

การปรับปรุงแบนด์วิดท์ในระบบสื่อสารดิจิทัลแบบ PSK-OFDM  
THE BANDWIDTH IMPROVEMENT IN PSK-OFDM  
DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM



นายดลชัย สุขเจริญผล  
MR. DOLCHAI SOOKCHAROENPHOL

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 27258

วัน, เดือน, ปี... ๒๕๕๐

พ.ศ. 2539

ISBN 974-621-701-1

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**THE BANDWIDTH IMPROVEMENT IN PSK-OFDM  
DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

**1996**

ISBN 974-821-701-1  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การปรับปรุงแบนด์วิดท์ในระบบสื่อสารดิจิตอลแบบ

PSK-OFDM

นักศึกษา

นายดลชัย สุขเจริญผล

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

ระดับการศึกษา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ภาควิชา

วิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า

เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.

2539

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการปรับปรุงเพื่อลดการกระจายของแบนด์วิดท์ในช่องสื่อสารแบบดิจิตอลชนิดเฟสออคดูเลชั่นที่ใช้วิธีการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) เพื่อให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณสื่อสารได้มากขึ้นกว่าในระบบเดิมในเงื่อนไขที่มีการจัดสรรช่วงความถี่ในการใช้งานจริงอย่างจำกัดหรือในช่วงที่มีแถบความถี่ที่ไม่ได้ใช้งานในลักษณะแถบความถี่แคบ ซึ่งวิธีในการลดการกระจายของแบนด์วิดท์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือ Pre-Modulation Filter โดยการทำให้พัลส์ NRZ มีลักษณะเป็น Pulse Smoothing Amplitude ตามลักษณะของฟังก์ชันที่ได้ออกแบบไว้เช่น sine, raised cosine และ n-power sine โดยออกแบบให้ใช้กับระบบ Fixed-OFDM ซึ่งเป็นวิธีมัลติเพล็กซ์ที่ทำให้มีการใช้ช่องสัญญาณอย่างประหยัดและเหมาะสมกว่าระบบ FDM โดยในแต่ละช่องสัญญาณมีบอดเรทเท่ากับ 100 ksymbol/sec. และ 100 ksymbol/sec. สำหรับการส่งสัญญาณแบบ BPSK และ QPSK ตามลำดับและได้เสนอหลักในการพิจารณาพัลส์และการเปรียบเทียบ PSD(Power Spectrum Density) ตลอดจนการวัดพร้อมทั้งการจำลอง(Simulation)หาประสิทธิภาพของระบบและผลการทดสอบระบบส่งสัญญาณสามารถลดการกระจายของสเปกตรัมด้านข้าง(side lobe spectrums)ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Thesis Title** The Bandwidth Improvement in PSK-OFDM  
Digital Transmission System

**Student** Mr. Dolchai Sookcharoenphol

**Thesis Advisor** Assoc. Prof. Dr.Kanok Jenjirapongvej

**Thesis Co-Advisor** Assoc. Prof. Dr.Kobchai Dejhan

**Level of Study** Master of Engineering in Electrical Engineering

**Department** Telecommunication Engineering King Mongkut's Institute  
of Technology Ladkrabang

**Year** 1996

## ABSTRACT

This thesis presents the improvement to reduce of bandwidth in digital phase modulation channel with using the OFDM (orthogonal frequency division multiplex). It can be increasing the number of the communication channels more than a conventional system. On the constrained condition to approach the practical frequency assignment are limited or any bandwidth intervals are not using the channel in narrowband characteristic. The bandwidth reduction technique are use in this thesis is premodulation filter. Its process to the NRZ is the pulse smoothing amplitude and its characteristic is determined from the desired function such as sine, raised cosine, n-power sine. The multiplex is used in this thesis is OFDM and it has the suitable advantage with efficiency bandwidth system and baud rate per channel about is 100 ksymbols/sec and 100 ksymbols/sec for BPSK (binary phase shift keying) and QPSK (quadrature phase shift keying) modulation techniques, respectively.

The proposed is principle to consider the pulse shape and compare the PSD. Throughly, the measuring and simulation results of the system performance. The final result can reduce the side lobe.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จได้ด้วยดีข้าพเจ้าขอขอบพระคุณรศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์  
เวช อาจารย์ที่ปรึกษาและรศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ที่ปรึกษาร่วมที่ได้ให้ความรู้และคำ  
แนะนำต่างๆ ในการแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นทั้งในด้านเทคนิคและในด้านวิชาการ ขอขอบคุณภาค  
วิชาเทคนิคอุตสาหกรรมและภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมที่ได้เอื้อเฟื้อสถานที่วิจัยรวมทั้งเครื่อง  
มือวัดต่างๆ ขอขอบคุณ อาจารย์ กฤดากร กล่อมการ, ดร.ปัญญา จิตมัทธมา ที่ได้ให้คำแนะนำ  
รวมทั้งประสบการณ์ต่างๆ ในการแก้ปัญหาในงานวิจัยนี้และขอขอบคุณนักศึกษาอศ.บ.รุ่นน้องและ  
เพื่อนนักศึกษาปริญญาโทที่ได้ให้กำลังใจ, ความคิดเห็นรวมทั้งมุมมองต่างๆ ในงานวิจัยนี้โดย  
เฉพาะคุณยอด นาคเจือทอง, คุณสรนัฐ ปรโอมชนียกุล ที่ได้ช่วยในการวัดทดสอบในห้องปฏิบัติ  
การและเขียนโปรแกรมจำลอง PSD

ข้าพเจ้าหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางในการ  
พัฒนาทางด้าน Digital Communications ทั้งทางด้าน Hardward และ Software แก่ผู้สนใจในด้าน  
นี้โดยเฉพาะไม่มากนักน้อยเพื่อที่จะนำไปใช้ประยุกต์ให้เกิดประโยชน์แก่ส่วนรวมต่อไป และคุณ  
ความดีของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ข้าพเจ้าขอมอบให้กับครูอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชา  
แก่ข้าพเจ้าโดยเฉพาะที่วิทยาลัยช่างกลปทุมวัน(วชก.)

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดาและมารดาของข้าพเจ้าที่ได้ให้การสนับสนุนแก่  
ข้าพเจ้าในทุกๆด้านตลอดมา

คลชัย สุขเจริญผล

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูปภาพ.....	VIII
คำอธิบายสัญลักษณ์.....	XI
คำย่อ.....	XVI
บทที่	
1 บทนำ.....	1
2 หลักการสื่อสารดิจิทัล.....	5
หลักการส่งสัญญาณและการแทนสัญญาณด้วยเวกเตอร์.....	5
หลักการคีมอดคูเลทสัญญาณ.....	6
การมอดคูเลทแบบ M-ary PSK (phase shift keying).....	9
การคีมอดคูเลทสัญญาณ BPSK.....	12
การคีมอดคูเลทสัญญาณ QPSK.....	12
ภาครับสัญญาณแบบคอรีรีเลชั่น.....	15
การมอดคูเลทและคีมอดคูเลทแบบ OQPSK.....	18
3 การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์.....	22
การทำ PSD ของสัญญาณเบสแบนด์.....	22
การวิเคราะห์วงจรโครงข่าย.....	23
ความสัมพันธ์ PSD กับวงจรโครงข่ายเชิงเส้น.....	26
การหาค่าอโตคอรีรีเลชั่นฟังก์ชันของวงจรเชิงเส้น.....	27
วงจร Pre-modulation filter (PMF).....	28
ผลการจำลองเปรียบเทียบค่า PSD ของ Smooth Pulse แบบต่างๆ.....	33
4 การชิงโครไนซ์ของสัญญาณคลื่นพาห์.....	36

## สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
หลักการของวงจร PLL.....	36
การหาค่าพารามิเตอร์ของ PLL.....	36
วงจรรูปฟิลเตอร์.....	38
สัญญาณรบกวนในวงจร PLL.....	41
กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน.....	42
อัตราส่วนของ S/N ในวงจร PLL.....	45
วงจрсังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL.....	47
กรณีมีตัวหารความถี่อ้างอิง.....	48
การหาค่าเฟสจิตเตอร์ในวงจрсังเคราะห์ความถี่.....	49
ผลการจำลองเปรียบเทียบค่าเฟสจิตเตอร์ของวงจร PTAS และวงจร SQL.....	53
หลักการทํางานของวงจรกําเนิดสัญญาณคลื่นพาห้และสัญญาณโพลีออตโทน.....	54
หลักการทํางานของวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห้กลับค้ิน.....	58
การเปรียบเทียบค่าเฟสจิตเตอร์ของวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห้กลับค้ิน.....	58
5 การส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณ.....	61
หลักการส่งและรับข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณ.....	62
การหาความถี่คลื่นพาห้ย่อย.....	64
การหาแบนด์วิค้ิตต่อ 1 ช่องสัญญาณ.....	66
สัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลทแล้ว.....	69
หลักการทํางานของภาคส่งสัญญาณ BPSK แบบหลายช่องสัญญาณ.....	71
หลักการทํางานของภาคส่งสัญญาณ QPSK และ OQPSK แบบหลายช่องสัญญาณ.....	72
หลักการทํางานของภาคกําเนิดสัญญาณคลื่นพาห้และสัญญาณโพลีออตโทน.....	73
หลักการทํางานของภาครับแบบคอรรีเลเตอร์ลํ้าหรับสัญญาณแบบ BPSK.....	73
หลักการทํางานของภาครับแบบคอรรีเลเตอร์ลํ้าหรับสัญญาณแบบ QPSK และOQPSK.....	75
6 การหาประสิทธิภาพของระบบ.....	77
สัญญาณที่ต้อการ.....	79

## สารบัญ(ต่อ)

บทที่	หน้า
หลักการตัดสินใจเลือกสัญญาณที่ภากรับ.....	79
การหาค่ากำลังของสัญญาณรบกวนในระบบที่ดีที่สุด.....	82
การหาค่า BER ในระบบที่ดีที่สุด.....	83
การหาค่า BER ในการดีเทคสัญญาณ BPSK.....	85
การหาค่า BER ในการดีเทคสัญญาณ QPSK.....	86
ผลกระทบของเฟสจิตเตอร์ต่อประสิทธิภาพในการรับของระบบ.....	89
การเปรียบเทียบค่า BER ต่อ $E_b/N_o$ .....	90
7 การวัดและทดสอบสัญญาณในระบบ.....	102
การวัดทดสอบที่ภาคส่งสัญญาณ BPSK, QPSK และ OQPSK.....	102
การทดสอบวัดสเปกตรัมของสัญญาณที่ภาคส่ง.....	110
การทดสอบวัดคุณภาพของสัญญาณที่ภากรับ.....	116
8 สรุปผลและวิจารณ์.....	123
บรรณานุกรม.....	126
ภาคผนวก.....	128
ก.1 วงจรประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์.....	129
ก.2 วงจรมอดคูเลเตอร์และวงจรับีฟเฟออร์.....	130
ก.3 วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณพัลส์ออดโทน.....	131
ก.4 วงจรภาคส่งสัญญาณทั้งหมดเฉพาะ 1 ช่องสัญญาณ.....	132
ก.5 วงจรับีสัญญาณและดีมอดคูเลเตอร์.....	133
ก.6 วงจรตัดสินใจเลือกกระับสัญญาณและวงจรรวมบิทข้อมูล.....	134
ก.7 วงจรภากรับสัญญาณทั้งหมดเฉพาะ 1 ช่องสัญญาณ.....	135
ประวัติผู้เขียน.....	136

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
1	แสดงความสัมพันธ์ของข้อมูลกับการชิฟท์เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ของระบบ BPSK.....	10
2	แสดงความสัมพันธ์ของข้อมูลกับการชิฟท์เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ของระบบ QPSK.....	11
3	แสดงค่า smooth pulse function แบบต่างๆทั้งในเชิงเวลาและในเชิงความถี่ .....	34
4	แสดงตำแหน่งสูงสุดของ Side Lobe Spectrums ของพัลส์แบบต่างๆ.....	35
5	แสดงการเปรียบเทียบค่า $E_b/N_o$ ต่อค่า BER ของการคีมอดดูเลทแบบ QPSK(Gray Encoding).....	96
6	แสดงการเปรียบเทียบค่า $E_b/N_o$ ต่อค่า BER ของการคีมอดดูเลทแบบ OQPSK(Gray Encoding).....	96
7	แสดงการเปรียบเทียบค่าความแตกต่างของ $E_b/N_o$ ต่อค่า BER ของการคีมอดดูเลทแบบ QPSK(Gray Encoding).....	97
8	แสดงการเปรียบเทียบค่าความแตกต่างของ $E_b/N_o$ ต่อค่า BER ของการคีมอดดูเลทแบบ OQPSK(Gray Encoding).....	97
9	แสดงการเปรียบเทียบค่าความแตกต่างของ $E_b/N_o$ ต่อค่า BER ของการคีมอดดูเลทแบบ QPSK กับ OQPSK(Gray Encoding).....	98

## สารบัญญภาพ

	หน้า
1 แสดงคุณสมบัติการซิงโครไนซ์สัญญาณในเชิงเวลา.....	7
2 แสดงคุณสมบัติการทวีคูณความถี่ของสัญญาณ.....	8
3 แสดงหลักในการสร้างและรับสัญญาณ.....	10
4 แสดงลักษณะการซิงโครไนซ์เฟสของสัญญาณ QPSK.....	13
5 แสดงลักษณะการซิงโครไนซ์เฟสของสัญญาณ OQPSK.....	13
6 แสดงเวกเตอร์ของสัญญาณ BPSK และ QPSK.....	13
7 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณ BPSK.....	14
8 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณ QPSK.....	14
9 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณ BPSK แบบคอรีรีเลเตอร์.....	16
10 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณ QPSK แบบคอรีรีเลเตอร์.....	17
11 แสดงการแยกข้อมูลแบบบิตอนุกรมไปเป็นแบบบิตขนาน.....	20
12 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่งสัญญาณ OQPSK.....	21
13 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับสัญญาณ OQPSK แบบคอรีรีเลเตอร์.....	21
14 แสดงความสัมพันธ์ของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ในเชิงเวลา.....	25
15 แสดงความสัมพันธ์ของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ในเชิงความถี่.....	25
16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PMF.....	29
17 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PMF สำหรับการมอดูเลชันแบบ BPSK.....	30
18 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PMF สำหรับการมอดูเลชันแบบ QPSK.....	30
19 แสดงการจำลองเปรียบเทียบ smooth pulse functions จากวงจร PMF.....	32
20 แสดงการเปรียบเทียบการกระจายของ PSD ของวงจร PMF ที่ใช้วงจร LPF แบบ Butterworth อันดับ 2.....	33
21 แสดงการเปรียบเทียบการกระจายของ PSD ของวงจร PMF ที่ใช้วงจร LPF แบบ Butterworth อันดับ 4.....	34
22 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PLL.....	37

## สารบัญญภาพ(ต่อ)

	หน้า
23 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PLL ใน S โดเมน.....	37
24 แสดงวงจรรูปฟิลเตอร์ทั้ง 4 แบบ.....	39
25 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PLL ที่ทำงานในช่วงเชิงเส้น.....	42
26 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL.....	48
27 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL ที่มีตัวหารความถี่ ที่อินพุท.....	50
28 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วย PLL สำหรับหาค่า เฟสจิตเตอร์.....	52
29 แสดงการเปรียบเทียบระดับของเฟสจิตเตอร์ต่อระดับของ SNR ที่อินพุท.....	53
30 แสดงการเปรียบเทียบระดับของเฟสจิตเตอร์ต่อระดับของ SNR ในลูบปิด.....	54
31 แสดงการเปรียบเทียบค่า noise bandwidth ต่อค่า damping factor.....	54
32 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณ ไฟล็ดโทน.....	55
33 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่งโดยรวมวงจรกำเนิดสัญญาณไฟล็ดโทน.....	56
34 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรคิมอดคูลเลทที่ใช้วงจร PTAS.....	57
35 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรแปลงความถี่.....	57
36 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณแบบ Multi-carrier.....	63
37 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบคอร์รีเลเตอร์สำหรับระบบ Multi-carrier.....	65
38 แสดงการจัดวางตำแหน่งของช่องสัญญาณแบบ Multi-carrier.....	66
39 แสดงการจัดวางตำแหน่งของช่องสัญญาณแบบ Multi-carrier ที่มีการเพิ่ม ความถี่ offset.....	66
40 แสดง PSD ของสัญญาณดิจิทัลแบบคัมกับ PSD ของสัญญาณ PSK.....	70
41 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งในระบบ Multi-carrier BPSK.....	71
42 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งในระบบ Multi-carrier QPSK-OFDM.....	72
43 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณไฟล็ดโทน.....	74

## สารบัญญภาพ(ต่อ)

หน้า

44 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบคอรีเลเตอร์สำหรับระบบ Multi-carrier BPSK.....	74
45 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบคอรีเลเตอร์สำหรับระบบ Multi-carrier QPSK-OFDM.....	76
46 แสดงระบบพื้นฐานของระบบส่งสัญญาณดิจิทัล.....	77
47 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรคีมอคคูลเทแบบ correlation ที่มีการสุ่มตัวอย่าง.....	81
48 แสดงค่า PDF ของระบบที่ดีที่สุด.....	84
49 แสดงคุณสมบัติในการเปลี่ยนตัวแปรของ PDF แบบ normal.....	88
50 แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ระหว่างระบบ BPSK กับ QPSK.....	89
51 แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ BPSK เมื่อเกิดเฟสจิตเตอร์.....	91
52 แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ QPSK เมื่อเกิดเฟสจิตเตอร์.....	93
53 แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ระหว่างระบบ OQPSK เมื่อเกิดเฟสจิตเตอร์.....	95
54 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์.....	100
55 แสดงการวัดเพทเทรินรูปดวงตาในระบบส่งสัญญาณ.....	102
56 แสดงผลการวัดสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์.....	103
57 แสดงผลการวัดสัญญาณที่ได้จากวงจร PMF.....	105
58 แสดงตำแหน่งของการวัดเพทเทรินรูปดวงตาและเวกเตอร์ไดอะแกรมของระบบ QPSK และ OQPSK.....	107
59 แสดงผลการวัดสัญญาณ QPSK และ OQPSK และเวกเตอร์ไดอะแกรม.....	108
60 แสดงตำแหน่งในการวัดสเปกตรัมของสัญญาณ.....	111
61 แสดงผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณ.....	111
62 แสดงการเปรียบเทียบสเปกตรัมและสเปกตรัมรวมในการส่งแบบ Multi-carrier.....	113
63 แสดงการวัดคุณภาพของสัญญาณในภาครับของ BPSK.....	116
64 แสดงการวัดคุณภาพของสัญญาณในภาครับของ QPSK.....	117
65 แสดงผลการวัดคุณภาพของสัญญาณนาฬิกา.....	117
66 แสดงสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณ NRZ ที่ภาครับในระบบ OQPSK.....	120

## คำอธิบายสัญลักษณ์

$\{m_n\}$	กลุ่มของสัญญาณเบสแบนด์
$\{s_m(t)\}$	กลุ่มของสัญญาณแบนด์พาส
$\varphi(t)$	Basis function ที่ภาคส่งสัญญาณ
$s_{ij}$	ค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน
$S_{PSK}(t)$	สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วแบบ PSK
$f_c$	ความถี่คลื่นพาห้
$d_M$	สถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมดของเฟสของคลื่นพาห้
$a_n$	ขนาดแรงดันของสัญญาณเบสแบนด์ที่ด้าน Inphase
$b_n$	ขนาดแรงดันของสัญญาณเบสแบนด์ที่ด้าน Quadrature
$T_b$	ช่วงความกว้างของสัญญาณเบสแบนด์ 1 บิท
$p_i(t)$	พัลส์ฟังก์ชันของสัญญาณเบสแบนด์ที่ด้าน Inphase
$p_q(t)$	พัลส์ฟังก์ชันของสัญญาณเบสแบนด์ที่ด้าน Quadrature
$X(n.T_b)$	สัญญาณเบสแบนด์แบบแรนดัม
$\beta$	ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ
$\varphi'(t)$	Basis function ที่ภาครับสัญญาณ
$R'(t)$	สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ
$n(t)$	สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ
$y_o(T_b)$	สัญญาณที่ด้านเข้าพูดของวงจรสุ่มตัวอย่างขนาด 1 บิท
$R_{XX}(\tau)$	ออโตคอรรีเลชันของสัญญาณเบสแบนด์
$E[x]$	ค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิลของ $x$
$R_{aa}(\tau)$	ออโตคอรรีเลชันของข้อมูลแรนดัม
$R_{pp}(\tau)$	ออโตคอรรีเลชันของพัลส์ฟังก์ชัน
$R_x(\tau)$	ค่าเฉลี่ยของออโตคอรรีเลชันฟังก์ชันของสัญญาณเบสแบนด์
$\Phi_x(\tau)$	ฟังก์ชันที่ได้จากการแปลงฟูรีเยร์ของ $\Phi_x(\tau)$
$\Phi_{aa}(f)$	ฟังก์ชันที่ได้จากการแปลงฟูรีเยร์ของข้อมูลแรนดัม

## คำอธิบายสัญลักษณ์(ต่อ)

$\sigma_{aa}^2$	ค่าแวนเรียนซ์ของข้อมูล
$\mu^2$	ค่าเฉลี่ยเอ็นแอมเบิลของข้อมูล
$\delta(f)$	อิมพัลส์ฟังก์ชันในเชิงความถี่
$\delta(t)$	อิมพัลส์ฟังก์ชันในเชิงเวลา
$p$	Priori probability ของข้อมูล
$x(t)$	สัญญาณที่ด้านอินพุตของวงจร โครงข่ายในเชิงเวลา
$X(f)$	สัญญาณที่ด้านอินพุตของวงจร โครงข่ายในเชิงความถี่
$y(t)$	สัญญาณที่ด้านเอาพุตของวงจร โครงข่ายในเชิงเวลา
$Y(f)$	สัญญาณที่ด้านเอาพุตของวงจร โครงข่ายในเชิงความถี่
$H(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร โครงข่ายใน S โดเมน
$h(t)$	ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของวงจร
$x(t)*y(t)$	การคอนโวลูชันระหว่างฟังก์ชัน $x(t)$ และ $y(t)$
$R_y(\tau)$	ออโตคอร์เรเลชันของสัญญาณ $y(t)$ ที่ด้านเอาพุตของวงจร
$G_y(f)$	ค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมของสัญญาณ $y(t)$
$ H(j\omega) ^2$	ขนาดกำลัง 2 ของฟังก์ชันถ่ายโอนในเชิงความถี่
$H_T(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของวงจร โครงข่ายใน S โดเมน
$H^*(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร โครงข่ายใน S โดเมนที่ถูกคอนจูเกต
$y_T(t)$	สัญญาณที่ด้านเอาพุตของวงจรทั้งหมดที่ต่อแบบคาสเคดหลายๆภาค
$GY_T(f)$	PSD ของวงจร PMF
$\text{sinc}(x)$	ซิงค์ฟังก์ชันของ $x$
$E_b$	พลังงานต่อ 1 บิตของสัญญาณเบสแบนด์
$\sum$	อนุกรมผลรวม
$v_e$	แรงดันที่ผิดพลาด
$\omega_n$	ความถี่ธรรมชาติของวงจร PLL
$\zeta$	แดมปีงแฟกเตอร์
$\tau$	ค่าเวลาคงตัว

## คำอธิบายสัญลักษณ์(ต่อ)

$H(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปปิดของวงจร PLL
$k_d(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรเฟสดีเทกเตอร์
$F(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรูปฟิลเตอร์
$k_o(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร VCO
$G(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร แบบฟอร์เวิร์ด
$H(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร แบบป้อนกลับ
$H_e(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนแบบเอเรอร์
$v_i(t)$	สัญญาณที่อินพุตของวงจร PLL
$v_s$	ขนาดของแรงดันอินพุต
$\omega_i$	ความถี่เชิงมุมที่อินพุตของวงจร PLL
$\theta_i$	เฟสที่อินพุตของวงจร PLL
$v_o(t)$	สัญญาณที่เอาพุตของวงจร PLL
$n_c(t)$	สัญญาณรบกวนในด้าน Inphase
$n_s(t)$	สัญญาณรบกวนในด้าน Quadrature
$v_d(t)$	สัญญาณด้านเอาพุตของวงจร PD
$\theta_i - \theta_o$	ผลต่างของเฟสที่อินพุตของวงจร PD
$\bar{n}$	ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน
$\theta_n^2$	กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน
$\sigma_n^2$	ค่าแวนเรียนซ์ของสัญญาณรบกวน
$\Phi_{mi}(f)$	PSD ของสัญญาณรบกวนในด้าน Inphase
$\Phi_{nq}(f)$	PSD ของสัญญาณรบกวนในด้าน Quadrature
$N_o$	PSD ของสัญญาณรบกวนแบบไวท์นอยซ์
$\Phi_n(f)$	PSD ของสัญญาณรบกวนในด้านเดียว
$P_n$	กำลังของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของวงจร PLL
$P_s$	กำลังของสัญญาณที่อินพุตของวงจร PLL
$\Phi_{no}(f)$	PSD ของสัญญาณรบกวนที่เอาพุตของวงจร PLL

## คำอธิบายสัญลักษณ์(ต่อ)

$\bar{\sigma}_{ni}^2$	ค่าแวนรียนซ์ของสัญญาณรบกวนที่อินพุตของวงจร PLL
$\bar{\sigma}_{no}^2$	ค่าแวนรียนซ์ของสัญญาณรบกวนที่เข้าพุตของวงจร PLL ,
$W_i$	PSD ของสัญญาณที่ที่อินพุตของวงจร PLL
$B_i$	จุดตัดความถี่ที่ -3 dB ของวงจร BPF ก่อน PLL
$\bar{\theta}_{ni}^2$	ค่าเฉลี่ยของเฟสจิทเตอร์ที่อินพุตของวงจร PLL แบบ rms
$\bar{\theta}_{no}^2$	ค่าเฉลี่ยของเฟสจิทเตอร์ที่เข้าพุตของวงจร PLL แบบ rms
$SNR_i$	อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนที่อินพุตของวงจร PLL
$SNR_L$	อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนในรูปของวงจร PLL
$k_n$	ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรหาคความถี่
$H_{T-PLL}(S)$	ฟังก์ชันถ่ายโอนรวมที่เข้าพุตของวงจร PLL
$B_{L-SYN}$	น็อยซ์แบนด์วิดท์ของวงจรสังเคราะห์ความถี่ PLL
$B_{L-PLL}$	น็อยซ์แบนด์วิดท์ของวงจร PLL
$k'$	อัตราส่วนของตัวหาร N และ M ยกกำลัง 2
$SNR_{L-SYN}$	อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนในรูปของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยวงจร PLL
$SNR_{L-PLL}$	อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนในรูปของวงจร PLL
$\bar{\theta}_{no-SYN}^2$	เฟสจิทเตอร์ที่เข้าพุตของวงจรสังเคราะห์ความถี่ PLL
$\bar{\theta}_{no-PLL}^2$	เฟสจิทเตอร์ที่เข้าพุตของวงจร PLL
$S_1(t)$	สัญญาณเข้าพุตที่ช่องสัญญาณที่ 1
$S_k(t)$	สัญญาณเข้าพุตที่ช่องสัญญาณ k ใดๆในระบบ Muiti-carrier
$\omega_{CH}$	ช่วงแบนด์วิดท์ต่ำสุดต่อ 1 ช่องสัญญาณ
$R_b$	อัตราการส่งข้อมูล
$S_{XX}(0)$	ค่าสูงสุดของออโตคอรรีเลชันฟังก์ชัน

## คำอธิบายสัญลักษณ์(ต่อ)

$\text{Re}\{g(t)\}$	เทอมในส่วนจริงของสัญญาณ $g(t)$
$\text{Im}\{g(t)\}$	เทอมในส่วนจินตภาพของสัญญาณ $g(t)$
$S(f)$	คุณสมบัติในการแปลงฟูรีเยร์ของการคูณกันของสัญญาณ
$P_V(f)$	PSD ของสัญญาณ PSK ใน 1 ช่องสัญญาณ
$P_{VT}(f)$	PSD ของสัญญาณ PSK ในช่องสัญญาณ $k$ ใดๆ
$P_{nb}(\omega)$	PSD ของสัญญาณรบกวนที่มีการจำกัดแบนด์วิดท์
$t_k$	สัญญาณที่ถูกสุ่มตัวอย่างในลำดับที่ $k$ ใดๆ
$P_{nb}(n)$	สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนที่ถูกสุ่มตัวอย่างจุดแรก
$\{r_k\}$	กลุ่มของสัญญาณแบบแรนดัมที่ผ่านการสุ่มตัวอย่างแล้ว
$R_k$	สัญญาณที่ต้องการที่มีสัญญาณรบกวนปะปน
$P_r(r_k / m_i)$	joint PDF ของสัญญาณ $r_k$ เมื่อส่งข้อมูล $m_i$
$P(b/a)$	ค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข (Conditional probability)
$P_m$	ค่าความน่าจะเป็น (Probability) ของข้อมูล $n$ ใดๆ
$V_T$	จุดแรงดันอ้างอิงในการตัดสินใจเลือกระดับลอจิก
$n_o(T_b)$	สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนที่เข้าหุคของวงจรมอดูเลตตัวอย่าง
$\gamma$	ค่าวัดความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ 2 สัญญาณ
$P(\text{error} / m)$	ค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดเมื่อส่งข้อมูล $m$
$P_m$	ค่าความน่าจะเป็นที่ถูกต้อง
$\text{erfc}(x)$	ฟังก์ชันแบบ Complementary error ของตัวแปร $x$
$E_T$	ค่าพลังงานทั้งหมดของสัญญาณ polar NRZ
$E_S$	ค่าพลังงานของสัญญาณ
$P_e(R_i, R_q / S_m)$	ค่า Joint conditional PDF ในรูปแบบ Rectangular
$P_e(R', \theta' / S_m)$	ค่า Joint conditional PDF ในรูปแบบ polar
$\phi_e$	มุมเฟสของความผิดพลาด
$\rho$	อัตราส่วนพลังงานของสัญญาณ 1 บิตต่อสัญญาณรบกวน
$M$	สถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมด

## คำย่อ

BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
OQPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
DSBSC	Double Side Band Suppress Carrier
MF	Matched Filter
CT	Correlator Circuit
BPF	Band Pass Filter
AWGN	Additive White Guassian Noise
IAD	Integrate and Dump
PMF	Pre-Modulation Filter
BTF	Binary Transversal Filter
LPF	Low Pass Filter
NRZ	Non Return to Zero Signal
PRBS	Pseudo Random Binary Sequence
PLL	Phase Locked-Loop
PD	Phase Detector
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
BL	Bandwidth Loop
SQL	Squaring Loop Circuit
FPCR	Fourth Power Carrier Recovery Circuit
PTAS	Pilot Tone Aids Synchronization Circuit
PTF	Pilot Tone Filter
PLL-FS	Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer
CR	Carrier Recovery Circuit
STR	Symbol and Timing Recovery Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ Space Frequency เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## คำย่อ(ต่อ)

$f_{OS}$	Offset Frequency
PSD	Power Spectrum Density
LRT	Likelihood Ratio Test
PDF	Probability Density Function
CATV	Cable Television System
HDTV	High Definition Television
ISDN	Integrated Service Digital Network
CDMA	Code Division Multiple Access
RC	Raised Cosine Function
A/D	Analog to Digital Converter
SL	Squaring Loss



# บทที่ 1

## บทนำ

### แนวความคิดในการทำวิทยานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารข้อมูลได้มีความสำคัญต่อกับพัฒนาสังคมและเศรษฐกิจมากไม่จำกัดเฉพาะในหน่วยงานราชการและเอกชนเท่านั้นแต่ได้ขยายตัวเข้าไปยังชุมชนเกือบทุกขนาดและสถาบันการศึกษาเกือบทุกระดับ โดยเฉพาะการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์ที่ใช้โมเด็มผ่านโครงข่ายโทรศัพท์ นอกจากนี้ยังมีการขยายตัวของเทคโนโลยีสารสนเทศที่ต้องการให้บริการสื่อสารข้อมูลทุกรูปแบบไม่ว่าจะเป็นข้อมูลของภาพที่รายละเอียดสูงเช่น HDTV(High definition television), ข้อมูลของภาพที่มีรายละเอียดต่ำโดยอาศัยการกดสัญญาณเช่นใน Vidiophone, Video conference โดยโครงสร้างของระบบดังกล่าวจะถูกออกแบบสร้างขึ้นมาเพื่อรองรับการสื่อสารในรูปแบบ Broadband network ซึ่งต้องมีการลงทุนอย่างมากในด้านงบประมาณ และในการค.ศ. 1985 ได้มีการพัฒนาระบบสื่อสารเฉพาะกลุ่มในโครงข่ายขนาดเล็กที่ต้องมีการให้บริการข้อมูลข่าวสารต่างๆโดยอาศัยวิธีการส่งสัญญาณที่สามารถให้ได้จำนวนช่องบริการจำนวนมากที่เพียงพอต่อผู้ใช้ในโครงข่ายดังกล่าวในงบประมาณที่ไม่สูงนักซึ่งในความคิดนี้จะมีประโยชน์ในการนำมาประยุกต์เข้ากับระบบสื่อสารเฉพาะกลุ่มขนาดเล็กที่ใช้กับสัญญาณดิจิทัลและมีโครงข่ายอยู่แล้ว เช่นระบบเคเบิลทีวีตามอาคาร, สำนักงาน และที่พักอาศัยเราสามารถที่จะนำช่วงความถี่ที่ไม่มีการใช้งานของการส่งสัญญาณทีวีเช่นที่ความถี่ต่ำกว่า 30 MHz มาพัฒนาให้สามารถส่งข้อมูลได้โดยอาศัยเทคนิคการมอดูเลชันแบบดิจิทัลที่สามารถส่งข้อมูลได้จำนวนมากแต่มีการใช้แบนด์วิดท์น้อยต่อช่องสัญญาณ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอวิธีในการมอดูเลชันที่สามารถส่งข้อมูลได้มากจำนวนหนึ่ง ( $\beta > 1$  bit/sec/Hz) แต่มีการใช้แบนด์วิดท์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ (channel) ต่ำ โดยอาศัยการจัดการของสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband signal processing) ร่วมกับวิธีการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่แบบ OFDM (Orthogonal frequency division multiplex) ซึ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่แบบแบ่งส่วนสเปกตรัมสำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าเหมาะไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีสำหรับการส่งสัญญาณได้หลายๆช่องสัญญาณที่มีการใช้แบนด์วิดท์รวมทั้งหมดน้อยกว่าระบบดั้งเดิม นอกจากนี้ยังได้ปรับปรุงระบบเชิงโครน์ของการสื่อสารแบบ Coherent communication โดยใช้การส่งสัญญาณไฟลีดโทนเข้ามาช่วยในการซิงโครไนซ์เซชัน(Pilot tone aids synchronization) ระหว่างด้านส่งและด้านรับสัญญาณเพื่อเพิ่มความน่าเชื่อถือในการรับสัญญาณให้มากกว่าวิธีเดิม และในทางทฤษฎีได้แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพต่างๆเช่น ประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณ, การลดการสั้นไหวทางเฟสของสัญญาณอ้างอิงที่ภาครับ, การลดการรบกวนจากช่องสัญญาณข้างเคียง โดยแสดงผลด้วยรูปที่ได้จากผลการจำลองด้วยโปรแกรมและในทางปฏิบัติได้แสดงผลการทดสอบในห้องปฏิบัติการในคอนท่าย

### วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาคุณสมบัติต่างๆของสัญญาณพัลซ์ทั้งในเชิงเวลาและเชิงความถี่ว่าสัญญาณพัลซ์แบบใดมีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการนำมาสร้างสัญญาณเบสแบนด์ที่มีการจำกัดแบนด์วิดท์
2. ศึกษาวิธีการมอดูเลทของสัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห์ว่าการมอดูเลทแบบใดจะให้ประสิทธิภาพในการนำจำนวนบิตของข้อมูลได้สูง
3. ศึกษาวิธีการซิงโครไนซ์ของภาครับแบบโคฮีเรนท์ว่าแบบใดจะมีความเหมาะสมกับระบบที่มีการจำกัดแบนด์วิดท์โดยคำนึงถึงประสิทธิภาพในการรับสัญญาณ
4. นำวิธีการมัลติเพล็กซ์แบบ Frequency Division Multiplex มาประยุกต์ใช้งานสำหรับการส่งสัญญาณหลายช่องความถี่(Multichannel Transmissions) โดยหาความสัมพันธ์ในการจัด Frequency Spacing ของแต่ละช่องสัญญาณ
5. สร้างวงจรต่างๆและทำการทดสอบคุณภาพของสัญญาณทั้งทางด้านส่งและรับ โดยส่งสัญญาณผ่านสายเคเบิลแบบโคแอกเซียลที่ใช้ในระบบ CATV ในย่านความถี่ต่ำ (Free Channel at Low Band frequency )

### ข้อดีของระบบสื่อสารแบบดิจิตอลเมื่อเปรียบเทียบกับระบบสื่อสารแบบอนาลอกมีดังนี้

1. ระบบสื่อสารแบบดิจิตอลจะให้ความยืดหยุ่นในการแปลงรูปแบบของสัญญาณเบสแบนด์

(Baseband Signal Format) ให้เหมาะสมกับลักษณะทางกายภาพของตัวกลางสื่อสาร โดยอาศัย  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดรูปสัญญาณให้เหมาะสมโดยอาศัย Line Coder

2. สามารถทำการปรับปรุงคุณภาพของความน่าเชื่อถือในการส่งและรับสัญญาณ ได้ถ้าสัญญาณที่ภาครับมีลักษณะที่เลวลงโดยอยู่ในสภาพแวดล้อมดังเช่น เกิดการจางหาย, การแทรกแซงแบบหลายเส้นทางของคลื่นวิทยุ, เกิดปรากฏการณ์ความถี่คอปเปอร์ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยใช้การชดเชยคุณภาพของสัญญาณด้วยอีควอไลเซอร์และการเข้ารหัส
3. สามารถลดความซ้ำซ้อนของข้อมูลได้โดยการเข้ารหัสของแหล่งกำเนิดข้อมูล(Source Coding)
4. สามารถสร้างวงจรประมวลผลของสัญญาณให้มีขนาดเล็กได้ในเชิงอุตสาหกรรมเช่น VLSI, LSI ,MMIC
5. สามารถใช้เทคนิคในการมอดูเลชันแบบดิจิทัลที่สามารถนำจำนวนของข้อมูลได้สูงในขณะที่ใช้แบนด์วิดท์จำกัดเช่น 8-PSK, 16 QAM
6. การจัดการในการเข้าใช้ช่องสัญญาณให้เกิดประโยชน์สูงสุดเช่น ในความถี่ขมกรณีเมื่อมีจำนวนผู้ใช้หลายจุดสามารถกระทำได้เช่นระบบ CDMA

### รายละเอียดโครงสร้างของวิทยานิพนธ์

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 รายละเอียดเป็นการอธิบายหลักการส่งและรับสัญญาณข้อมูลดิจิทัลจากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่ง (point to point) โดยใช้เทคนิคการมอดูเลชันแบบดิจิทัลเฟสชิฟท์คีย์อิงและใช้การดีเทกชันสัญญาณแบบซิงโครนัสดีเทกชันหรือเครื่องรับแบบคอร์ริเรชั่น, การมอดูเลชันและดีมอดูเลชันแบบ BPSK (Binary phase shift keying) และ QPSK (Quadrature phase shift keying)

บทที่ 3 รายละเอียดเป็นการอธิบายขบวนการจัดการต่อสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีลักษณะเป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์จำกัดของสัญญาณที่ภาคส่ง, การเขียนสมการพัลส์ทั้งในรูปอาณาจักรของ เวลา (Time domain) และความถี่ (Frequency domain) , การหาผลตอบสนองของสัญญาณที่ด้านเข้าพุทของวงจรเชิงเส้น

