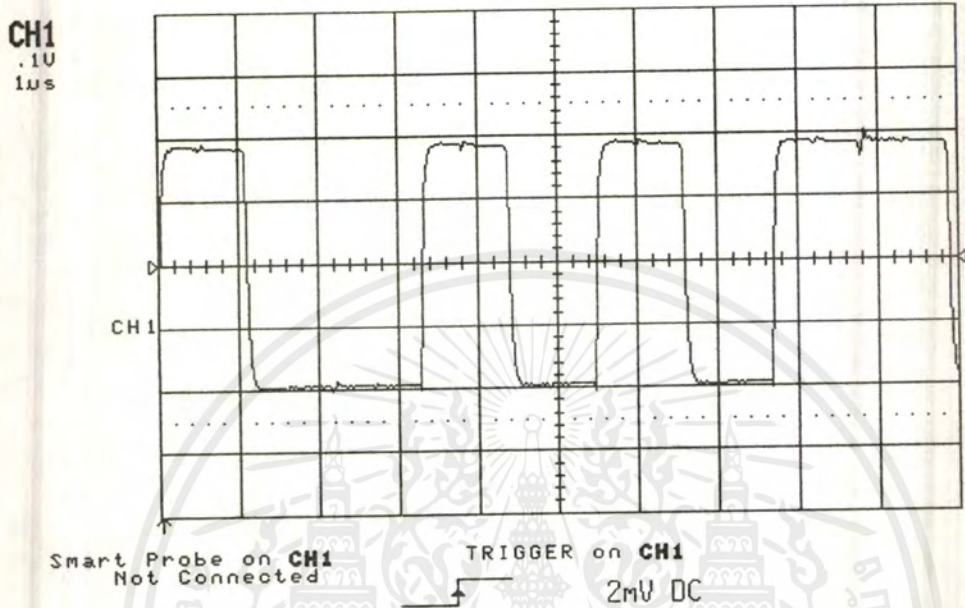
รูปที่ 5.8 แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหาย
เมื่อความถี่คอปเพลเตอร์เท่ากับ 100Hz



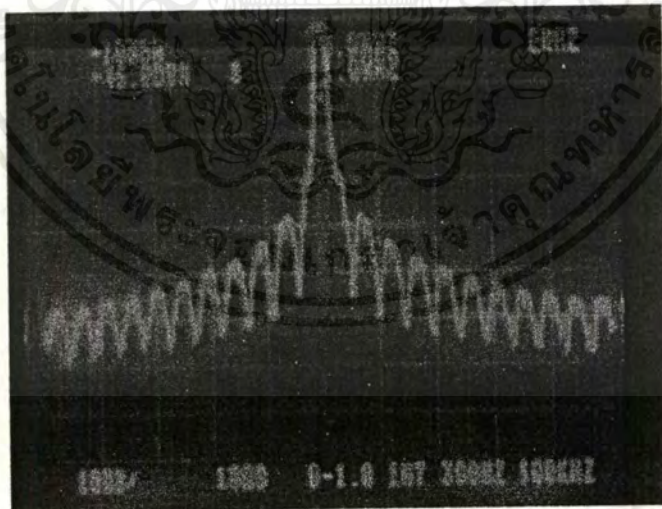
รูปที่ 5.9 แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหาย
เมื่อความถี่คอปเพลเตอร์เท่ากับ 200Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 แสดงการวัดเมื่อเกิดการจางกับดิจิตอลมอด BPSK



5.10 a)

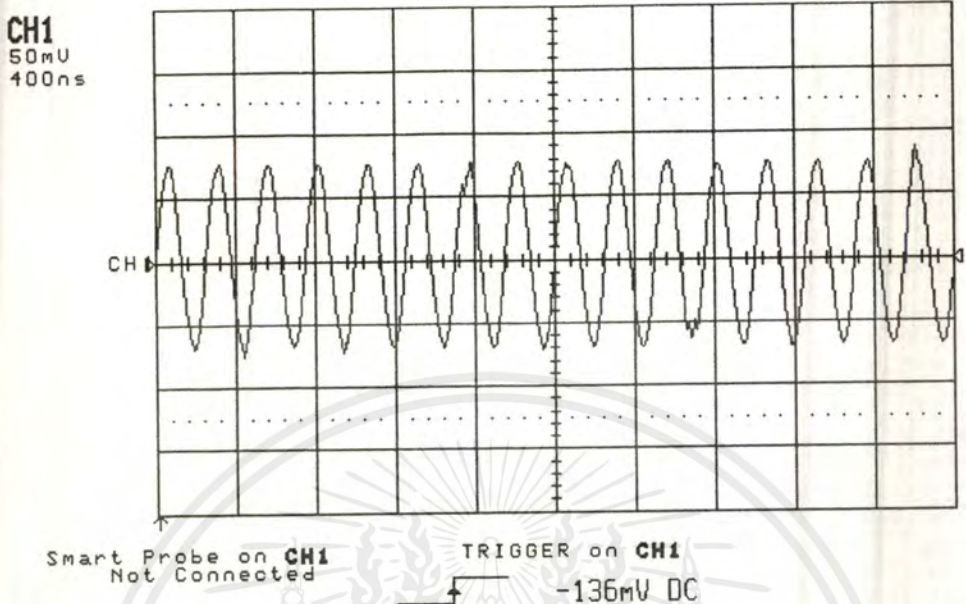


5.10 b)

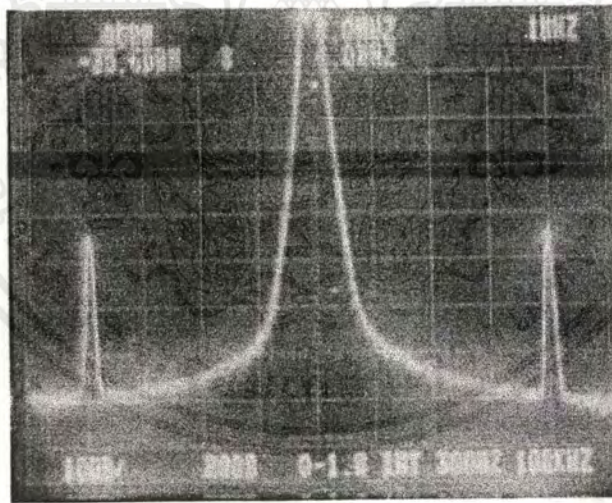
รูปที่ 5.10 สัญญาณจุดที่ 1 เมื่อป้อนอินพุทเป็นสัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ (NRZ)