บทที่ 4 รายละเอียดเป็นการอธิบายโครงสร้างของเฟสล็อกคูลูปในช่วงที่ทำงานเป็นเชิงเส้น, การหาค่าของ SNR ในวงจร PLL, หลักในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนมาจากสัญญาณที่มีการกำจัดคลื่นพาห์ออกไป(Suppressed carrier signal), การใช้สัญญาณพัลส์โททโทช่วย

เอกสารนี้เป็นในการกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนมาจากสัญญาณที่มีการกำจัดคลื่นพาห์ออกไปที่ใช้การคำนวณด้วยวิธีต่างๆ การคำนวณโดยทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

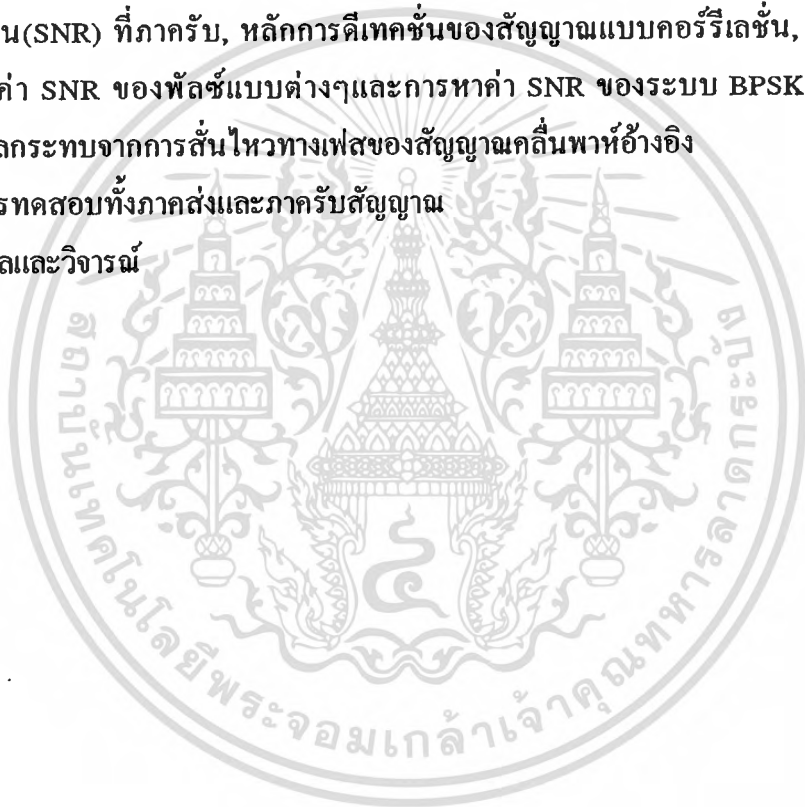
เทคนิคการวางความถี่แบบโทนเข้าแบนด์(Tone out band) และการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการสั่นไหวของสัญญาณ(Carrier phase jitter)

บทที่ 5 รายละเอียดเป็นการอธิบายโครงสร้างของการส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณ (Multi carrier signals) ในภาคส่งและภาครับของสัญญาณ, การหาประสิทธิภาพในการใช้ประโยชน์ของช่องสัญญาณรวมทั้งหมด, การหาค่าของการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ (Adjacent channel interference)

บทที่ 6 รายละเอียดเป็นการอธิบายการหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการรับต่อสัญญาณรบกวน(SNR) ที่ภาครับ, หลักการดีเทกชันของสัญญาณแบบคอร์รีเลชัน, การเปรียบเทียบค่า SNR ของพัลส์แบบต่างๆและการหาค่า SNR ของระบบ BPSK และQPSK และผลกระทบจากการสั่นไหวทางเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิง

บทที่ 7 ผลการทดสอบทั้งภาคส่งและภาครับสัญญาณ

บทที่ 8 สรุปผลและวิจารณ์



## บทที่ 2

### หลักการสื่อสารดิจิทัล

#### หลักการส่งสัญญาณ(มอดูเลชัน)และการแทนด้วยเวกเตอร์

สัญญาณอนาลอกเมื่อถูกแปลงผ่านวงจร A/D (Analog to digital converter) ได้สัญญาณเข้าพุทเป็นลำดับสัญญาณดิจิทัลซึ่งเราพบว่าในแต่ละช่วงของการสุ่มตัวอย่างของสัญญาณอนาลอกจะถูกแทนด้วยสัญญาณดิจิทัลที่มีความยาว N บิตและเมื่อมีการส่งสัญญาณดังกล่าวผ่านตัวกลางในการสื่อสารถ้าสัญญาณขณะที่ส่งอยู่ในรูปของสัญญาณเบสแบนด์จะต้องมีการจัดลักษณะของสัญญาณให้เหมาะสมโดยวงจรที่ทำหน้าที่นี้เราเรียกว่า Line Coder และถ้าส่งสัญญาณออกไปโดยการนำสัญญาณเบสแบนด์ไปมอดูเลทเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห่นั้น จะเสมือนกับการแปลงสัญญาณไฟฟ้าจากกลุ่มหนึ่งไปยังอีกกลุ่มหนึ่งที่มีความเหมาะสมมากกว่าสัญญาณเบสแบนด์ซึ่งเราเรียกลักษณะการแปลงนี้ว่า Waveform Coding ดังนั้นสัญญาณที่ได้จาก Source Coding ในการสุ่มตัวอย่างแต่ละครั้งที่แทนด้วยกลุ่มของสัญญาณดิจิทัลความยาว N บิตจะมีการจัดให้เกิดความแตกต่างได้ทั้งหมด M สถานะหรือ

$$\{m_M\} = \{m_1, m_2, \dots, m_M\} \quad \text{แปลงไปเป็น} \Rightarrow$$
$$\{S_i(t)\} = \{S_1(t), S_2(t), \dots, S_i(t)\}$$

และจากทฤษฎีของสัญญาณไฟฟ้าเราสามารถแทนสัญญาณใดๆที่มีความเหมาะสมสำหรับใช้ในการรับ/ส่งผ่านในตัวกลางของการสื่อสารได้ด้วยฟังก์ชันที่มีรูปแบบดังนี้

$$S_i(t) = \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot \varphi_j(t) \quad (2.1)$$

โดยค่า  $S_{ij} \{\varphi(t)\}$  เป็นค่าสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันหรือสัญญาณและ  $\{\varphi(t)\}$  เรียกว่า "Basis Function" และ  $\{\varphi(t)\}$  เป็นกลุ่มของ Orthonormal Functions ซึ่งมีคุณสมบัติในการตั้งฉากคือ

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(t) \cdot \varphi_i(t) \cdot dt = \begin{cases} a & ; j = i \\ 0 & ; j \neq i \end{cases} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และถ้าผลการอินทิเกรตในสมการ (2.2) มีค่าเท่ากับ 1 เราเรียกว่าเกิดการตั้งฉากซึ่งกันและกันของ Basis Function ทั้ง 2 ดังนั้นเราจะพบว่ากลุ่มของ  $\{\varphi(t)\}$  จะเป็นกลุ่มของ Signal Vector ที่ตรงกับกลุ่มของข้อมูล  $\{mM\}$  และสัญญาณที่ได้ในสมการ (2.1) จะมีรูปร่างที่แตกต่างกันโดยการทำให้กลุ่มของ  $\{\varphi(t)\}$  มีค่าต่างกันเท่ากับจำนวน  $M$  สถานะและในทฤษฎีของสัญญาณเราพบว่าฟังก์ชัน  $\varphi(t)$  จะมีคุณสมบัติแตกต่างอยู่ 2 ประการคือ

1. คุณสมบัติในการเลื่อนของสัญญาณ (Orthogonal Time-Translated Pulses)
2. คุณสมบัติในการทวีคูณความถี่ของสัญญาณ (Orthogonal Frequency-Translated Pulses)

โดยคุณสมบัติในข้อที่ 1 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\varphi(t) = A \cdot g(t - jT_b) \quad ; \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (2.3)$$

$$g(t) = \begin{cases} U(t) & , 0 \leq t \leq T_b, \\ 0 & , t \geq T_b. \end{cases} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $A$  เป็นขนาด (Amplitude) ของสัญญาณ,  $T_b$  เป็นความกว้างของพัลส์และ  $U(t)$  เป็นยูนิทสเตปฟังก์ชัน (Unit Step Function) และคุณสมบัติในข้อที่ 2 สามารถเขียนเป็นฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\varphi(t) = \begin{cases} A \cdot \text{Sin}(2\pi \frac{j}{T_b} \cdot t) & , 0 \leq t \leq T_b, \\ 0 & , t > T_b. \end{cases} \quad ; \quad j=1,2,\dots,M \quad (2.5)$$

โดย  $1/T_b$  เป็นความถี่ของ Basis Function

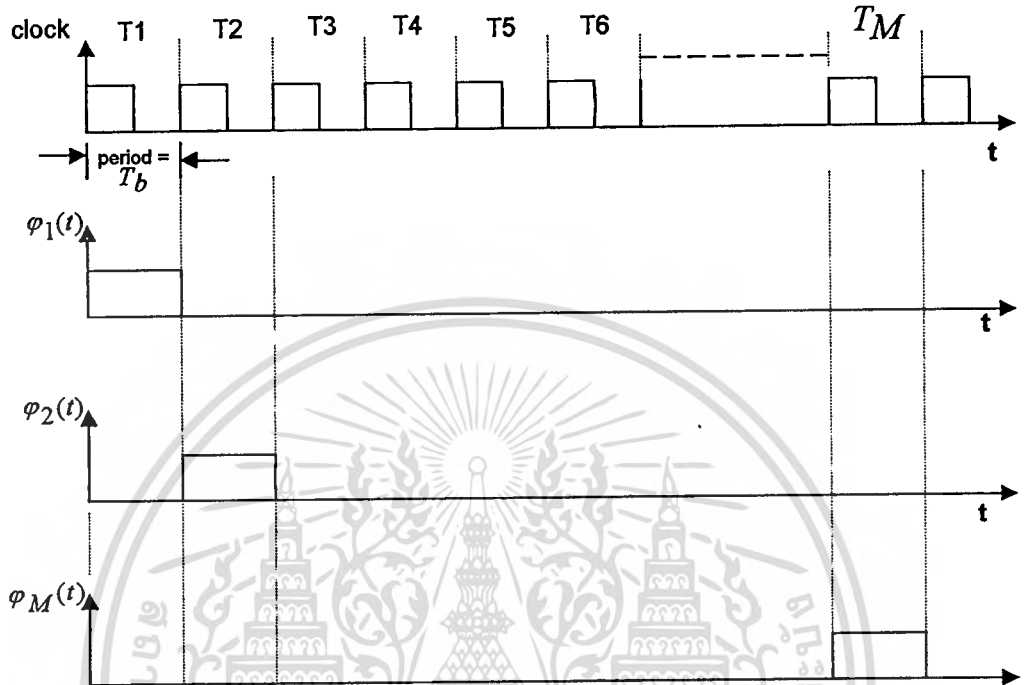
### หลักการรับสัญญาณ(เดิมออกดูเลขนั้น)

ในการตีเทคสัญญาณที่ภาครับเป็นการแยกสัญญาณข้อมูลออกจากสัญญาณคลื่นพาห์ โดยวงจรตีเทคสัญญาณจะยอมให้สัญญาณข้อมูลผ่านออกไปได้และขณะเดียวกันจะกันไม่ให้สัญญาณคลื่นพาห์ออกไปที่ด้านเข้าชุดโดยสัญญาณที่รับได้  $S_i(t)$  จะถูกคูณด้วยสัญญาณ  $\varphi(t)$  แล้วถูกอินทิเกรตตลอดช่วงอินทิเนตซึ่งสามารถเขียนได้เป็นสมการได้ดังนี้

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_i(t) \cdot \varphi_I(t) \cdot dt = \int_{-\infty}^{\infty} [\sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot \varphi_j(t)] \cdot \varphi_I(t) \cdot dt \quad (2.6)$$

และจากคุณสมบัติในการตั้งฉากในสมการ (2.2) ซึ่งเมื่อนำมาใช้กับสมการ (2.6) ผลที่ได้คือ ด้านการคำนวณการณินโดจทั้งสั้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 1



แสดงคุณสมบัติการเลื่อนในเชิงเวลาของสัญญาณ  $\varphi(t)$  ซึ่งใช้เป็นหลักในการมัลติเพล็กซ์แบบ T.D.M.(Time Division Multiplex)

$$\int_{-\infty}^{\infty} S'_{ij}(t) \cdot \varphi_l(t) \cdot dt = \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot [\varphi_j(t) \cdot \varphi_l(t)] \cdot dt \quad (2.7)$$

$$= \sum_{j=1}^N S_{ij} \cdot \delta_{jl} \quad (2.8.1)$$

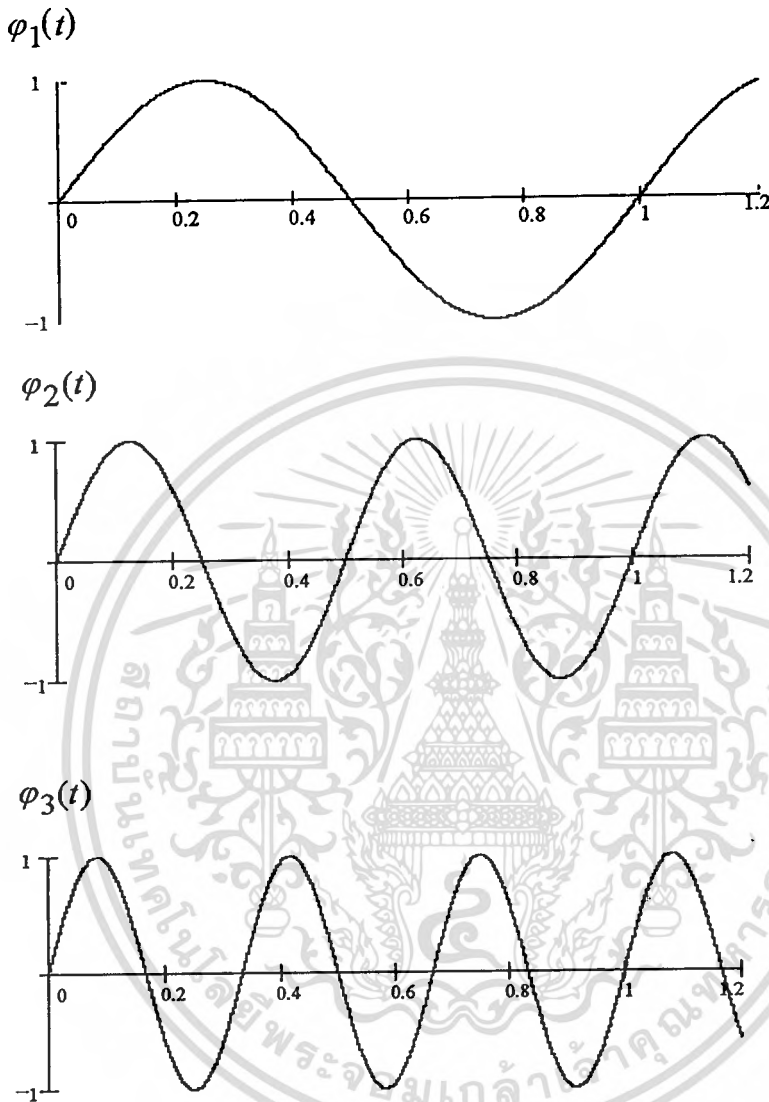
$$= S_{ij} \quad (2.8.2)$$

$$\delta_{jl} = \begin{cases} 1 & , l=j, \\ 0 & , l \neq j. \end{cases} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $\delta(t)$  เรียกว่า Kronecker Delta Function ซึ่งมีค่าเป็น 1 เมื่อ  $l=j$  และมีค่าเป็น 0 เมื่อ  $l \neq j$  และจากสมการ(2.8.2) เราจะสังเกตได้ว่าสัญญาณที่ได้นั้นจะตรงกับสัมประสิทธิ์  $S_{ij}$  ของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 2



แสดงคุณสมบัติการทวีคูณความถี่ของสัญญาณ  $\varphi(t)$  ซึ่งใช้เป็นหลักการในการมัลติเพล็กซ์แบบ F.D.M.(Frequency Division Multiplex)

$S_M(t)$  ที่ภาคส่งนั่นเองและสัญญาณที่ได้นี้จะถูกส่งไปยังวงจรตัดสินใจระดับสัญญาณเพื่อสร้างสัญญาณข้อมูลของกลุ่ม  $\{m_M\}$  กลับคืนมา

## การมอดูเลตแบบ Phase Shift Keying

การมอดูเลตแบบ Phase Shift Keying (PSK) เป็นการมอดูเลตแบบดิจิทัลโดยเมื่อสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์มีการเปลี่ยนสถานะของลอจิก (“1”หรือ”0”) จะทำให้มีการชิฟท์เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ไป  $M$  สถานะโดยเราสามารถเขียนสัญญาณ PSK ในรูปของสมการทั่วไปได้ดังนี้

$$S_{PSK}(t) = A_c \cos[\omega_c t - d_M] \quad (2.10)$$

$$d_m = i \cdot [2 \frac{\pi}{M}] \quad (2.11)$$

เมื่อ  $i = 1, 2, \dots, M-1$  เป็นสถานะของเฟสของคลื่นพาห์  
 $M = 2^N$  เป็นจำนวนสถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมด  
 $N$  เป็นจำนวนบิตต่อ 1 สัญญาลักษณ์ (bits/symbol)

แต่สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์นี้เป็นสัญญาณที่มีลักษณะกึ่งเรเนดัมและจากสมการ(1.1) เราสามารถเขียนสมการของสัญญาณ PSK ได้ใหม่คือ

$$S_{PSK}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cdot P(t - n \cdot T_s) \cdot \cos[\omega_c t - d_M] \quad (2.12)$$

และจากคุณสมบัติของตรีโกณของ  $\cos(A-B) = \cos(A) \cdot \cos(B) + \sin(A) \cdot \sin(B)$  ดังนั้นเมื่อไปแทนลงในสมการ (2.12) จะได้

$$S_{PSK}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_c t) + \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t - n \cdot T_b) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (2.13)$$

โดย  $c_n^2 = a_n^2 + b_n^2$

$a_n$  และ  $b_n$  เป็นสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ในบิตคู่และบิตคี่ตามลำดับมีระดับแรงดันเท่ากับ  $\pm v$  (polar signal)

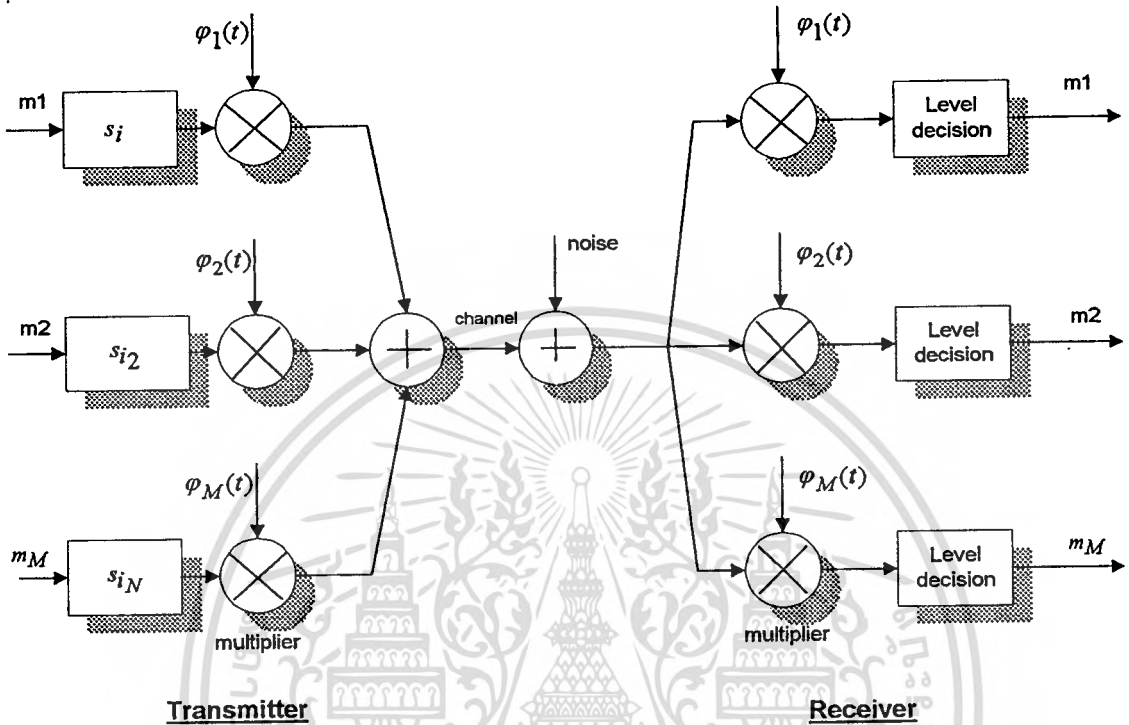
$P_i(t)$  และ  $P_q(t)$  เป็นพัลซ์ฟังก์ชันของสัญญาณดิจิทัล  $a_n$  และ  $b_n$  ตามลำดับ

ถ้าเราสังเกตสัญญาณที่ได้ในสมการที่ (2.13) เราจะพบว่าสัญญาณนี้อยู่ในรูปของ Inphase (ด้าน  $\cos(\omega_c t)$ ) และ Quadrature (ด้าน  $\sin(\omega_c t)$ ) และถ้าเทอมด้านไซน์ของสมการที่ (2.13) ตัดทิ้งไปสัญญาณดังกล่าวจะเป็นการมอดูเลชันแบบ Binary Phase Shift Keying (BPSK) และถ้ามีทั้งเทอมโคไซน์และเทอมไซน์สมการ (2.3.4) จะเป็นการมอดูเลชันแบบ Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) และสามารถแสดงความสัมพันธ์ของข้อมูลต่อการชิฟท์เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ได้ดังตารางที่ 1 สำหรับการมอดูเลชันแบบ BPSK และตารางที่ 2 สำหรับการมอดูเลชันแบบ

QPSK

ไม่วารณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 3



แสดงหลักการสร้างสัญญาณในภาคส่งและการรับสัญญาณในภาครับในรูปของเวกเตอร์

ตารางที่ 1

แสดงความสัมพันธ์ของข้อมูลต่อการซิฟท์เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ในระบบ BPSK

$a_n$	$a_n'$	สถานะของเฟส	สถานะของคลื่นพาห์
0	-V	$Ac \cdot \cos(\omega_c \cdot t + 180^\circ)$	$+Ac \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$
1	+V	$Ac \cdot \cos(\omega_c \cdot t + 0^\circ)$	$-Ac \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตารางที่ 2

แสดงความสัมพันธ์ของข้อมูลต่อการรหัสที่เฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ในระบบ QPSK

$a_n$	$b_n$	$a_n'$	$b_n'$	สถานะของเฟส
0	0	-V	-V	$\cos(\omega_c.t+45^\circ)$
0	1	-V	+V	$\cos(\omega_c.t+135^\circ)$
1	0	+V	-V	$\cos(\omega_c.t+225^\circ)$
1	1	+V	+V	$\cos(\omega_c.t+315^\circ)$

**ข้อสังเกต** ข้อแตกต่างระหว่างการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK นั้นถ้าเราเทียบในด้านประสิทธิภาพในการส่งจำนวนบิตของข้อมูลต่อ 1 สัญญาณลักษณะ ( $\beta$ ) จะเห็นได้ชัดว่า สำหรับระบบส่งสัญญาณแบบ BPSK จะมีค่า  $\beta = 1 \text{ bit/sec/Hz}$  และในระบบส่งสัญญาณแบบ QPSK จะมีค่า  $\beta = 2 \text{ bit/sec/Hz}$  เราสามารถที่จะเขียนสมการทั้งของ BPSK และ QPSK ได้ตามสถานะของสัญญาณดิจิทัลต่อไปนี้

**กรณีสัญญาณ BPSK**

$$S_{PSK1}(t) = + \sum_{n=0}^{\infty} a_n P(t-n.T_s) \cos(\omega_c.t) ; \quad \text{เมื่อข้อมูลเป็นลอจิก"1"} \quad (2.14.1)$$

$$S_{PSK2}(t) = - \sum_{n=0}^{\infty} a_n P(t-n.T_s) \cos(\omega_c.t) ; \quad \text{เมื่อข้อมูลเป็นลอจิก"0"} \quad (2.14.2)$$

**กรณีสัญญาณ QPSK**

$$S_{PSK1}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n P_i(t-n.T_b) \cos(\omega_c.t) + \sum_{n=0}^{\infty} b_n P_q(t-n.T_b) \sin(\omega_c.t) ; \quad \text{เมื่อข้อมูลเป็นลอจิก"11"} \quad (2.15.1)$$

$$S_{PSK2}(t) = - \sum_{n=0}^{\infty} a_n P_i(t-n.T_b) \cos(\omega_c.t) + \sum_{n=0}^{\infty} b_n P_q(t-n.T_b) \sin(\omega_c.t) ; \quad \text{เมื่อข้อมูลเป็นลอจิก"01"} \quad (2.15.2)$$

$$S_{PSK3}(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n P_i(t-n.T_b) \cos(\omega_c.t) - \sum_{n=0}^{\infty} b_n P_q(t-n.T_b) \sin(\omega_c.t) ; \quad \text{เมื่อข้อมูลเป็นลอจิก"10"} \quad (2.15.3)$$

$$S_{PSK4}(t) = - \sum_{n=0}^{\infty} a_n P_i(t-n.T_b) \cos(\omega_c.t) - \sum_{n=0}^{\infty} b_n P_q(t-n.T_b) \sin(\omega_c.t)$$

; เมื่อข้อมูลเป็นลอจิก"00" (2.15.4)

และลักษณะสัญญาณของ BPSK ในสมการ (2.14.1) และ (2.14.2) จะมีเฟสของสัญญาณต่างกัน 180 องศาเราเรียกสัญญาณที่มีลักษณะแบบนี้ว่า "Antipodal Signal" ส่วนสัญญาณในกลุ่มของ QPSK นั้นนอกจากจะมีคุณสมบัติเป็น Antipodal Signal แล้วยังมีการตั้งฉากกัน 90 องศาด้วย เพราะสัญญาณคลื่นพาห้ของโคไซน์และไซน์จะมีเฟสต่างกัน 90 องศาซึ่งเราเรียกสัญญาณที่มีคุณสมบัติแบบนี้ว่า "Biorthogonal Signal" จากเอกสารอ้างอิง [1]

## หลักการตีเทคสัญญาณ BPSK และ QPSK

### กรณีของสัญญาณ BPSK

โดยสมมติให้ช่องสัญญาณไม่มีสัญญาณรบกวนแบบ Additive White Guassian Noise (AWGN) และจากหัวข้อหลักการรับสัญญาณที่ผ่านมาแล้วจะนำสัญญาณที่รับได้มาคูณกับสัญญาณ Basis Function ที่เหมาะสมซึ่งในทางปฏิบัติสัญญาณนี้จะได้จากวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห้กลับคืน (Carrier Recovery Circuit) หรือเรียกย่อๆว่าวงจร CR ซึ่งสัญญาณคลื่นพาห้นี้สามารถเขียนอยู่ในรูปสมการดังนี้

$$\varphi'(t) = \cos(\omega_c \cdot t) \quad (2.16)$$

และเมื่อนำสมการ (2.16) แทนลงในสมการ (2.6) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{BPSK}(t) \cdot \varphi'(t) \cdot dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P(t-n \cdot T_b) \cdot [\cos^2(\omega_c \cdot t)] \right\} dt \quad (2.17.1)$$

$$= \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P(t-n \cdot T_b) \cdot \delta(t) \quad (2.17.2)$$

$$= \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P(t-n \cdot T_b) \quad (2.17.3)$$

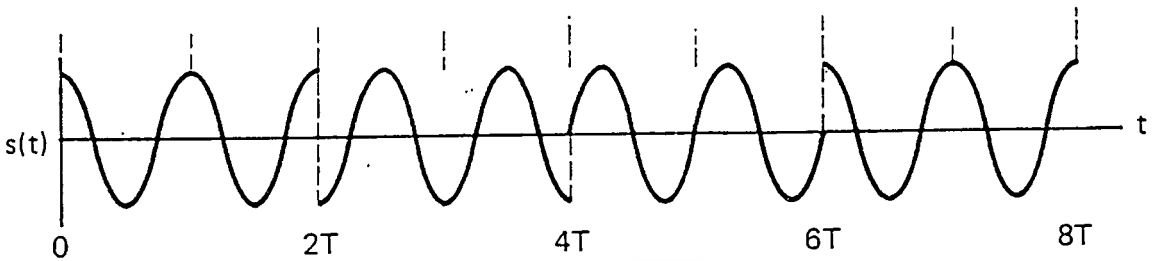
### กรณีของสัญญาณ QPSK

การตีเทคสัญญาณ QPSK จะมีลักษณะเดียวกับการตีเทคสัญญาณ BPSK แต่จะมีการเพิ่มของสัญญาณในเทอมไซน์เข้ามาโดยสัญญาณ Basis Function อ้างอิงที่ด้าน Inphase คือ

$$\varphi'_1(t) = \cos(\omega_c \cdot t) \quad (2.18)$$

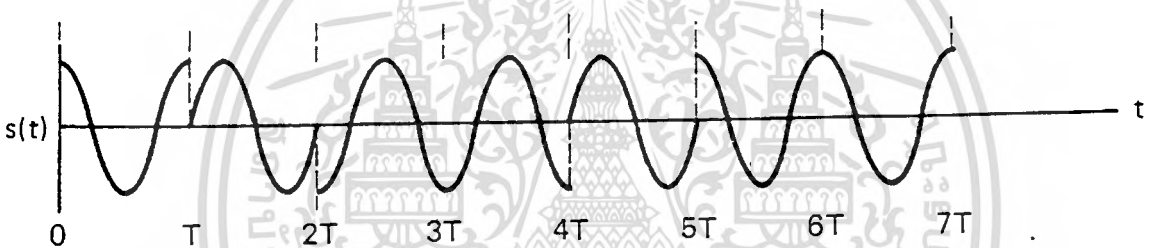
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 4



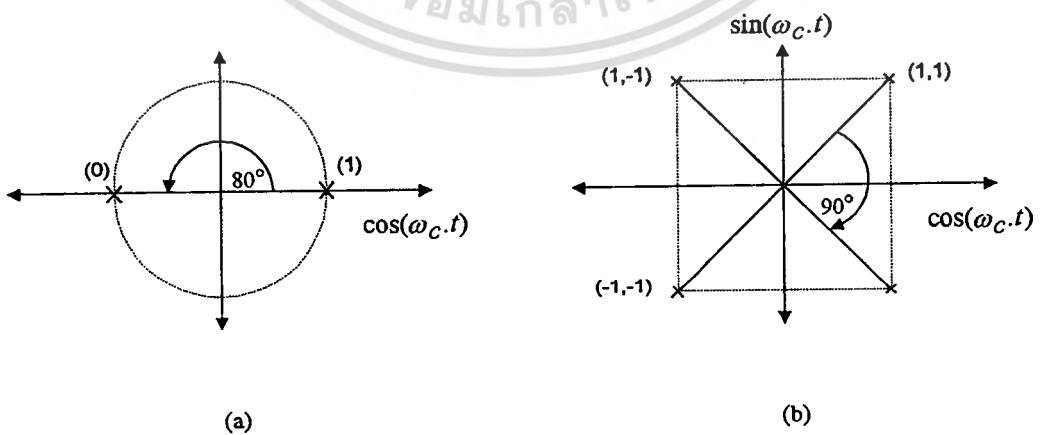
แสดงลักษณะการซิงค์เฟสของสัญญาณ QPSK เมื่อสถานะของข้อมูลเป็น 11000111

ภาพที่ 5



แสดงลักษณะการซิงค์เฟสของสัญญาณ OQPSK เมื่อสถานะของข้อมูลเป็น 11000111

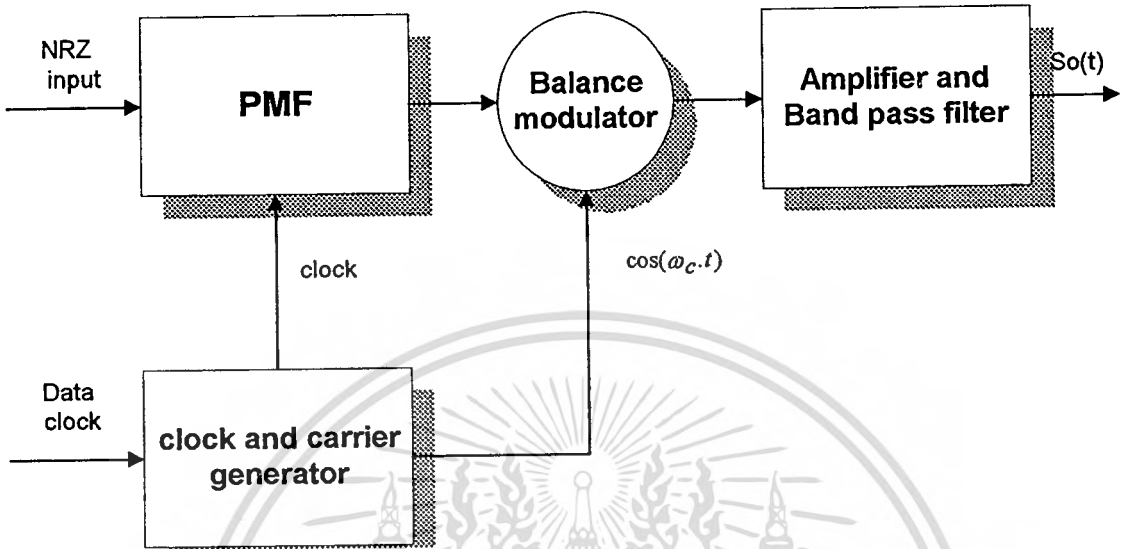
ภาพที่ 6



แสดงคอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วโดยในรูป (a) แสดงเวกเตอร์ของสัญญาณ BPSK และในรูป (b) แสดงคอนสเทเลชันไดอะแกรมของ

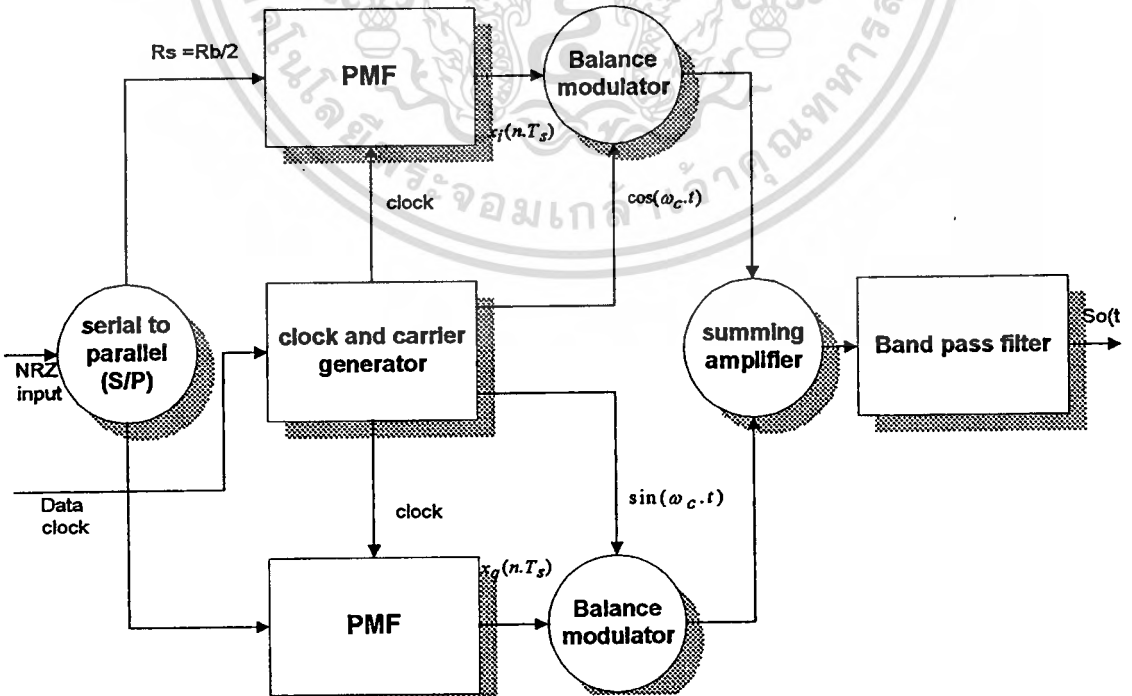
เอกสารนี้เป็นสัญญาณ QPSK สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 7



แสดงบล็อก ไดอะแกรมภาคส่งของการมอดูเลตแบบ BPSK

ภาพที่ 8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แสดงบล็อก ไดอะแกรมภาคส่งของการมอดูเลตแบบ QPSK ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนสัญญาณ Basis Function อ้างอิงในด้าน Quadrature คือ

$$\varphi'_2(t) = \sin(\omega_c \cdot t) \quad (2.19)$$

เมื่อนำสมการ (2.18) แทนลงในสมการ (2.6) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้เป็นสัญญาณที่เข้าพุดของ Inphase คือ

$$y_{OI}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S'_{QPSK} \cdot \varphi'_1(t) \cdot dt \quad (2.20.1)$$

$$y_{OI}(t) = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t-n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t-n \cdot T_b) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \right\} \right. \\ \left. \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \cdot dt \right\} \quad (2.20.2)$$

ผลของการอินทิเกรตในสมการ (2.20.2) ซึ่งก็คือสัญญาณที่เข้าพุดของวงจร IAD ที่ด้าน inphase ซึ่งเทอมที่ 2 ทางด้านขวามือของสมการจะเท่ากับ 0 ดังนั้นสัญญาณที่ได้คือ

$$y_{OI}(t) = \pm \sum_{n=0}^{\infty} a'_n \cdot P_i(t-n \cdot T_b) \quad (2.20.3)$$

เมื่อนำสมการ (2.19) แทนลงในสมการ (2.6) สามารถนำมาเขียนใหม่ได้เป็นสัญญาณที่เข้าพุดของ Quadrature คือ

$$y_{Oq}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S'_{QPSK} \cdot \varphi'_2(t) \cdot dt \quad (2.21.1)$$

$$y_{Oq}(t) = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t-n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \right. \right. \\ \left. \left. + \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t-n \cdot T_b) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \right\} \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot dt \right\} \quad (2.21.2)$$

ผลของการอินทิเกรตในสมการ (2.21.2) ซึ่งก็คือสัญญาณที่เข้าพุดของวงจร IAD ที่ด้าน Quadrature ซึ่งเทอมที่ 1 ทางด้านขวามือของสมการจะเท่ากับ 0 ดังนั้นสัญญาณที่ได้คือ

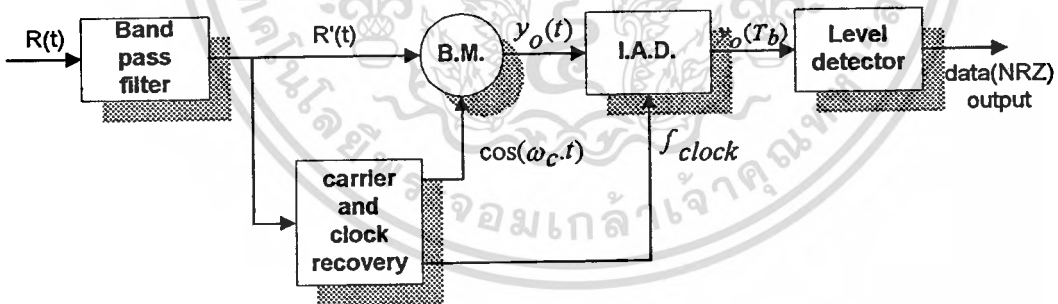
$$y_{Oq}(t) = \pm \sum_{n=0}^{\infty} b'_n \cdot P_q(t-n \cdot T_b) \quad (2.21.3)$$

### ภาครับแบบ Correlation Receiver

ภาครับสัญญาณแบบคอร์รีเลชัน (Correlation) นั้นจะถูกใช้การตีเทคสัญญาณที่ไม่มีการส่งสัญญาณคลื่นพาห์ (center of Carrier) ออกมาจากภาคส่งเพราะในการมอดูเลตแบบ PSK นั้นในเอกสาร์เป็นเอกสาร์ที่ส่งวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่นานพอให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดก็ตาม อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อที่ผ่านมาจะเป็นการนำสัญญาณดิจิทัลแบบคี่มาคูณกับสัญญาณคลื่นพาห้ซึ่งวงจรที่ใช้ในการคูณสัญญาณ 2 สัญญาณในเชิงเวลาที่เราเรียกว่า "Four Quadrant Multiplier" หรือเราเรียกอีกอย่างว่า "Balance Modulator (BM)" ซึ่งวงจร Balance Modulator นี้สัญญาณที่เข้าหาคจะมีสเปกตรัมเหมือนกับการมอดดูเลทแบบ AM แต่จะมีการกำจัดสัญญาณคลื่นพาห้ออกไป ดังนั้นที่ภาครับสัญญาณ PSK นี้จะต้องมีวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห้ที่กลับคืนมาโดยเฉพาะการรับสัญญาณ ที่ต้องมีการซิงโครไนซ์กันระหว่างเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ของวงจรรอสซิงเลเตอร์ที่ภาคส่งกับวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห้ที่ภาครับและระบบสื่อสารใดที่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ดังที่กล่าวมานี้ เราเรียกระบบนี้ว่า "Coherent Communications" และภาครับแบบคอร์รีเลชันนี้ถือเป็นระบบโคฮีเรนท์แบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากกว่า Matched Filter (MF) เพราะวงจรสร้างได้ง่ายกว่าแบบ MF และข้อดีของระบบสื่อสารแบบโคฮีเรนท์ก็คือจะมีความผิดพลาดในการรับสัญญาณน้อยกว่าแบบที่ไม่มีการซิงโครไนซ์ซึ่งเราเรียกระบบนี้ว่า "Noncoherent Communicatons" และบล็อกไดอะแกรมของภาครับแบบคอร์รีเลชันสำหรับการรับสัญญาณแบบ BPSK และ QPSK แสดงดังภาพที่ 9 และภาพที่ 10 ตามลำดับ .