bit rate = 1MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



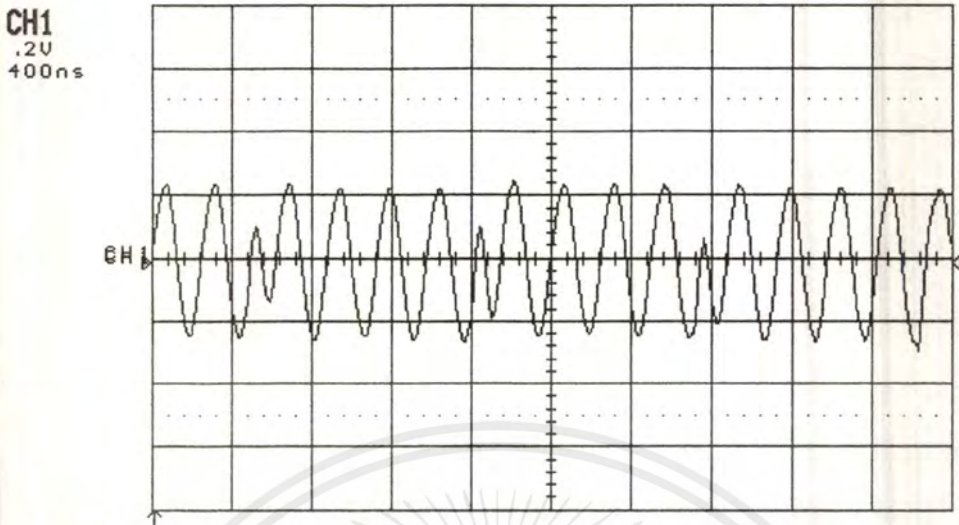
5.11 a)



5.11 b)

รูปที่ 5.11 แสดงสัญญาณจุดที่ 2 คือสัญญาณของคลื่นพาร์ f_{c1} ที่ความถี่ 4MHz

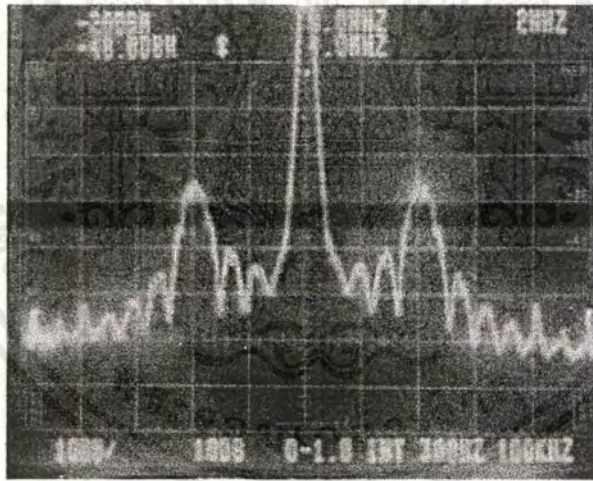
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Smart Probe on CH1
Not Connected

TRIGGER on CH1
-15mV DC

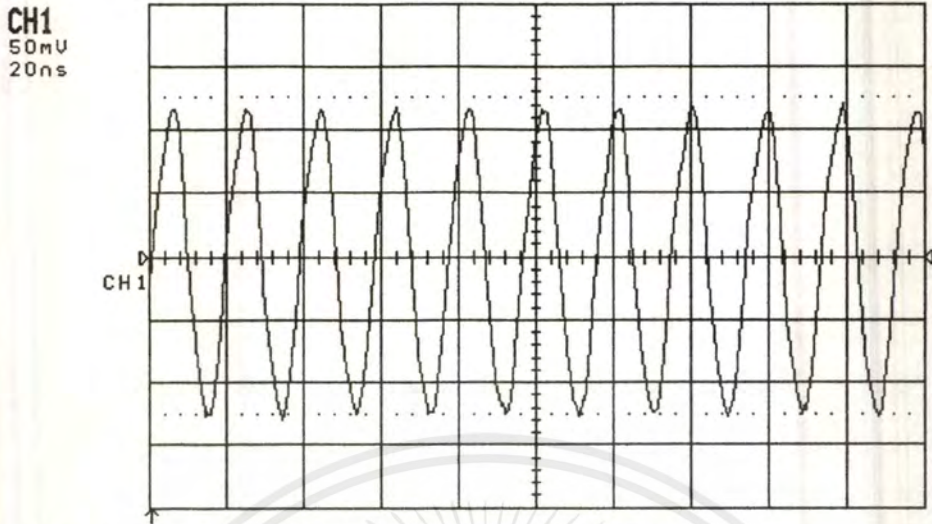
5.12 a)



5.12 b)

รูปที่ 5.12 แสดงสัญญาณจุดที่ 3 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 1 มอดดูเทียบกับสัญญาณจุดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

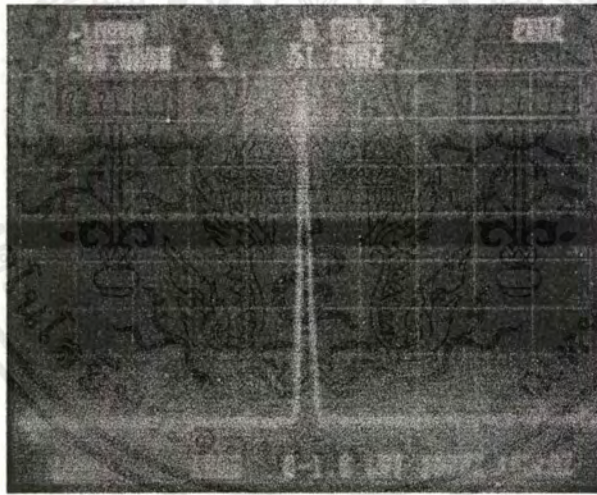


Smart Probe on CH1
Not Connected

TRIGGER on CH1

4mV DC

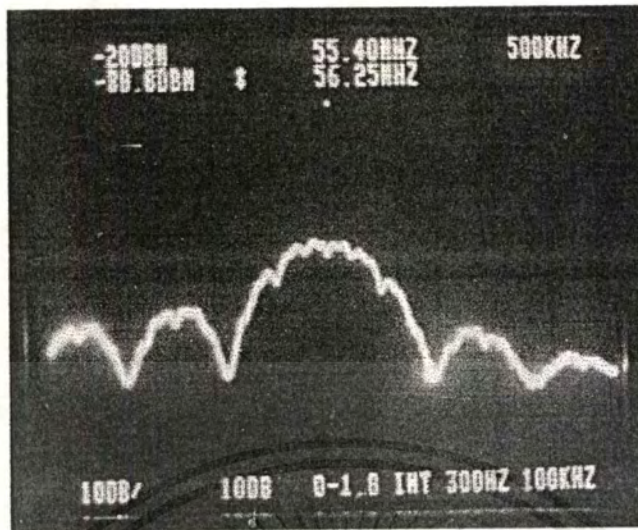
5.13 a)



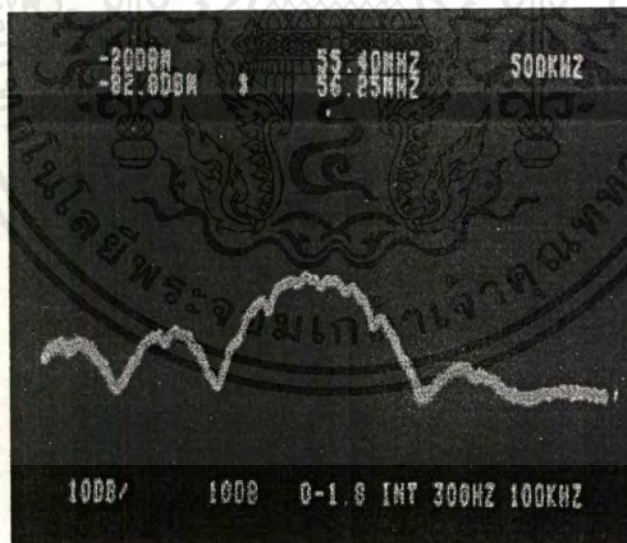
5.12 b

รูปที่ 5.13 แสดงสัญญาณจุดที่ 4 คือสัญญาณคลื่นพาห้ f_{c2} ที่ความถี่ 51.8 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

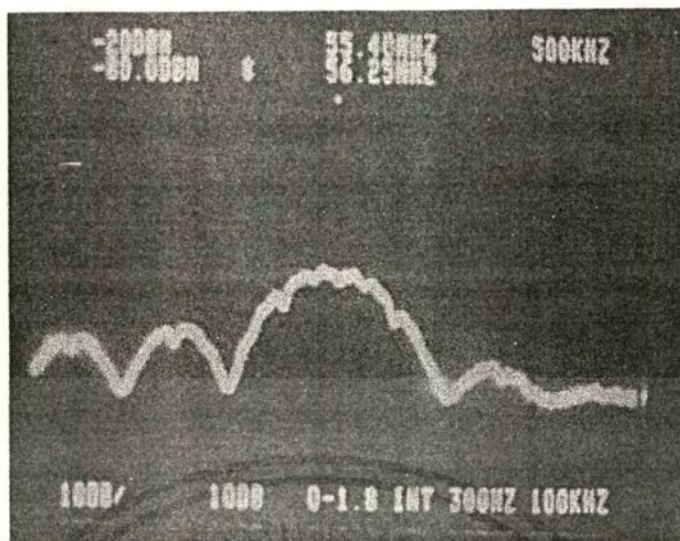


รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณจุดที่ 5 เกิดจากสัญญาณจุดที่ 3 มอดูเลทกับสัญญาณจุดที่ 4



รูปที่ 5.15 แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหาย
เมื่อความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 100Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 แสดงสัญญาณจุดที่ 6 เป็นสัญญาณที่เกิดการจางหาย
เมื่อความถี่คอปเปลอร์เท่ากับ 200Hz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

สรุปผลการทดลอง

การจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน VHF ด้วยวิธี PN Method (Pseudo noise) ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่ซับซ้อน และง่ายต่อการปรับเปลี่ยนความถี่คอปเปอเรเตอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการโปรแกรมความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับวงจร Transversal filter และจากการทดลอง แม้จะให้ผลออกมาตามที่ต้องการและเป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่งก็ตาม แต่ก็ยังมีข้อผิดพลาดในบางส่วนของโครงงานนี้อยู่ ซึ่งสามารถสรุปเพื่อนำไปเป็นแนวทางของผู้ที่มีความประสงค์ที่จะใช้เครื่องจำลองการจางหายของสัญญาณวิทยุย่าน VHF นี้ ไปทำการพัฒนาให้ดีขึ้นต่อไป ได้ดังนี้

การเลื่อนของ center carrier เมื่อเกิดความถี่คอปเปอเรเตอร์ เนื่องจากความถี่ของคลื่นพาหามีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับความถี่คอปเปอเรเตอร์ ซึ่งถ้าดูจากรูปผลการทดลองที่ได้ จะสังเกตเห็นการเปลี่ยนแปลงของความถี่คลื่นพาห้ได้เล็กน้อย แต่ถ้าดูจาก spectrum analyzer จะเห็นการสั่นเลื่อนเข้าเลื่อนออกของความถี่คลื่นพาห้ ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีดังที่กล่าวข้างต้น

ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองในโครงงานนี้ ซึ่งถ้าต้องการดูคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ให้ชัดเจนขึ้น สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณที่ผ่านเครื่องจำลองการจางหายมาทำการดีเทคสัญญาณเพื่อดูอิทธิพลของการจางหายแบบ multi-path fading ต่อสัญญาณดิจิทัลแบบสเบนด์ หรือสามารถที่จะออกแบบวงจร Transversal filter ให้ความถี่คอปเปอเรเตอร์สูงขึ้น ก็จะสามารถเห็นการเปลี่ยนแปลงของความถี่คลื่นพาห้ได้ชัดเจนขึ้น

เอกสารอ้างอิง

1. John G. Proakis and Masoud Salehi . , “ Contemporary Communication System Using MATLAB ”, PWS Publishing Company , 1995
2. Seiichi Sampei . , “ Application of Digital Wireless Technology to Global Wireless Communication ”, Prentice HALL PTR , 1997
3. Thomas P. Krauss, Loren Shure, John N. Little . , “ Signal Processing Toolbox for Use with MALAB ”, MATH WORK , 1995
4. Theodore S. Rappaport . , “ Wireless Communication Principles and Practice” , Prentice HALL PTR , 1996
5. ไทยรัฐ นิลเพชรพลอย , บุญคง สมสงวน , พิชยพงษ์ บุญถื่อ . , “ PI/4 – DQPSK MODEM ” , ปรินญาณิพนธ์ อุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2539
6. บัณฑิต โรจน์อารยานนท์ . , “ หลักการไฟฟ้าสื่อสาร ” , สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2533
7. พงษ์ศักดิ์ สุตัมพันธ์ไพบูลย์ . , “ เซมิ คอนดักเตอร์ ฉบับที่ 153 ” , บริษัท ซีเอ็ดยู เคชั่น , 2538
8. วิวัฒน์ กิรานนท์ . , “ วิศวกรรมการสื่อสาร ” , อักษรสยามการพิมพ์ , 2540
9. อรรถสิทธิ์ เหล่าสกุล . , “ Digital Signal Processing ” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ภาคผนวก