ภาพที่ 9



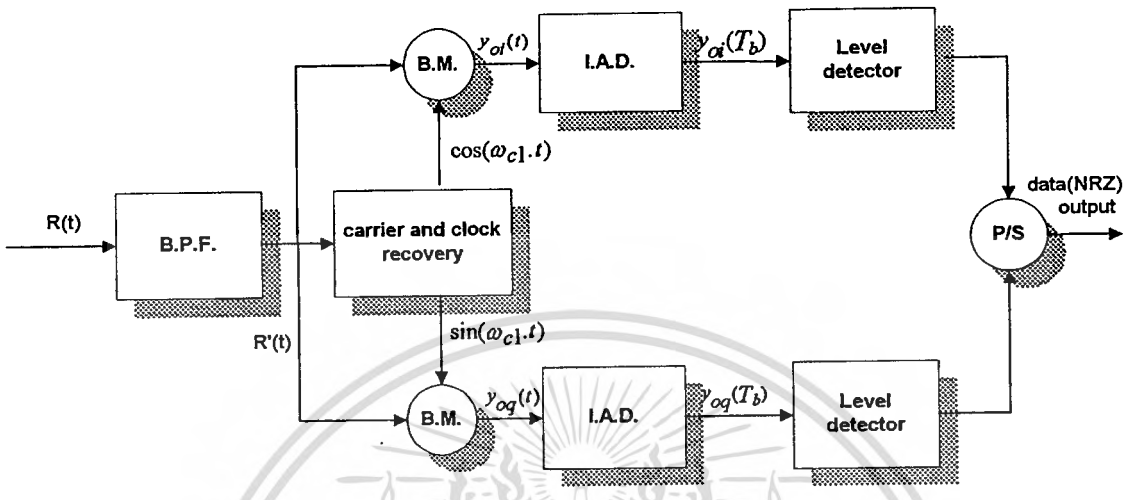
แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับแบบคอร์รีเลชันสำหรับคี่มอดดูเลทสัญญาณ BPSK

ในการหาสัญญาณที่ด้านเข้าหาคของภาครับทั้ง 2 เมื่อให้สัญญาณที่รับ ได้มีสัญญาณรบกวน (AWGN) ปะปนเข้ามาเมื่อสัญญาณที่รับได้ผ่านวงจรกรองความถี่แบบ Band Pas Filter (BPF) ซึ่งจะทำให้หน้าทีลดทอนสัญญาณรบกวนที่มีความถี่อยู่นอกเหนือจากแบนด์วิดท์ของ BPF ที่จุด -3 dB Bandwidth ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ R'(t) คือ

$$R'(t) = S'_{BPSK}(t) + n(t) \tag{2.22}$$

เมื่อ n(t) เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN มีกำลังความหนาแน่นของสเปกตรัม (Power spectrum) ไม่จำกัดโดยทั้งสี่ด้าน อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 10



แสดงบล็อกไดอะแกรมภาครับแบบ Correlation สำหรับ QPSK

Density (PSD)) คือ  $P_n(f) = \frac{N_0}{2}$  และสัญญาณที่เข้าพุดของวงจรดีเทกจะเหมือนกับสมการ (2.16) ถึง (2.17.3) ซึ่งสามารถเขียนสมการที่เข้าพุดได้ดังนี้

$$y_{O-BPSK}(t) = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P(t-n.T_b) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + n(t)) \right] \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \right\} \quad (2.23.1)$$

$$y_{O-BPSK}(T_b) = \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P(t-n.T_b) + n'(T_b) \quad (2.23.2)$$

และในทำนองเดียวกันสัญญาณที่เข้าพุดของวงจรดีเทกของ QPSK จะเหมือนกับสมการ (2.18) ถึง (2.21.3) ซึ่งสามารถเขียนสมการที่เข้าพุดของด้าน Inphase ได้ดังนี้

$$y_{OI-QPSK}(t) = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t-n.T_b) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) + \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t-n.T_b) \cdot \sin^2(\omega_c \cdot t) \right\} + n(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \right\} \cdot dt \right\} \quad (2.24.2)$$

$$y_{OI-QPSK}(T_b) = \left\{ \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t-n.T_b) + n_i'(T_b) \right\} \quad (2.24.3)$$

และในทำนองเดียวกันเราสามารถเขียนสมการที่เข้าพุดของด้าน Quadrature ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_{OQ-QPSK}(t) = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \mp \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t - n \cdot T_b) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \right. \right. \\ \left. \left. + n(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \right\} \cdot dt \right\} \quad (2.25.1)$$

$$y_{OQ-QPSK}(t) = \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P_i(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \mp \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t - n \cdot T_b) \cdot \right. \right. \right. \\ \left. \left. \sin^2(\omega_c \cdot t) \right\} + n(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \right\} \cdot dt \right\} \quad (2.25.2)$$

$$y_{OQ-QPSK}(T_b) = \left\{ \pm \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot P_q(t - n \cdot T_b) + n_q'(T_b) \right\} \quad (2.25.3)$$

และสัญญาณที่ได้ในสมการ(2.24.3) และ (2.25.3) เมื่อผ่านการอินทิเกรตสัญญาณแล้วซึ่งก็คือวงจรอินทิเกรเตอร์จะต้องมีการรีเซ็ตสัญญาณทุกๆ 1 (เป็นความกว้างของสัญญาณเบสแบนด์) เพื่อที่จะให้วงจรดังกล่าวเริ่มอินทิเกรตสัญญาณอินพุตในลำดับต่อไปของสัญญาณซึ่งวงจรอินทิเกรเตอร์นี้จะทำหน้าที่เสมือนวงจรสุ่มตัวอย่างขนาด 1 บิตซึ่งเราเรียกว่าวงจรนี้ว่า "Integrate and Dump (IAD)" ซึ่งจะทำให้สัญญาณเบสแบนด์มีค่าขนาดมากที่สุดจากการเลือกค่าเวลาคงที่(time constant) ให้มีค่าเหมาะสมและสัญญาณที่เข้าพุตของวงจร IAD ทั้งที่ด้าน Inphase และด้าน Quadrature จะถูกนำมารวมกันด้วยวงจรแปลงสัญญาณข้อมูลแบบขนานไปเป็นอนุกรม (parallel to serial) หรือวงจร P/S และที่เข้าพุตของวงจรดังกล่าวก็จะได้สัญญาณ  $s_i(t)$  หรือสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์แบบ NRZ กลับคืนมา

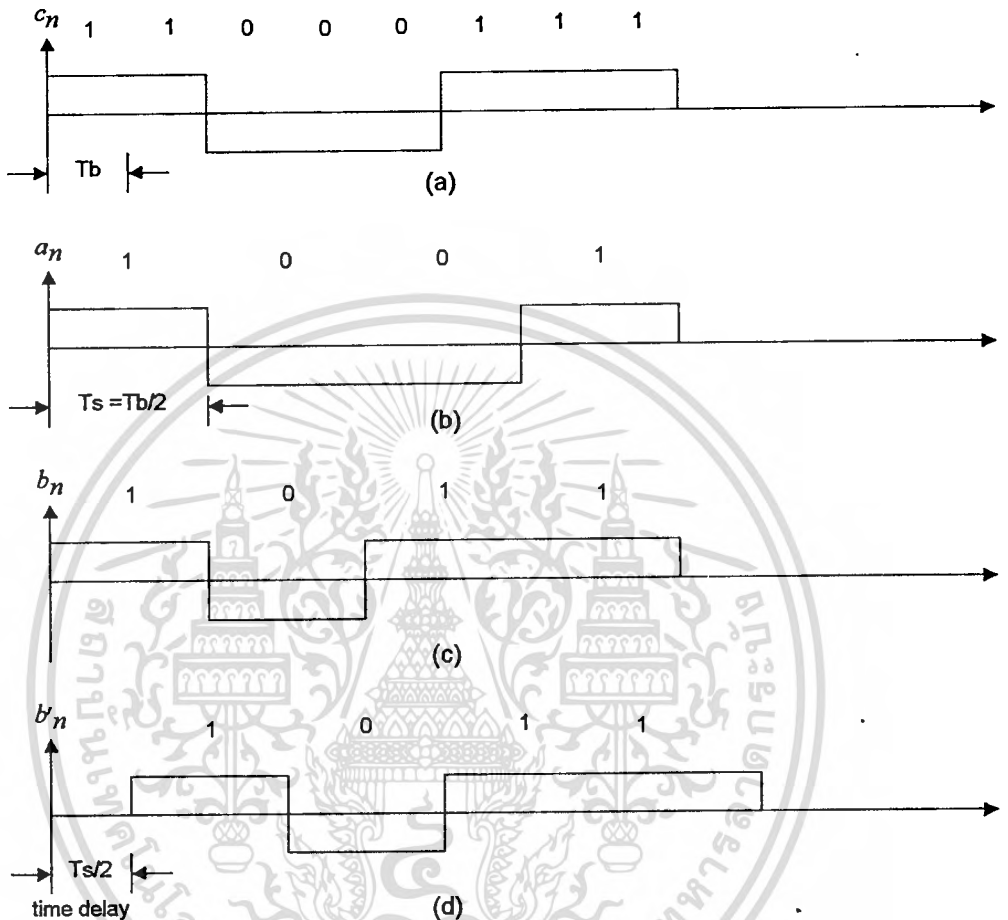
### การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบ OQPSK

การมอดูเลตแบบ OQPSK(Offset Quadrature Phase Shift Keying) เป็นวิธีการมอดูเลชันที่ดัดแปลงมาจากการมอดูเลตแบบ QPSK โดยรูปแบบการมอดูเลตยังคงใช้วิธีการรวมกันของสัญญาณในด้าน Inphase และ Quadrature แต่จุดที่แตกต่างออกไปจากระบบ QPSK ก็คือ ในด้าน Quadrature ได้มีการออฟเซตของข้อมูล (สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์) ไป  $T_s/2$  (เมื่อ  $T_s = 1/f_s$  เป็น symbol timing) เมื่อเทียบกับด้าน Inphase เพราะในระบบการส่ง/รับสัญญาณแบบ QPSK พบว่าสถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมดของการชิฟท์เฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ก็คือ

$0^\circ, \pm 90^\circ$  และ  $180^\circ$  โดยถ้าข้อมูลทั้งในด้าน Inphase และ Quadrature ไม่มีการเปลี่ยนแปลงข้อมูล  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

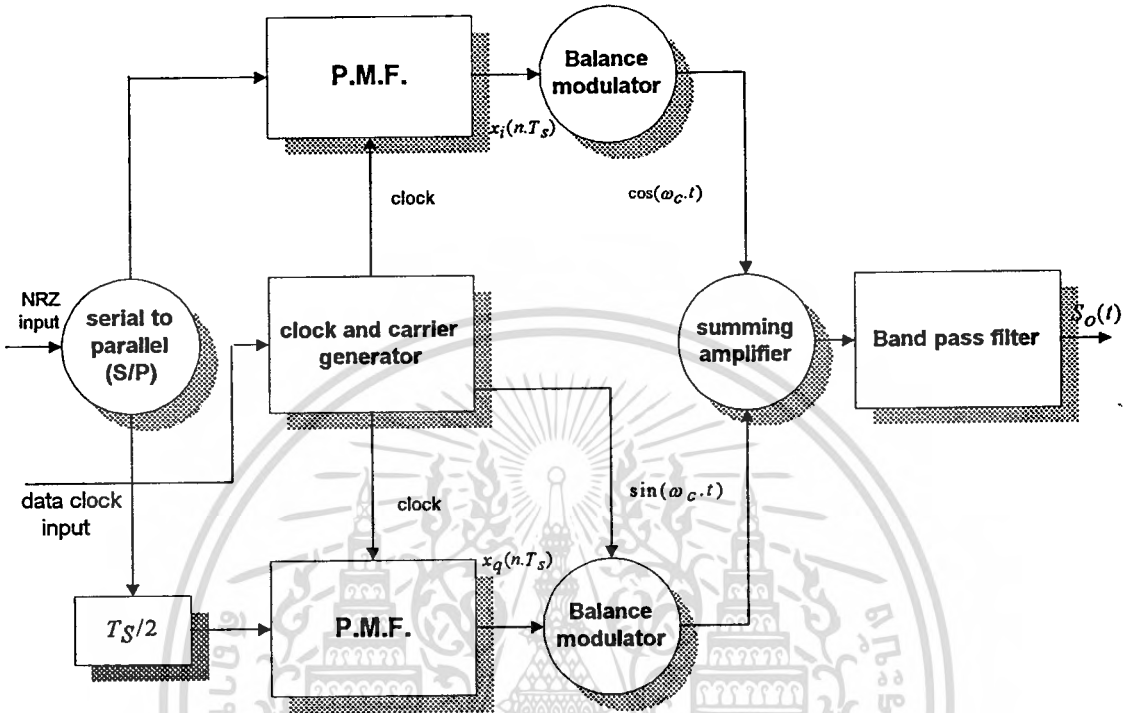
สัญญาณคลื่นพาห้จะไม่มีเฟส และถ้าข้อมูลในด้านใดด้านหนึ่งมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูล สัญญาณคลื่นพาห้ก็จะเฟสไป  $\pm 90^\circ$  แต่ถ้าข้อมูลทั้งสองด้านมีการเปลี่ยนข้อมูลพร้อมกันก็จะเฟสไป  $180^\circ$  ซึ่งที่สถานะนี้เมื่อสัญญาณถูกป้อนผ่านวงจรขยายสัญญาณที่มีการทำงานไม่อยู่ในช่วงเชิงเส้นเช่น wideband amplifier ก็จะทำให้สัญญาณดังกล่าวมีการผิดเพี้ยนไปมากที่สุดโดยเฉพาะการกระจายของ side lobes spectrum ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการรบกวนต่อช่องสัญญาณข้างเคียงในกรณีเมื่อใช้การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM และจะทำให้การรับข้อมูลผิดพลาดได้มากขึ้นจากเอกสารอ้างอิง [2] จากปัญหาดังกล่าวได้มีการแก้ไขโดยการไม่ทำให้สถานะของการเฟสที่ตำแหน่ง  $180^\circ$  เกิดขึ้นโดยการใช้จรีเลขสัญญาณ NRZ ในด้าน Quadrature ไป  $T_s/2$  ซึ่งผลที่ได้ก็คือเมื่อข้อมูลทั้งด้าน Inphase และ Quadrature จะไม่มีโอกาสการเปลี่ยนแปลงสถานะได้พร้อมกันดังนั้นสัญญาณของ OQPSK จึงมีสถานะที่เป็นไปได้ทั้งหมดของการเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ก็คือ  $0^\circ, \pm 90^\circ$  เท่านั้น ส่วนในภาครับสัญญาณการทำงานจะเหมือนกับภาครับสัญญาณของระบบ QPSK แต่เมื่อได้สัญญาณ NRZ แล้วที่ด้าน Inphase จะมีการดีเลย์สัญญาณ NRZ ไป  $T_s/2$  เพื่อให้สัญญาณ NRZ ทั้งด้าน Inphase และ Quadrature มีตำแหน่งของสัญญาณเท่ากันเหมือนกับที่ภาคส่งแล้วจึงนำไปเข้าวงจรรวมบิท(parallel to serials)ซึ่งเข้าพุทจะได้กระบวนสัญญาณ NRZ กลับคืนมา

ภาพที่ 11



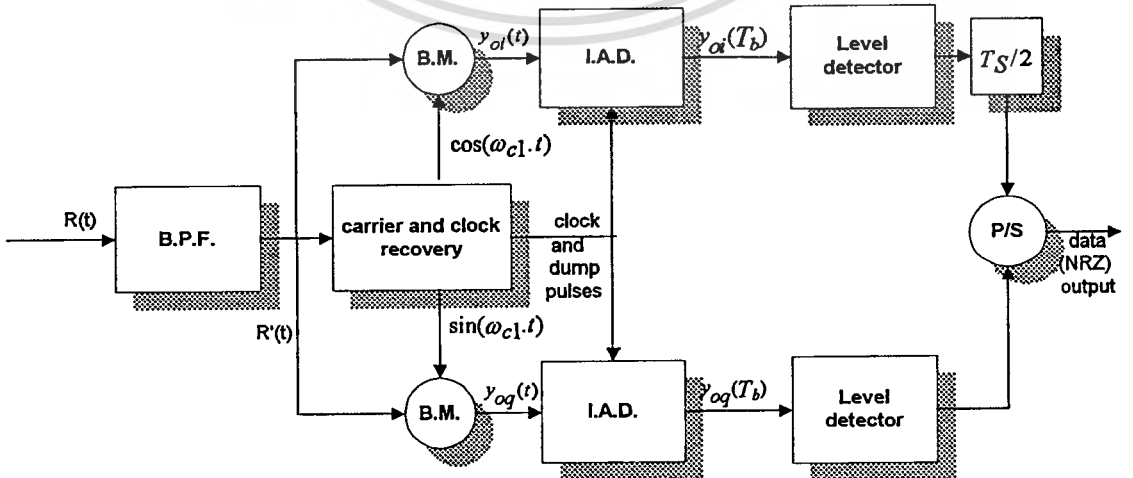
แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรแยกข้อมูลอนุกรมเป็นแบบขนาน 2 บิต (serial to parallel) สำหรับใช้ในระบวมอดคูเลทแบบ QPSK ในรูป (a) เป็นสัญญาณ NRZ ที่ด้านอินพุต ในรูป (b) เป็นสัญญาณที่เข้าพุตที่ด้าน Inphase ในรูป (c) เป็นสัญญาณที่เข้าพุตที่ด้าน Quadrature ในรูป (d) เป็นสัญญาณที่เข้าพุตที่ด้าน Quadrature สำหรับการมอดคูเลชันแบบ OQPSK (offset quadrature phase shift keying) ที่มี การดีเลย์  $T_d = T_s/2$

ภาพที่ 12



แสดงบล็อกโคโอะแกรมภาคส่งในการมอดูเลตแบบ OQPSK

ภาพที่ 13



แสดงบล็อกโคโอะแกรมภาครับของระบบ OQPSK

### บทที่ 3

## การประมวลผลสัญญาณเบสแบนด์

### การหา Power Spectrum Density ของสัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์สามารถเขียนในรูปสมการคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_n \cdot P(t - n \cdot T_b) \quad (3.1)$$

และเมื่อนำสมการ (3.1) มาหาค่าออโตคอร์รีเลชัน (Autocorrelation) ซึ่งเป็นการหาความเหมือนของฟังก์ชันนั้นๆ ซึ่งเราพบว่า จะขึ้นกับความต่างของการเลื่อนบนแกนเวลา (Time Shifted) เฉพาะช่วงๆ หนึ่ง ซึ่งมีสมการดังนี้

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t) \cdot x(t + \tau)] \quad (3.2)$$

และเมื่อนำสมการ (3.1) แทนลงในสมการ (3.2) เราสามารถเขียนได้เป็น

$$R_{xx}(\tau) = E(a_n \cdot a_{n+m}) \cdot E\{P(t - n \cdot T_b) \cdot P(t + \tau - n \cdot T_b)\} \quad (3.3)$$

ซึ่งในสมการ (3.3) เราจะสังเกตเห็นว่า ผลการหาออโตคอร์รีเลชันของสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์จะเท่ากับการหาค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิล (Ensemble Average) ของข้อมูล  $a_n$  กับการหาค่าเฉลี่ยเอ็นเซมเบิล (Ensemble Average) ของพัลส์ของสัญญาณเบสแบนด์  $P(t)$  ซึ่งค่าทั้ง 2 จะเป็นอิสระจากกัน โดยเราสามารถหาค่าที่ละเทอมแล้วนำมาคูณกันเหมือนในสมการที่ (3.3) โดยเรากำหนดให้

$$R_{aa}(\tau) = E\{a_n \cdot a_{n+m}\} \quad (3.4)$$

$$R_{pp}(\tau) = E\{P(t) \cdot P(t + \tau)\} \quad (3.5)$$

และเมื่อเราหาค่าเฉลี่ยของออโตคอร์รีเลชันของสัญญาณ  $x(t)$  ตลอดช่วงความกว้างของพัลส์ (Pulse Width) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็นได้เป็น

$$R_x(\tau) = (1 / T_b) \cdot R_{aa}(\tau) \int_{-T_b}^{T_b} R_{pp}(\tau) \cdot d\tau \quad (3.6)$$

และเราสามารถหา PSD ของสัญญาณ  $x(t)$  ได้โดยการแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ในสมการ (3.6) ซึ่งมีรูปสมการดังนี้

$$\Phi_x(f) = (1 / T_b) \cdot |P(f)|^2 \Phi_{aa}(f) \quad (3.7)$$

น้่าัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ปร่ง (3.7) ด้านการค้ำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $P(f)$  เป็นการแปลงฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของพัลส์  $p(t)$

$\Phi_{aa}(f)$  เป็นการแปลงฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของข้อมูล  $a_n$

แต่เมื่อเราทำการแปลงฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของข้อมูล  $a_n$  เมื่อเรากระจายเทอมออกมาจะได้สมการ 2 สมการ ซึ่งสมการแรกจะแสดงค่าแวนเรียนซ์ (Variance) ของข้อมูลและเทอมหลังคือค่าเฉลี่ย (Average) ของข้อมูลจากเอกสารอ้างอิง [3] ซึ่งเขียนได้ดังนี้

$$\Phi_{aa}(f) = \sigma^2_{aa} + \mu^2_{aa} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \exp(-j\omega \cdot nT_b) \quad (3.8)$$

แต่จากสูตรการหาผลรวมอนุกรมของปัวซอง (Poisson Summation) ซึ่งมีค่าดังนี้

$$\sum_{n=0}^{\infty} \exp(-j\omega \cdot nT_b) = (1/T_b) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \delta(f - n/T_b) \quad (3.9)$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.8) และสมการ (3.9) แทนลงในสมการ (3.8) จะได้สมการ PSD ของสัญญาณ  $x(t)$  ดังนี้

$$\Phi_x(f) = (\sigma^2_{aa}/T_b) |P(f)|^2 + (\mu^2_{aa}/T_b) |P(f)|^2 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \delta(f - n/T_b) \quad (3.10)$$

และจากหัวข้อเรื่องการมอดูเลตแบบ PSK ในบทที่ 2 เราทราบแล้วว่าสัญญาณดิจิทัลอเบสแบนด์ นั้นเป็นสัญญาณดิจิทัลแบบ Antipodal Signal ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 หรือเขียนได้เป็น

$$\mu^2_{aa} = E\{a_n a_m\} = 0 \quad (3.11)$$

$$\sigma^2_{aa} = E\{a_n^2\} \quad (3.12.1)$$

$$\sigma^2_{aa} = p_1 \cdot (1 - p_2) = 1 \quad (3.12.2)$$

ดังนั้นเมื่อเราแทนสมการ (3.11), (3.12.1) และสมการ (3.12.2) ลงในสมการ (3.10) จะลดรูปลงเหลือสมการดังนี้

$$\Phi_x(f) = \frac{1}{T_b} |P(f)|^2 \quad (3.13)$$

### การวิเคราะห์โครงข่าย (Network Analysis)

การวิเคราะห์โครงข่ายเป็นการหาอัตราส่วนของความสัมพันธ์ระหว่างเข้าพุตและอินพุตในรูปของแรงดันเราเรียกว่าฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ (Transfer Function System:  $H(s)$ ) โดยกำหนดให้โครงข่ายในที่นี้เป็นลักษณะเชิงเส้นที่เป็นอิสระต่อเวลา (Linear Network Time Invariant) และสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \cdot \exp(j\omega t) \cdot d\omega \quad (3.14)$$

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \quad (3.15)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(j\omega) \cdot \exp(j\omega t) \cdot d\omega \quad (3.16)$$

$$Y(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \quad (3.17)$$

เมื่อ  $x(t)$  เป็นฟังก์ชัน(รูปคลื่น) ที่อินพุตของโครงข่ายและ  $y(t)$  เป็นฟังก์ชันที่เอาพุต และ  $X(\omega)$  และ  $Y(\omega)$  เป็นการแปลงฟูริเยร์จากเชิงเวลาไปเป็นเชิงความถี่ตามลำดับ และฟังก์ชันของการถ่ายโอนของโครงข่ายมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$H(S) \Big|_{S=j\omega} = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} \quad (3.18)$$

กำหนดให้ฟังก์ชันที่อินพุตเป็นอิมพัลซ์ (Impulse Function)

$$x(t) = \delta(t) \quad (3.19)$$

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \quad (3.20.1)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \quad (3.20.2)$$

$$= 1 \quad (3.20.3)$$

และจากสมการ (3.18) เขียนได้ใหม่เป็น

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(\omega) \quad (3.21)$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.20.3) แทนลงในสมการ (3.21) จะได้

$$H(\omega) = Y(\omega) \quad (3.22)$$

และเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์กลับ (Inverse Transform) เราจะได้

$$y(t) = (1 / 2\pi) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot \exp(j\omega t) \cdot dt \quad (3.23.1)$$

$$= h(t) \quad (3.23.2)$$

เราเรียก  $h(t)$  นี้ว่าฟังก์ชันการถ่วง (Weighting Function) หรือผลตอบสนองต่ออิมพัลซ์หนึ่งหน่วย (Unit Impulse Response) ของโครงข่ายและเมื่อทำการแปลงฟูริเยร์ในสมการ (3.23.2) ได้ดังนี้

$$Y(\omega) = (1 / 2T) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt = H(\omega) \quad (3.24)$$

สังเกตได้ว่าในเชิงความถี่ผลการตอบสนองที่เอาพุตของวงจรโครงข่ายจะเป็นผลคูณกันของ  $X(\omega)$  และ  $H(\omega)$  หรือเขียนสมการได้เป็น

$$Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(\omega) \quad (3.25)$$

และในสมการ (3.25) เมื่อเราแทนค่า  $Y(\omega)$  ในสมการ (3.16) ลงไปหรือเขียนใหม่ได้เป็น

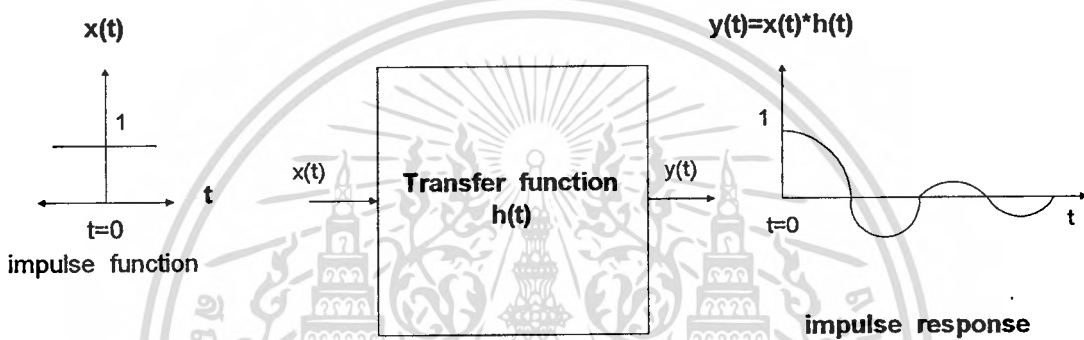
$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \cdot H(j\omega) \cdot \exp(-j\omega t) \cdot dt \tag{3.26}$$

และจากสมการ (3.24) นำมาแทน H(jw) ในสมการ (3.26) เขียนได้เป็น

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \cdot \exp(j\omega t) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) \cdot d\tau \tag{3.27}$$

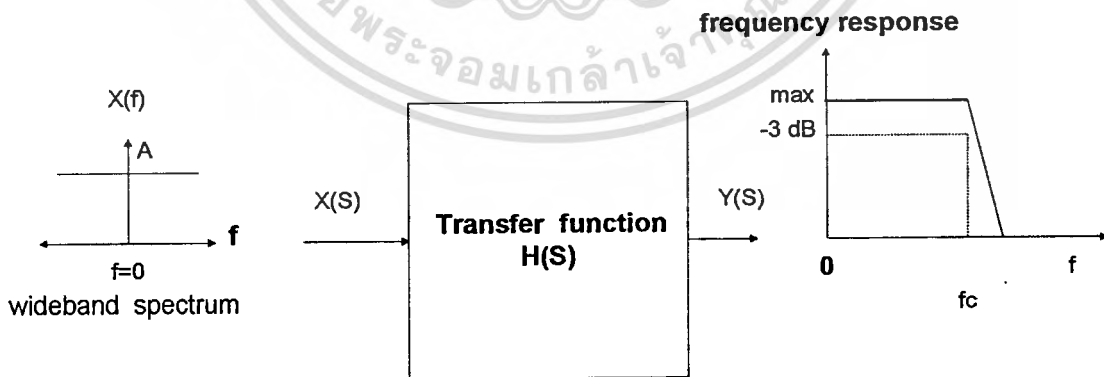
จัดรูปสมการใหม่ดังนี้

ภาพที่ 14



แสดงความสัมพันธ์ของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ในเชิงเวลา

ภาพที่ 15



แสดงความสัมพันธ์ของผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ในเชิงความถี่

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \cdot \exp(j\omega(t - \tau)) \cdot d\omega \right\} \cdot d\tau \quad (3.28)$$

ซึ่งการหาผลรวมเฉพาะเทอมในวงเล็บปีกกาจะมีค่าเท่ากับ

$$x(t - \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) \cdot \exp[j\omega(t - \tau)] \cdot d\omega \quad (3.29)$$

ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (3.29) ลงในสมการ (3.28) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau \quad (3.30)$$

และสามารถเขียนสลับได้ตามคุณสมบัติของการแปลงฟูรีเยร์คือ

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \cdot h(t - \tau) \cdot d\tau \quad (3.31)$$

เพราะฉะนั้นจากสมการ(3.31)เราสามารถสังเกตได้ว่าในเชิงเวลาการหาผลตอบสนองที่เข้าพุทของวงจร โครงข่ายจะเป็นการทำคอลลวูลูชั่นกันระหว่างสัญญาณที่อินพุทกับผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของวงจรหรือเขียนเป็นการกระทำทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (3.32)$$

### ความสัมพันธ์ระหว่าง PSD กับโครงข่ายเชิงเส้น

PSD (Power Spectrum Density) ที่เข้าพุทของโครงข่ายเชิงเส้นซึ่งมีสัญญาณที่อินพุทเป็นกระบวนการเร็นดัม (Random Process) สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$G_Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_Y(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) \cdot d\tau \quad (3.33)$$

เมื่อ  $R_Y(\tau)$  เป็นออโตคอรรีเลชั่นที่เข้าพุทของวงจร โครงข่ายเชิงเส้น

และจากสมการ  $R_Y(\tau)$  เราพบว่าจะขึ้นอยู่กับค่าฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร โครงข่ายและออโตคอรรีเลชั่นของสัญญาณที่อินพุทซึ่งเราสามารถเขียนสมการ ได้ดังนี้

$$R_{YY}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot R_{XX}(\tau - \tau_2 + \tau_1) \right\} \cdot d\tau \quad (3.35)$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.35) แทนลงในสมการ (3.34) จะได้ค่า PSD ที่เข้าพุทของวงจร โครงข่ายเชิงเส้นซึ่งสามารถนำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot d\tau_1 \cdot \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot R_{XX}(\tau - \tau_2 + \tau_1) \cdot \exp(-j\omega\tau) \right\} \cdot d\tau \quad (3.36)$$

$$G_Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot d\tau_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot d\tau_2 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} R_{XX}(\tau - \tau_2 + \tau_1) \cdot \exp(-j\omega(\tau - \tau_2 + \tau_1)) \cdot d\tau \quad (3.37)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่เนื่องจากผลการแปลงฟูริเยร์กับฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร โครงข่ายเชิงเส้น

$$H(-j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot \exp(j\omega\tau_1) d\tau_1 \quad (3.38)$$

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot \exp(-j\omega\tau_2) d\tau_2 \quad (3.39)$$

$$G_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) \cdot d\tau \quad (3.40)$$

เมื่อเรานำสมการ (3.38), (3.39) และ (3.40) ไปแทนลงในสมการ (3.37) พบว่าสามารถลดรูปเหลือดังนี้

$$G_y(f) = G_x(f) \cdot |H(j\omega)|^2 \quad (3.41)$$

จากความสัมพันธ์ในสมการ (3.41) ซึ่งเป็น PSD ที่เอาพุตของวงจรโครงข่ายแสดงให้เห็นว่าเป็นผลลัพธ์จากการคูณกันของ PSD ของสัญญาณจากกระบวนการแรนดัมที่อินพุตกับขนาดกำลัง 2 (Magnitude Square) ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร โครงข่ายเชิงเส้น

### การทำ Autocorrelation Function ของวงจรเชิงเส้น

ที่ด้านเอาพุตของวงจร โครงข่ายเชิงเส้นสามารถเขียนเป็นฟังก์ชันใดๆที่หาได้จากการทำคอนโวลูชันของสัญญาณที่อินพุตกับฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) \cdot x(t-\tau) \cdot d\tau \quad (3.42)$$

เราสมมติให้  $y(t)$  เป็นฟังก์ชันสุ่ม (Sample Function) ของกระบวนการแรนดัมและการหาออคอร์รีเลชันของ  $y(t)$  ซึ่งเป็นการหาค่าเฉลี่ยของ  $y(t_1)$ ,  $y(t_2)$  หรือเขียนในรูปสมการได้คือ

$$R_{yy}(\tau) = E[y(t_1) \cdot y(t_1-\tau)] \quad (3.43)$$

เมื่อ  $\tau = t_2 - t_1$  และจากสมการ (3.42) เมื่อนำมาเขียนแทน  $y(t_1)$  และ  $y(t_2)$  ได้ดังนี้

$$y(t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot x(t_1-\tau_1) \cdot d\tau_1 \quad (3.44)$$

$$y(t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot x(t_1-\tau_2) \cdot d\tau_2 \quad (3.45)$$

$$R_{yy}(\tau) = E\left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot x(t_1-\tau_1) \cdot d\tau_1 \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot x(t_1-\tau_2) \cdot d\tau_2\right] \quad (3.46)$$

$$R_{yy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot E[x(t_1-\tau_1)x(t_1-\tau_2)] \cdot d\tau_2 \cdot d\tau_1 \quad (3.47)$$

แต่การเฉลี่ยของเวลา (Time Average) ซึ่งมีค่าคือ

$$E[x(t_1-\tau_1)x(t_1-\tau_2)] = R_{xx}(t_2-t_1-\tau_2+\tau_1) \quad (3.48)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อนำสมการ (3.48) แทนลงใน (3.47) จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$R_{yy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_1) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau_2) \cdot R_{xx}(\tau-\tau_2+\tau_1) \cdot d\tau_2 \cdot d\tau_1 \quad (3.49)$$

เอกสารนี้เป็น  $R_{yy}(\tau)$  ด้านการคำนวณค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อเราแปลงฟูริเยร์ของ  $R_{yy}(\tau)$  เราจะได้ค่า PSD ของสัญญาณที่เข้าพุทของวงจรหรือ

$$G_y(f) = G_x(f) |H(j\omega)|^2 \quad (3.50)$$

ซึ่งจะมีค่าเหมือนกับสมการ (3.41) ซึ่งจากสมการดังกล่าวและสมการ (3.50) นี้เป็นวิธีการหา PSD และ  $R_{yy}(\tau)$  ซึ่งเป็นทฤษฎีการหา PSD แบบ "วีเนอร์คินไซน์" (Wiener-Khinchine)

$$R_{yy}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} G_y(f) \cdot \exp(j\omega\tau) \cdot df \quad (3.51)$$

$$G_y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{yy}(\tau) \cdot \exp(-j\omega\tau) \cdot dt \quad (3.52)$$