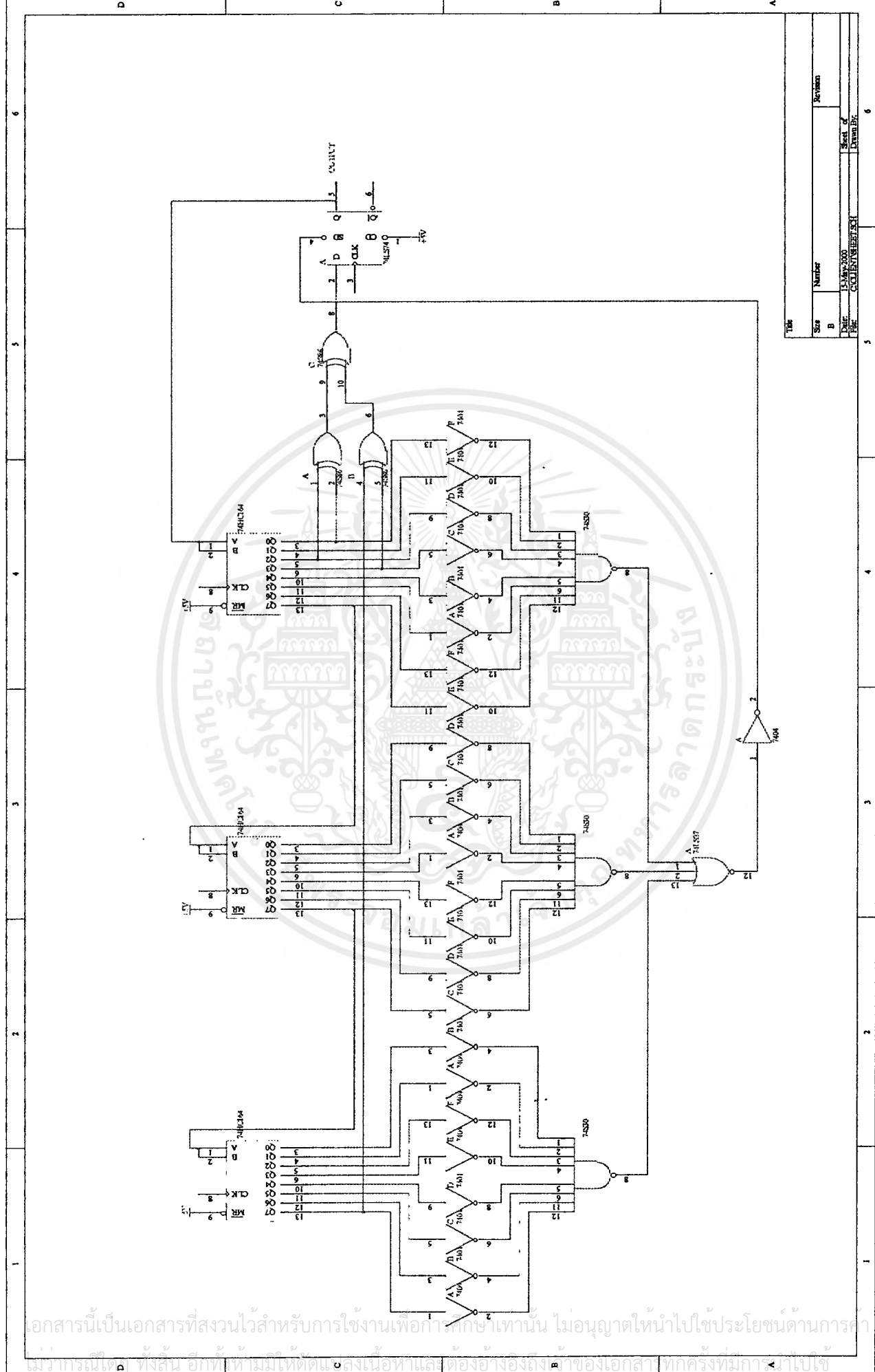


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.



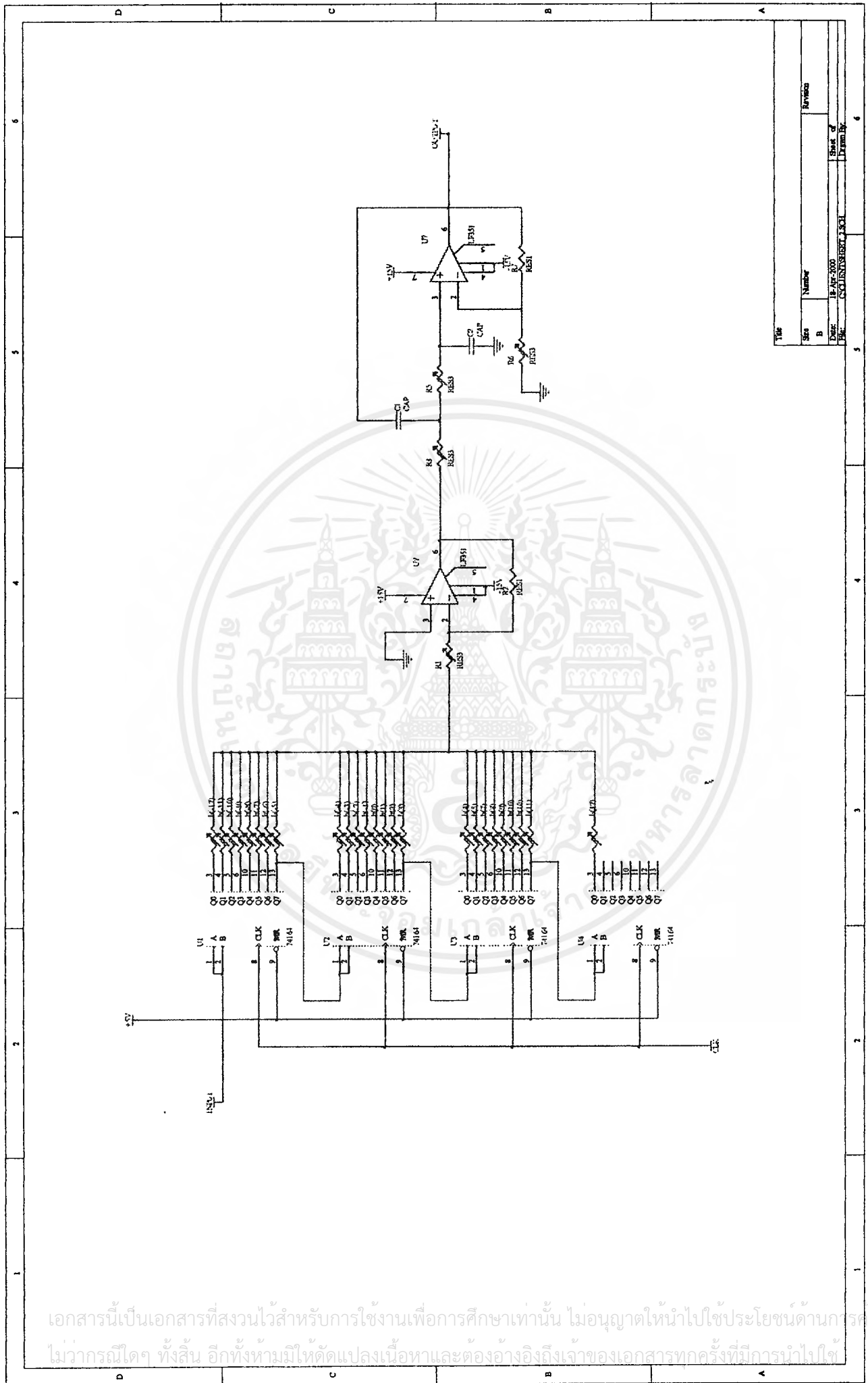
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title			
Size	Number	Revision	
B			
Date:	15 May 2020	Sheet of	6
File:	C:\COURT\BEE\BEE1	Drawn By:	

วงจร PRBS n = 24 ที่ใช้ในโครงการ

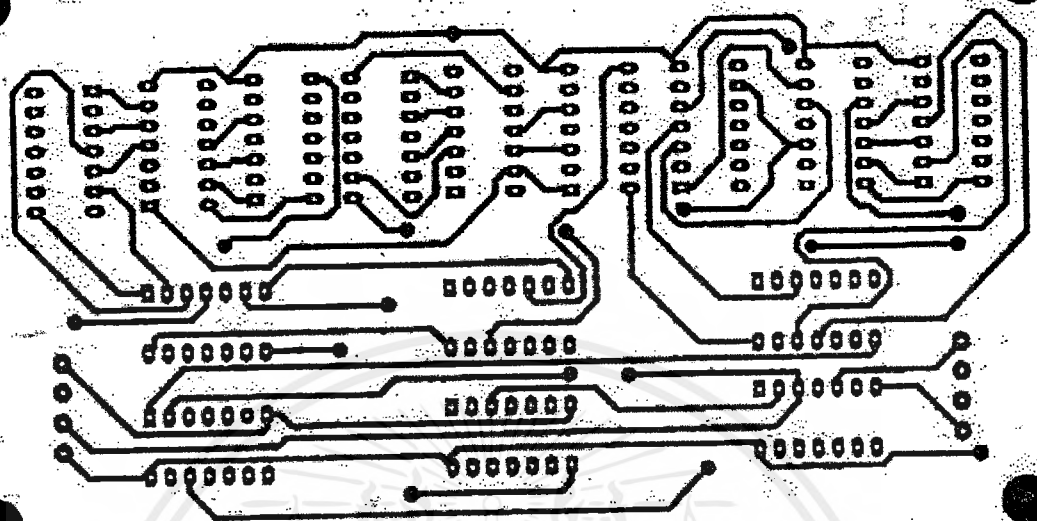
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้



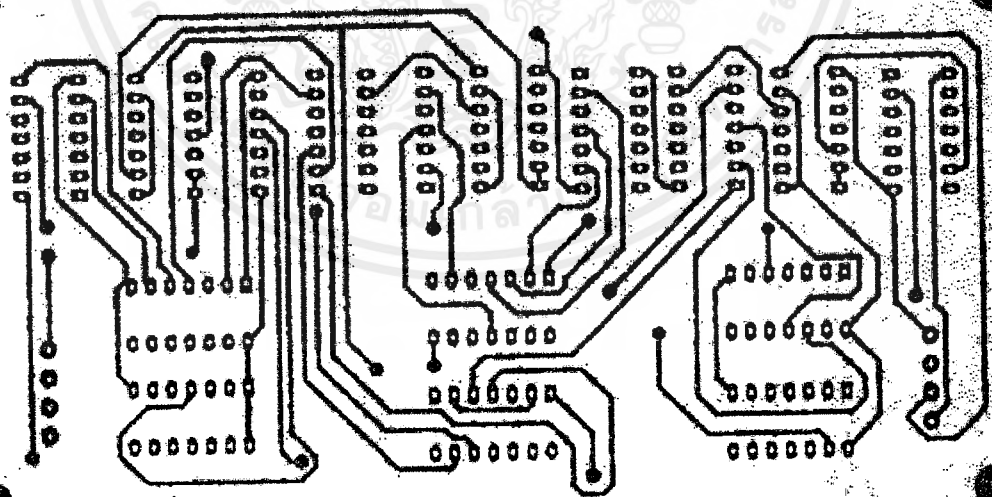
Title	
Size	Number
B	B
Date:	18-Jul-2000
File:	C:\COURSES\BET_J\SOI
Sheet of	6
Drawn by	

วงจรถ่ายทอดตัวกรอง (Transversal Filter) ที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

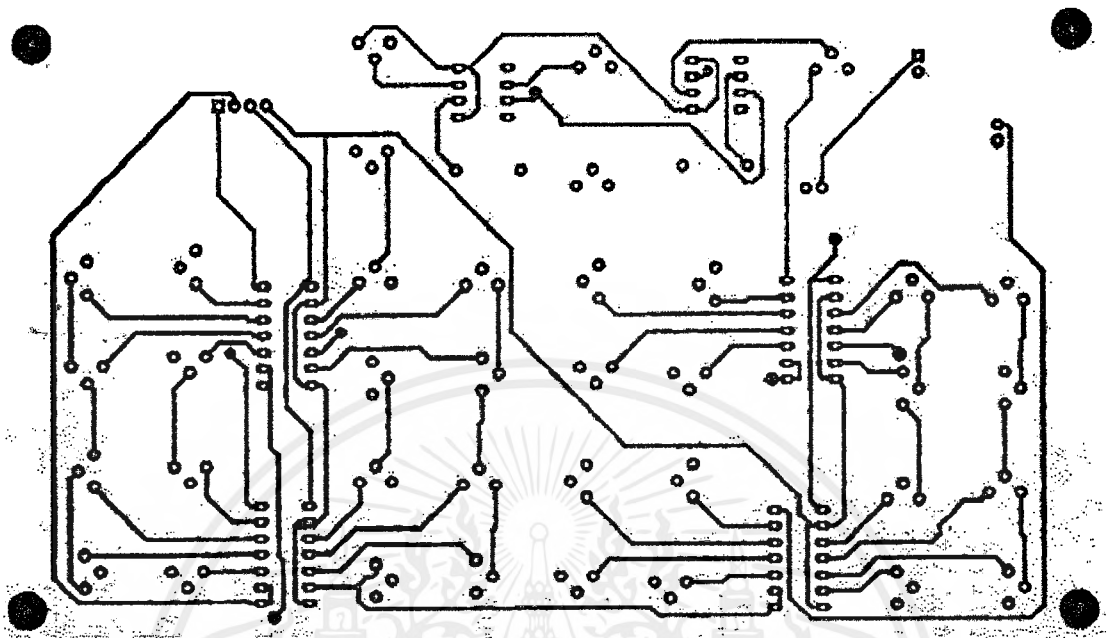


ลายวงจร PRBS (ด้านบน)