### วงจร Pre-modulation Filter (Smooth Amplitude Circuit)

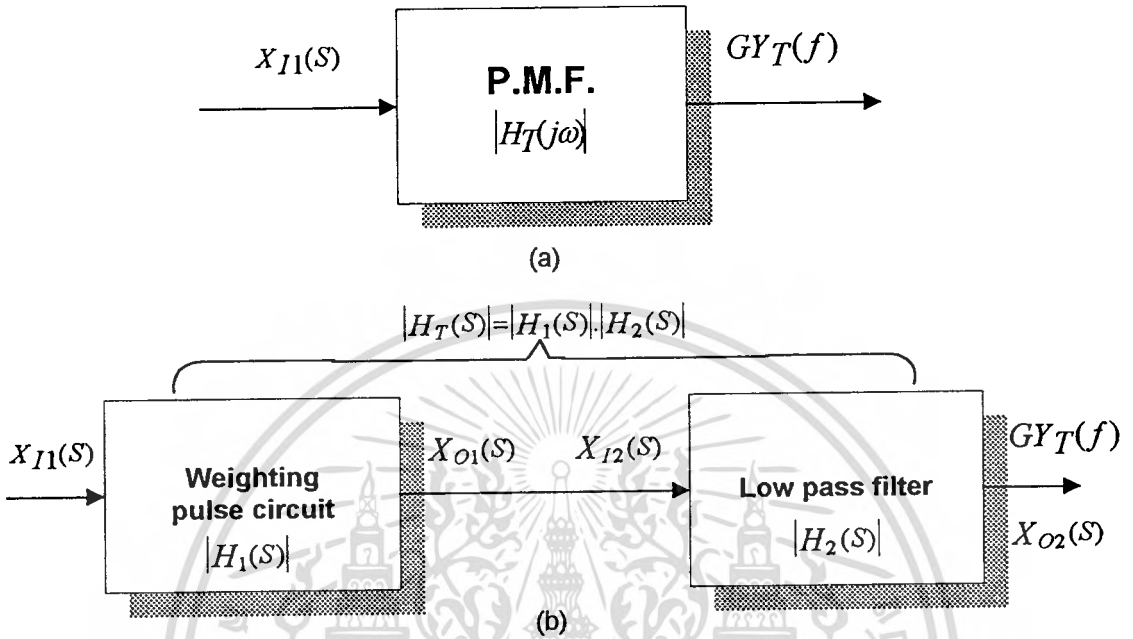
วงจร Pre-modulation Filter (PMF) นั้นเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการจัดรูปฟังก์ชันของสัญญาณดิจิทัลออสเบสแบนด์  $x(n.T_b)$  ซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะมีรูปฟังก์ชันเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมให้มีขนาดของสัญญาณที่ Smooth Amplitude (ไม่ทำให้รูปร่างของพัลส์เปลี่ยนรูปร่างแบบทันทีทันใด ตัวอย่างเช่นสัญญาณพัลส์รูป rectangular) โดยยังคงทำให้ความกว้างของพัลส์ (Pulse Width) กว้างเท่าเดิม ( $T_b$ ) แต่ในขณะที่เดียวกันในเชิงความถี่การทำให้สัญญาณเกิด Smooth Amplitude นั้นจะเป็นการลดการกระจายของกำลังงานสเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลออสเบสแบนด์ให้มีขนาดจำกัดซึ่งส่งผลลัพธ์ให้สัญญาณดังกล่าวมีแบนด์วิดท์จำกัดในช่วงหนึ่งที่แน่นอนซึ่งเราเรียกสัญญาณลักษณะนี้ว่า "Bandwidth Limit Signal (Bandlimited)" ในขณะที่การกระจายกำลังงานสเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลออสเบสแบนด์ที่มีพัลส์รูปสี่เหลี่ยมจะมีลักษณะที่เรียกว่า "Infinite Bandwidth" วงจร PMF นี้จะถูกต่อไว้ก่อนเข้าภาคมอดูเลเตอร์โดยวงจรนี้ประกอบด้วยวงจรถ่วงน้ำหนักขนาดของสัญญาณดิจิทัลออสเบสแบนด์และวงจรรองความถี่ต่ำโดยแสดงบล็อกไดอะแกรมดังภาพที่ 17 สำหรับโมเด็มแบบ BPSK และภาพที่ 18 สำหรับโมเด็มแบบ QPSK และจากทฤษฎีของวงจรโครงข่ายเราสามารถหาการตอบสนองที่ด้านเข้าพุทของวงจร PMF ได้โดยใช้สมการ (3.41) ซึ่งเรากำหนดให้การตอบสนองที่ด้านเข้าพุทของวงจร PMF เป็น  $G_{Y_0}(f)$  เท่ากับ  $X(f)$  คูณกับผลการหาขนาดกำลัง 2 (Magnitude Square) ของ  $h(t)$  และจากภาพที่ 16 (b) เราสามารถหาสมการถ่ายโอนรวมได้ดังต่อไปนี้

$$H_T(S) = H_1(S) \cdot H_2(S) \quad (3.53)$$

แต่ว่า  $X_{i2}(S) = X_{o2}(S)$  และฟังก์ชันโอนถ่ายของวงจรถ่วงน้ำหนักขนาดของสัญญาณดิจิทัลออสเบสแบนด์และวงจรรองความถี่ต่ำหรือ  $H_1(S)$  และ  $H_2(S)$  มีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 16



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PMF รูป (a) แสดงค่า PSD ที่ด้านเข้าพุทของวงจร  
 โครงข่าย รูป (b) แสดงการหาค่า PSD ที่ด้านเข้าพุทของวงจร PMF

$$H_1(S) = \frac{X_{O1}(S)}{X_{I1}(S)} \tag{3.54}$$

$$H_2(S) = \frac{X_{O2}(S)}{X_{I2}(S)} \tag{3.55}$$

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.54) และ (3.55) แทนลงในสมการ (3.53) จะได้ฟังก์ชันโอนถ่ายของวงจร  
 PMF เป็น

$$H_T(S) = \left\{ \left[ \frac{X_{O1}(S)}{X_{I1}(S)} \right] \cdot \left[ \frac{X_{O2}(S)}{X_{I2}(S)} \right] \right\} \tag{3.56.1}$$

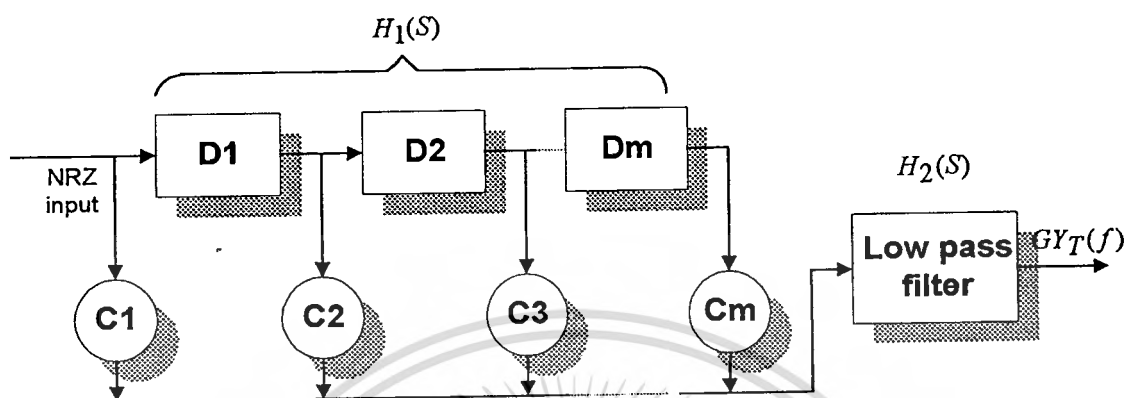
$$H_T(S) = \frac{X_{O2}(S)}{X_{I1}(S)} \tag{3.56.2}$$

เมื่อ  $X_{O1}(S) = X_{I2}(S)$  และเมื่อเราแทน  $S = j\omega$  เพื่อหาค่าขนาดกำลัง 2 ของ  $H_T(S)$  ซึ่งมี  
 นิยามดังนี้

$$|H(j\omega)|^2 = H(S) \cdot H^*(S) \Big|_{S=j\omega} \tag{3.57}$$

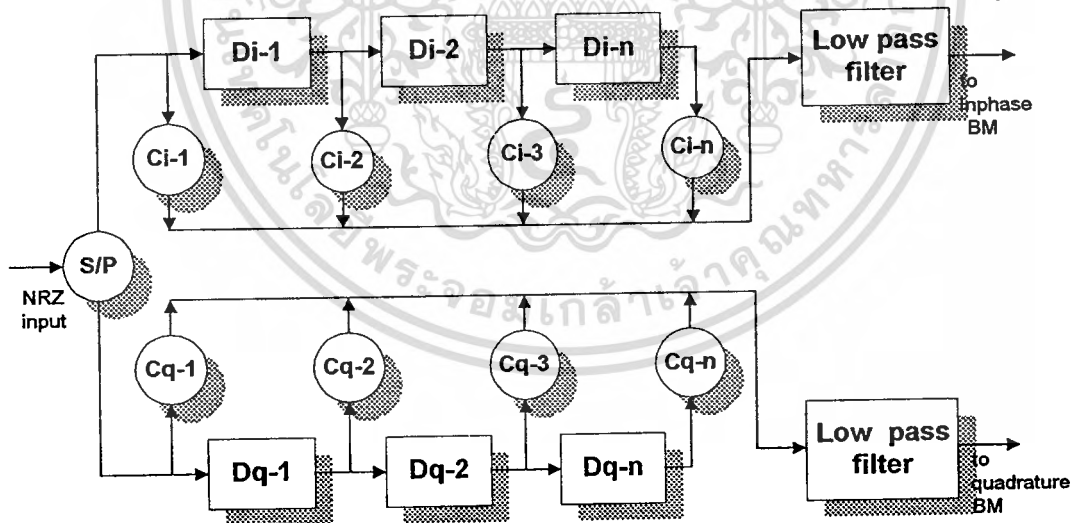
$$|H(j\omega)|^2 = |H_1(j\omega)| \cdot |H_2(j\omega)| \tag{3.58}$$

ภาพที่ 17



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร Pre-modulation Filter(PMF) สำหรับโมเด็มแบบ BPSK

ภาพที่ 18



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร Pre-modulation Filter(PMF) สำหรับโมเด็มแบบ QPSK

เราจะสังเกตเห็นได้ว่าการหาค่าขนาดกำลัง 2 ของวงจร PMF จะเป็นการหาขนาดกำลัง 2 ของวงจรถ่วงน้ำหนักขนาดของสัญญาณดิจิทัลอสมบแบนด์และวงจรกรองความถี่ต่ำมาคูณกัน ดังนั้นการหาค่าผลตอบสองที่ด้านเข้าพุทของวงจร PMF สามารถหาได้โดยใช้สมการ (3.32) ในหัวข้อเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถอธิบายได้ว่าสัญญาณที่ด้านเข้าพุทของวงจรโครงข่ายเชิงเส้นจะเท่ากับผลการหาคอนโวลูชันของสัญญาณที่อินพุท  $x(t)$  กับผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลซ์ของวงจรโครงข่าย  $h(t)$  ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$y_T(t) = x_1(t) * h_1(t) * h_2(t) \quad (3.58)$$

และในเชิงความถี่เราก็สามารถหาผลตอบสนองที่ด้านเข้าพุทของวงจร PMF สามารถหาได้โดยใช้สมการ (3.41) ในหัวข้อที่ 3.2.1 ดังสมการต่อไปนี้

$$GY_T(f) = G_X(f) \cdot |H_T(2j\pi f)|^2 \quad (3.59)$$

ซึ่ง  $G_X(f)$  นั้นเป็น PSD ของสัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์  $x(n.T_b)$  ที่มีรูปฟังก์ชันเป็นพัลซ์รูปสี่เหลี่ยม โดยมีสมการ PSD ดังนี้

$$G_X(f) = E_b \cdot \text{sinc}^2[2\pi T_b \cdot f] \quad (3.60)$$

ขนาดกำลัง 2 ของวงจรถ่วงน้ำหนักของสัญญาณดิจิตอลและจากเอกสาร[5] เราสามารถเขียนในรูปของสมการได้ดังนี้

$$|H_1(j\omega)| = \left| C_0 + 2 \cdot \sum_{i=1}^n C_i \cdot \cos[2\pi i D] \right|^2 \quad (3.61)$$

เมื่อ  $D = \frac{T_b}{K}$  เป็นความกว้างของพัลซ์ตัวอย่างย่อย (subsampling pulse) และ  $K$  เป็นจำนวนของดีเลย์และถ้ากำหนดให้วงจรกรองความถี่ต่ำเป็นแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับที่  $n$  ใดๆเราสามารถเขียนสมการขนาดกำลัง 2 ในรูปทั่วไปได้เป็น

$$|H_2(j\omega)|^2 = \frac{A}{[1 + (f/(1+\alpha) \cdot f_n)^{2n}]} \quad (3.63)$$

$$(1+\alpha) = \frac{f_c}{f_n} \quad (3.64)$$

เมื่อ  $A$  เป็นอัตราขยายสัญญาณของวงจร

$f_n$  เป็นความถี่ไนควิสต์ (Nyquist frequency)

$f_c$  เป็นจุดตัดความถี่ที่ -3 dB

$\alpha$  เป็นค่าคงที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0

เพราะฉะนั้นการตอบสนองที่ด้านเข้าพุทของวงจร PMW คือ

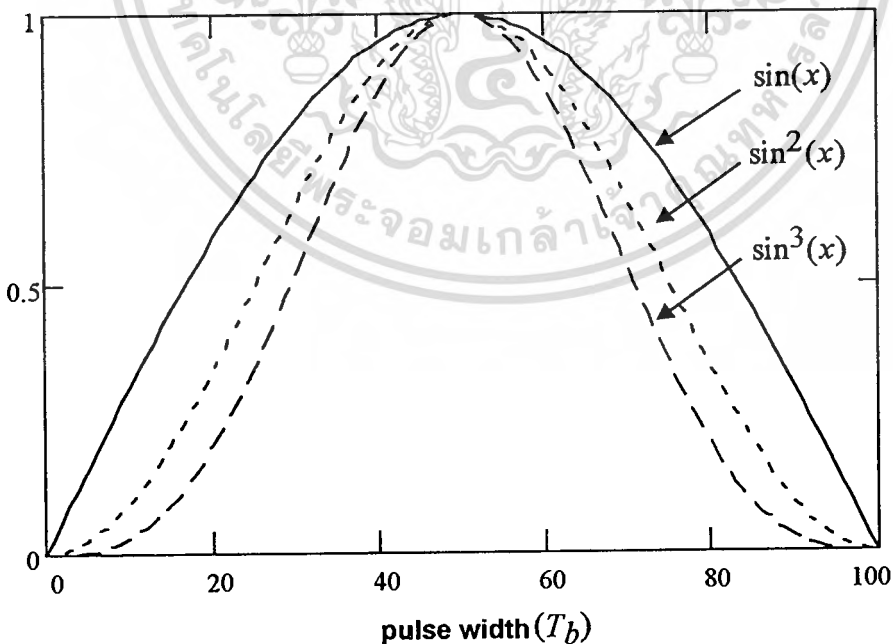
$$GY_T(f) = \left| E_b \cdot \text{sinc}^2[2\pi f / T_b] \cdot \left\{ C_0 + 2 \cdot \sum_{i=0}^{\infty} C_i \cdot \cos(2\pi i \cdot f \cdot D) \right\}^2 \cdot \left\{ \frac{A}{1 + (f/(1+\alpha) \cdot f_n)^{2n}} \right\} \right| \quad (3.65)$$

เมื่อ  $E_b = A^2 \cdot T_b$  เป็นค่าพลังงานของบิทข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

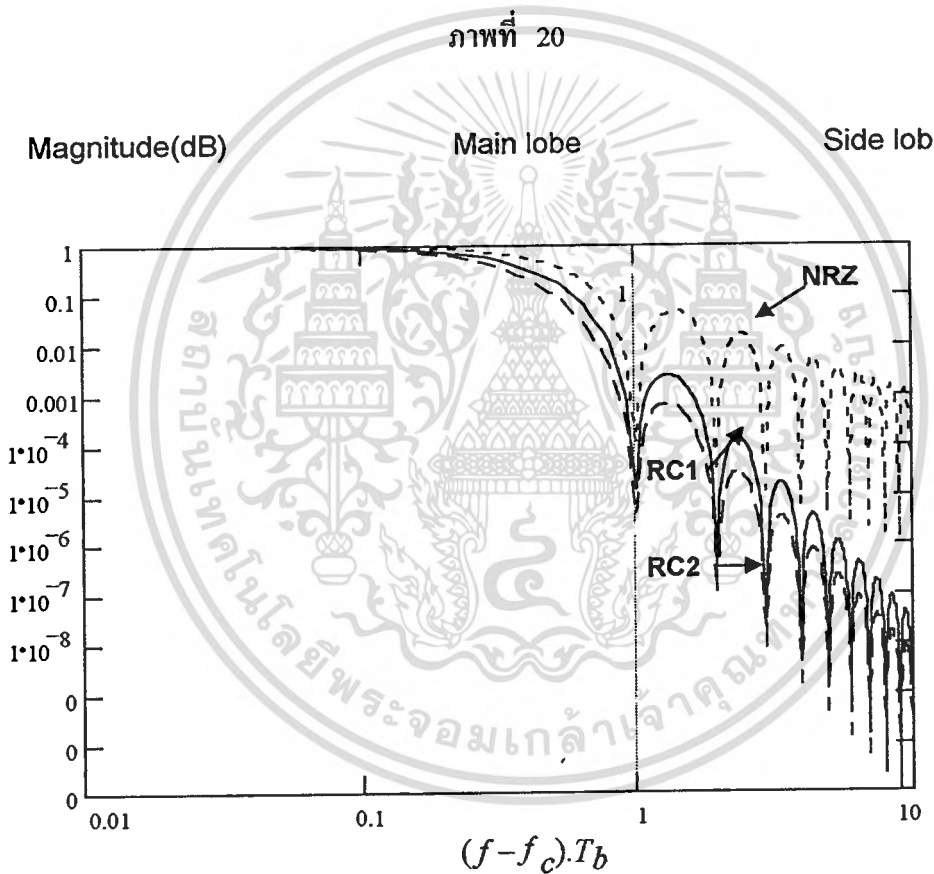
และจากเอกสารอ้างอิง [4] ได้ทำการเปรียบเทียบพัลส์ที่มีรูปร่างเป็นฟังก์ชัน Rectangular และ sine function ซึ่งพบว่าพัลส์ที่มีรูปร่างแบบ sine function จะสามารถที่จะลดทอนสเปกตรัมด้านข้าง(Side lobe spectrums) ดังเอกสารอ้างอิง [6] และ [7] ได้มากกว่า พัลส์ที่มีรูปร่างเป็นฟังก์ชันแบบ Rectangular function และในเอกสารอ้างอิง [5] ได้อธิบายเหตุผลของความสัมพันธาระหว่าง Smooth pulse functions และการลดทอนของสเปกตรัมด้านข้างโดยพบว่าพัลส์ที่มีความต่อเนื่องของอนุพันธ์ในอันดับ  $L$  ( $L$ -orders) ยิ่งมากเช่น  $L$  มากกว่า 2 ขึ้นไป ( $L$  เป็นเลขจำนวนเต็มบวก) ก็จะทำให้สเปกตรัมด้านข้างมีการลดทอนลงมากขึ้น โดยที่สเปกตรัมหลัก(Main lobe spectrum) จะไม่ถูกลดทอนลงเมื่อเทียบกับสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์รูปฟังก์ชันแบบ Rectangular function และจากเอกสารอ้างอิง [12] ได้นิยามลักษณะของจำนวนสเปกตรัมด้านข้างที่ถูกลดทอนกับช่วงความถี่ในช่วงระหว่าง  $R_S$  ถึง  $10.R_S$  เรียกว่า roll off factor ซึ่งมีหน่วยเป็น dB/decade โดยค่า roll off factor นี้จะเท่ากับค่าอันดับของความต่อเนื่องของการหาอนุพันธ์ของพัลส์ฟังก์ชัน( $L$ ) คูณกับ 12 dB/decade เช่น พัลส์ฟังก์ชันรูป Sine function จะมีค่า  $L=2$  ดังนั้นจะมีค่า roll off factor เท่ากับ 24 dB/decade ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการศึกษา

ภาพที่ 19



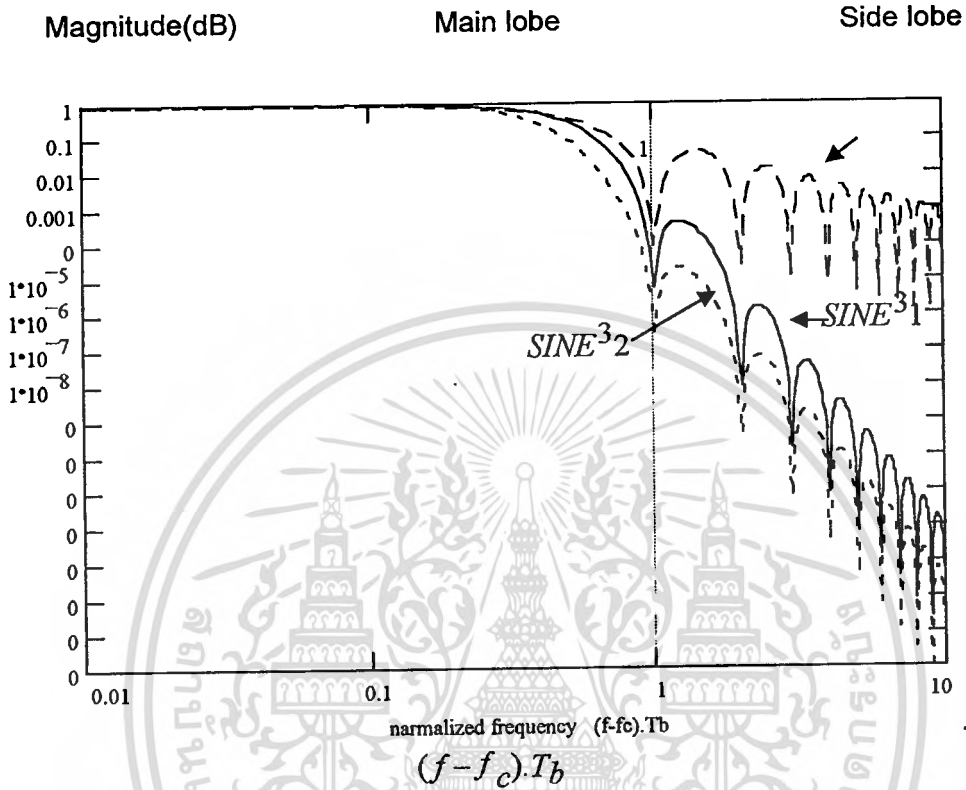
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แสดงการเปรียบเทียบ smooth pulse functions ที่ได้จากวงจร PMF ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเปรียบเทียบลักษณะของ Smooth pulse ทั้งอาณัติกรของเวลาและเชิงความถี่ในอาณัติกรของ ความถี่ โดยได้เลือกพัลส์ที่มีฟังก์ชันแบบ Sine , Raised cosine และ Sine power- $n$  ( $n > 2$ ) ซึ่งได้ ผลลัพธ์จากการจำลองดังภาพที่ 19 และภาพที่ 20 ซึ่งแสดงการเปรียบเทียบการลดทอนของ สเปกตรัมด้านข้างของ Smooth pulse functions ในอาณัติกรของความถี่และในรูปที่ 3.6 แสดง การเปรียบเทียบลักษณะของ Smooth pulse functions ในอาณัติกรของเวลา ส่วนในตารางที่ 3.2 ได้ทำการเปรียบเทียบการลดทอนของสเปกตรัมด้านข้างของ Smooth pulse function แบบต่างๆกัน



แสดงการเปรียบเทียบการกระจาย PSD ของ  $GY_T(f)$  ที่ใช้วงจรรองความถี่ต่ำอันดับ 2 โดยพัลส์ RC1 ใช้ค่า  $\alpha = 0.75$  และ RC2 ใช้ค่า  $\alpha = 0.5$  ตามลำดับ

ภาพที่ 21



แสดงการเปรียบเทียบการกระจาย PSD ของ  $G_{YT}(f)$  ที่ใช้วงจรกรองความถี่ต่ำอันดับ 4 โดยพัลส์  $\sin^3(x)$  ใช้ค่า  $\alpha=0.75$  และ  $\sin^3(x)$  ใช้ค่า  $\alpha=0.5$  ตามลำดับ

ตารางที่ 3

แสดง smooth pulse functions แบบต่างๆ ในเชิงเวลาและในเชิงความถี่

รูปแบบของพัลส์	$p(t)$ ในช่วง $0 < t \leq T_b$	$ P(f) $
Rectangular	A	$A^2 \cdot T_b \cdot \text{Sinc}^2[2\pi \cdot f \cdot T_b]$
RC1	$A \cdot \sin^2\left(\frac{\pi \cdot t}{T_b}\right) * \exp(-\alpha_1 \cdot t) \cdot \cos(b_1 \cdot t)$	$A^2 \cdot T_b \left\{ \frac{\text{Sinc}^2(2\pi \cdot f \cdot T_b)}{[\pi^2(1-(f \cdot T_b)^2)^2]} \cdot \frac{1}{[1+(f/1.5f_n)^4]} \right\}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RC2	$A \cdot \text{Sin}^2\left(\frac{\pi \cdot t}{T_b}\right) * \exp(-a_1 \cdot t) \cdot \text{Cos}(b_1 \cdot t)$	$A^2 \cdot T_b \left\{ \frac{\text{Sinc}^2(2\pi \cdot f \cdot T_b)}{[\pi^2(1-(f \cdot T_b)^2)^2]} \cdot \frac{1}{[1+(f/1.5f_n)^4]} \right\}$
$\sin^3(x)$	$A \cdot \text{Sin}^3\left(\frac{\pi \cdot t}{T_b}\right) * \exp(-a_1 \cdot t) \cdot \text{Cos}(b_1 \cdot t)$	$A^2 \cdot T_b \left\{ \frac{\text{Sinc}^2(2\pi \cdot f \cdot T_b)}{[\pi^2(1-(f \cdot T_b)^2)^2]} \cdot \frac{1}{[1+(f/1.75f_n)^8]} \right\}$
$\sin''^3(x)$	$A \cdot \text{Sin}^3\left(\frac{\pi \cdot t}{T_b}\right) * \exp(-a_1 \cdot t) \cdot \text{Cos}(b_1 \cdot t)$	$A^2 \cdot T_b \left\{ \frac{\text{Sinc}^2(2\pi \cdot f \cdot T_b)}{[\pi^2(1-(f \cdot T_b)^2)^2]} \cdot \frac{1}{[1+(f/1.5f_n)^8]} \right\}$

ตารางที่ 4

แสดงการเปรียบเทียบตำแหน่งสูงสุดของ side lobe spectrum ของพัลส์แบบต่างๆ

รูปแบบของพัลส์	จุดสูงสุดของโลบที่ 2 (dB)	จุดสูงสุดของโลบที่ 3 (dB)	จุดสูงสุดของโลบที่ 4 (dB)
rectangular	-20	-24	-28
RC'1	-28	-48	-62
RC''1	-40	-68	-85
$\sin^3(x)$	-29	-52	-80
$\sin''^3(x)$	-47	-97	มากกว่า -100

## บทที่ 4

### การซิงโครไนซ์ของสัญญาณคลื่นพาห้

#### หลักการของวงจรเฟสล็อกคูล

วงจรเฟสล็อกคูล(Phase Locked Loop)หรือPLLเป็นวงจรมีรูปของการป้อนกลับ (Feedback Loop) เพื่อนำสัญญาณที่เข้าพุดบางส่วนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ด้านอินพุตโดยวัตถุประสงค์หลักของวงจร PLL ก็เป็นวงจรถัดตามสัญญาณความถี่ใดๆที่เราต้องการ (Desired Signal) ซึ่งเราเรียกวงจรแบบนี้ว่า "Frequency Tracking Circuit" โดยโครงสร้างพื้นฐานของวงจร PLL จะประกอบด้วยวงจรต่างๆดังต่อไปนี้

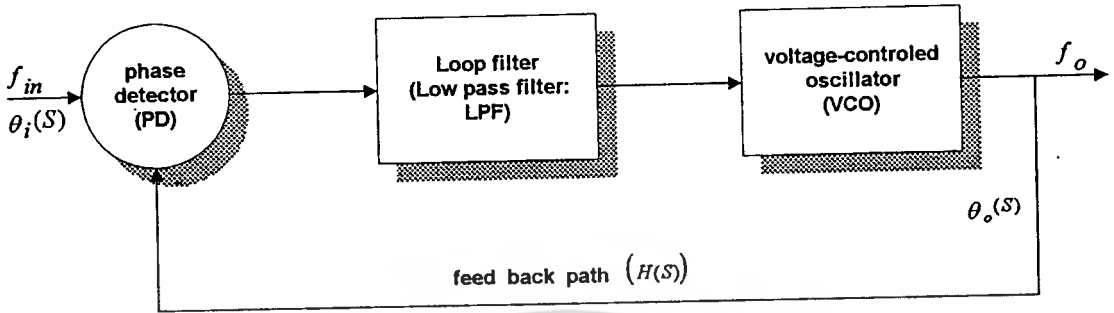
1. Phase Detector (PD) มีหน้าที่ในการเปรียบเทียบผลความแตกต่างของสัญญาณที่อินพุตของวงจร PLL กับสัญญาณที่ถูกป้อนกลับจากด้านเข้าพุด
  2. Loop Filter เป็นวงจรกรองความถี่ผ่านเฉพาะความถี่ต่ำ Lowpass Filter (LPF) ที่มีหน้าที่ในการกำจัดสัญญาณที่มีความถี่สูงๆออกไปให้ผ่านได้เฉพาะสัญญาณ Dc Error Voltage ( $V_e$ )
  3. Voltage-Controlled Oscillator (VCO) มีหน้าที่ในการกำเนิดสัญญาณโดยสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ตามการเปลี่ยนแปลงของ  $V_e$
- โดยภาพที่ 22 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PLL

#### การหาค่าพารามิเตอร์ของ PLL

การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของ PLL มีความสำคัญมากเพราะในการออกแบบวงจร PLL เราจะต้องกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญๆของวงจรเพื่อที่จะควบคุมการทำงานของวงจรให้เป็นไปตามที่เราต้องการซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านั้นได้แก่ Natural Frequency ( $\omega_n$ ), Damping Factor ( $\zeta$ ), Time Constant ( $\tau$ ) เป็นต้น โดยเราสามารถหาค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ได้จากการหา Closed Loop Transfer Function ( $H(S)$ ) ซึ่งสามารถหาได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 22



แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรต่างๆของ PLL

จากภาพที่ 22 ซึ่งแสดงค่าฟังก์ชันโอนถ่ายของวงจรต่างๆใน PLL ใน s โดเมนโดยสามารถหาค่าได้ดังนี้

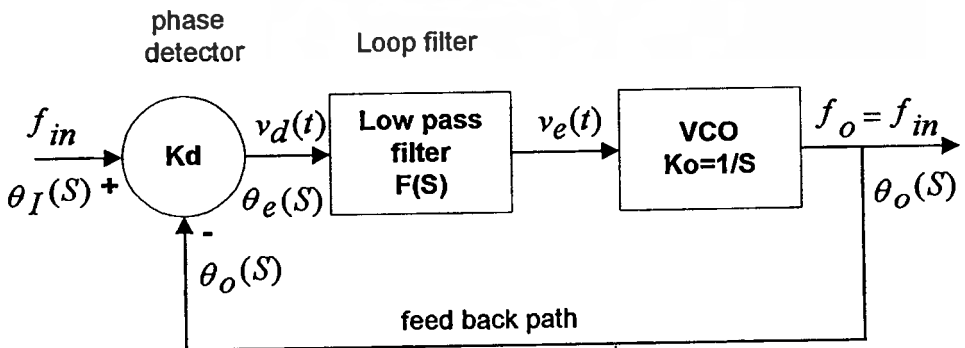
$$k_d(s) = \frac{V_d(s)}{\theta_e(s)} \tag{4.1}$$

$$F(s) = \frac{V_e(s)}{V_d(s)} \tag{4.2}$$

$$k_o(s) = \frac{V_o(s)}{V_e(s)} \tag{4.3.1}$$

$$= \frac{K_o}{s} \tag{4.3.2}$$

ภาพที่ 23



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับแสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรต่างๆใน PLL ใน s โดเมน โดยขึ้นด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $k_d(S)$  เป็นค่าเกนของวงจรถอด

$F(S)$  เป็นฟังก์ชันโอนถ่ายของวงจรถอดความถี่ผ่านต่ำ

$k_o(S)$  เป็นเกนของวงจรถอดความถี่ VCO

และจากหลักการพื้นฐานของวงจรถอดที่มีความถี่แปรผันเราสามารถเปรียบเทียบรูปบล็อกไดอะแกรมของวงจรถอด PLL ในภาพที่ 23 กับบล็อกไดอะแกรมมาตรฐานได้ดังภาพที่ 24 และสามารถเปรียบเทียบหาค่า Forward Loop Gain ( $G(S)$ ) และ Feedback Loop Gain ( $H(S)$ ) ได้ดังนี้

$$G(S) = k_d(S) \cdot F(S) \cdot k_o(S) \quad (4.4.1)$$

$$= \frac{k_d(S) \cdot F(S) \cdot K_o}{S} \quad (4.4.2)$$

$$H(S) = 1 \quad (4.5)$$

และ Closed Loop Transfer Function ( $H_T(S)$ ) ของวงจรถอด PLL นั้นจะเป็นการหาอัตราส่วนของ  $\theta_o(S)/\theta_i(S)$  ซึ่งตรงกันกับสมการ  $H_T(S)$  ของบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 23 ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$H_T(S) = \left\{ \frac{G(S)}{[1 + G(S) \cdot H(S)]} \right\} \quad (4.6.1)$$

$$H_T(S) = \left\{ \frac{\frac{k_d(S) \cdot F(S) \cdot K_o}{S}}{[1 + \frac{k_d(S) \cdot F(S) \cdot K_o}{S}]} \right\} \quad (4.6.2)$$

$$H_T(S) = \left\{ \frac{k_d(S) \cdot F(S) \cdot K_o}{(S + k_d(S) \cdot F(S) \cdot K_o)} \right\} \quad (4.6.3)$$

และค่า Error Transfer Function สามารถหาค่าได้ดังนี้คือ

$$H_e(S) = \frac{\theta_e(S)}{\theta_i(S)} \quad (4.7.1)$$

$$H_e(S) = \left\{ \frac{S}{(S + k_d(S) \cdot F(S) \cdot K_o)} \right\} \quad (4.7.2)$$

### ลูฟิวดเตอร์ (Loop Filter)

Loop Filter หรือวงจรถอดความถี่ผ่านต่ำนั้นในวงจรถอด PLL โดยส่วนมากจะใช้วงจรถอดผ่านต่ำอันดับ 1 (first order Low Pass Filter) สำหรับใช้ในการควบคุมการทำงานของลูฟิวดเตอร์ โดยสามารถแบ่งเป็นรูปแบบได้ 4 แบบและโดยเราสามารถหาค่าฟังก์ชันโอนถ่าย ( $F(S)$ ) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

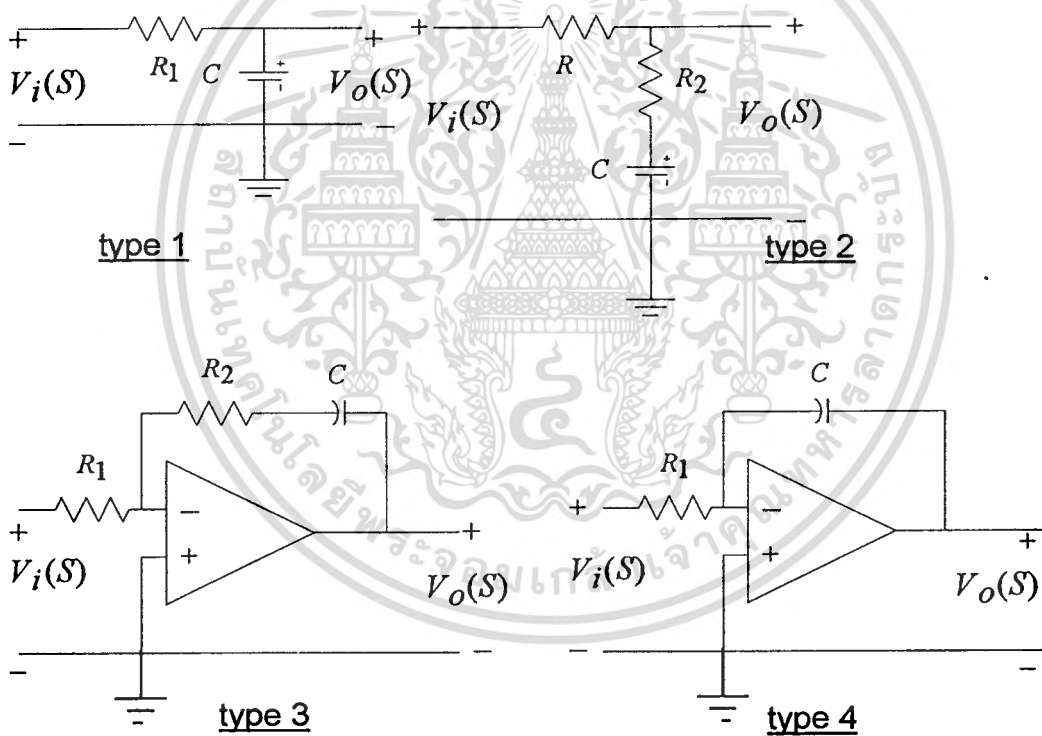
แบบที่ 1 (Type 1)  $F_1(S) = \left[ \frac{S}{\omega_c} + 1 \right]^{-1}$  (4.8.1)

แบบที่ 2 (Type 2)  $F_2(S) = \left\{ \frac{1 + (S/\omega_{c1})}{1 + S(\omega_{c1} + \omega_{c2})} \right\}$  (4.8.2)

แบบที่ 3 (Type 3)  $F_3(S) = \left\{ \frac{(1 + (S/\omega_{c2}))}{(S/\omega_{c1})} \right\}$  (4.8.3)

แบบที่ 4 (Type 4)  $F_4(S) = (S/\omega_{c1})^{-1}$  (4.8.4)

ภาพที่ 24



แสดงรูปแบบต่างๆของวงจร Loop Filter ทั้ง 4 แบบ

เมื่อเรานำสมการ (4.8.1) ถึงสมการ (4.8.4) แทนลงในสมการ (4.6.3) และสมการ (4.7.2) เราจะสามารถหา  $H_T(S)$  และ  $H_e(S)$  ได้โดยเราสามารถเขียนสมการของ  $H_T(S)$  ได้ในรูปของวงจรกรองความถี่แบบพาสซีฟ (Passive) และแอ็กทีฟ (Active) ได้คือ

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศแห่งชาติ ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันฯ หากมีการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันฯ จะถือว่าผิดกฎหมาย

### สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบพาสซีฟ

$$H_T(S) = \left\{ \frac{\frac{K_o \cdot k_d \cdot (S\tau_2 + 1)}{\tau_T}}{S^2 + \frac{S \cdot (1 + K_o \cdot k_d \cdot \tau_2)}{\tau_T} + \frac{K_o \cdot k_d}{\tau_T}} \right\} \quad (4.9)$$

### สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบแอ็คทีฟ

$$\omega_n = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d}{\tau_T} \right\}^{1/2} \quad (4.10)$$

และเราสามารถหาค่า  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ได้โดยการแทนรูปแบบของรูปฟิลเตอร์ลงในสมการ  $H_T(S)$  และนำไปเทียบกับสมการ  $H(S)$  ที่มีเทอมส่วน (Denominator) ของโพลีโนเมียลกำลัง 2 ที่มีรูปแบบมาตรฐานคือ

$$\text{Denominator } H(S) = S^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot S + \omega_n^2 \quad (4.11)$$

และเราสามารถหาค่า  $\omega_n$  และ  $\zeta$  ได้เมื่อนำสมการ (4.9) และสมการ (4.10) มาเปรียบเทียบกับสมการ (4.11) ได้ดังนี้

### สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบพาสซีฟ

$$\omega_n = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d}{\tau_T} \right\}^{1/2} \quad (4.12.1)$$

$$\zeta = 0.5 \cdot [K_o \cdot K_d / \tau_T]^{1/2} \cdot (\tau_2 + (1/K_o \cdot K_d)) \quad (4.12.2)$$

### สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบแอ็คทีฟ

$$\omega_n = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d}{\tau_1} \right\}^{1/2} \quad (4.13.1)$$

$$\zeta = 0.5 \cdot \tau_2 \cdot [K_o \cdot K_d / \tau_1]^{1/2} \quad (4.13.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### สัญญาณรบกวนในวงจรเฟสล็อกคูล

กำหนดให้สัญญาณที่ด้านอินพุตของ PLL คือ

$$v_i(t) = v_s \sin(\omega_i t + \theta_i) + n(t) \quad (4.14)$$

และสัญญาณที่ด้านเอาพุตของวงจร VCO

$$v_o(t) = v_o \cos(\omega_i t + \theta_o) \quad (4.15)$$

เมื่อ  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนในย่านความถี่แคบ (narrowband noise) ที่ถูกจำกัดแบนด์วิดท์ โดยวงจรกรองสัญญาณความถี่ผ่านเฉพาะย่านที่ด้านอินพุตก่อนวงจร PLL และเราสามารถเขียนสมการแทนสัญญาณรบกวนดังกล่าวได้ในรูปของ Inphase-Quadrature ดังนี้

$$n(t) = n_c(t) \cos(\omega_i t) - n_s(t) \sin(\omega_i t) \quad (4.16)$$

และในวงจร PLL ดังกล่าวสัญญาณที่ด้านเอาพุตของวงจร phase detector จะเป็นการคูณกันของสัญญาณ  $v_i(t)$  และสัญญาณ  $v_o(t)$  ซึ่งผลที่ได้คือ

$$v_d(t) = k_d \cdot v_i(t) \cdot v_o(t) \quad (4.17.1)$$

$$v_d(t) = k_d \{ v_s(t) \sin(\omega_i t + \theta_i) + [n_c(t) \cos(\omega_i t) - n_s(t) \sin(\omega_i t)] \} \cdot v_o(t) \cos(\omega_i t + \theta_o) \quad (4.17.2)$$

ซึ่งสัญญาณดังกล่าวสามารถแยกออกมาได้จะประกอบด้วยเทอมของสัญญาณ Dc, เทอม Double frequency, เทอมของสัญญาณรบกวน และเมื่อสัญญาณดังกล่าวผ่านเข้าไปยังวงจรฟิลเตอร์แบบกรองผ่านเฉพาะความถี่ต่ำ ดังนั้นเทอม Double frequency จะถูกกำจัดออกไปคงเหลือแต่เทอมของสัญญาณ Dc (error control voltage) ที่ใช้ในการเปลี่ยนความถี่ที่เอาพุตของวงจร VCO และเทอมของสัญญาณรบกวนซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ใหม่ดังนี้

$$v_d(t) = k_d \sin(\theta_i - \theta_o) + k_d \left[ \frac{n_c}{v_s} \cos(\theta_o) + \frac{n_s}{v_s} \sin(\theta_o) \right] \quad (4.18.1)$$

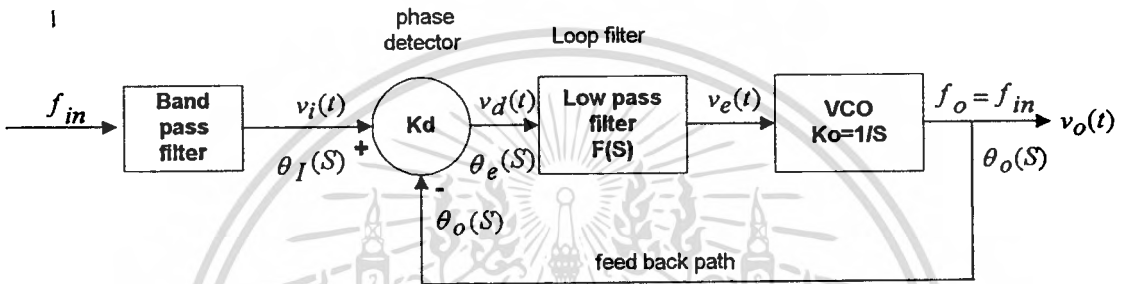
$$v_d(t) = k_d [\sin(\theta_i - \theta_o) + n'(t)] \quad (4.18.2)$$

เมื่อสมการของสัญญาณรบกวนคือ

$$n'(t) = v_s^{-1} [n_c \cos(\theta_o) - n_s \sin(\theta_o)] \quad (4.19)$$

ดังนั้นในวงจร PLL สามารถติดตามความถี่ (tracking frequency) อินพุตได้จะทำให้เทอมผลต่างของเฟสระหว่างสัญญาณ  $v_i(t)$  กับสัญญาณ  $v_o(t)$  จาก VCO หรือ  $\theta_i - \theta_o$  มีค่าน้อยมากจนสามารถประมาณได้ว่า  $\sin[\theta_i - \theta_o] \approx [\theta_i - \theta_o]$  ซึ่งในช่วงดังกล่าววงจร PLL จะทำงานในช่วงเชิงเส้นซึ่งสามารถแสดงรูปบล็อกไดอะแกรมได้ดังภาพที่ 25

ภาพที่ 25



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PLL ที่ทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้น

กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน

กำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (variance) เราสามารถหาค่าได้เมื่อเรากำหนดให้สัญญาณรบกวนคือ

$$n(t) = v_s^{-1} \cdot [n_c \cdot \cos(\theta_o) - n_s \cdot \sin(\theta_o)] \tag{4.20}$$

$$\bar{\theta}_n^2 = v_s^{-2} \cdot [\bar{n}_c^2 \cdot \cos^2(\theta_o) + \bar{n}_s^2 \cdot \sin^2(\theta_o) + 2 \cdot \bar{n}_c \cdot \bar{n}_s \cdot \cos(\theta_o) \cdot \sin(\theta_o)] \tag{4.21}$$

และถ้าค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน  $E[n(t)] = 0$  และ  $\bar{n}_c = \bar{n}_s = \bar{n}$  และเทอมโคเวเรียนซ์  $\bar{n}_c \cdot \bar{n}_s = 0$  ดังนั้นกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนคือ

$$\bar{\theta}_n^2 = \frac{\sigma_n^2}{v_s^2} \cdot [\cos^2 \theta_o + \sin^2 \theta_o] = \frac{\sigma_n^2}{v_s^2} \tag{4.22}$$

ซึ่งสมการนี้เป็นการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนในเชิงเวลาและในขณะเดียวกันเราก็สามารถที่จะหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนได้ในเชิงความถี่โดยเราสามารถหาค่าออกโคคอร์ริเลชันของสัญญาณรบกวนก่อนซึ่งมีสมการดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $R_n(\tau) = \bar{n}(\tau_1) \cdot \bar{n}(\tau_2)$  (4.23.1)  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่สิ่งเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_n(\tau) = V_s^2 \cdot \{ \cos^2 \theta_o \cdot \bar{n}_c(\tau_1) \cdot \bar{n}_c(\tau_2) + \sin^2 \theta_o \bar{n}_s(\tau_1) \cdot \bar{n}_s(\tau_2) + \sin \theta_o \cdot \cos \theta_o \cdot \bar{n}_c(\tau_1) \cdot \bar{n}_s(\tau_2) + \bar{n}_s(\tau_1) \cdot \bar{n}_c(\tau_2) \} \quad (4.23.2)$$

แต่เราพบว่าค่าเฉลี่ยโคเวเรียนซ์ของสัญญาณรบกวนจะมีค่าเท่ากันแต่มีเครื่องหมายตรงกันข้าม ดังนั้นเทอม  $\bar{n}_c(\tau_1) \cdot \bar{n}_s(\tau_2) = -\bar{n}_s(\tau_1) \cdot \bar{n}_c(\tau_2)$  ซึ่งทำให้เทอมสุดท้ายทางด้านขวามือของการเป็นศูนย์และ  $\bar{n}_c(\tau_1) \cdot \bar{n}_c(\tau_2) = R_{nc}(\tau)$ ,  $\bar{n}_s(\tau_1) \cdot \bar{n}_s(\tau_2) = R_{ns}(\tau)$  เพราะฉะนั้นเราสามารถเขียนสมการ(4.23.2) ได้ใหม่ดังต่อไปนี้คือ

$$R_{nr}(\tau) = v_s^{-2} \cdot [R_{nc}(\tau) \cdot \cos^2 \theta_o + R_{ns}(\tau) \cdot \sin^2 \theta_o] \quad (4.24)$$

และเมื่อนำสมการ  $R_{nr}(\tau)$  มาผ่านการแปลงฟูริเยร์ซึ่งผลที่ได้คือ power spectrum density ของสัญญาณรบกวนนั่นเองซึ่งก็คือวิธีการหาสมการ PSD ตามทฤษฎีของ Wiener-Khinchine ในบทที่ 3 ซึ่งมีรูปสมการดังต่อไปนี้คือ

$$\Phi_{nr}(f) = v_s^{-2} \cdot [\Phi_{nc}(f) \cdot \cos^2 \theta_o + \Phi_{ns}(f) \cdot \sin^2 \theta_o] \quad (4.25)$$

และเราพบว่า PSD ของสัญญาณรบกวนในเทอมโคไซน์และเทอมไซน์มีค่าเท่ากันนั่นก็คือ

$$\Phi_{nc}(f) = \Phi_{ns}(f) = \Phi_n(f_i - f) + \Phi_n(f_i + f) \quad (4.26)$$

เมื่อ  $\Phi_{nr}(f)$  เป็น PSD ของสัญญาณรบกวนเพียงด้านเดียว (one side noise PSD) . ดังนั้นสมการ PSD ของสัญญาณรบกวนจะลดรูปสมการเหลือเป็น

$$\Phi_{nr}(f) = v_s^{-2} \cdot [\Phi_n(f_i - f) + \Phi_n(f_i + f)] \quad (4.27)$$

และถ้าสัญญาณรบกวนเป็น white noise ซึ่งมี PSD คือ  $\Phi_n(f) = N_o$  เพราะฉะนั้น PSD ของสัญญาณรบกวนคือ

$$\Phi_{nr}(f) = v_s^{-2} \cdot [2 \cdot N_o] \quad (4.28.1)$$

$$\Phi_{nr}(f) = \frac{P_n}{P_s} \quad (4.28.2)$$

### ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนที่เข้าชุดของวงจรเชิงเส้น

ถ้าเรากำหนดให้ PSD ของสัญญาณรบกวนที่ด้านอินพุตของวงจรเป็น white noise ( $\Phi_{ni}(f)$ ) และจากทฤษฎีของวงจรโครงข่ายเชิงเส้นในบทที่ 3 เราพบว่าค่า PSD ของสัญญาณรบกวนที่ด้านเข้าชุดของวงจรสามารถหาค่าได้ดังต่อไปนี้

$$\Phi_{no}(f) = \Phi_{ni}(f) \cdot |H(j\omega)|^2 \quad (4.29)$$

โดย  $|H(j\omega)|^2$  เป็นค่า magnitude square ของสมการถ่ายโอนแบบรูปปิดของวงจร PLL และเมื่อเราทำการอินทิเกรตสมการ (4.31) ตลอดช่วงแบนด์วิดท์เราจะได้ค่า noise variance ที่ด้านเข้าพุทของวงจรคือ

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \Phi_{ni}(f) \cdot \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 \cdot d\omega \quad (4.30)$$

และเมื่อแทนค่า PSD ของ white noise จากสมการที่ (4.28) ลงในสมการที่ (4.30) เราจะสามารถหาค่ากำลังของสัญญาณรบกวนหรือ  $\bar{\theta}_{no}^2$  ได้ดังนี้คือ

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \frac{2 \cdot N_o}{v_s^2} \cdot \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 \cdot d\omega \quad (4.31)$$

$$BL = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 \cdot d\omega \quad (4.32)$$

และผลของการอินทิเกรตในสมการที่ (4.32) เราเรียกสมการนี้ว่า noise bandwidth ของวงจร PLL ดังนั้นสมการกำลังของสัญญาณรบกวนที่เข้าพุทของวงจร PLL คือ

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \frac{2 \cdot N_o}{v_s^2} \cdot BL \quad (4.33.1)$$

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \frac{P_n}{P_s} \cdot BL \quad (4.33.2)$$

และจากความสัมพันธ์  $\frac{P_s}{P_n} = (SNR)_i$  เราสามารถเขียนสมการ  $\bar{\theta}_{no}^2$  ให้อยู่ในรูปของอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่อินพุทของวงจร PLL ได้ดังนี้คือ

$$\bar{\theta}_{no}^2 = (SNR)_i \cdot BL \quad (4.34)$$

และจากความสัมพันธ์ของ

$$(SNR)_L = \frac{P_s}{P_n} \cdot \frac{B_i}{2 \cdot BL} \quad (4.35)$$

เมื่อค่า  $(SNR)_L$  เป็นอัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนและเราสามารถหาความสัมพันธ์ของ  $(SNR)_L$  และ  $(SNR)_i$  ได้ดังนี้คือ

$$(SNR)_L = (SNR)_i \cdot \frac{B_i}{2 \cdot BL} \quad (4.36)$$

ดังนั้นเมื่อเราแทนสมการที่ (4.36) ลงในสมการที่ (4.34) เราจะได้ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนในรูปสมการของ  $(SNR)_L$  ดังต่อไปนี้คือ

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \frac{1}{2(SNR)_L} \quad (4.37)$$

## อัตราส่วน S/N ในวงจร PLL

การหาอัตราส่วนของ  $S/N$  ของวงจร PLL นั้นมีความจำเป็นมากในการวิเคราะห์หาค่า Performance ที่ภาครับโดยเฉพาะในวงจรที่สัญญาณคลื่นพาห่กลับคืนในการมอดูเลทแบบ PSK ซึ่งโดยส่วนมากใช้วงจร PLL เข้ามาช่วยในการล็อกสัญญาณคลื่นพาห่ที่ต้องการออกมาจากสัญญาณรบกวนและสัญญาณฮาร์โมนิกของสัญญาณคลื่นพาห่ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญก็คือ ค่าเฟสจitters (Phase Noise Jitter) ซึ่งเรียกรวมๆว่า Jitter ซึ่งจะเป็นค่าที่แสดงการสั่นของสัญญาณคลื่นพาห่ที่วงจร PLL สร้างขึ้นมาที่เอาพุตของวงจร VCO ขณะที่ล็อกความถี่ได้ซึ่งภายหลังเราจะพบว่าค่าของ Jitter นี้จะขึ้นกับระดับของ  $S/N$  ที่อินพุตของ PLL หรือ  $(SNR)_i$  และในภาพที่ 25 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจร PLL ที่ใช้ในการหาค่า Jitter ซึ่งเราจะพบว่าก่อนสัญญาณเข้าอินพุตของ PLL จะต้องมีการกรองความถี่ผ่านเฉพาะย่าน Bandpass Filter (BPF) เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่มีความถี่นอกเหนือจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่เราต้องการออกไปโดยเราสามารถหาค่าของสัญญาณได้คือ

$$P_S = \frac{v^2 i_{-rms}}{R_{in}} \quad (4.38)$$

และความหนาแน่นของสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน ( $\omega_i$ ) ที่อินพุตของวงจร PLL คือ

$$\omega_i = \frac{P_n}{B_i} \quad (4.39)$$

เมื่อ  $P_S$  เป็นกำลังของสัญญาณที่ด้านอินพุตของวงจร PLL

$P_n$  เป็นกำลังของสัญญาณรบกวนที่ด้านอินพุตของวงจร PLL

$B_i$  เป็นแบนด์วิดท์ที่จุด -3 dB ของวงจร Input BPF

$R_{in}$  เป็นค่าความต้านทานที่อินพุตของวงจร PLL

ดังนั้นที่ด้านอินพุตของวงจร PLL จะเป็นการรวมกันของสัญญาณที่เราต้องการกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณซึ่งจะส่งผลให้จุดตัดแกนเป็น 0 (Zero Crossing) ของสัญญาณที่ต้องการมีความไม่แน่นอนเกิดขึ้นโดยขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวนชั่วขณะเราเรียกสัญญาณในลักษณะนี้ว่าเกิด Phase Jitter (Phase Noise) ขึ้น ดังนั้นเราสามารถหาค่าเฉลี่ยแบบ Root Mean Square (rms) ของ Jitter ได้ด้วยนิยามดังนี้

$$\bar{\theta}_{ni}^2 = \frac{P_n}{2 \cdot P_S} \quad (4.40)$$

แต่ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนคือ

$$(SNR)_i = \frac{P_S}{P_n} \quad (4.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเราแทนสมการ (4.41) ลงในสมการ (4.40) เราสามารถเขียนสมการหาค่าเฉลี่ยแบบ Root Mean Square (rms) ของ Jitter ได้ใหม่ดังต่อไปนี้คือ

$$\bar{\theta}_{ni}^2 = \frac{1}{(2.SNR)_L} \quad (4.42.1)$$

$$\bar{\theta}_{ni}^2 = \frac{1}{2.\rho_i} \quad (4.42.2)$$

ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่าค่า  $\bar{\theta}_{ni}^2$  เป็นสัดส่วนกลับของระดับ (SNR)<sub>L</sub> ที่อินพุตของ PLL และเมื่อเราต้องการดูค่า  $\bar{\theta}_{ni}^2$  ในเชิงความถี่เราสามารถทำให้โดยการหาค่าความหนาแน่นของสเปกตรัมของ  $\bar{\theta}_{ni}^2$  จากเอกสารอ้างอิง [8] ได้ดังต่อไปนี้

$$\bar{\theta}_{ni}^2 = \Phi(j\omega) \quad (4.43)$$

$$\Phi = \frac{\bar{\theta}_{ni}^2}{B_i} \quad (4.44)$$

ในสมการที่ (4.44) แสดงค่าของ  $\bar{\theta}_{ni}^2$  ในเชิงความถี่ที่เกิดขึ้นที่อินพุตของ PLL และเราสามารถหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัมของ  $\bar{\theta}_{ni}^2$  ที่ด้านเข้าพุตของ PLL ได้ดังนี้

$$\sqrt{\bar{\theta}_{no}^2(j\omega)} = \sqrt{\bar{\theta}_{ni}^2(j\omega)} |H(j\omega)| \quad (4.45)$$

$$\bar{\theta}_{no}^2(j\omega) = \Phi |H(j\omega)|^2 \quad (4.46)$$

เมื่อ  $|H(j\omega)|^2$  เป็นค่า Magnitude Square Frequency Response ของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร PLL ซึ่งเราพบว่าค่าดังกล่าวมีความสัมพันธ์กับ Loop Bandwidth และค่า  $\zeta$  เพราะฉะนั้นค่า Jitter เราสามารถหาค่าได้โดยการอินทิเกรตสมการที่ (4.45) ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ของ PLL หรือสามารถหาได้ดังนี้

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \int_0^{\infty} \sqrt{\bar{\theta}_{ni}^2(j\omega)} |H(j\omega)| .d\omega \quad (4.47.1)$$

$$\bar{\theta}_{no}^2(j\omega) = \Phi |H(j\omega)|^2 \quad (4.47.2)$$

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \int_0^{\infty} \sqrt{\Phi} |H(j\omega)|^2 .d\omega \quad (4.47.3)$$

และเมื่อเราแทนค่า  $H_T(S)$  ลงในสมการ (4.32) เราสามารถประมาณค่า  $B_L$  ได้ดังนี้คือ

$$B_L = \frac{\omega_n}{2} (\zeta + (1/4.\zeta)) \quad (4.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อเราทราบค่า  $\zeta$  ซึ่งเป็นค่าคงที่ว่ามีค่าเท่าใดแล้วแทนลงในสมการ (4.32) เราก็สามารถหาค่า  $B_L$  ได้เช่นในกรณีใช้ค่า  $\zeta = 0.7$  ซึ่งเป็นค่าไม่ทำให้มีค่ามากหรือน้อยเกินไปซึ่งหาเราหาค่า  $B_L$  ได้คือ

$$B_L = 0.53 \cdot \omega_n \quad (4.49)$$

ดังนั้นเมื่อเรานำค่า  $B_L$  แทนลงในสมการ (4.12) ก็สมารถหาค่า Jitter ที่เข้าพุทของ PLL ได้ดังนี้คือ

$$\bar{\theta}_{no}^2(j\omega) = \Phi(j\omega) \cdot B_L \quad (4.50.1)$$

$$\bar{\theta}_{no}^2(j\omega) = \left[ \left( \frac{P_n}{P_s} \right) \cdot \left( \frac{B_i}{B_L} \right) \right] \quad (4.50.2)$$

$$\bar{\theta}_{no}^2(j\omega) = \frac{(SNR)_L}{2} \quad (4.50.3)$$

### วงจรรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป

วงจรรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop Frequency Synthesizer) หรือ PLL-FS เป็นวงจรที่ใช้ในการสร้างความถี่ใดๆที่เราต้องการโดยการควบคุมผ่านตัวหารที่สามารถโปรแกรมค่าได้ (Programmable Divider) โดยบล็อกโคเคแกรมแสดงโครงสร้างดังภาพที่ 26 ซึ่งจะสังเกตเห็นว่าจะคล้ายกับวงจร PLL แต่ในส่วนลููปป้อนกลับนั้นจะมีตัวหารความถี่เข้ามาเพิ่มดังนั้นในการหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะเหมือนกับที่หาได้จากหัวข้อเรื่องการหาค่าพารามิเตอร์ของวงจร PLL ที่ผ่านมาโดยเราสามารถหาค่า  $H(S)$  ได้เป็น

$$H(S) = k_n \quad (4.51.1)$$

$$H(S) = \frac{1}{N} \quad (4.51.2)$$

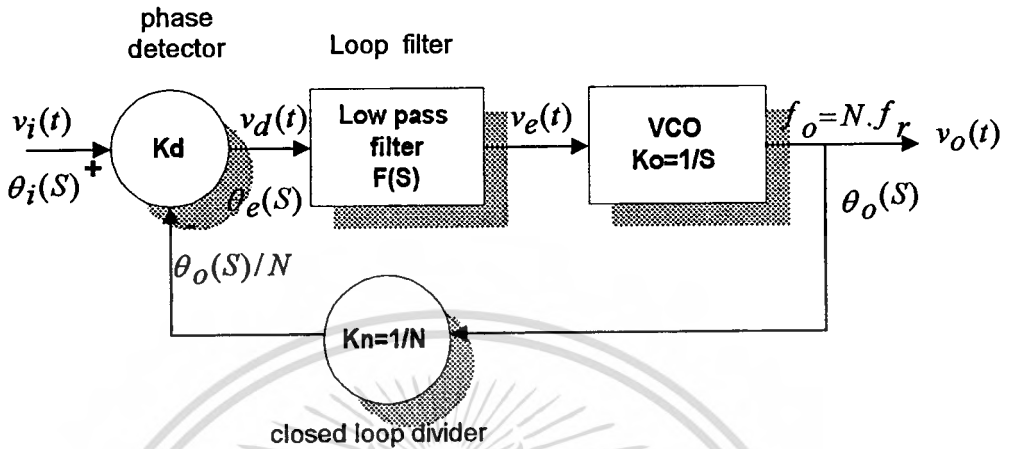
เมื่อ  $N$  เป็นค่าตัวหารความถี่ในเส้นทางป้อนกลับและเราสามารถหาค่า  $H_T(S)$  ได้โดยการแทนสมการ (4.52.2) ลงในสมการ (4.6.1) หรือสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

$$H_T(S) = \left\{ \frac{\frac{K_o \cdot k_d \cdot F(S)}{S}}{1 + \frac{K_o \cdot k_d \cdot F(S)}{S}} \right\} \quad (4.52.1)$$

$$H_T(S) = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d \cdot F(S)}{S + K_o \cdot k_d \cdot F(S) \cdot k_n} \right\} \quad (4.52.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 26



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคูล (Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer หรือ PLL-FS)

กรณีที่มีตัวหารความถี่อ้างอิง

ในทางปฏิบัติเราสามารถที่จะปรับความถี่ของเข้าพุตให้มีค่าละเอียดมากขึ้นได้โดยการเพิ่มตัวหารที่สามารถโปรแกรมได้เพื่อใช้ในการหารความถี่อ้างอิงที่อินพุตของวงจร PLL-Synthesizer ซึ่งความถี่อ้างอิงนี้เราเรียกว่า "Spacing Frequency" และจากภาพที่ 27 ที่แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรดังกล่าว ดังนั้นเราสามารถที่จะหาค่าฟังก์ชันถ่ายโอนรวมของวงจรได้ดังนี้

$$H_T(S) = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d \cdot (S \cdot \tau_2 + 1)}{\tau T} \right\} \left\{ \frac{1}{S^2 + S \left[ \left( \frac{\tau_1}{\tau T} \right) + \left( \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot \tau_1} \right) \right] + \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot \tau T}} \right\} \quad (4.53)$$

$$f_r = \frac{f_i}{M} \quad (4.54)$$

$$\theta_i = \frac{\theta_r}{M} \quad (4.55)$$

เมื่อ  $f_r$  เป็นความถี่อ้างอิงที่อินพุตของวงจร PD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เป็นความถี่อินพุตจากแหล่งกำเนิดความถี่อ้างอิงหลักเช่น X-Tal ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$M$  เป็นค่าตัวหารความถี่อ้างอิงหลัก

$\theta_i$  เป็นเฟสของความถี่อ้างอิงที่อินพุตของวงจร PD

$\theta_r$  เป็นเฟสของความถี่อินพุตจากแหล่งกำเนิดความถี่อ้างอิงหลักเช่น X-Tal

และจากวงจรในรูป ก.5 ในภาคผนวก ก. เป็นวงจรจริงที่ใช้ในการถือสัญญาณโฟลต์โทนที่ภาครับโดยเลือกใช้ฟิลเตอร์แบบที่ 1 และ 2 ซึ่งเราสามารถหาค่าพารามิเตอร์ได้ดังนี้

### ฟังก์ชันถ่ายโอนในลูปปิด (Closed Loop Transfer Function)

$$H_T(S) = \left\{ \frac{\frac{K_o \cdot k_d \cdot (S \cdot \tau_2 + 1)}{\tau_T}}{S^2 + S \left[ \left( \frac{\tau_1}{\tau_T} \right) + \left( \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot \tau_1} \right) \right] + \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot \tau_T}} \right\} \quad (4.56)$$

เมื่อ  $\tau_T = \tau_1 + \tau_2$  และเมื่อ  $\tau_2 = 0$  สมการ (4.56) จะลดรูปสมการลงเหลือ

$$H_T(S) = \left\{ \frac{\frac{K_o \cdot k_d}{\tau_1}}{S^2 + S \left( \frac{1}{\tau_1} \right) + \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot \tau_1}} \right\} \quad (4.57)$$

และเราทราบค่าเวลาลากตัว (time constant) ของวงจรรูปฟิลเตอร์แล้วว่ามีค่าดังนี้  $\tau_1 = R_1 \cdot C$  และ  $\tau_2 = R_2 \cdot C$  นำไปแทนลงในสมการ (4.12.1) และสมการ (4.12.2) เพื่อหาค่า  $\omega_n$  และค่า  $\zeta$  สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบพาสซีฟและแทนลงในสมการที่ (4.13.1) และ (4.13.2) เพื่อหาค่า  $\omega_n$  และค่า  $\zeta$  สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบแอกทีฟซึ่งมีสมการดังนี้

ในรูปฟิลเตอร์แบบที่ 1 (type 1) สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบพาสซีฟ

$$\omega_n = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot C \cdot R_1} \right\}^{1/2} \quad (4.58.1)$$

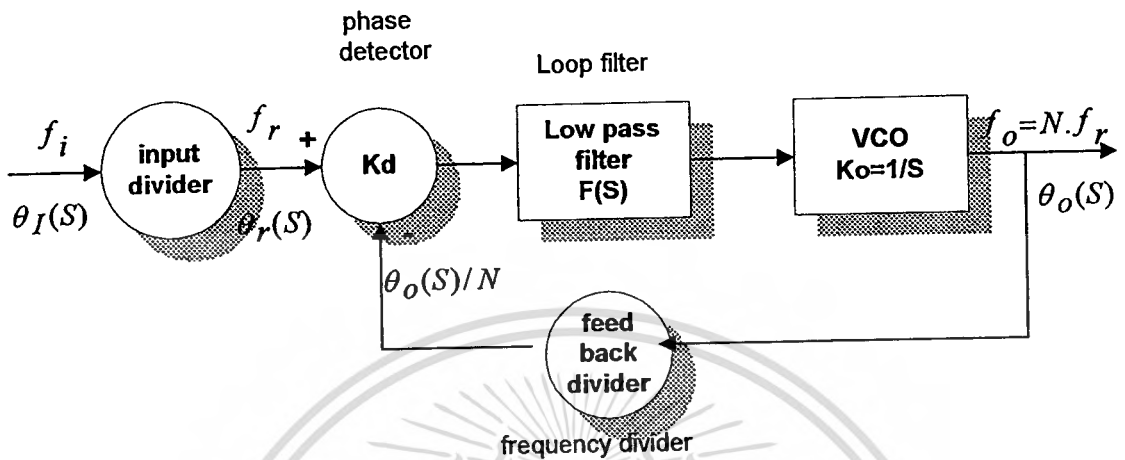
$$\zeta = \frac{1}{2} \cdot \{ N \cdot C \cdot R_1 \cdot K_o \cdot k_d \}^{-1/2} \quad (4.58.2)$$

ในรูปฟิลเตอร์แบบที่ 2 (type 2) สำหรับรูปฟิลเตอร์แบบพาสซีฟ

$$\omega_n = \left\{ \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot C \cdot (R_1 + R_2)} \right\}^{1/2} \quad (4.59.1)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot C \cdot (R_1 + R_2)} \right]^{1/2} \cdot \left[ C \cdot R_2 + \frac{1}{K_o \cdot k_d} \right] \quad (4.59.2)$$

ภาพที่ 27



แสดงบล็อก ไดอะแกรมของของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคูลูปที่มีตัวหารความถี่ที่อินพุต

### การหาเฟสจิตเตอร์(Phase Jitter)ในวงจร PLL-FS

จากบล็อก ไดอะแกรมในภาพที่ 27 นำมาหาค่าฟังก์ชัน โอนถ่ายทั้งหมดได้ดังนี้

$$H_T(S) = \frac{\theta_o}{\theta_i} \quad (4.60.1)$$

$$H_T(S) = \left\{ \begin{array}{l} \frac{\theta_o}{\theta_r} \\ \frac{\theta_r}{\theta_i} \end{array} \right\} \quad (4.60.2)$$

แต่ค่าของ  $\theta_r(S)/\theta_i(S) = \frac{1}{M}$  ดังนั้นสมการ (4.60.2) เขียนใหม่ได้เป็น

$$H_T(S) = \frac{H_{T-PLL}(S)}{M} \quad (4.61.1)$$

$$H_T(S) = \left( \frac{N}{M} \right)^2 \cdot \left\{ \frac{\omega^2 n}{S^2 + S \cdot \left( \frac{1}{\tau_1} \right) + \frac{K_o \cdot k_d}{N \cdot C \cdot R_1}} \right\} \quad (4.61.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_T(S) = \left(\frac{N}{M}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{\omega_n^2}{S^2 + S\left(\frac{1}{\tau_1}\right) + \omega_n^2} \right\} \quad (4.61.3)$$

โดย  $H_{T-PLL}(S)$  เป็น Closed Loop Transfer Function ของวงจรร PLL และเมื่อเรหาค่า Magnitude Square จากสมการ  $H_{T-PLL}(S)$  ของวงจรรวงจรร Synthesizer PLL ได้ดังนี้

$$|H_T(j\omega)|^2 = H_T(j\omega) \cdot H_T(-j\omega) \quad (4.62.1)$$

$$|H_T(j\omega)|^2 = \left(\frac{N}{M}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{\omega_n^4}{\omega^4 + (2\zeta \cdot \omega \cdot \omega_n) + \omega_n^4} \right\} \quad (4.62.2)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อเรหาค่า Magnitude Square จากสมการ  $H_T(S)$  ของวงจรร Synthesizer PLL ได้แล้วเราก็สามารถหาค่าลูบแบนด์วิดท์  $B_L$  ได้โดยการอินทิเกรตสมการ (4.62.2) ตลอดช่วงแบนด์วิดท์ซึ่งมีค่าดังนี้

$$B_{L-SYN} = \left(\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{N^2}{M^2}\right) \cdot \left\{ \int_0^\infty \frac{\omega_n^4}{\omega^4 + (2\zeta \cdot \omega \cdot \omega_n) + \omega_n^4} \cdot d\omega \right\} \quad (4.63)$$

$$B_{L-SYN} = \left(\frac{N}{M}\right)^2 \cdot B_{L-PLL} \quad (4.64.1)$$

$$B_{L-SYN} = 0.5 \cdot K' \cdot \left\{ \omega_n \cdot \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \right\} \quad (4.64.2)$$

$$B_{L-SYN} = 0.5 \cdot K' \cdot \left\{ \omega_n \cdot \left( \zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \right\} \quad (4.64.2)$$

เมื่อ  $K' = (N/M)^2$ ,  $B_{L-PLL}$  เป็นค่าลูบแบนด์วิดท์ของวงจรร PLL ที่ได้จากสมการ (4.49) และในวงจรรที่ใช้งานจริงมีค่าตัวหารดังนี้  $N = 10$ ,  $M = 12$  เพราะฉะนั้น  $K' = 0.694$  เมื่อแทนค่านี้ลงในสมการ (4.64.2) เราสามารถหาค่าของ  $B_L$  สำหรับวงจรรสังเคราะห์ความถี่ได้ดังนี้

$$B_{L-SYN} = 0.694 \cdot B_{L-PLL} \quad (4.65)$$

เมื่อเรทราบค่า  $B_{L-PLL}$  แล้วเราจะนำไปหาค่า  $S/N$  ที่วงจรร Synthesizer-PLL ต้องการซึ่งค่านี้จะแสดงให้เห็นว่าวงจรร Synthesizer-PLL นี้ต้องการระดับของ  $S/N$  มากน้อยเท่าใดที่วงจรรยังสามารถทำงานได้

$$SNR_{L-SYN} = \frac{B_i \cdot (SNR)_i}{2 \cdot B_L} \quad (4.66.1)$$

$$(SNR)_{L-SYN} = \frac{\rho_i \cdot B_i}{2 \cdot B_{L-SYN}} \quad (4.66.2)$$

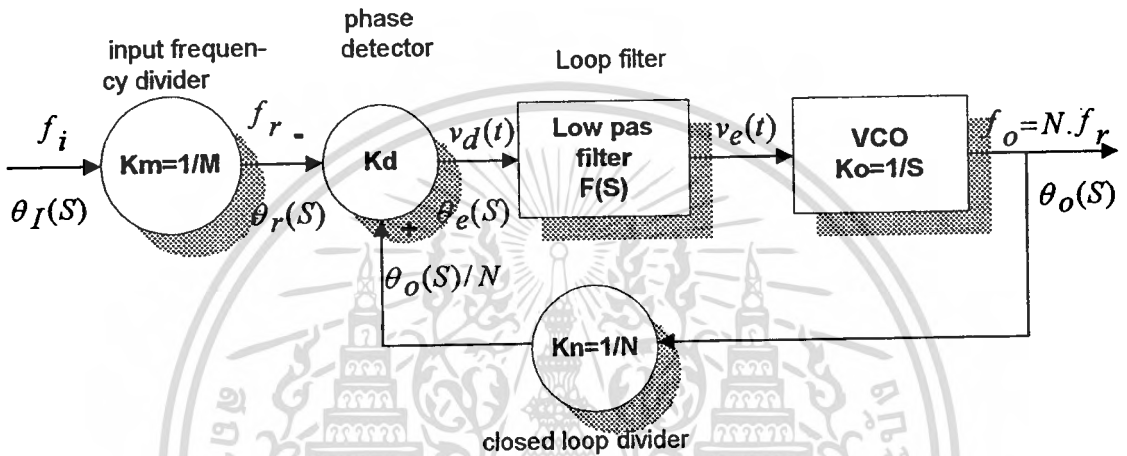
$$(SNR)_{L-SYN} = \left(\frac{M}{N}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{\rho_i \cdot B_i}{2 \cdot B_{L-PLL}} \right\} \quad (4.66.3)$$

$$(SNR)_{L-SYN} = \left(\frac{N}{M}\right)^2 \cdot (SNR)_{L-PLL} \quad (4.66.4)$$

และที่  $\zeta = 0.707$  ,  $B_{L-SYN} = 0.683 \cdot B_{L-PLL}$  ดังนั้นเมื่อแทนค่าเหล่านี้ลงในสมการ (4.69.4) จะได้

$$(SNR)_{L-SYN} = \left\{ 1.464 \cdot \frac{(SNR)_i \cdot B_i}{2 \cdot B_{L-PLL}} \right\} \quad (4.67)$$

ภาพที่ 28



แสดงบล็อกโคแอสเทรทของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกสำหรับการหาเฟสจitter ของสัญญาณคลื่นพาห้(phase jitter)

และสุดท้ายค่า Phase Jitter สามารถหาได้โดยการแทนสมการ (4.67) ลงในสมการที่ (4.43.3) ซึ่งมีค่าดังนี้

$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \left( \frac{N}{M} \right)^2 \cdot \left\{ \frac{1}{2 \cdot (SNR)_{L-PLL}} \right\} \quad (4.68.1)$$

$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \left( \frac{N}{M} \right)^2 \cdot \bar{\theta}_{n-PLL}^2 \quad (4.68.2)$$

ดังนั้นเราสามารถหาค่าเฟสจitter ที่เข้าพุทของวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกได้โดยใช้สมการที่ (4.68.2) ซึ่งเป็นสมการที่เขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปคือ

$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \bar{\theta}_{ni}^2 \cdot B_{LT} \quad (4.69)$$

โดยที่ค่าน้อยซ์แบนด์วิดท์รวมทั้งหมด  $B_{LT} = B_{L-PLL} \cdot B_{L-SYN}$  และน้อยซ์แบนด์วิดท์ของวงจรเฟสล็อกที่ใช้ล๊อคสัญญาณพาห้คือ  $B_{L-PLL} = B_{L1}$  และน้อยซ์แบนด์วิดท์ของวงจรเฟสล็อกที่ใช้ล๊อคสัญญาณคลื่นพาห้คือ  $B_{L-SYN} = K' \cdot B_{L2}$  ดังนั้นเมื่อนำสมการเหล่านี้

แทนลงในสมการที่ (4.69) จะสามารถเขียนสมการเฟสจitter ได้ใหม่คือ

$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \frac{K' \cdot B_{L1} \cdot B_{L2}}{SNR_i \cdot B_i} \quad (4.70)$$

เมื่อ  $(SNR)_i = \frac{P_S}{P_n} = \rho_i$  เป็นอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ด้านอินพุตของวงจร PLL และจากสมการที่ (4.51.3) เราสามารถหาค่าเฟสจitterที่เข้าพุตของวงจรมีได้โดยเขียนสมการให้อยู่ในรูปของ  $(SNR)_L$  ได้ดังนี้

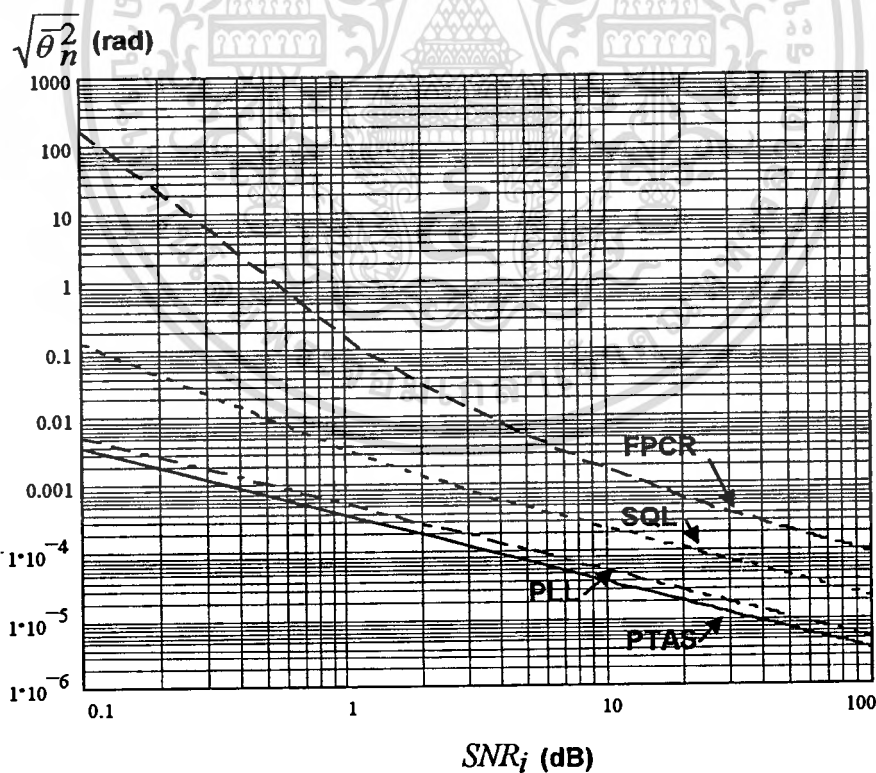
$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \frac{1}{2 \cdot (SNR)_{LT}} \quad (4.71.1)$$