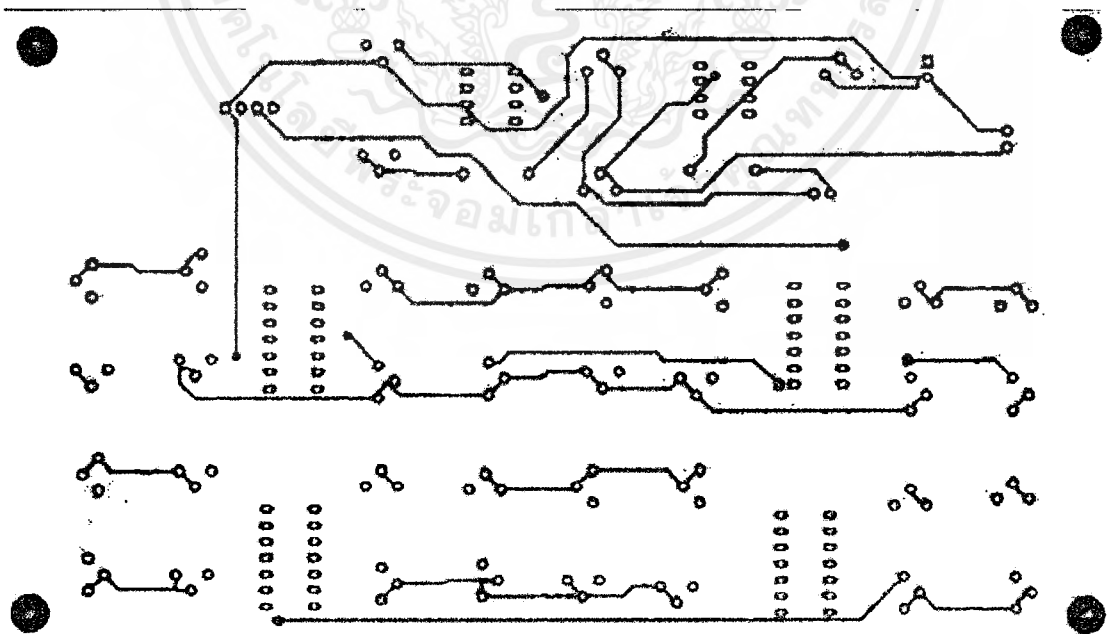


ลายวงจร PRBS (ด้านล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจร Transversal Filter (ด้านบน)



ลายวงจร Transversal Filter (ด้านล่าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%%PROGRAM 1
%%Rayleigh Fading Phenomenon%%
%*****At TX*****
%ST(t)=Re[m(t).exp(2*pi*fc*t)]*****
%ST(t)=m(t).cos(2*pi*fc*t)*****
fs=100e3;%frequency sampling =100KHZ*
ts=5e-3;
t=0:1/fs:ts;
fc=10e3; % carrier frequency
m=1;
ST=m*cos(2*pi*fc*t);

figure(1);
subplot(2,1,1);
plot(t,ST);
axis([0 0.2e-3 -1 1]);
title(['ST(t)']);
grid

Nfft=4069;
f=fs*(0:Nfft/2-1)/Nfft;
fST=fft(ST,Nfft);
for i=1:Nfft/2
    FST(i)=abs(fST(i))/Nfft;
end;

subplot(2,1,2);
plot(f,FST);
axis([0.8e4 1.2e4 0 0.07]);
title(['spectrum ST(t)']);
grid

%*****AT RX*****
%SR(t)=Re[c(t)m(t)exp(j2*pi*fc*t)]
% =Re[{Ci(t)+CQ(t)}*{cos(2*pi*fc*t)+jsin
(2*pi*fc*t)}]
% =Ci(t).cos(2*pi*fc*t)-CQ(t).sin(2*pi*fc*t)
%Ci(t)=Ai.cos(2*pi*fdcos(oit)+Feel)
%CQ(t)=Ai.sin(2*pi*fdcos(oit)+Feel)
fd=100; %doppler frequency 100HZ

```

```

%*****Path 1(direct Path)*****
A1=1;
%cos(o1)=1 and
Ci1=A1*cos(2*pi*fd*t);
CQ1=A1*sin(2*pi*fd*t);
SR1=Ci1.*cos(2*pi*fc*t)-CQ1.*sin(2*pi*fc*t)

figure(2)
subplot(2,1,1);
plot(t,SR1)
axis([0 0.2e-3 -1 1]);
title(['SR1(t)']);
grid
fSR1=fft(SR1,Nfft);
for i=1:Nfft/2
    FSR1(i)=abs(fSR1(i))/Nfft;
end;

subplot(2,1,2);
plot(f,FSR1);
axis([0.8e4 1.2e4 0 0.07]);
title(['spectrum SR1(t)']);
grid

%*****Path 2*****
A2=0.5;
%cos(o2)=0.707 and Fee2=0
Ci2=A2*cos(2*pi*0.707*fd*t);
CQ2=A2*sin(2*pi*0.707*fd*t);
SR2=Ci2.*cos(2*pi*fc*t)-CQ2.*sin(2*pi*fc*t)

figure(3)
subplot(2,1,1);
plot(t,SR2)
axis([0 0.2e-3 -1 1]);
title(['SR2(t)']);
grid

fSR2=fft(SR2,Nfft);

```

```
for i=1:Nfft/2
    FSR2(i)=abs(fSR2(i))/Nfft;
end;
```

```
subplot(2,1,2);
plot(f,FSR2);
axis([0.8e4 1.2e4 0 0.07])
title(['spectrum SR2(t)']);
grid
```

```
SRT=SR1+SR2;
```

```
figure(4)
subplot(2,1,1);
plot(t,SRT)
axis([0 0.2e-3 -1.5 1.5]);
title(['SRT(t)']);
grid
```

```
fSRT=fft(SRT,Nfft);
for i=1:Nfft/2
    FSRT(i)=abs(fSRT(i))/Nfft;
end;
```

```
subplot(2,1,2);
plot(f,FSRT);
axis([0.8e4 1.2e4 0 0.1])
title(['spectrum SRT(t)']);
grid
```

```

%%%%PROGRAM 2
% AT TX
fi=1e3;
fs=100e3;
ts=10e-3;
t=0:1/fs:ts;
fts=sin(2*pi*fi*t);

%GEN DIGITAL BASEBAND CHI
for i=1:length(t)
    if mod (t(i),1e-3)==0
        temp=rand(1,1);
    end
    if temp<0.5;
        sq1(i)=-1;
    else
        sq1(i)=1;
    end
end

%GEN DIGITAL BASEBAND CHQ
for i=1:length(t)
    if mod (t(i),1e-3)==0
        temp=rand(1,1);
    end
    if temp<0.5;
        sq2(i)=-1;
    else
        sq2(i)=1;
    end
end

figure(1)
subplot(2,1,1)
plot(t,sq1)
axis([0 0.01 -1.5 1.5])
title('%DIGITAL BASEBAND CHI = S1(t)')
grid
subplot(2,1,2)
plot(t,sq2)

```