$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \frac{K' \cdot B_{LT}}{(SNR)_i \cdot B_i} \quad (4.71.2)$$

$$\bar{\theta}_{n-SYN}^2 = \frac{I}{2 \cdot (SNR)_{L-PLL}} \quad (4.71.3)$$

เมื่อ  $I = K' \cdot B_{L2}$

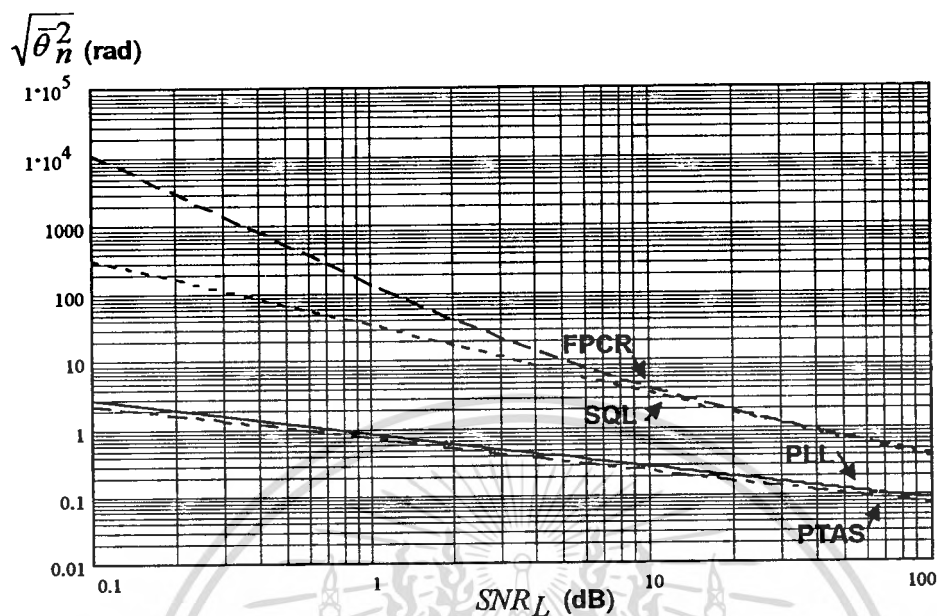
ภาพที่ 29



แสดงการเปรียบเทียบระดับของเฟสจitterของคลื่นพาห์ต่อระดับ  $(SNR)_i$

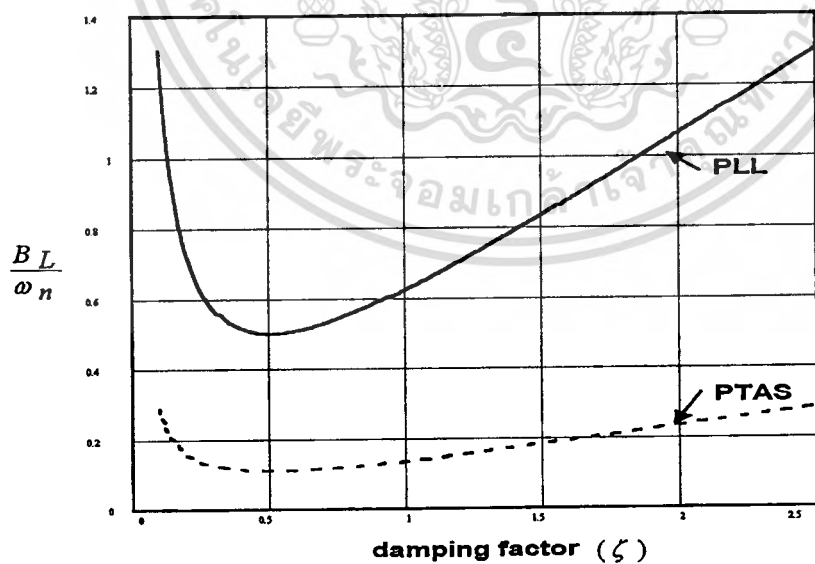
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 30



แสดงการเปรียบเทียบระดับของเฟสจิตเตอร์ของคลื่นพาห้ที่ต่อระดับ  $(SNR)_L$

ภาพที่ 31



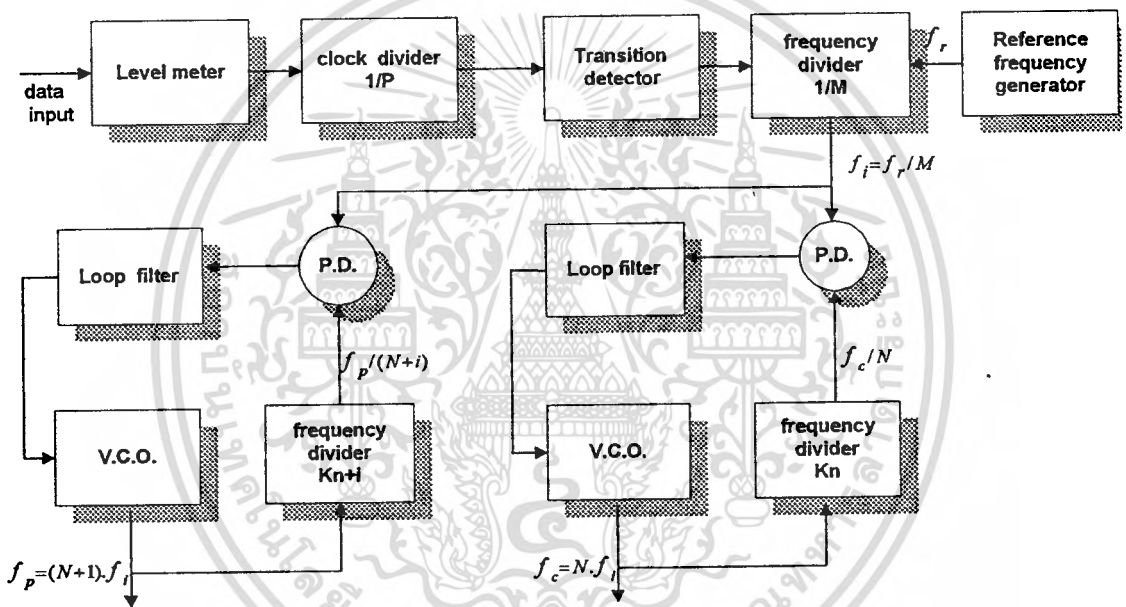
แสดงการเปรียบเทียบขนาดของ noise bandwidth ต่อค่า damping factor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หลักการของวงจรถ้าเน็คสัญญาณไฟลิตโทนและคลื่นพาห้

สัญญาณข้อมูล NRZ ถูกส่งเข้ามาที่อินพุตของวงจรถ้าเน็คระดับของสัญญาณเพื่อทำหน้าที่จัดรูปร่างของสัญญาณให้เหมาะสมและให้สัญญาณเป็นรูปสี่เหลี่ยมหลังจากนั้นจะถูกหารด้วยวงจรถ้าเน็คความถี่ ( $1/P$ ) แล้วส่งไปเข้าวงจรถ้าเน็คการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณพัลซ์โดยที่เข้าพุตจะได้

ภาพที่ 32



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรถ้าเน็คคลื่นพาห้ ( $f_c(t)$ ) และสัญญาณไฟลิตโทน ( $f_p(t)$ ) ที่ใช้หลักการสังเคราะห์ความถี่โดยแสดงเพียง 1 ช่องสัญญาณเท่านั้น

กระบวนการสัญญาณพัลซ์แคบมากๆ เมื่อเทียบกับสัญญาณข้อมูลซึ่งจะแสดงขั้วของสัญญาณข้อมูลเพื่อนำไปใช้ในการรีเซ็ทวงจรถ้าเน็คของสัญญาณนาฬิกาอ้างอิง ( $f_r$ ) ที่ความถี่  $f_o = f_r / M$  และเราสามารถหาความสัมพันธ์ของความถี่ไฟลิตโทนกับสัญญาณคลื่นพาห้ได้ดังนี้

$$f_p = f_c + f_{null} \quad (4.73.1)$$

$$f_p = f_c + Rb \quad (4.73.2)$$

เมื่อ  $f_{null}$  เป็นตำแหน่ง first null bandwidth ที่ด้าน upper side band

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อเรานำสัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัมมาผ่านการแปลงฟูริเยร์(Fourier Transform)ซึ่งเป็นการแปลงสัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัมไปอยู่ในรูปเชิงความถี่หรืออาณาจักรของความถี่นั่นเองซึ่งมีสมการดังนี้

$$F_p(f) = \delta(f - f_p) \quad (4.74)$$

ดังนั้นที่ภาคส่งสัญญาณใน 1 ช่องสัญญาณนั้นจะเป็นการนำสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้ว  $S(t)$  ไปรวมกับสัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัม  $f_p(t)$  ซึ่งเราสามารถเขียนในรูปสมการได้ดังนี้

$$|S_o(f)| = A.[P(-f - f_c) + P(f + f_c)] + F_p(f) \quad (4.75)$$

$$P(f) = E_b W(f) \cdot \text{Sinc}^2[\pi f \cdot T_b] \quad (4.76)$$

$$W(f) = \frac{|\text{Sin}(\pi f \cdot T_b)|^2}{[1 - (2\pi f \cdot T_b)^2]^2} \quad (4.77)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าอัตราความเร็วในการส่งข้อมูล เท่ากับ 100 kbps ดังนั้นความถี่ของสัญญาณนาฬิกา  $f_{\text{clock}} = 100 \text{ kHz}$  และกำหนดให้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้ (IF)  $f_c = 500 \text{ kHz}$  ดังนั้น

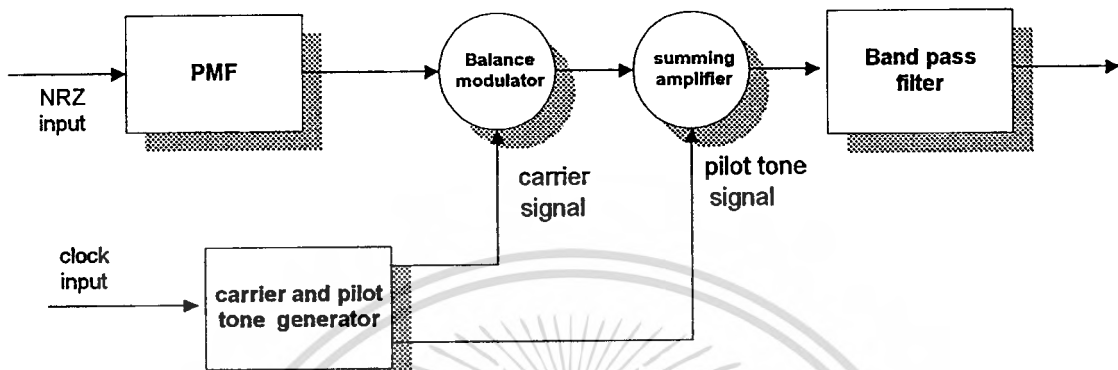
$$f_p = 600 \text{ kHz}$$

สาเหตุที่เราต้องกำหนดให้สัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัมวางอยู่ที่ตำแหน่งของความถี่ดังกล่าวเนื่องจากต้องการให้อยู่ในเงื่อนไขดังต่อไปนี้

1. ต้องไม่ให้สเปกตรัมของสัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัมถูกทับซ้อนโดยสเปกตรัมของสัญญาณ BPSK เพื่อให้การแยกสัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัมออกได้ง่าย
2. ต้องให้วางแทรกอยู่ภายในสัญญาณ BPSK เพื่อที่จะไม่ถูกกำจัดทิ้งเมื่อผ่าน channel filter และเหมาะสมกับระบบ bandlimited signal

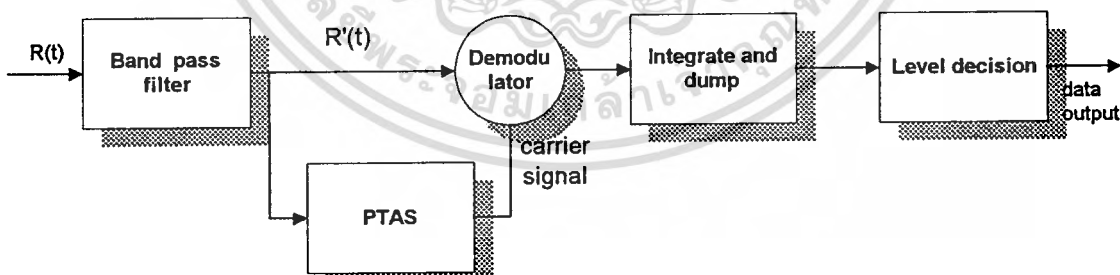
หลังจากนั้นส่งไปเข้าวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคัลซึ่งจะมี 2 วงจรโดยวงจรแรกจะใช้ในการกำเนิดสัญญาณความถี่คลื่นพาห้ย่อย ( $f_{cn}$ ) ส่วนวงจรที่ 2 จะใช้ในการกำเนิดสัญญาณ พัลส์โค้ด โมดัม ( $f_p$ )

ภาพที่ 33



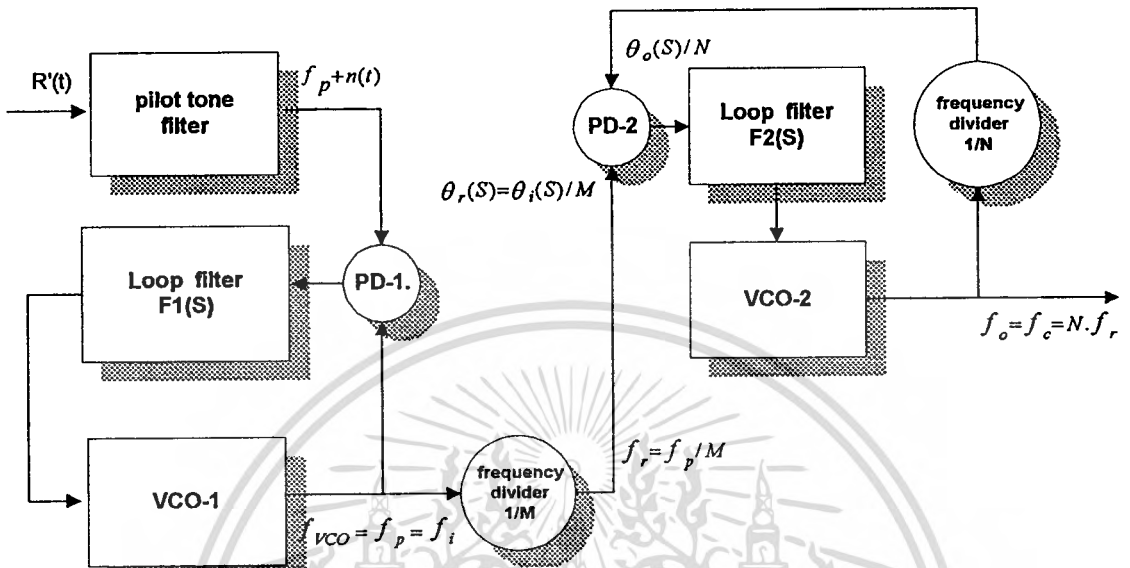
แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ภาคส่งโดยรวมวงจรกำเนิดสัญญาณ ฟูรีเยอร์

ภาพที่ 34



แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ภาครับสัญญาณ PSK ที่ใช้วงจร PTAS แทนวงจรผู้สัญญาณ คลื่นพหุกำลังในโมเด็มแบบ BPSK และ QPSK

ภาพที่ 35



แสดงบล็อกไคอะแกรมของวงจรแปลงความถี่ลงจากสัญญาณพัลส์ออดโทนไปเป็นสัญญาณคลื่นพาห์โดยใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่

### หลักการทํางานของวงจรกั้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืน

ที่ภาครับการลือกสัญญาณพัลส์ออดโทนที่ใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ช่วยในการแปลงกลับไปเป็นสัญญาณคลื่นพาห์มีโครงสร้างดังภาพที่ 35 โดยสัญญาณที่รับได้  $R'(t)$  จะผ่านวงจร Tune Pilot Tone ( $Q > 30$ ) เพื่อที่จะกำจัดสัญญาณ BPSK ออกไปให้มากที่สุดจากนั้นผ่านเข้าวงจรเฟสล็อกคูลเพื่อที่จะให้วงจร PLL ลือกความถี่เข้ากับสัญญาณพัลส์ออดโทนจากนั้นจะต่อเข้ากับวงจรสังเคราะห์ความถี่เพื่อที่จะแปลงความถี่จากสัญญาณพัลส์ออดโทนที่ PLL ลือกได้ไปเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ ( $f_c = 500 \text{ kHz}$ ) โดยสามารถคำนวณค่าความถี่ที่ด้านเข้าพุตของวงจร VCO ได้ดังนี้

$$f_o = \frac{N}{M} \cdot f_i \quad (4.78)$$

เมื่อ  $N$  เป็นค่าตัวหารในลูปปิดของวงจร PLL,  $M$  เป็นค่าตัวหารความถี่ที่อินพุตของ PLL

สัญญาณ PSK ที่รับได้จะถูกส่งมาเข้าวงจรกรองความถี่ผ่านย่าน (BPF) ซึ่งใช้ในการจูนเฉพาะ

ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณพัลส์ออตโทนแต่ในทางปฏิบัติจะมีสัญญาณรบกวนรวมทั้ง PSD ของข้อมูลบางส่วนที่ไม่สามารถกำจัดทิ้งได้หมด โดยเราถือว่าเป็นสัญญาณรบกวนหลังจากนั้นส่งผ่านไปยังวงจร PLL ที่ดึงความถี่ของลูปไว้ออกเข้ากับสัญญาณพัลส์ออตโทน ดังนั้นที่เข้าพุทจะได้สัญญาณ  $f_p(t)$  ออกมาแล้วนำไปเข้าวงจรแปลงความถี่ลงโดยอาศัยวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกคูล์ปที่จะแปลงความถี่ของสัญญาณพัลส์ออตโทนลงมาเป็นสัญญาณคลื่นพาห์ ( $f_c(t)$ ) ซึ่งสัญญาณนี้จะใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิงสำหรับการคีมอดคูลเลทสัญญาณ PSK

### การเปรียบเทียบค่าเฟสจิดเตอร์ของวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืน

ในการเปรียบเทียบหาประสิทธิภาพของวงจร CR นั้นเราสามารถทำได้โดยการหาค่าเฟสจิดเตอร์ซึ่งค่านี้จะแสดงการสั่นไหวทางเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ที่วงจร CR กู้กลับคืนมาได้ และโดยทั่วไปวงจร CR ที่ใช้ในการคีมอดคูลเลทสัญญาณ BPSK คือวงจรลูปยกกำลังสอง (Squaring Loop) หรือเรียกย่อๆว่าวงจร SQL ส่วนวงจร CR ที่ใช้ในการคีมอดคูลเลทสัญญาณ QPSK และ OQPSK คือวงจรยกกำลังสี่ (Fourth Power Carrier Recovery) หรือเรียกย่อๆว่าวงจร FPCR และจากเอกสารอ้างอิง [9] ได้แสดงการวิเคราะห์ค่าเฟสจิดเตอร์ของวงจร CR ทั้ง 2 แบบไว้ซึ่งเราสามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\bar{\theta}_{no}^2 = \rho_i \cdot SL \quad (4.79)$$

$$SL = 4 \cdot \left(1 + \frac{1}{2 \cdot \rho_i}\right) \quad (4.80)$$

$$\rho_i = \frac{P_s}{P_n} \quad (4.81)$$

สมการ (4.80) เราเรียกว่าสมการของการสูญเสียในลูปยกกำลังสอง (Squaring Loss) และสมการ (4.81) เป็นสมการแสดงอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวนที่ด้านอินพุทของวงจรหรือเราเรียกว่า  $S/N$  และสำหรับวงจร FPCR เราก็สามารถหาค่าเฟสจิดเตอร์ได้ดังนี้คือ

$$\bar{\theta}_o^2 = \rho_i \cdot FPL \quad (4.82)$$

$$FPL = 16 \cdot \left(1 + \frac{9}{\rho_i} + \frac{6}{\rho_i^2} + \frac{3}{2 \cdot \rho_i^2}\right) \quad (4.83)$$

โดยในสมการ (4.83) เราเรียกว่าสมการการสูญเสียเนื่องจากการยกกำลังสี่ (Fourth Power Loss) หรือเรียกย่อๆว่า FPL และจากภาพที่ 30 ซึ่งเป็นการจำลองค่า  $SNR_L$  ต่อค่าเฟสจิดเตอร์เราพบว่า

ในวงจร FPCR นั้นจะให้ค่า FPL สูงที่สุดที่ทุกระดับของ  $SNR_L$  และจะสูงกว่าวงจร PLL ถึง 16 เท่า

เอกส...  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่าหรือเท่ากับ 12.04 dB เนื่องจากค่าคงที่คือ 16 ส่วนในวงจรถูก SQL นั้นก็จะมีค่าสูญเสียคือ SL แต่จะมีค่าน้อยกว่าในวงจรถูก FPCR ซึ่งเราพบว่าจะมีการสูญเสียสูงกว่าวงจรถูก PLL ปรกติถึง 4 เท่าหรือเท่ากับ 6.02 dB เนื่องจากค่าคงที่คือ 4 และหากเราสังเกตจะเห็นได้ชัดว่าค่าของตัวคงที่นี้จะเกิดขึ้นตลอดและไม่ขึ้นกับระดับของ  $SNR_L$  ดังนั้นเมื่อนำทั้งวงจรถูก SQL และวงจรถูก FPCR มาใช้ในการกีดกันสัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนก็จะให้ค่าของเฟสจิตเตอร์ที่สูงมากแม้ในขณะที่  $SNR_L$  มีค่าเท่ากับ 0 dB โดยเฉพาะที่ค่า  $S/N$  ต่ำวงจรถูกทั้ง 2 ก็จะมีค่าเฟสจิตเตอร์ที่สูงอยู่นั่นเองและจากบทที่ 3 เราจะเห็นความสัมพันธ์ระหว่างกำลังในการกระจายของสเปกตรัมด้านข้างกับช่วงแบนด์วิดท์ที่เราจำกัดไว้(2 เท่าของ First Null to First Null Bandwidth) เอกสารอ้างอิง [10] ซึ่งผลจากการใช้วงจรถูก PMF นั้นถ้าเราใช้กำลังส่งสูงไปก็จะทำให้กำลังในการกระจายสเปกตรัมด้านข้างเพิ่มสูงขึ้นตามกำลังส่งจะเป็นสาเหตุทำให้เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ(Adjacent Channel Interference)หรือเรียกย่อๆว่า ACI มากขึ้นแต่ถ้าเราใช้กำลังส่งที่ระดับต่ำเกินไป(ต่ำกว่าระดับ  $SNR_L$  ของวงจรถูก SQL และวงจรถูก FPCR) ก็จะทำให้ค่าเฟสจิตเตอร์มีของวงจรถูก CR มีค่าสูงมากและทำให้ค่า BER แย่ลงมากกว่าเดิม(เมื่อเทียบกับระบบคิโมคูลูเลทแบบออคคคคคคค) ดังนั้นเพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิดปัญหาของ ACI และปัญหาของค่าจิตเตอร์ที่มีค่าสูงจึงใช้สัญญาณไฟลิตอดโทน(fp(t))เข้ามาช่วยในการซิงโครไนซ์สัญญาณคลื่นพาห้ระหว่างภาคส่งและภาครับโดยข้อดีของการใช้สัญญาณ fp(t) นี้ก็คือ

1. สามารถปรับระดับกำลังส่งของสัญญาณไฟลิตอดโทนได้อย่างอิสระไม่ขึ้นกับระดับของสัญญาณคลื่นพาห้ที่ภาคส่ง
2. มีระดับของเฟสจิตเตอร์ต่ำกว่าวงจรถูก SQL และวงจรถูก FPCR มากโดยเฉพาะที่ SNR ต่ำๆเนื่องจากวงจรถูกสัญญาณคลื่นพาห้ในระบบซิงโครไนซ์แบบนี้(PTAS)จะไม่มีค่าคงที่ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียเหมือนในวงจรถูก SQL และวงจรถูก FPCR
3. วงจรถูกสัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนที่ภาครับมีขนาดวงจรถูกที่ซับซ้อนน้อยกว่าและมีขนาดวงจรถูกเล็กกว่าเมื่อเทียบกับวงจรถูก SQL โดยเฉพาะวงจรถูก FPCR ที่มีความซับซ้อนสูงและมีขนาดวงจรถูกใหญ่มาก
4. สามารถนำไปใช้กับระบบ Superheterodyne ได้และวิธีซิงโครไนซ์แบบนี้สามารถใช้ได้ดีกับระบบส่งสัญญาณโมเด็มที่มีลักษณะแบบ Bandlimited

## บทที่ 5

### การส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณ

#### หลักการของ Multicarrier OFDM

ในการส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณที่ถูกส่งออกไปพร้อมๆกันในเอกสารอ้างอิง [16] และ [17] สามารถทำได้โดยอาศัยการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่ซึ่งเราเรียกว่า Frequency Division Multiplex (FDM) ซึ่งวิธีนี้ได้ถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางทั้งในระบบโทรศัพท์, ในระบบส่งสัญญาณภาพผ่านดาวเทียม ซึ่งมีหลักการพอสรุปได้ดังนี้ โดยจะนำสัญญาณเบสแบนด์ของข้อมูลที่ต้องการส่งไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์จากนั้นจะถูกนำไปรวมกันที่วงจรรวมสัญญาณเมื่อมีสัญญาณที่ต้องการส่งข้อมูลไปพร้อมๆกันหลายช่องสัญญาณ แต่สิ่งที่สำคัญที่สุดที่จะต้องคำนึงถึงตำแหน่งของสัญญาณคลื่นพาห์ย่อย(Subcarrier Signal)ของแต่ละช่องสัญญาณจะต้องไม่ทำให้เกิดการทับซ้อนกันของสเปกตรัม(Overlapping Spectrum) เพื่อลดผลกระทบของการแทรกแซงจากช่องสัญญาณข้างเคียง (Adjacent channel interference) และสัญญาณคลื่นพาห์ย่อยนี้จะต้องสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ที่ใช้ในแต่ละช่องสัญญาณ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำหลักการของ FDM มาประยุกต์ใช้ในการส่งข้อมูลหลายช่องสัญญาณ โดยมีการจำกัดแบนด์วิดท์ของแต่ละช่องสัญญาณไว้เท่ากับ 2 เท่าของอัตราบอดเรท( $R_s=1/T_s$ ) โดยในการมอดูเลชันจะใช้วิธีการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK ที่มีการใช้ Smoothing Amplitude Functions กับสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์โดยส่งผลให้สเปกตรัมของแต่ละช่องสัญญาณมีการจำกัดแบนด์วิดท์ให้อยู่ในช่วง  $2.R_s$  โดยการเลือกฟังก์ชันที่มีการลดทอนไซด์โลบสเปกตรัมให้มากที่สุดและจากเอกสารอ้างอิง [11], [12] และ [13] ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์เพื่อใช้ในการลดทอนไซด์โลบสเปกตรัมให้มากที่สุดแต่วิธีเหล่านี้มีความซับซ้อนของวงจรมากและราคาของวงจรแพงดังนั้นในบทนี้ได้กล่าวถึงหลักการส่งสัญญาณข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณที่มีการลดทอนไซด์โลบสเปกตรัมในแต่ละช่องสัญญาณโดยใช้วงจร PMF ซึ่งกล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 ซึ่งข้อดีของวงจรมีความซับซ้อนน้อยกว่า, มีราคาถูกและสามารถสร้างได้ง่าย และระบบการส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณ

จากภาพที่ 36 แสดงโครงสร้างของภาคส่งในระบบ FDM โดยเราจะนำสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์ในช่องสัญญาณที่ 1 ไปมอดคูเลทแบบ PSK กับสัญญาณคลื่นพาห้อย่อย  $f_{c1}$  และสัญญาณที่ได้ที่เข้าพุทจะผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านย่าน (BPF) แล้วนำไปเข้าขั้ววงจรรวมสัญญาณ ส่วนในช่องสัญญาณอื่นก็ทำในลักษณะเดียวกันโดยใช้ความถี่คลื่นพาห้ที่ความถี่  $f_{c1}, f_{c2}, \dots, f_{cn}$  ตามลำดับและในการรับสัญญาณจะใช้วงจร BPF เป็นตัวเลือกสัญญาณของแต่ละช่องหลังจากนั้นจึงนำไปเข้าวงจรดีเทคเตอร์เพื่อนำสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์กลับคืนมา

### หลักการในการส่งและรับสัญญาณแบบ Multi-carriers

สัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์หรือสัญญาณแบบ NRZ เมื่อผ่านวงจร PMF แล้วจะถูกนำมาต่อเข้าที่วงจรมอดคูเลเตอร์ซึ่งใช้วิธีการมอดคูเลทแบบ PSK และสัญญาณที่เข้าพุทจะต่อเข้าขั้ววงจรรวมสัญญาณซึ่งใช้เป็นตัวรวมสัญญาณ PSK ที่ถูกมอดคูเลทจากช่องสัญญาณอื่น ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากเข้าพุทของวงจรมอดคูเลเตอร์ซึ่งเราสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$S_1(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot P(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_{c1} \cdot t) \quad (5.1)$$

ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณที่ผ่านการมอดคูเลทหลายๆช่องสัญญาณมารวมกันที่วงจรรวมสัญญาณรวม (Summing Amplifier) เราสามารถเขียนสมการที่เข้าพุทของช่องสัญญาณทั้งหมดให้อยู่ในรูปผลรวมได้ดังนี้คือ

$$S_k(t) = \left\{ \sum_{k=1}^K S_k(t) \right\} \quad (5.2)$$

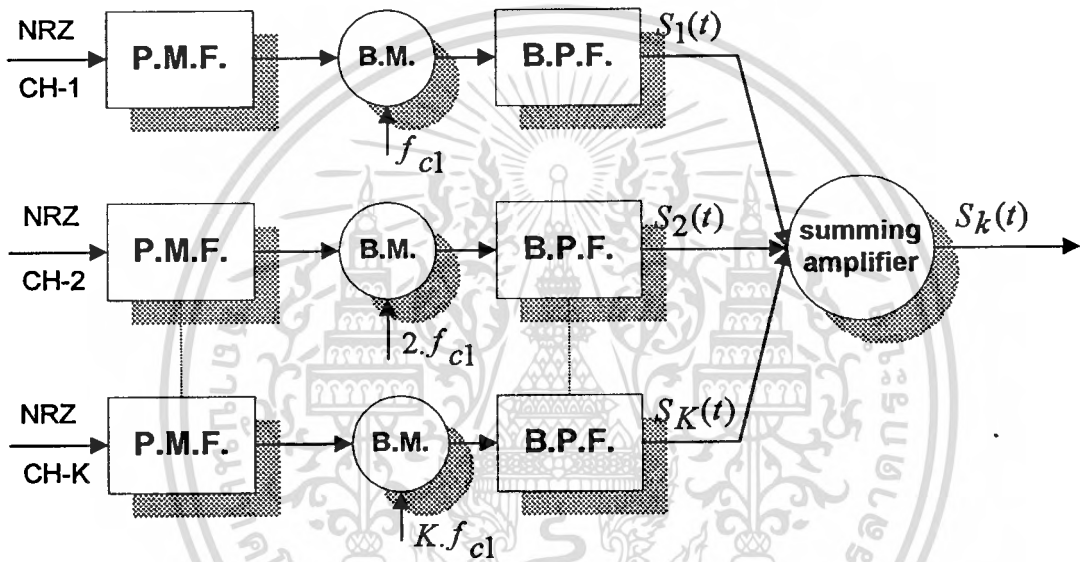
$$S_k(t) = \left\{ \left[ \sum_{n=0}^{\infty} a_{1n} \cdot P_1(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_{c1} \cdot t) \right] + \dots + \left[ \sum_{n=0}^{\infty} a_{kn} \cdot P_k(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_{ck} \cdot t) \right] \right\} \quad (5.3)$$

### หลักการทำงานของภาคส่งในการส่งสัญญาณแบบ Multi-carriers

สัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์จะถูกส่งเข้ามาที่วงจรมอดคูเลเตอร์เพื่อทำการมอดคูเลทแบบ PSK โดยในแต่ละช่องสัญญาณจะใช้ความถี่คลื่นพาห้อย่อยที่มีความถี่ไม่เท่ากันหลังจากนั้นสัญญาณ

ที่ผ่านการมอดูเลทแล้วในแต่ละช่องสัญญาณจะถูกส่งต่อไปเข้าวงจรกรองความถี่ผ่านย่านเพื่อทำการจำกัดแบนด์วิดท์ให้อยู่ในช่วงความถี่ที่เรากำหนดไว้หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณทั้งหมดมารวมเข้าด้วยกันด้วยวงจรรวมสัญญาณแล้วส่งสัญญาณออกไปในตัวกลางของการสื่อสารซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทดลองส่งในสายส่งแบบโคแอกเซียลเคเบิล(coaxial cable)

ภาพที่ 36



แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งในการส่งสัญญาณแบบ Multi-carriers

## ② หลักการของภาครับสัญญาณแบบ Multi-carriers

สัญญาณที่รับได้จะถูกส่งผ่านเข้าไปยังวงจรกรองความถี่ผ่านย่าน(BPF) โดยที่วงจรกรองความถี่นี้จะเลือกกรองเฉพาะช่องสัญญาณที่เราต้องการให้ผ่านไปได้ ดังนั้นสัญญาณที่เข้าชุดของวงจรกรองความถี่นี้จึงเป็นสัญญาณ  $S_{PSK}(t)$  ของแต่ละช่องสัญญาณนั่นเองหลังจากนั้นจะถูกส่งเข้าไปยังวงจรดีมอดูเลเตอร์เพื่อดีมอดูเลทนำเอาสัญญาณดิจิทัลของแต่ละช่องสัญญาณกลับคืนมาโดยใช้สัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิงที่ได้จากวงจร PTAS(pilot tone aids synchronization)เป็นสัญญาณอ้างอิงในการดีมอดูเลทแต่สัญญาณเบสแบนด์ที่เข้าชุดของวงจรดีมอดูเลเตอร์จะมีสัญญาณรบกวนปะปนมาเราจึงป้อนสัญญาณดังกล่าวเข้าไปในวงจร IAD(integrate and

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dump) เพื่อหาข้อของสัญญาณเบสแบนด์แบบ antipodal signal แล้วจึงนำไปป้อนเข้าวงจรตัดสินใจ เลือกระดับสัญญาณดิจิทัลซึ่งจะได้สัญญาณที่ด้านเข้าพุทคือสัญญาณ NRZ กลับคืนมาและแสดง บล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบหลายช่องสัญญาณดังภาพที่ 37

### การหาตำแหน่งความถี่คลื่นพาห่อย่อย(Subcarrier Frequencies)

ในการกำหนดตำแหน่งของสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยของแต่ละช่องสัญญาณเราพบว่าจะมีความ สัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วโดยเรากำหนดให้แบนด์วิดท์ของ สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วเท่ากับ 2 เท่าของอัตราบอดเรท ( $2R_s$  สำหรับระบบส่งสัญญาณ BPSK) และ 2 เท่าของอัตราบอดเรท ( $2R_s$  สำหรับระบบส่งสัญญาณ QPSK) เมื่อกำหนดให้ใช้ การวัดแบนด์วิดท์แบบ first null to first null bandwidth จากเอกสารอ้างอิง [21], [22] ดังนั้นเรา สามารถกำหนดแบนด์วิดท์ต่อ 1 ช่องสัญญาณได้ดังนี้

$$BW_{CH} = 2 \cdot R_b \quad (5.4)$$

เมื่อ  $R_b = \frac{1}{T_b}$  เป็นอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลดิจิทัล

ดังนั้นระยะห่างของความถี่คลื่นพาห่อย่อยระหว่าง 2 ความถี่ซึ่งเท่ากับ space frequency( $f_s$ ) คือ

$$f_s = \frac{BW_{CH1}}{2} + \frac{BW_{CH2}}{2} \quad (5.5)$$

ถ้ากำหนดให้ความถี่คลื่นพาห่อย่อยของช่องสัญญาณที่ 1 คือ  $f_1$  ดังนั้นเมื่อเรามีจำนวนช่องสัญญาณทั้งหมด  $K$  ช่องสัญญาณเราสามารถหาค่าตำแหน่งของความถี่คลื่นพาห่อย่อยของช่องสัญญาณใดๆ ได้ดังนี้

$$f_{k,CH} = f_1 + k \cdot f_s \quad (5.6)$$

แต่ความถี่คลื่นพาห่อย่อยของช่องสัญญาณที่ 1 ที่มีความถี่ต่ำที่สุดจะเท่ากับ 2 เท่าของ การที่ (5.6) เราจะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_{k,CH} = 2 \cdot R_b \cdot (1+k) \quad (5.7)$$

เมื่อ  $f_k$  เป็นความถี่ของความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่ช่องสัญญาณใดๆ

$k$  เป็นเลขจำนวนเต็มบวก 1, 2, ..., K

### กรณีเมื่อมีความถี่ออฟเซต

การที่เราเพิ่มความถี่ออฟเซตเข้าไปเฉพาะในช่วงระหว่างสัญญาณเบสแบนด์กับช่อง สัญญาณที่ 1 เพราะในทางปฏิบัติเราไม่อาจจะวางความถี่คลื่นพาห่อย่อยของช่องสัญญาณที่ 1 ไว้ติด

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนักผู้ใดเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะโดยทางตรงหรือทางอ้อมให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์ซึ่งจะทำให้เกิดการรบกวนจากการทับซ้อนของสเปกตรัมได้ และทำให้ในการตีเทคสัญญาณที่ภาครับอาจจะมีสัญญาณรบกวนกันได้ ดังนั้นเพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงปัญหานี้เราจึงมีการเพิ่มความถี่ออฟเซตนี้เข้าไปโดยความถี่ออฟเซตนี้ทำหน้าที่เสมือนความถี่ Guard Band ที่แยกสัญญาณเบสแบนด์กับช่องสัญญาณที่ใช้ความถี่คลื่นพาห่อย่อยออกจากกันดัง แสดงในรูปที่ 5.2 โดยเรากำหนดให้ความถี่ออฟเซต  $f_{OS} = 2.i.R_b$  ดังนั้นเมื่อเราแทนลงใน สมการ (5.7) เราสามารถหาความถี่คลื่นพาห่อย่อยของช่องสัญญาณใดๆ ได้ดังนี้

$$f_{k,CH} = 2.R_b.(1 + k + i / 4) \tag{5.8}$$

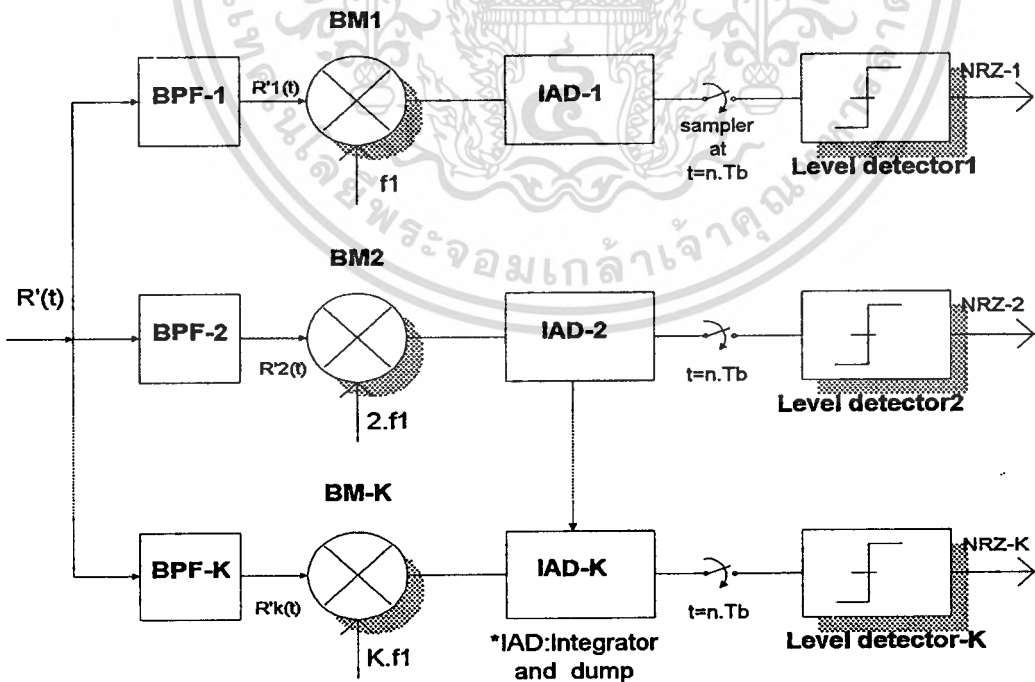
$$f_{k,CH} = R_S.(1 + k + i / 4) \tag{5.9}$$

โดย  $i < k$  และ  $R_S$  เป็นบอดเรท(Baud rate) หน่วยเป็น symbol/sec.