```

axis([0 0.01 -1.5 1.5])
title('%DIGITAL BASEBAND CHQ = S2(t)')
grid
%fourier
N=4096;
f=fs*(0:N/2-1)/N;
fsq1=fft(sq1,N);
fsq2=fft(sq2,N);
for i=1:N/2
    fmq1(i)=abs(fsq1(i))/N;
    fmq2(i)=abs(fsq2(i))/N;
end

figure(2)
subplot(2,1,1)
plot(f,fmq1);
axis([0 0.8e4 0 0.2])
title('% SPECTRUM S1(t)')
subplot(2,1,2)
plot(f,fmq2);
title('% SPECTRUM S2(t)')
axis([0 0.8e4 0 0.2])

% Carrier Gen
fc=10e3;
sc=cos(2*pi*fc*t);
ss=sin(2*pi*fc*t);

figure(3)
subplot(2,1,1)
plot(t,sc)
axis([0 3e-3 -1.5 1.5])
title('%CARRIER fc1(t) ')
grid

subplot(2,1,2)
plot(t,ss)
axis([0 3e-3 -1.5 1.5])
title('%CARRIER fc2(t) ')

```

```

grid

fsc=fft(sc,N);
fss=fft(ss,N);
for i=1:N/2
    fmc(i)=abs(fsc(i))/N;
    fms(i)=abs(fss(i))/N;
end

figure(4)
subplot(2,1,1)
plot(f,fmc);
%axis([0.7e4 1.3e4 0 0.15])
title('% SPECTRUM fc1(t)')

subplot(2,1,2)
plot(f,fms);
%axis([0.7e4 1.3e4 0 0.15])
title('% SPECTRUM fc2(t)')

% QPSK Mod
ft1=sq1.*sc;
ft2=sq2.*ss;

figure(5)
subplot(2,1,1)
plot(t,ft1);
axis([0 3e-3 -1.5 1.5])
title('SI(t)= S1(t)x fc1(t)')
grid

subplot(2,1,2)
plot(t,ft2);
axis([0 3e-3 -1.5 1.5])
title('SQ(t)= S2(t)x fc2(t)')
grid

fst1=fft(ft1,N);
fst2=fft(ft2,N);
for i=1:N/2

```

```

    fmt1(i)=abs(fst1(i))/N;
    fmt2(i)=abs(fst2(i))/N;

end

figure(6)
subplot(2,1,1)
plot(f,fmt1);
axis([0 2e4 0 0.07])
title('SPECTRUM SI(t)')
grid
subplot(2,1,2)
plot(f,fmt2);
axis([0 2e4 0 0.07])
title('SPECTRUM SQ(t)')
grid

%%% SUMMING*****
fti=ft1+ft2;

figure(7)
subplot(2,1,1)
plot(t,fti)
axis([0 3e-3 -1.5 1.5])
title('ST(t)=SI(t)+SQ(t)')
grid

fftt=fft(fti,N);
for i=1:N/2
    fmt(i)=abs(fftt(i))/N;
end

subplot(2,1,2)
plot(f,fmt);
title('SPECTRUM ST(t)')
axis([0 2e4 0 0.09])
grid

%*****
*****

```

```

%%%% Fading Simulate %%%%%%%%%%%
fd=200;
ci=sin(2*pi*fd*t);
cq=cos(2*pi*fd*t);
fci=fft(ci,N);
fcq=fft(cq,N);

for i=1:N/2
    fmc(i)=abs(fci(i))/N;
    fmcq(i)=abs(fcq(i))/N;
end

figure(8);
subplot(2,1,1);
plot(f,fmc);
axis([0 5e3 0 0.15])
title('spectrum CI(t)')
subplot(2,1,2);
axis([0 5e3 0 0.15])
title('spectrum CQ(t)')

%%SHIFT PHASE 90 DEGREE RF Signal
ftq=hilbert(fti);
ftq=imag(ftq)

yi=fti.*ci;
yq=ftq.*cq;
yt=yi+yq;

fyi=fft(yi,N);
fyq=fft(yq,N);
fyt=fft(yt,N);

for i=1:N/2
    fmy(i)=abs(fyi(i))/N;
    fmq(i)=abs(fyq(i))/N;
    fmyt(i)=abs(fyt(i))/N;
end

figure(9)

```

```

subplot(2,1,1)
plot(f,fmyi);
axis([0 2e4 0 0.07])
title('SPECTRUM CI(t)xRFsignal i')
subplot(2,1,2)
plot(f,fmyq);
axis([0 2e4 0 0.07])
title('SPECTRUM CQ(t)xRFsignal q')

```

```

figure(10)
subplot(2,1,1)
plot(f,fmt);
title('SPECTRUM ST(t)')
axis([0 2e4 0 0.09])
grid

```

```

subplot(2,1,2)
plot(f,fmyt);
axis([0 2e4 0 0.1])
title('SPECTRUM SR(t)')
grid

```

```

%*****
*****

```

```

% At RX
s1=yt.*sc;
s2=yt.*ss;

```

```

figure(11)
subplot(2,1,1)
plot(t,s1)
axis([0 3e-3 -2.5 2.5])
subplot(2,1,2)
plot(t,s2)
axis([0 3e-3 -2.5 2.5])

```

```

fs1=fft(s1,N);
fs2=fft(s2,N);

```

```

for i=1:N/2
    fms1(i)=abs(fs1(i))/N;
    fms2(i)=abs(fs2(i))/N;
    F1(i)=fs1(i);
    F2(i)=fs2(i);
end

```

```

figure(12)
subplot(2,1,1)
plot(f,fms1)
axis([0 4e4 0 0.08])
subplot(2,1,2)
plot(f,fms2)
axis([0 4e4 0 0.08])

```

```

%LPF1
n=4
fcut=7e3;
Wn=2*fcut/fs;
N1=2048;
[b1,a1]=butter(n,Wn);
[H1 W1]=freqz(b1,a1,N1,fs);

[b2,a2]=butter(n,Wn);
[H2 W2]=freqz(b2,a2,N1,fs);

```

```

figure(13)
subplot(2,1,1)
plot(W1,abs(H1))
subplot(2,1,2)
plot(W2,abs(H2))

```

```

s3=F1.*H1';
s4=F2.*H2';

```

```

Fm3=abs(s3)/N;
Fm4=abs(s4)/N;
tt=1/fs*(0:N/2-1);
ft3=ifft(s3,N);
ft4=ifft(s4,N);

```

```

for i=1:N/2
    Fr3(i)=real(ft3(i));
    Fr4(i)=real(ft4(i));
end;

figure(14)
subplot(2,1,1)
plot(f,Fm3)
axis([0 2e4 0 0.08])
subplot(2,1,2)
plot(f,Fm4)
axis([0 2e4 0 0.08])

figure(15)
subplot(2,1,1)
plot(tt,Fr3);
axis([0 0.01 -2.5 2.5])
grid
subplot(2,1,2)
plot(tt,Fr4);
axis([0 0.01 -2.5 2.5])
grid