**ตัวอย่าง** การหาความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยของโมเด็มแบบ QPSK(เหมือนกับ OQPSK)

โดยให้ มีค่า  $R_S = 100$  ksymbol/sec.,  $i = 2$ ,  $K = 3$  เมื่อใช้สมการที่(5.9)สามารถคำนวณความถี่คลื่นพาห่อย่อยของแต่ละช่องสัญญาณ ได้ดังนี้

ภาพที่ 37



แสดงบล็อก ไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบ correlator สำหรับระบบ

**Multi-carriers**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_{1-CH} = 500 \cdot 10^3 \quad \text{Hz}$$

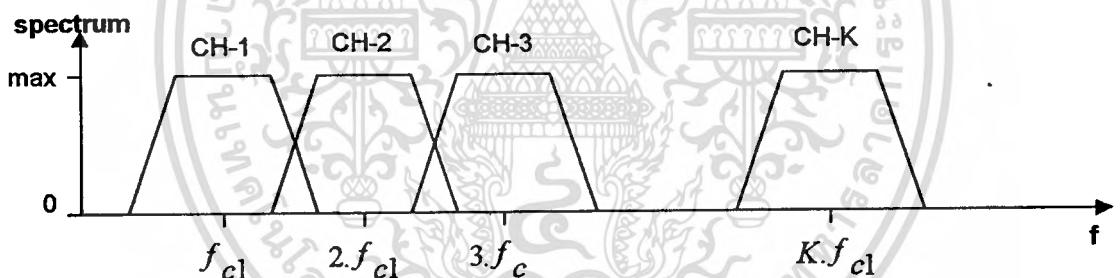
$$f_{2-CH} = 700 \cdot 10^3 \quad \text{Hz}$$

$$f_{3-CH} = 900 \cdot 10^3 \quad \text{Hz}$$

### การหาแบนด์วิดท์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

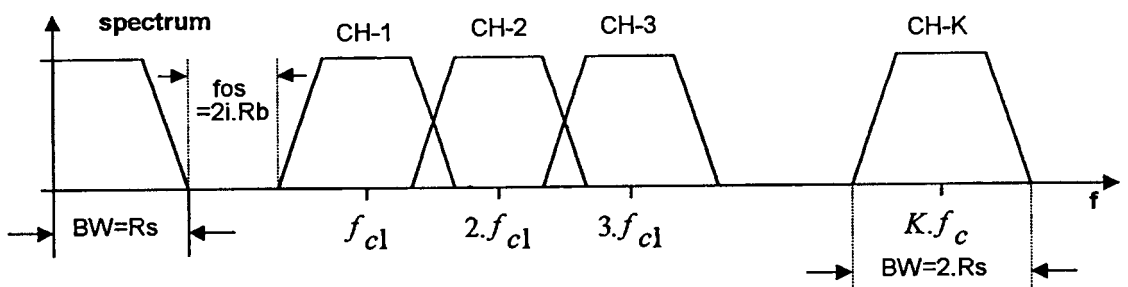
Power spectrum Density (PSD) เป็นการกระจายของความหนาแน่นของกำลังของสัญญาณนั้นๆ ในเชิงความถี่ ซึ่งถ้าสัญญาณสามารถถูกกำหนดเป็นฟังก์ชันที่ต่างกันในช่วงเวลาเมื่อนำไปแปลงเป็นเชิงความถี่ก็จะมีลักษณะการกระจายของ PSD ที่แตกต่างกันออกไปซึ่งการหาค่า PSD เป็นวิธีทางคณิตศาสตร์อันหนึ่งที่มีประโยชน์อย่างมากต่อวิศวกรรมสื่อสารเพราะ โดยส่วน

ภาพที่ 38



แสดงการจัดวางตำแหน่งของช่องสัญญาณในระบบ Multi-carriers

ภาพที่ 39



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้แสดงการจัดวางความถี่เมื่อมีการเพิ่มความถี่ offset ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากเราจะนำมาใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณต่างๆรวมทั้งสัญญาณรากฐาน (Baseband Signal) และสัญญาณแบนด์พาส (Bandpass signal) หรือสัญญาณที่ถูกมอดดูเลทมาแล้วโดยเราจะดูว่าสัญญาณเหล่านี้ถ้าเลือกมาใช้ในระบบแล้วจะมีการกระจายของความหนาแน่นของความถี่มากน้อยเท่าใด และต้องใช้แบนด์วิดท์กว้างเท่าไรในการส่งสัญญาณ 1 ช่องสัญญาณและต้องมีช่วงของความถี่การ์ดแบนด์ (Guardband Frequency) ห่างกันในแต่ละช่องส่งสัญญาณเท่าไรจึงจะไม่มีมารบกวนในระหว่างช่องสัญญาณใกล้เคียง แต่เราจะพบว่าในเชิงความถี่สัญญาณแบบรายคาบ (periodic signal) จะสามารถหาค่าได้จากการหาอนุกรมของฟูริเยร์ (Fourier Series) และค่าสัมประสิทธิ์จะเป็นตัวกำหนดการกระจายของกำลังในเชิงความถี่แต่จะเป็นลักษณะของความไม่ต่อเนื่องของสเปกตรัม (Discrete lines spectrums) และเราพบว่าเราไม่สามารถที่จะวิเคราะห์สัญญาณในลักษณะที่ไม่เป็นรายคาบ (Aperiodic signal) เช่นสัญญาณพัลส์ใดๆในเชิงความถี่ด้วยการหาอนุกรมของฟูริเยร์ (Fourier Series) แต่เราสามารถหาค่า PSD ของสัญญาณที่ไม่เป็นรายคาบจากทฤษฎีของกระบวนการสุ่ม (Stochastic Process) ซึ่งสามารถนำมาใช้กับสัญญาณที่ไม่จำกัดพลังงานได้โดยการหาการแปลงฟูริเยร์ของออโตคอรรีเลชันฟังก์ชันซึ่งสามารถทำได้ดังนี้

$$\phi_S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{xx}(\tau) \cdot \exp(-j\omega \cdot \tau) \cdot d\tau \quad (5.10)$$

$$S_{xx}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_S(f) \cdot \exp(j\omega \cdot \tau) \cdot d\omega \quad (5.11)$$

เมื่อ  $S_{xx}(\tau)$  เป็นออโตคอรรีเลชันฟังก์ชันและ  $\phi_S(f)$  เป็นความหนาแน่นของกำลังสเปกตรัม และเมื่อ  $\tau = 0$  เราจะพบว่าออโตคอรรีเลชันฟังก์ชันจะมีค่าเท่ากับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณใดๆหรือ

$$S_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_S(f) \cdot df \quad (5.12.1)$$

$$S_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 \cdot dt = P_S(t) \quad (5.12.2)$$

$$S_{xx}(0) \geq S_{xx}(\tau) \quad (5.13)$$

และจากสมการ (5.13) แสดงให้เราเห็นว่าค่าของออโตคอรรีเลชันจะมีค่าสูงสุดที่  $\tau = 0$

②

### ③) สัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลท(Bandpass Signal)

สัญญาณที่ผ่านการมอดดูเลท(Bandpass Signal)หรือโดยทั่วไปเราเรียกว่า Modulating Signal จะหมายถึงขนาดสัญญาณที่มีสเปกตรัมไม่เป็น 0 และมีความหนาแน่นรวมกันอยู่ที่บริเวณรอบๆสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห์( $f = +f_c$ )หรือเป็นสัญญาณที่ถูกมอดดูเลทกับสัญญาณ

คลื่นพาห์(Carrier Signal) และการมอดดูเลท (Modulation) เป็นวิธีการเข้ารหัสของแหล่งกำเนิด  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลลงบนสัญญาณแบนด์พาสที่มีสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่เท่ากับ  $f_c$  และสัญญาณแบนด์พาสจะถูกเรียกว่า Modulated Signal และสัญญาณรากฐาน (Baseband Signal) จะเรียกว่า Modulating Signal และสัญญาณแบนด์พาสสามารถเขียนแทนได้ในรูปของสัญญาณเชิงซ้อนดังนี้

$$S(t) = \text{Re}\{g(t) \cdot \exp(j\omega_c t)\} \quad (5.14)$$

เมื่อ  $\text{Re}\{ \}$  เป็นเทอมจริง (Real Part) ของ  $\{ \}$

$g(t)$  เป็นรูปเชิงซ้อน (Complex Envelope) ของสัญญาณเบสแบนด์  $v(t)$

$f_c$  เป็นความถี่ของคลื่นพาห้

และสัญญาณแบนด์พาสในสมการ (5.14) สามารถที่จะเขียนแทนได้ในรูปแบบอื่นเช่น

$$S(t) = R(t) \cdot \cos[(\omega_c t) - \theta(t)] \quad (5.15.1)$$

$$S(t) = x(t) \cdot \cos(\omega_c t) + y(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (5.15.2)$$

เมื่อ  $g(t) = x(t) + j \cdot y(t)$

$$g(t) = |g(t)| \exp(j\theta(t)) \quad (5.17.1)$$

$$g(t) = R(t) \cdot \exp(j\theta(t)) \quad (5.17.2)$$

ซึ่งในสมการ (5.15.2) จะเรียกว่า Inphase-Quadrature form ซึ่งเป็นการแยกสัญญาณออกเป็นองค์ประกอบย่อยและเป็นรูปแบบที่ใช้มากในวิธีการมอดคูเลชันแบบ QPSK, QAM เป็นต้น

$$x(t) = \text{Re}\{g(t)\} = R(t) \cdot \cos(\theta(t)) \quad (5.18)$$

$$y(t) = \text{Im}\{g(t)\} = R(t) \cdot \sin(\theta(t)) \quad (5.19)$$

$$R(t) = |g(t)| = [x^2(t) + y^2(t)]^{1/2} \quad (5.20)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (5.21)$$

### การหาค่า PSD ของ Bandpass Signal

$$S(t) = \text{Re}\{g(t) \cdot \exp(j\omega_c t)\} \quad (5.22.1)$$

$$S(f) = A \cdot [G(f - f_c) + G^*(-f - f_c)] \quad (5.22.2)$$

และ PSD ของสัญญาณ  $S(t)$  คือ

$$P_S(f) = B \cdot [P_g(f - f_c) + P_g^*(-f - f_c)] \quad (5.23)$$

เมื่อ  $G(f)$  เป็นการแปลงฟูริเยร์ของสัญญาณเบสแบนด์  $g(t)$  และ  $P_g(f)$  เป็น PSD ของสัญญาณเบสแบนด์  $g(t)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S(t) = \text{Re}\{g(t) \cdot \exp(j \cdot \omega_c \cdot t)\} = C[g(t) \cdot \exp(j \omega_c \cdot t) + g^*(t) \cdot \exp(-j \omega_c \cdot t)] \quad (5.24)$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \{S(t) \cdot \exp(-j \omega \cdot t)\} \cdot dt \quad (5.25)$$

และ

$$\int_{-\infty}^{\infty} \{g^*(t) \cdot \exp(-j \omega \cdot t)\} \cdot dt = G^*(-f) \quad (5.26)$$

เมื่อเราแทนสมการที่ (5.26) ลงในสมการที่ (5.25) แล้วจะเหมือนกับสมการที่ (5.22.2) ต่อจากนี้เราจะหา PSD ของสัญญาณ  $V(t)$  ได้ดังต่อไปนี้

$$R_{SS}(\tau) = E[\{\text{Re}\{g(t) \cdot \exp(j \omega_c \cdot t)\} \cdot \{g(t+\tau) \cdot \exp(j \omega_c \cdot (t+\tau))\}\}] \quad (5.27)$$

$$\text{Re}(C_1) \cdot \text{Re}(C_2) = \frac{1}{2} \cdot \{\text{Re}(C_1^* \cdot C_2) + \text{Re}(C_2 \cdot C_1)\} \quad (5.28)$$

เมื่อ

$$C_1 = g(t+\tau) \cdot \exp(j \omega_c \cdot (t+\tau)) \quad (5.29.1)$$

$$C_2 = g(t) \cdot \exp(j \omega_c \cdot t) \quad (5.29.2)$$

เพราะฉะนั้น

$$R_{SS}(\tau) = E\left[\frac{1}{2} \cdot \{\text{Re}\{g^*(t) \cdot g(t+\tau) \cdot \exp(-j \omega_c \cdot (t+\tau))\}\} + \frac{1}{2} \cdot \{\text{Re}\{g(t) \cdot g(t+\tau) \cdot \exp(j \omega_c \cdot (t+\tau))\}\}\right] \quad (5.30.1)$$

$$R_{SS}(\tau) = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{E[g^*(t) \cdot g(t+\tau) \cdot \exp(-j \omega_c \cdot \tau)]\} + \frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{E[g(t) \cdot g(t+\tau) \cdot \exp(j \omega_c \cdot \tau)]\} \cdot \exp(j \omega_c \cdot \tau) \quad (5.30.2)$$

และจากค่าอโตคอรรีเลชันของพัลส์  $g(t)$  คือ

$$R_{gg}(t) = E[g(t) \cdot g(t+t)] \quad (5.31)$$

และจะลดลงเหลือ

$$R_{SS}(\tau) = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}\{R_{gg}(\tau) \cdot \exp(j \omega_c \cdot \tau)\} \quad (5.32)$$

และสุดท้าย PSD เราจะทำการแปลงฟูริเยร์ของ  $R_{SS}(\tau)$  ซึ่งจะได้เป็นสมการแสดง PSD ของสัญญาณแบนด์พาสซึ่งสามารถเขียนดังต่อไปนี้

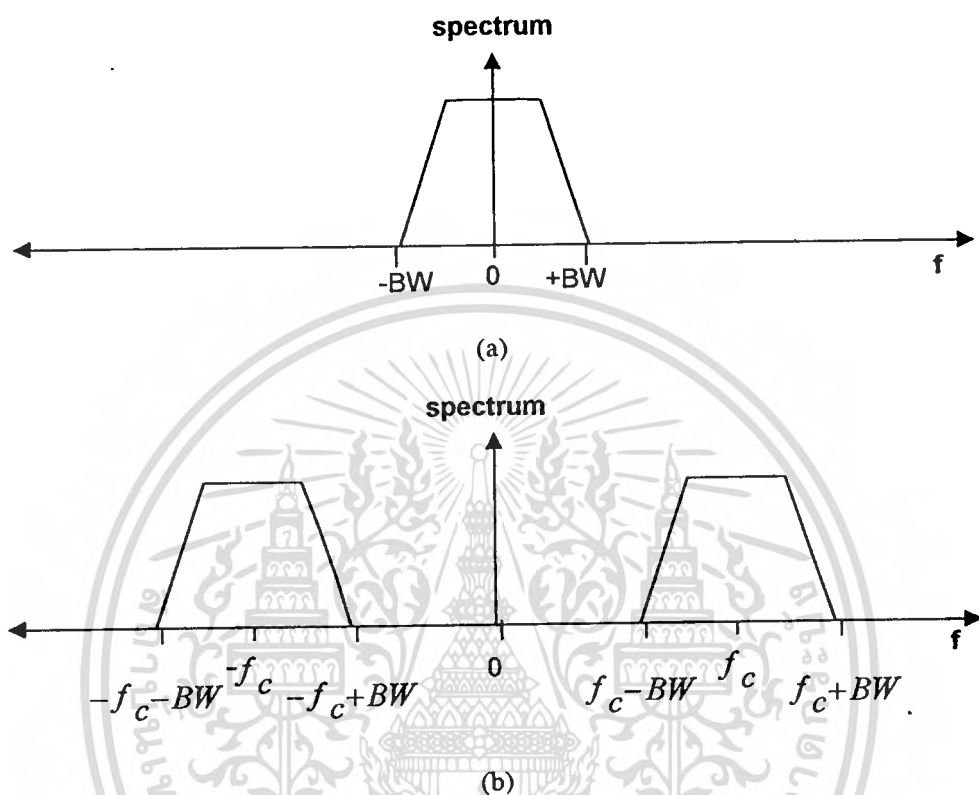
$$P_V(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \{R_{SS}(\tau) \cdot \exp(-j \omega \cdot t)\} \cdot dt \quad (5.33.1)$$

$$P_V(f) = \frac{1}{4} \cdot [P_g(f - f_c) + P_g(f + f_c)] \quad (5.33.2)$$

และจากสมการ (5.33.2) เราจะพบว่าในเทอมผลบวกของสมการทางด้านขวามือจะเป็นเทอมที่นำ

ให้ PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วมีจุดศูนย์กลางของคลื่นพาห้อยู่ที่ความถี่  $\pm f_c$  ซึ่งต่อไปไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีโหนดเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 40



แสดง PSD ของสัญญาณดิจิทัลแบบแบงค์กับ PSD ของสัญญาณ PSK โดยในรูปที่ (a) เป็น PSD ของสัญญาณดิจิทัลแบบแบงค์ และในรูป (b) แสดงคุณสมบัติในการเลื่อนจุดกึ่งกลาง (center) ของ PSD ของสัญญาณ PSK ที่ถูกมอดูเลทแล้ว

นี้จะกล่าวถึง PSD ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแล้วในเทอมที่มีความถี่เป็นบวก ( $f_c > 0$  Hz) เท่านั้น เพราะฉะนั้นเมื่อเรานำสมการที่ (5.33.2) ไปใช้กับสมการที่ (5.3) เราก็สามารถหาค่า PSD ของสัญญาณหลายๆช่องสัญญาณ (Multi-carriers) ได้ดังต่อไปนี้

$$P_{VT}(f) = k[P_{g1}(f - f_{c1}) + P_{g2}(f - f_{c2}) + \dots + P_{gN}(f - f_{cN})] \quad (5.34)$$

และเมื่อนำสมการของสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลท (3.68) แทนลงไปแล้วสมการที่ (5.34) เราจะได้สมการ PSD ในรูปผลรวมทั้งหมดซึ่งก็คือ PSD ของสัญญาณที่เข้าชุดของวงจรรวมสัญญาณซึ่งเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$P_{VT}(f) = A \left\{ \sin^2(2\pi \cdot t / T_b) \cdot |H_1(j\omega)|^2 \cdot \left[ \frac{A1}{1 + (f / (1 + \alpha) \cdot f_n)^{2n}} \right] \right\}$$

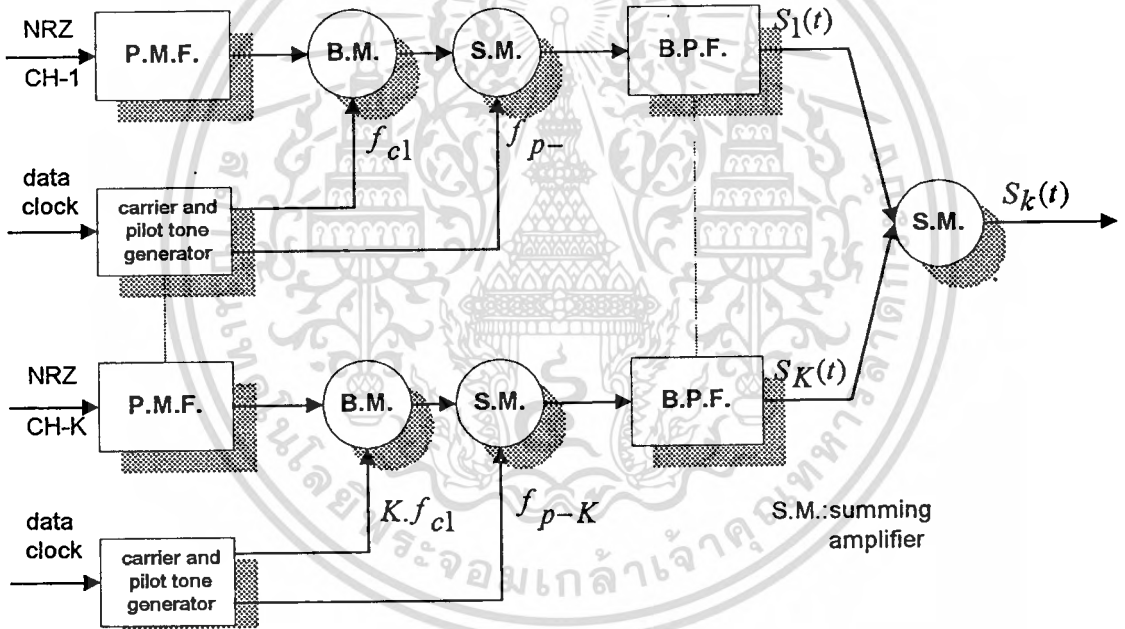
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนูญาตีเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 & + \sin^2(2\pi \cdot t / T_b) \cdot |H_2(j\omega)|^2 \cdot \left[ \frac{A_2}{1+(1+\alpha) \cdot f_n^{2n}} \right] \\
 & + \dots + \sin^2(2\pi \cdot Kt / T_b) \cdot |H_K(j\omega)|^2 \cdot \left[ \frac{A_K}{1+(1+\alpha) \cdot f_n^{2n}} \right]
 \end{aligned}
 \tag{5.35}$$

หรือเขียนในรูปของสมการผลบวกทั่วไปคือ

$$P_{VT}(f) = A \cdot \sum_{k=1}^K |G_{YT}(k \cdot f)|^2
 \tag{5.36}$$

ภาพที่ 41



แสดงบล็อกโคอะแกรมของภาคส่งสัญญาณในระบบ Multi-carrier BPSK-FDM

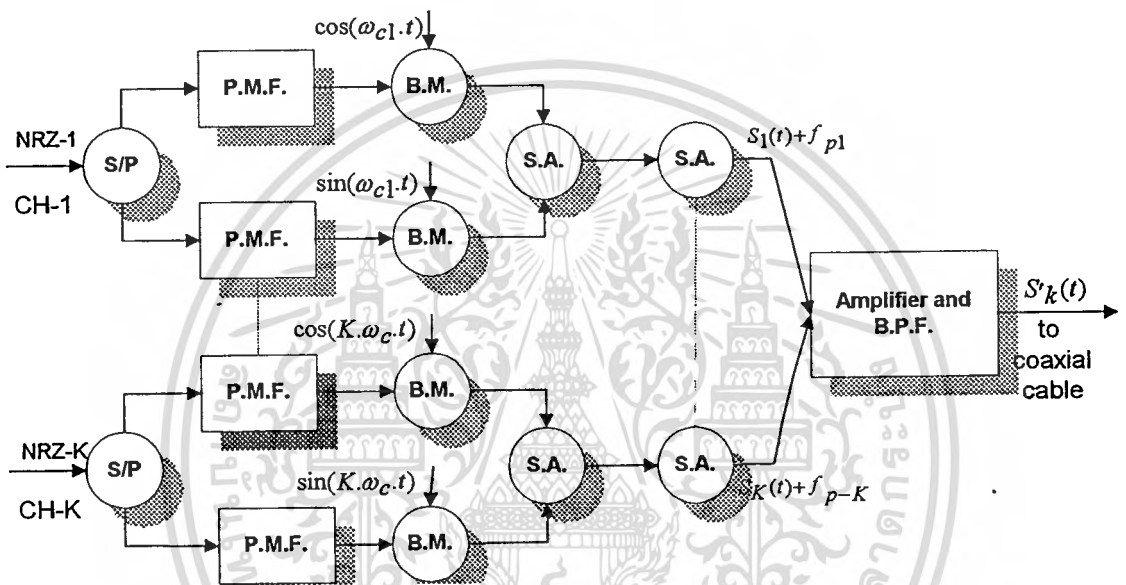
๑

**หลักการทํางานภาคส่งสัญญาณในระบบ Multi-carriers BPSK-FDM**

สัญญาณเบสแบนด์ NRZ ของแต่ละช่องสัญญาณจะถูกส่งเข้าไปที่วงจร PMF เพื่อที่จะจัดรูปร่างของสัญญาณ NRZ ที่มีรูปร่างแบบ rectangular ไปเป็น modified raised cosine ก่อนส่งต่อไปเข้าวงจรมอดูเลเตอร์ด้วยวงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์โดยใช้สัญญาณคลื่นพาห้จากวงจร carrier generator จากนั้นสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลทแล้วจะถูกส่งไปยังวงจรรวมสัญญาณเพื่อนำมากรณิด่างทงสน อักทงห้ามมเหตดแปลงเนือหา และตององอึงถึงเงาของเอกสารทูกครั้งทึงการนําไปใช้

สัญญาณไฟลิตอนแทรกเข้าไปที่ตำแหน่ง first null spectrum เพื่อใช้เป็นสัญญาณสำหรับการชิงโครโมระหว่างภาคส่งและภาครับและสัญญาณที่ได้ที่เข้าหูของวงจรรวมสัญญาณจะถูกจำกัดไม่ให้แบนด์วิดท์เกินจากที่ได้กำหนดไว้ด้วยวงจรกรองความถี่ผ่านย่าน(BPF) และในช่องสัญญาณ

ภาพที่ 42



แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณในระบบ Multi-carrier QPSK-OFDM

อื่นก็ทำงานในลักษณะเดียวกันจากนั้นสัญญาณที่ได้ทั้งหมดจะถูกนำมารวมกันอีกครั้งเพื่อส่งสัญญาณผ่านเข้าไปยังสายโคแอกเซียลและภาพที่ 42 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งแบบหลายช่องสัญญาณในระบบส่งสัญญาณ BPSK ส่วนวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณไฟลิตอนได้กล่าวในรายละเอียดไว้แล้วในบทที่ 4

### หลักการทํางานของภาคส่งสัญญาณในระบบ Multi-carriers QPSK-OFDM

สัญญาณเบสแบนด์ NRZ จะถูกส่งเข้ามาที่อินพุตของวงจรแยกบิตข้อมูลออกเป็น 2 ส่วน โดยส่วนแรกใช้ในการมอดคูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีฟังก์ชันโคไซน์เราเรียกว่าด้าน inphase และส่วนหลังใช้ในการมอดคูเลทกับสัญญาณคลื่นพาห์ที่มีฟังก์ชันไซน์เราเรียกว่าด้าน quadrature โดยก่อนการมอดคูเลทสัญญาณ NRZ จะถูกทำให้มีลักษณะ smooth amplitude pulse ด้วยวงจร

PMF เหมือนกับภาพที่ 44 จากนั้นนำสัญญาณทั้ง 2 ด้านมารวมกันสัญญาณที่เข้าหูของวงจรรวม ไม่ว่าการมีใจทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณจะถูกส่งไปที่วงจรรวมสัญญาณวงจรที่ 2 เพื่อใส่สัญญาณไฟลีดโทนเข้ามาในช่วง first null spectrum และนำสัญญาณที่ได้ทั้งหมดในแต่ละช่องสัญญาณมารวมกันด้วยวงจรรวมสัญญาณเพื่อส่งเข้าไปในสายโคแอกเซียลและภาพที่ 42 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคส่งแบบหลายช่องสัญญาณในระบบส่งสัญญาณ QPSK

### หลักการทํางานของวงจรกําเนิดความถี่คลื่นพาห้และสัญญาณไฟลีดโทน

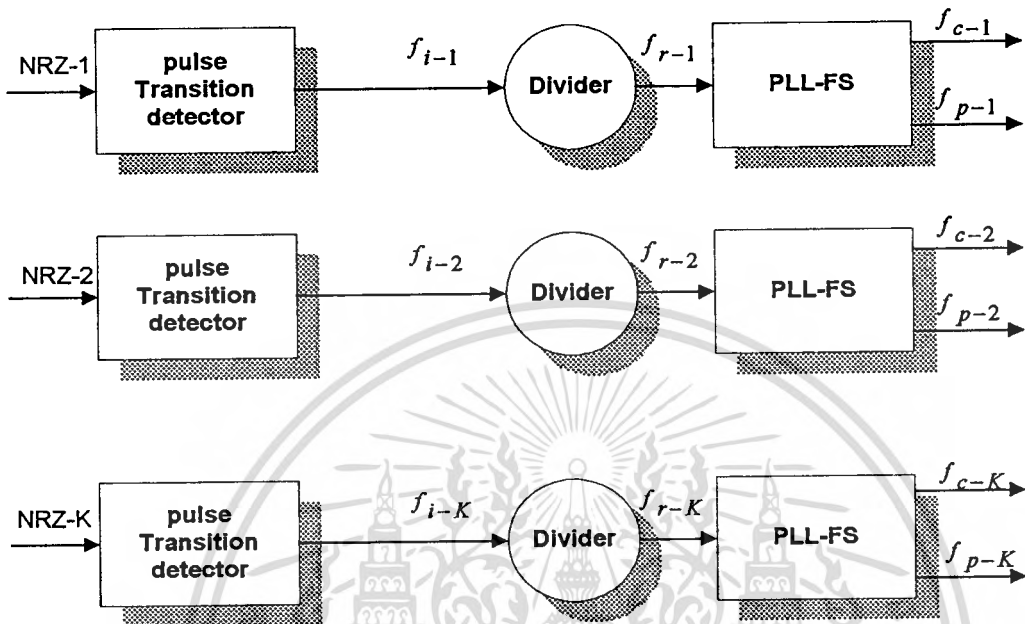
ในระบบส่งสัญญาณแบบ PSK นั้นเป็นการมอดคูเลชันแบบ DSBSC(double side band suppress carrier)ซึ่งจะเหมือนกับระบบ AM(amplitude modulation)แต่จะมีการกําจัดสัญญาณคลื่นพาห้ที่ภาคส่งทั้งดั่งนั้นที่ภาครับจึงต้องมีการสร้างสัญญาณอ้างอิงของคลื่นพาห้ขึ้นใหม่จากสัญญาณ PSK ที่ภาครับสามารถรับสัญญาณได้ซึ่งในระบบรับ/ส่งสัญญาณ PSK นี้ที่ภาคส่งจะต้องสร้างสัญญาณคลื่นพาห้ที่ใช้ในการมอดคูเลทจากสัญญาณของข้อมูล NRZ เพื่อที่จะให้มีการเข้าจังหวะทางเฟสกัน ดั่งนั้นเราจะป้อนสัญญาณ NRZ เข้าไปที่วงจรถวายจับการเปลี่ยนแปลงระดับของสัญญาณซึ่งที่เข้าพุตจะเป็นสัญญาณพัลซ์แคบๆที่มีระดับของสัญญาณตามสัญญาณ NRZ ซึ่งเราจะนำมาใช้ในการรีเซ้ทวงจรรักษาความถี่โดยความถี่นี้ได้มาจากวงจรกําเนิดสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงให้สัญญาณนาฬิกาด้กล่าวเข้าจังหวะกับการเปลี่ยนสถานะของข้อมูลและสัญญาณที่ได้นี้จะใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาอ้างอิงสำหรับวงจรสังเคราะห์ความถี่เฟลลีดคูปโดยวงจรรแรกใช้ในการสร้างสัญญาณคลื่นพาห้และวงจรถวายใช้ในการสร้างสัญญาณไฟลีดโทนของแต่ละช่องสัญญาณโดยสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้โดยการปรับค่าตัวหารในลูปป้อนกลับของวงจรถวายและภาพที่ 43 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกําเนิดความถี่คลื่นพาห้และสัญญาณไฟลีดโทน

### หลักการทํางานของภาครับสัญญาณแบบคอรีรีเลชั่นในระบบ Multi-carriers

#### BPSK-FDM

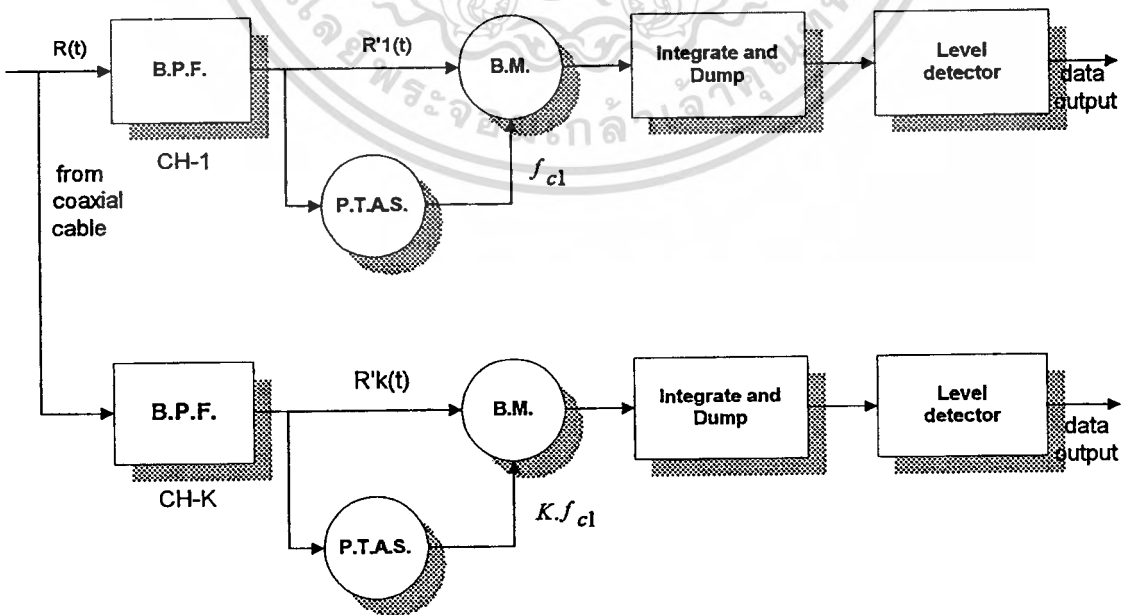
สัญญาณ Multicarrier BPSK ที่รับได้ที่ภาครับจะถูกแยกออกจากกันโดยใช้วงจรถวายความถี่ผ่านเฉพาะย่านที่จะทำหน้าที่ยแยกสัญญาณ PSK ของแต่ละช่องสัญญาณออกจากกันโดยที่กําหนดให้มีผลตอบสนองความถี่มีจุดกึ่งกลางของความถี่ (peak center response) ไม่เท่ากันแต่แบนด์วิดท์ของวงจรถวายเท่ากันโดยกําหนดให้จุด half power point bandwidth(-3 dB bandwidth) กว้างเท่ากับ 2 เท่า

ภาพที่ 43



แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรกำเนิดความคลื่นพาห์และสัญญาณไฟลิตอดโทน

ภาพที่ 44



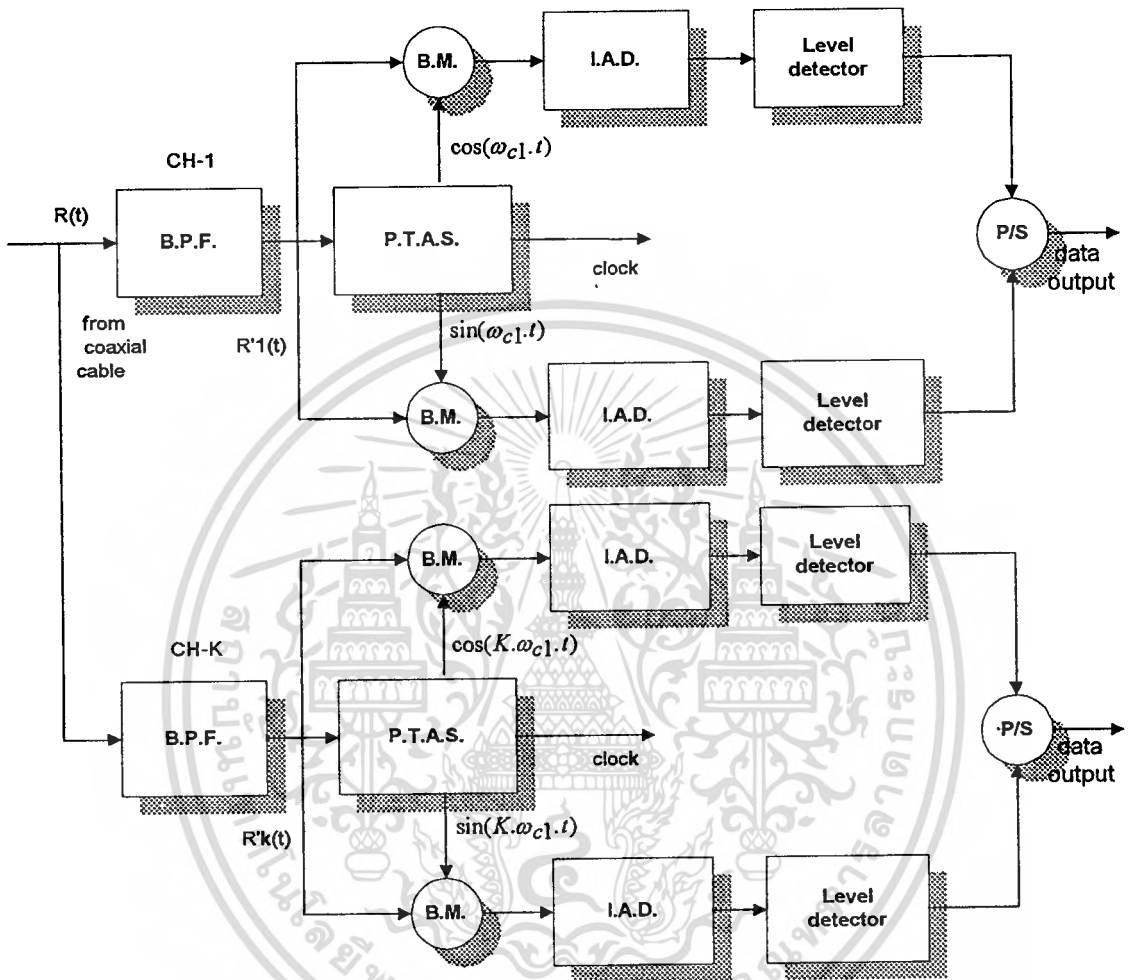
แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบคอรีรีเลชั่นในระบบ Multi-carrier BPSK-FDM การคำนวณการผิดเพี้ยนในสัญญาณที่ส่ง และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ  $R_s$  ดังนั้นสัญญาณที่เข้าพุดของวงจรความถี่ผ่านเฉพาะย่านจะเป็นสัญญาณ BPSK ของแต่ละช่องสัญญาณซึ่งจะถูกส่งเข้ามาที่วงจรดีมอดคูเลเตอร์ซึ่งในทางปฏิบัติก็คือวงจรบาลานซ์มอดคูเลเตอร์นั่นเองและสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิงที่ภาครับที่ใช้ในการดีมอดคูเลทนั้นได้มาจากวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืน (carrier recovery) โดยสัญญาณที่ด้านเข้าพุดของวงจรดีมอดคูเลเตอร์จะได้สัญญาณเบสแบนด์กลับก็ออกมาแต่จะมีสัญญาณรบกวนปนเข้ามาบ้างซึ่งโดยส่วนมากจะมีผลต่อขนาดของสัญญาณดังนั้นเราจึงใช้วงจร IAD เพื่อที่จะหาขนาดที่แน่นอนของสัญญาณจากนั้นจึงทำการตัดสินใจเลือกระดับของสัญญาณเบสแบนด์ด้วยวงจร level detector ซึ่งหลักการคือเทคสัญญาณ PSK แบบนี้เราเรียกว่า synchronous detection และในภาพที่ 44 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบ correlative receiver ในระบบส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณที่มอดคูเลทแบบ BPSK

### หลักการทํางานของภาครับสัญญาณแบบคอร์เรลิชันในระบบ Multi-carriers QPSK-OFDM

ลักษณะการทํางานโดยส่วนใหญ่จะเหมือนกับบล็อกไดอะแกรมในภาพที่ 44 แต่จะแตกต่างกันตรงที่ระบบ QPSK จะต้องใช้คลื่นพาห์อ้างอิง 2 สัญญาณที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันแต่มีความถี่เท่ากันซึ่งก็คือสัญญาณโคไซน์และสัญญาณไซน์โดยสัญญาณโคไซน์จะได้โดยตรงจากวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิงกลับคืนโดยสัญญาณดังกล่าวจะใช้ในการดีมอดคูเลทสัญญาณที่ด้าน Inphase ส่วนสัญญาณไซน์ได้จากการนำสัญญาณโคไซน์มาเข้าวงจรเลื่อนเฟส 90 องศาซึ่งสัญญาณคลื่นพาห์ดังกล่าวเราใช้ในการดีมอดคูเลทสัญญาณที่ด้าน Quadrature หลังจากนั้นนำสัญญาณเบสแบนด์ที่ได้จากด้านเข้าพุดของวงจรดีมอดคูเลเตอร์นำมาป้อนเข้าที่ด้านอินพุตของวงจร IAD และวงจรตัดสินใจเลือกระดับของสัญญาณดิจิทัลเมื่อเราได้สัญญาณดิจิทัลแล้วจะนำมาเข้าวงจรรวมบิทข้อมูลโดยใช้วงจร parallel to serial (P/S) โดยที่เข้าพุดจะได้สัญญาณข้อมูล(NRZ)กลับคืนมาและในช่องสัญญาณอื่นๆก็จะมีการทำงานในลักษณะเดียวกันและในภาพที่ 45 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบ correlative receiver ในระบบส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณที่มอดคูเลทแบบ QPSK