%POWER AMP
s5=4*Fr3;
s6=4*Fr4;

figure(16)
subplot(2,1,1)
plot(tt,s5)
axis([0 0.01 -2 2])
title('% DIGITAL BASEBAND CHI')
grid
subplot(2,1,2)
plot(tt,s6)
axis([0 0.01 -2 2])
title('% DIGITAL BASEBAND CHQ')
grid

```

ภาคผนวก ก.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SL1610C, SL1611C, SL1612C RF/IF AMPLIFIERS

The SL1610C, SL1611C and SL1612C are RF voltage amplifiers with AGC facilities. The voltage gains are 10, 20 and 50 times respectively and the upper frequency response varies from 15 MHz to 120 MHz according to type.

FEATURES

- Wide AGC Range: 50dB
- Easy Interfacing
- Integral Power Supply RF Decoupling

APPLICATIONS

- RF Amplifiers
- IF Amplifiers

QUICK REFERENCE DATA

- Supply Voltage 6V
- Voltage Gain: 20dB to 34dB

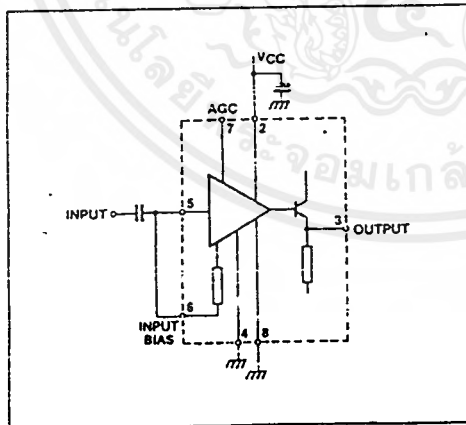


Fig. 2 Block diagram

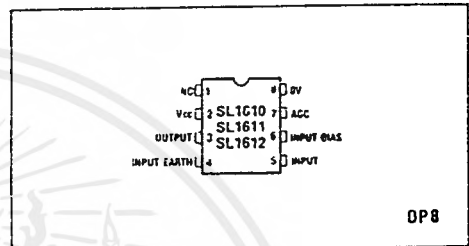


Fig. 1 Pin connections (top view)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply voltage: 12V
Storage temperature: -55°C to +125°C

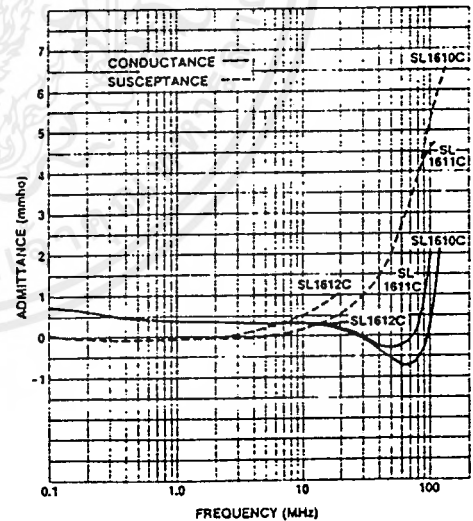


Fig. 3 Input admittance with c/lc output (G₁₁)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test conditions (unless otherwise stated):

Supply voltage V_{CC} : 6V
 Ambient temperature: -30°C to $+85^{\circ}\text{C}$
 Test frequency: SL1610C 30MHz
 SL1611C 30MHz
 SL1612C 1.75MHz

Characteristics	Circuit	Value			Units	Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
Supply current	SL1610C		15	24	mA	No signal, pin 3 open circuit
	SL1611C		15	24	mA	
	SL1612C		3.3	8	mA	
Voltage gain	SL1610C	17	20	24	dB	$R_s = 50\Omega$ $R_L = 500\Omega$ $T_{amb} = 22^{\circ}\text{C}$
	SL1611C	23	26	30	dB	
	SL1612C	31	34	38	dB	
Cut-off frequency (-3dB)	SL1610C		120		MHz	
	SL1611C		80		MHz	
	SL1612C		15		MHz	
Max.output signal (max.AGC)			1.0		V rms	$R_L = 150\Omega$ (SL1610C/1611C) $R_L = 1.2k\Omega$ (SL1612C)
Max.input signal (max.AGC)			250		mV rms	
AGC range	SL1610C	40	50		dB	Pin 7 0V to 5.1V
	SL1611C	40	50		dB	
	SL1612C	60	70		dB	
AGC current		0.15	0.6		mA	Current into pin 7 at 5.1V

APPLICATION NOTES

Input circuit

The SL1610C, SL1611C and SL1612C are normally used with pins 5 and 6 connected together and with the input connected via a capacitor as shown in Fig. 2.

The input impedance is negative between 30MHz and 100MHz (SL1610C, SL1611C only) and is shown in Fig. 3. the source is inductive it should be shunted by a 1k Ω resistor to prevent oscillation.

An alternative input circuit with improved noise figure is shown in Fig. 4.

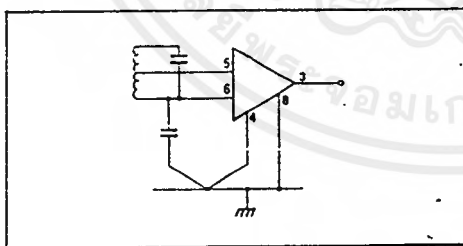


Fig. 4 Alternative input circuit

Output circuit

The output stage is an emitter follower and has a negative output impedance at certain frequencies as shown in Fig. 5.

To prevent oscillation when the load is capacitive a 47 Ω resistor should be connected in series with the output.

AGC

When pin 7 is open circuit or connected to a voltage less than 2V the voltage gain is normal. As the AGC voltage is increased there is a reduction in gain as shown in Fig.6. This reduction varies with temperature.

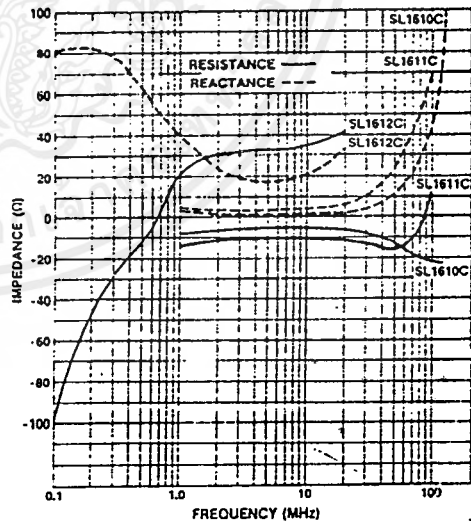


Fig. 5 Typical output impedance with s/c input (G22)