ภาพที่ 45



แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณแบบคอรีเลชันในระบบ Multi-carrier QPSK-OFDM

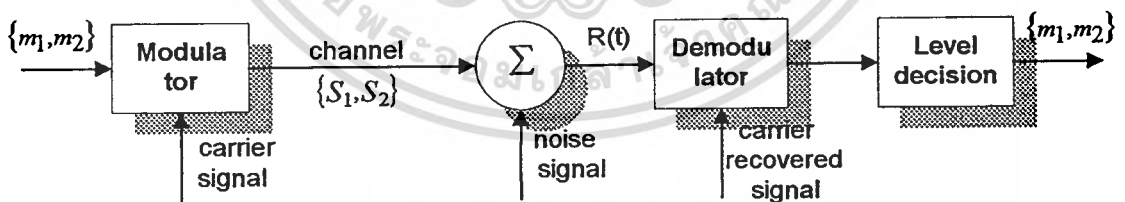
## บทที่ 6

### การหาประสิทธิภาพของระบบ

#### การหาประสิทธิภาพของระบบ (Performance of Systems)

Performanceเป็นการหาประสิทธิภาพของระบบในรูปแบบของการเปรียบเทียบอัตราส่วนของสัญญาณที่ภาครับสามารถรับได้กับสัญญาณรบกวน(Noisesignal)ที่เกิดขึ้นที่ภาครับ โดยสัญญาณทั้ง2ผ่านวงจรต่างๆในภาครับมาแล้วจนกระทั่งถูกตัดสินให้เป็นสัญญาณโบนารี(Baseband Signal)ซึ่งสามารถหาสัญญาณทั้ง2ได้โดยในส่วนของสัญญาณเบสแบนด์ใช้โครงสร้างของสัญญาณ และในส่วนของสัญญาณรบกวนใช้โครงสร้างของสัญญาณรบกวนซึ่งจะกล่าวถึงภายหลัง

ภาพที่ 46



แสดงโครงสร้างของระบบ Digital Transmission

โดยทั่วไป PSD ของสัญญาณรบกวนคือ  $N_0/2$  ตลอดช่วง  $-\infty < \omega < \infty$  ซึ่งหมายความว่าสัญญาณรบกวนในลักษณะนี้เป็น White Noise ซึ่งมีขนาดคงที่ตลอดช่วงแบนด์วิดท์อนันต์แต่ในช่องสัญญาณสื่อสารที่มีลักษณะแบบมีการจำกัดแบนด์วิดท์(Bandlimited channel) ดังนั้นสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณดังกล่าวจึงมีลักษณะจำกัดแบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนด้วยเช่นเดียวกันและสมการ PSD ของสัญญาณรบกวนสามารถกำหนดได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{nb}(\omega) = \frac{N_0 \cdot \omega_n}{2 \cdot \pi} \cdot \text{Rect}\left[\frac{\omega}{2 \cdot \omega_n}\right] \quad (6.1)$$

เมื่อ  $\omega_n$  เป็นแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณหน่วยเป็น rad/sec และทำการหาการแปลงฟูรีเยร์กลับในสมการที่ 6.1 ซึ่งเป็นการหาออโตคอร์รีเลชันคือ

$$R_{XX-nb}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} P_{nb}(\omega) \cdot d\omega \quad (6.2.1)$$

$$R_{XX-nb}(\tau) = \left[ \frac{N_0 \cdot \omega_n}{2\pi} \right] * \text{sinc}(\omega \cdot \tau) \quad (6.2.2)$$

และโดยทั่วไปในโครงสร้างของภาครับแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Receiver) ซึ่งในที่นี้คือวงจรคอร์รีเลชัน (Correlation Receiver) ซึ่งสัญญาณที่เข้าที่พู่จะมีการสุ่มตัวอย่าง ดังนั้นผลของสัญญาณรบกวนที่ผ่านการสุ่มหรือ Noise Sample Signal ในช่วง  $\Delta_T$  ซึ่งมีความสัมพันธ์กับจำนวนของการสุ่มตัวอย่างดังนี้

$$t_k = k \cdot \Delta_T \quad (6.3)$$

$$\Delta_T = \frac{\pi}{\omega_N} \quad (6.4)$$

สัญญาณรบกวนที่ผ่านการสุ่มตัวอย่างจะมีคุณสมบัติดังนี้

1. สัญญาณรบกวนดังกล่าวจะมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0
2. การหาออโตคอร์รีเลชันของสัญญาณดังกล่าวเป็น 0 ที่จุด  $\frac{n\pi}{\omega_n}$  เมื่อ  $n$  เป็นจำนวนเต็มบวกที่มากกว่า 0

และเราสามารถหาค่ากำลังของสัญญาณรบกวน (variance) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\sigma^2 = E[n_b^2(t)] = R_{XX-nb}(\tau) \Big|_{\tau=0} \quad (6.5.1)$$

$$\sigma^2 = \frac{N_0 \cdot \omega_n}{2\pi} \quad (6.5.2)$$

$$= \frac{N_0}{2\Delta_T} \quad (6.5.3)$$

$$\sigma^2 \cdot \Delta_T = \frac{N_0}{2} \quad (6.5.4)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อทำการสุ่มตัวอย่างสัญญาณไปจนถึง  $K$  เทอมซึ่งแต่ละช่วง  $\Delta_T$  ของการสุ่มจะเกิดความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วม (Joint Probability Density)  $P_{nb}(n_1, n_2, \dots, n_K)$  ซึ่งพบว่า เป็นผลคูณที่อิสระของการสุ่มตัวอย่างของสัญญาณรบกวนและสัญญาณรบกวนเป็นเกาส์เซียน (Gaussian noise) ดังนั้นค่า  $P_{nb}$  เราสามารถกำหนดได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$P_{nb}(n) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \exp\left\{-\frac{(n^2)}{2\sigma^2}\right\} \quad (6.6.1)$$

$$P_{nb}(n, k) = \prod_{k=1}^K P_{nk}(n_k) \quad (6.6.2)$$

$$P_{nb}(n, k) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma^2} \cdot \left\{ \exp\left\{-\sum_{k=1}^K \frac{(n^2 k)}{2\sigma^2}\right\} \right\} \quad (6.6.3)$$

ถ้าช่วงเวลาในการสุ่มตัวอย่างเกิดขึ้นในช่วง 1 ช่วงสัญลักษณ์ (Symbol Interval: หรือ  $T_S$ )

$$k = \frac{T_S}{\Delta T} \quad (6.7.1)$$

$$k = \frac{\omega_n \cdot T_S}{\pi} \quad (6.7.2)$$

และสังเกตได้ว่าเมื่อแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเข้าใกล้อนันต์  $\omega_n \rightarrow \infty$  จะทำให้สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณจะเข้าใกล้สัญญาณรบกวนแบบไวท์ (White Noise)  $n_b(t) \rightarrow n_\omega(t)$

### สัญญาณที่ต้องการ (Desired Signal)

ถ้าสัญญาณที่ถูกส่ง  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  และสัญญาณที่รับได้  $R(t)$  และถูกสุ่มตัวอย่าง  $k=1, 2, \dots, K$

และ  $\{R_k\}$  เป็นเซตของตัวแปรเร้นดัม (Random Variable) ซึ่งเป็นการแทนรูปสัญญาณที่อินพุตของภาครับที่ผ่านการสุ่มตัวอย่างแล้ว ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะมีสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามาซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$R_k = S_k + n_k \quad (6.8)$$

$$n_k = R_k - S_k \quad ; i = 1, 2, \dots, \infty \quad (6.9)$$

และ joint PDF ของ  $\{R_k\}$  เมื่อมีการส่ง  $m_1$ ,  $m_2$  สามารถเขียนได้ดังนี้

$$P_r(R_k / m_i) = \prod_{k=1}^K p_{nk}(R_k - S_k) \quad (6.10.1)$$

$$P_r(R_k / m_i) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma^2} \cdot \left\{ \exp \left\{ - \sum_{k=1}^K \frac{(R_k - S_k)^2}{2 \cdot \sigma^2} \right\} \right\} \quad (6.10.2)$$

### การตัดสินใจเลือกของสัญญาณที่ภาครับ

การตัดสินใจเลือกสัญญาณที่ภาครับเกิดจากหลักการของการสังเกต (observation) ของสัญญาณ  $R(t)$  ซึ่งเราสมมุติว่าสัญญาณ  $R(t)$  ถูกสุ่มตัวอย่างในช่วง  $T \rightarrow k \cdot T$  และมีจำนวนในการสุ่ม  $k$  เข้าใกล้อนันต์ ( $k \rightarrow \infty$ ) และ  $\Delta T \rightarrow 0$  และการสมมุติดังกล่าวทำให้การสุ่มตัวอย่างเทียบเท่ากับการสังเกตสัญญาณ  $R(t)$  ที่มีความต่อเนื่องของรูปคลื่น (continuous waveform) และถ้าสมมุติให้  $S_1, S_2$ , เมื่อ  $I = 1, 2$  เป็นการส่งข้อมูลที่มีความต่างกัน 2 สถานะ (binary) ที่ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยระบบสื่อสารโทรคมนาคม จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
ไม่อาจรณิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณจะคำนวณหาค่าความน่าจะเป็นของ  $S_1, S_2$  ที่ส่งมาในกลุ่มเฉพาะของการสังเกต  $\{P_k\}$  ซึ่งค่าความน่าจะเป็นของแต่ละ  $S_1, S_2(m_1, m_2)$  คือ

$$P(m_1 / \rho_1 \dots \rho_k) > P(m_2 / \rho_1 \dots \rho_k) \quad (6.11.1)$$

$$P(m_2 / \rho_1 \dots \rho_k) > P(m_1 / \rho_1 \dots \rho_k) \quad (6.11.2)$$

เราเรียกว่า posteriori probability ซึ่งจุดสำคัญในภาครับก็คือต้องการหาจุดที่ดีที่สุดในการเลือกตัดสินใจของลอจิกว่าข้อมูลที่รับได้เป็น  $m$  หรือ  $m_2$  และในการตัดสินใจเลือกสถานะของข้อมูลจะถูกกำหนดโดยเงื่อนไขดังนี้ถ้า

$$P(m_2 / \rho_1 \dots \rho_k) > P(m_1 / \rho_1 \dots \rho_k) \quad \text{เลือก } m_2 \quad (6.12.1)$$

$$P(m_2 / \rho_1 \dots \rho_k) < P(m_1 / \rho_1 \dots \rho_k) \quad \text{เลือก } m_1 \quad (6.12.2)$$

การทำให้เงื่อนไขดังกล่าวถูกต้องที่สุด (Optimization criterion) จะทำให้ระบบรับสัญญาณดังกล่าวเป็นระบบที่ดีที่สุด (Optimum System) และจากกฎของเบย์ (Baye's Rule)

$$P(m_i / \rho_1 \dots \rho_k) \cdot P(\rho_1 \dots \rho_k) = P(\rho_1 \dots \rho_k / m_i) \cdot P(m_i) \quad (6.13.1)$$

$$P(\rho_1 \dots \rho_k / m_i) = P_r(\rho_1 \dots \rho_k / m_i) \cdot d\rho_1 \dots d\rho_k \quad (6.13.2)$$

การเลือกพิจารณาจุดในการเลือกตัดสินใจเพื่อให้ระบบดีที่สุดสามารถพิจารณาได้จากการทำการทดสอบดังนี้

$$\frac{P_r(\rho_1 \dots \rho_k / m_2)}{P_r(\rho_1 \dots \rho_k / m_1)} > \frac{P(m_1)}{P(m_2)} \quad , \text{เลือก } m_1 \quad (6.14.1)$$

$$\frac{P_r(\rho_1 \dots \rho_k / m_2)}{P_r(\rho_1 \dots \rho_k / m_1)} < \frac{P(m_1)}{P(m_2)} \quad , \text{เลือก } m_2 \quad (6.14.2)$$

เราเรียกการทดสอบนี้ว่า Likelihood Ratio Test (LRT) และถ้าเรากำหนดให้ค่าความน่าจะเป็นของแหล่งกำเนิดข้อมูล (Source Probability) หรือ Priori Probability

$$P_1 = P(m_1) \quad (6.15.1)$$

$$P_2 = P(m_2) \quad (6.15.2)$$

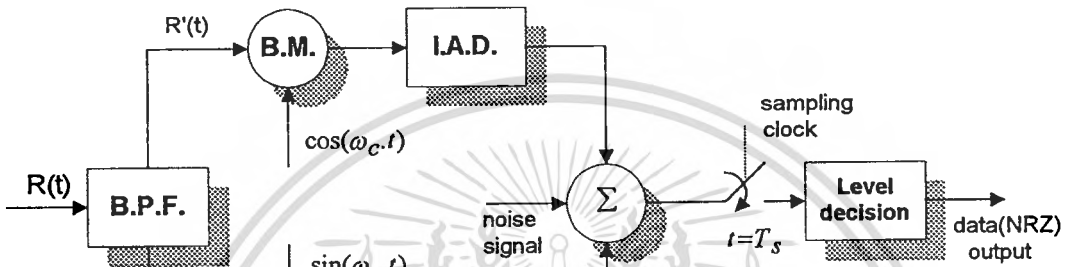
ถ้าเราแทนค่า joint PDF ลงในสมการ (6.14.2) เราสามารถเขียนได้ใหม่คือ

$$\exp\left\{\frac{1}{2\sigma^2} \cdot \sum_{k=1}^K [2 \cdot \rho_k \cdot (s_{2k} - s_{1k}) - s_{2k}^2 + s_{1k}^2]\right\} > \frac{P_1}{P_2} \quad (6.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า และจากสมการ (6.16) ซึ่งเราพบว่าค่าความไม่เท่าดังกล่าวจะมีลักษณะเป็น monotonic ก็จะมีค่าไม่อาจรู้ได้จากทางอื่น อีกทั้งยังมีเหตุผลปลงแน่นอน และต้องอ่านถึงถึงใจของเอกสารนี้ที่มีการนำไปใช้เพิ่มขึ้นทางเดียวและเราสามารถที่จะทำให้สมการความไม่เท่าดังกล่าวนั้นไม่เป็นฟังก์ชันของอีกไป

แทนเข็ลได้โดยการใส่ฟังก์ชัน  $\ln$  เข้าในสมการ (6.16) ทั้ง 2 ข้างคั้งนั้นเราจะเขียนสมการใหม่ได้คั้งต่อไปนี้

ภาพที่ 47



แสดงบล็อก ไดอะแกรมของตัวคีมอดคูลเลทแบบคอร์รีเลชัน(correlation)ที่มีการสุ่มตัวอย่าง

$$\sum_{k=1}^K \rho(k.\Delta T) \cdot [s_{2k}(k.\Delta T) - s_{1k}(k.\Delta T)] \cdot \Delta T - \sum_{k=1}^K [s_{2k}^2(k.\Delta T) - s_{1k}^2(k.\Delta T)] \cdot \Delta T/2 > \sigma^2 \cdot \Delta T \ln\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

(6.17)

และถ้าเราแทนค่าตัวแปรของสมการ (6.17) ด้วยค่าต่อไปนี้คือ

$$\rho_k = \rho(t_k) \quad (6.18.1)$$

$$= \rho(k.\Delta T) \quad (6.18.2)$$

$$s_{1k} = s_1(t_k) \quad (6.19.1)$$

$$= s_{1k}(k.\Delta T) \quad (6.19.2)$$

$$s_{2k} = s_2(t_k) \quad (6.19.3)$$

$$= s_{2k}(k.\Delta T) \quad (6.19.4)$$

และเราสมมุติให้  $(k \rightarrow \infty)$ ,  $\Delta T \rightarrow 0$ ,  $\Delta T \rightarrow dt$ ,  $k.\Delta T \rightarrow t$  เพราะฉะนั้นเราสามารถเขียนสมการ (6.17) ได้ใหม่คั้งต่อไปนี้

$$\int_0^{T_b} R(t) \cdot (s_2(t) - s_1(t)) \cdot dt > \frac{[E_2 - E_1 + N_o \cdot \ln(\frac{P_1}{P_2})]}{2} \quad (6.20)$$

และเราสามารถหาค่าระดับแรงดันอ้างอิง (Threshold Voltage:  $V_T$ ) เพื่อใช้ในการกำหนดจุดตัดสินใจเลือกกระด้างของสัญญาณดิจิทัลแบบ polar NRZ สำหรับภาครับให้มีประสิทธิภาพดีที่สุดคือ

$$V_T = \left\{ \frac{(E_2 - E_1)}{2} + 2 \frac{\ln(\frac{P_1}{P_2})}{N_o} \right\} \quad (6.21)$$

และเงื่อนไขที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกกระด้างของลอจิกมีดังนี้

$$\int_0^{T_b} R(t) \cdot (s_2(t) - s_1(t)) \cdot dt > V_T \quad \text{เลือก } m_2 \quad (6.22.1)$$

$$\int_0^{T_b} R(t) \cdot (s_2(t) - s_1(t)) \cdot dt < V_T \quad \text{เลือก } m_1 \quad (6.22.2)$$

จากสมการ (6.20) และ (6.21) เราจะเห็นได้ชัดเจนว่า ทางด้านขวามือของสมการ (6.20) จะเป็นค่าระดับของแรงดันอ้างอิงที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกกระด้างของสัญญาณดิจิทัลโดยถ้าผลของการอินทิเกรตของสมการทางด้านซ้ายมีค่ามากกว่าระดับแรงดันอ้างอิงก็จะให้เข้าชุดเป็น  $m_2$  แต่ถ้าผลของการอินทิเกรตอยู่ในลักษณะตรงกันข้ามก็จะให้เข้าชุดเป็น  $m_1$  ดังในสมการ (6.22.1) และ (6.22.2) ตามลำดับ

### กำลังของสัญญาณรบกวนที่เข้าชุดในระบบที่ดีที่สุด

ในระบบที่ดีที่สุดเมื่อให้ที่ภาครับใช้โครงสร้างของแมทช์ฟิลเตอร์ (Matched Filter หรือ MF) หรือระบบเทียบเท่าแบบ Correlation Receiver สัญญาณรบกวนที่เข้าชุดของภาครับดังกล่าวคือ

$$n_o(T_b) = \int_0^{T_b} \{n_w(t) \cdot [s_2(t) - s_1(t)]\} \cdot dt \quad (6.23)$$

และกำลังของสัญญาณรวมกัน ( $\sigma_n^2$ ) คือ

$$\sigma_n^2 = E[n^2] \quad (6.24.1)$$

$$\sigma_n^2 = E\left[\int_0^{T_b} \{n_w(t) \cdot [s_2(t) - s_1(t)]\} \cdot dt \int_0^{T_b} \{n_w(\tau) \cdot [s_2(\tau) - s_1(\tau)]\} \cdot d\tau\right] \quad (6.24.2)$$

$$\sigma_n^2 = \int_0^{T_b} \int_0^{T_b} \left\{ \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\tau - t) \cdot [s_2(t) - s_1(t)] \cdot [s_2(\tau) - s_1(\tau)] \right\} \cdot d\tau \cdot dt \quad (6.24.3)$$

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2} \cdot \int_0^{T_b} [s_2^2(t) + s_1^2(t) - 2 \cdot s_2(t) \cdot s_1(t)] \cdot dt \quad (6.24.4)$$

$$E_1 = \int_0^{T_b} s_1^2(t) \cdot dt \quad (6.25.1)$$

$$E_2 = \int_0^{T_b} s_2^2(t) \cdot dt \quad (6.25.2)$$

และสัมประสิทธิ์ในการวัดความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ  $S_1(t)$  และสัญญาณ  $S_2(t)$  คือ

$$\gamma = (E_1 \cdot E_2)^{-1/2} \cdot \int_0^{T_b} s_2(t) \cdot s_1(t) \cdot dt \quad (6.26)$$

เพราะฉะนั้นค่ากำลังของสัญญาณรวมกันที่เข้าพุดของระบบรับที่ดีที่สุดกำหนดได้ดังนี้ .

$$\sigma_o^2 = \frac{N_0}{2} \cdot [E_1 + E_2 - 2 \cdot (E_1 \cdot E_2)^{1/2}] \quad (6.27)$$

และสามารถหาค่ากำลังของสัญญาณที่เข้าพุดของระบบที่ดีที่สุดได้ดังนี้

$$V_2 = \int_0^{T_b} \{s_2(t) \cdot [s_2(t) - s_1(t)]\} \cdot dt \quad (6.28.1)$$

$$V_2 = E_2 - \gamma \cdot (E_1 \cdot E_2)^{1/2} \quad , \text{เมื่อ } m_1 \text{ ถูกส่ง} \quad (6.28.2)$$

$$V_1 = \int_0^{T_b} \{s_1(t) \cdot [s_2(t) - s_1(t)]\} \cdot dt \quad (6.29.1)$$

$$V_1 = \gamma \cdot (E_1 \cdot E_2)^{1/2} - E_2 \quad , \text{เมื่อ } m_2 \text{ ถูกส่ง} \quad (6.29.2)$$

เมื่อ  $V_1$  เป็นแรงดันของข้อมูลที่ เป็น "0"

$V_2$  เป็นแรงดันของข้อมูลที่ เป็น "1"

**ความน่าจะเป็นในความผิดพลาดในระบบที่ดีที่สุด**

ค่า PDF ของสัญญาณที่รับได้และผ่านการสุ่มตัวอย่างแล้วคือ

$$r_o = r_o(T_b) \quad (6.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขเมื่อทำการส่งสัญญาณ  $m_{ji}, i=1,2$  และที่ภาครับสัญญาณที่รับได้คือ  $r_o$  ซึ่งสามารถเขียนสมการได้คือ

$$P_r(r_o/m_i) = P_{no}(r_o - m_i) \quad , i = 1,2 \quad (6.31)$$

เมื่อ  $P_{no}$  เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) แบบเกาส์เซียนที่มีความเฉลี่ยเป็นศูนย์และที่ภาครับจะทำการตัดสินใจเลือกว่าจะมีค่าเป็นลอจิกใดโดยการนำสัญญาณที่ผ่านการสุ่มตัวอย่าง ( $r_o$ ) ไปเปรียบเทียบกับระดับแรงดันอ้างอิง ( $V_T$ ) โดยมีหลักการดังนี้

$$r_o > V_T \quad , \text{เลือกตัดสินใจเป็น } m_2 \quad (6.32.1)$$

$$r_o < V_T \quad , \text{เลือกตัดสินใจเป็น } m_1 \quad (6.32.2)$$

และค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (Probability of Error) ที่ภาครับสามารถหาได้จากการหาค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขดังนี้

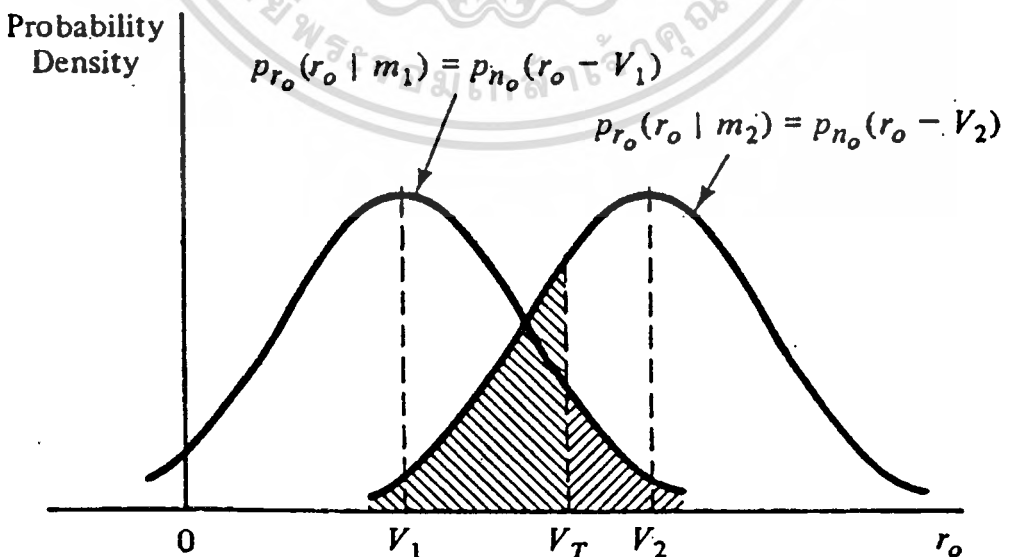
$$P(\text{error} / m_2) = \int_0^{V_T} P_{ro}(r_o / m_2) \cdot dr_o \quad (6.33.1)$$

$$P(\text{error} / m_2) = \int_0^{V_T} P_{ro}(r_o - V_2) \cdot dr_o \quad (6.33.2)$$

$$P(\text{error} / m_1) = \int_0^{V_T} P_{ro}(r_o / m_1) \cdot dr_o \quad (6.34.1)$$

$$P(\text{error} / m_1) = \int_0^{V_T} P_{ro}(r_o - V_1) \cdot dr_o \quad (6.34.2)$$

ภาพที่ 48



แสดงค่า P.D.F. ของระบบรับสัญญาณที่ดีที่สุดที่เกิดจาก AWGN

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการแจ้งขึ้นเพื่อการค้าเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าเฉลี่ยตลอดค่าความผิดพลาดทั้งสองสถานะนี้จะทำให้เราสามารถหาค่าเฉลี่ยความน่าจะเป็นของความผิดพลาดได้ตลอดช่วง 1 สัญลักษณ์ (1  $T_S$ ) ดังนี้

$$Pe = P(\text{error}/m_1) \cdot P_1 + P(\text{error}/m_2) \cdot P_2 \quad (6.35)$$

$$Pe = \frac{P_1}{2} \cdot \text{erfc}\{(V_T - V_1)/(2 \cdot \sigma^2)\} + \frac{P_2}{2} \cdot \text{erfc}\{(V_T - V_2)/(2 \cdot \sigma^2)\} \quad (6.36)$$

และเมื่อนำค่า  $V_T, \sigma^2, V_1, V_2$  ไปแทนค่าลงในสมการ (6.36) เราสามารถหาค่า  $Pe$  ได้ดังนี้

$$Pe = \frac{P_1}{2} \cdot \text{erfc}\{(E_1 + E_2 - 2 \cdot \gamma(E_1 \cdot E_2)^{1/2}) / (4 \cdot N_o)\} + \{N_o^{1/2} \cdot \ln(P_1/P_2) / E_1 + E_2 - 2 \cdot \gamma(E_1 \cdot E_2)^{1/2}\} + \frac{P_2}{2} \cdot \text{erfc}\{(E_1 + E_2 - 2 \cdot \gamma(E_1 \cdot E_2)^{1/2}) / (4 \cdot N_o)\} + \{N_o^{1/2} \cdot \ln(P_1/P_2) / E_1 + E_2 - 2 \cdot \gamma(E_1 \cdot E_2)^{1/2}\} \quad (6.37)$$

### การหาอัตราบิดพลาดจากการตัดสินใจของ BPSK

ในการหาอัตราบิดพลาดจากการตัดสินใจของ BPSK เราจะต้องทราบค่าความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณดิจิทัลแบบ Antipodal signal ในหัวข้อที่ผ่านมาแล้ว ซึ่งเราพบว่าในลักษณะทั่วไปอัตราบิดพลาดของข้อมูลกรณีของ BPSK นี้จะมีค่าความน่าจะเป็นในการเกิดเท่า (Equally Probability) กันคือ

$$P_1 = P_2 = \frac{1}{M} \quad (6.38)$$

แต่สัญญาณดิจิทัล NRZ จะมีสถานะของข้อมูลที่เป็นไปได้ 2 สถานะ ( $M=2$ ) ดังนั้นเมื่อเราแทนสมการ (6.38) ลงในสมการ (6.37) จะลดเทอมของสมการลงดังนี้

$$Pe = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}\{[E_1 + E_2 - 2 \cdot \gamma \cdot (E_1 \cdot E_2)^{1/2}] / 4N_o\}^{1/2} \quad (6.39)$$

และเราทราบแล้วว่าสัญญาณของ BPSK จะมีพลังงานต่อบิตเท่ากันนั่นคือ

$$E_1 = E_2 = \frac{E_T}{2} = E_b \quad (6.40)$$

และเทอมในวงเล็บของสมการ (6.39) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$E_1 + E_2 - 2 \cdot \gamma \cdot (E_1 \cdot E_2)^{1/2} = 2 \cdot E_b \cdot (1 - \gamma) \quad (6.41)$$

เพราะฉะนั้นเมื่อนำสมการ (6.41) แทนลงในสมการ (6.39) จะลดรูปเหลือสมการดังนี้

$$Pe = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}\{[2 \cdot E_b \cdot (1 - \gamma) / 4N_o]\}^{1/2} \quad (6.42)$$

และจากสมการ (6.27) เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์คอรัรัวี่เลขชั้นของสัญญาณ BPSK ได้เท่ากับ -1 ดังนั้นสมการของการตัดสินใจเลือกบิตผิดพลาดของภาครับแบบคอรัรัวี่เลขชั้นสำหรับ BPSK คือ

$$Pe = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \left[ \frac{Eb}{No} \right]^{1/2} \quad (6.43)$$

### การหาอัตราบิตผิดพลาดจากการตัดสินใจของ QPSK

สัญญาณที่รับได้สามารถเขียนให้อยู่ในรูป Inphase และ Quadrature ได้ดังนี้

$$S'(t) = A \cdot \cos \theta_i \cdot \cos \omega_c \cdot t - B \cdot \sin \theta_q \cdot \sin \omega_c \cdot t \quad (6.44.1)$$

$$S'(t) = A_i \cos \omega_c \cdot t - A_q \cdot \sin \omega_c \cdot t \quad (6.44.2)$$

เมื่อ  $A_i = A \cdot \cos \theta_i$ ,  $A_q = B \cdot \sin \theta_q$

แต่เราพบว่าสัญญาณที่ภาครับจะมีสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามา ดังนั้นสัญญาณที่รับได้คือ

$$R'(t) = S'(t) + n(t) \quad (6.45)$$

และในการตีเทคของภาครับใน QPSK จะต้องมีการตัดสินใจเลือกสัญญาณในช่วง  $+\pi/M$  ของมุม  $\theta_m$  และสัญญาณที่รับได้จะเป็นสัญญาณของเข้าพุทที่ตีเทคเตอร์ตัวที่ 1 และเข้าพุทที่ตีเทคเตอร์ตัวที่ 2 (Inphase และ Quadrature correlator output ตามลำดับ) ซึ่งเขียนสมการที่เข้าพุททั้ง 2 ได้ดังนี้

$$Y'_i(t) = \int_0^\infty R'(t) \cdot \cos[\omega_c \cdot t + \theta(t)] \cdot dt \quad (6.46.1)$$

$$Y'_q(t) = \int_0^\infty R'(t) \cdot \sin[\omega_c \cdot t + \theta(t)] \cdot dt \quad (6.46.2)$$

แต่สัญญาณที่รับได้จะต้องมีสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามาด้วยเสมอซึ่งเมื่อเราแยกองค์ประกอบของสัญญาณออกเป็นด้าน Inphase และ Quadrature ดังนั้นสัญญาณในแต่ละด้านที่มีสัญญาณรบกวนปะปนอยู่ด้วยคือ

$$R'_i(t) = A_i \cdot \cos \theta_{mi}(t) + n_i \quad (6.47.1)$$

$$R'_q(t) = A_q \cdot \sin \theta_{mi}(t) + n_q \quad (6.47.2)$$

และจากการหาพลังงานต่อสัญญาณลักษณะ (Energy per Symbol)

$$E_S = \int_0^{T_b} S^2(t) \cdot dt = \frac{A^2 \cdot T_b}{2} \quad (6.48)$$

$$n_i(t) = \int_0^\infty n(t) \cdot \cos[\omega_c \cdot t + \theta(t)] \cdot dt \quad (6.49.1)$$

$$n_q(t) = \int_0^\infty n(t) \cdot \sin[\omega_c \cdot t + \theta(t)] \cdot dt \quad (6.49.2)$$

และจากการหาค่า joint conditional probability density function ซึ่งมีสมการในรูป

$$E[R_i] = A_q \cdot \cos \theta_{mi}(t) \quad (6.50.1)$$

$$E[R_q] = A_q \cdot \sin \theta_{mi}(t) \quad (6.50.2)$$

ดังนั้นเมื่อนำค่า joint conditional probability density function ไปแทนลงในสมการของความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของการตัดสินใจเลือกบิตผิดพลาดของสัญญาณที่ภาครับสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$P_e(R_i, R_q / S_m) = \exp\{-\{(R_i - E[R_i])^2 + (R_q - E[R_q])^2\} / E_S \cdot N_o\} / \pi N_o \cdot E_S\} \quad (6.51)$$

โดยการตัดสินใจเลือกค่าของสัญญาณดิจิทัลจะใช้กฎคือ

$$\theta_m = \tan^{-1} \left[ \frac{R_q}{R_i} \right] \quad (6.52)$$

$$R_i = R' \cdot \cos(\theta''_m) \quad (6.53.1)$$

$$R_q = R' \cdot \sin(\theta''_m) \quad (6.53.2)$$

ซึ่งเราพบว่าจะเป็นการแปลงสัญญาณจากรูป Rectangular form ไปเป็น Polar form ดังนั้นเมื่อนำสมการ (6.53.1) และ (6.53.2) แทนลงในสมการ (6.51) เราสามารถนำมาเขียนใหม่ได้เป็น

$$P_e(R', \theta'' / S_m) = \{R'^n \cdot \exp[-(R'^2 + E_S^2 - 2 \cdot R' \cdot E_S \cdot \cos(\theta''_m - \theta_m)) / N_o \cdot E_S]\} \quad (6.54)$$

เมื่อ  $R^n = R' / \pi \cdot N_o \cdot E_S$  และเมื่อเรากำหนดให้ค่าผลต่างของมุมเป็น

$$\phi_e = \theta''_m - \theta_m \quad (6.55)$$

เมื่อนำสมการ (6.55) ไปแทนในสมการ (6.54) จะได้

$$P_e(R', \phi_e / S_m) = \{R'^n \cdot \exp[-(R'^2 + E_S^2 - 2 \cdot R' \cdot E_S \cdot \cos(\phi_e)) / N_o \cdot E_S]\} \quad (6.56)$$

ดังนั้นการตีเทคสัญญาณจะถูกตัดทิ้งก็ต่อเมื่อค่า  $\theta''_m$  อยู่ภายในช่วง  $+\pi/M$  ของมุม  $\theta_m$  หรือเท่ากับค่าของความต่างเฟส  $\phi_e$  อยู่ภายในช่วง  $-\pi/M \leq \phi_e \leq +\pi/M$  ดังนั้นค่าสมการค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของการตัดสินใจเลือกสัญญาณผิดพลาดของสัญญาณที่ภาครับคือ

$$P_e = 1 - P_c \quad (6.57.1)$$

$$P_e = 1 - \int_0^\infty P(\phi_e / S_m) \cdot d\phi_e \quad (6.57.2)$$

$$P(\phi_e / S_m) = \left\{ \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \exp(-\rho) \cdot (1 + 4 \cdot \pi \cdot \rho)^{1/2} \cdot \cos \phi_e \cdot \exp(\rho \cdot \cos \phi_e) \right\} \quad (6.58.1)$$

$$P(\phi_e / S_m) = \{1 - \operatorname{erfc}(2 \cdot \rho \cdot \cos^2 \phi_e)^{1/2}\} \quad (6.58.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

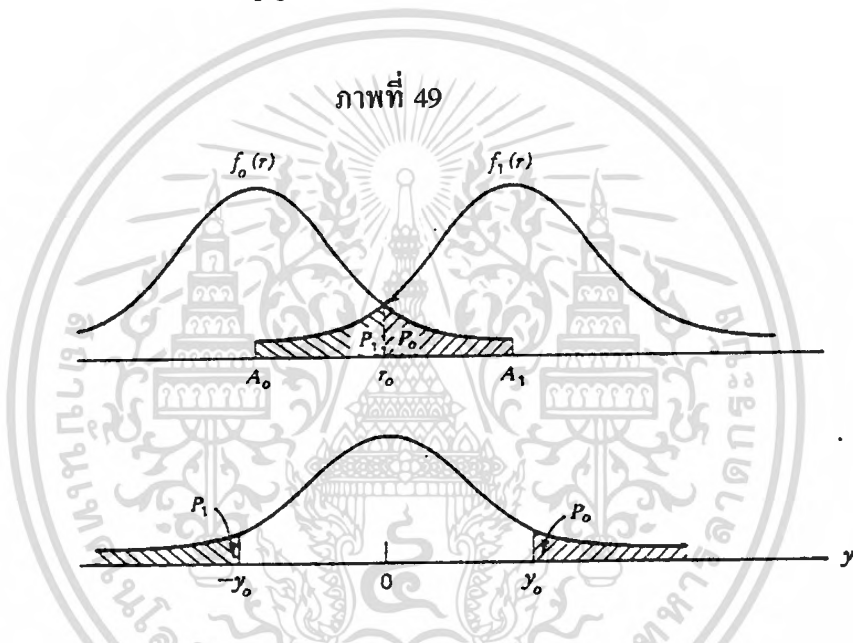
เมื่อ  $\rho = E_b / N_0$  และถ้าพลังงานของ  $E_S$  มีค่ามากกว่า  $N_0$  จะทำให้เทอม complementary error function มีค่าโดยประมาณเท่ากับ

$$\operatorname{erfc}(2 \cdot \rho \cdot \cos^2 \phi_e)^{1/2} \approx \{0.707 \cdot \pi \cdot \exp(-\rho \cdot \cos^2 \phi_e) / (2 \cdot \rho \cdot \cos \phi_e)\} \quad (6.59)$$

และเมื่อแทนสมการ (6.59) ลงในสมการ (6.58.2) เราพบว่าสมการ  $P(\phi_e, S_m)$  จะลดเหลือดังนี้

$$P(\phi_e / S_m) \approx \{(\rho / \pi) \cdot \cos \phi_e \cdot \exp(-\rho \cdot \sin^2 \phi_e)\} \quad (6.60)$$

และเมื่อแทนค่า  $P(\phi_e, S_m)$  กลับเข้าไปในสมการ  $P_e$  (6.57.2) เราจะสามารถหาค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจผิดพลาดของสัญญาณได้ดังนี้



แสดงคุณสมบัติในการเปลี่ยนตัวแปรของ PDF แบบ normal

$$P_S = 1 - \int_{-a}^a P(\phi_e / S_m) \cdot d\phi_e \quad (6.61)$$

เมื่อ  $a = \pi / M$  และถ้าเรากำหนดให้  $k = (2 \cdot \rho)^{1/2}$ ,  $k' = (2 \cdot \rho \cdot \sin^2 a)$  และ  $k'' = (-2 \cdot \rho \cdot \sin^2 a)$  นำไปแทนลงในสมการ  $P_S$  จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$P_S \approx 1 - \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{k''}^{k'} \exp(-k^2/2) \cdot dk \quad (6.62)$$

$$P_S \approx 1 - \frac{2}{2\pi} \cdot \int_0^{k'} \exp(-k^2/2) \cdot dk \quad (6.63)$$

$$P_S \approx 2 \cdot \operatorname{erfc}(k')^{1/2} \quad (6.64)$$

และถ้าภาคส่งมีการเข้ารหัสเพื่อป้องกันการกำกวมของข้อมูลแบบเกรย์ (Gray encoding) จะทำให้ค่าความน่าจะเป็น  $P_S$  มีค่าผิดพลาดน้อยลงเพราะสามารถป้องกันการกำกวมของข้อมูลได้ซึ่งเมื่อมีการเข้ารหัสแบบเกรย์แล้วสามารถหาค่า  $P_S$  ได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{b-Gray} = \frac{P_s}{\text{Log}(M)} \quad (6.65.1)$$

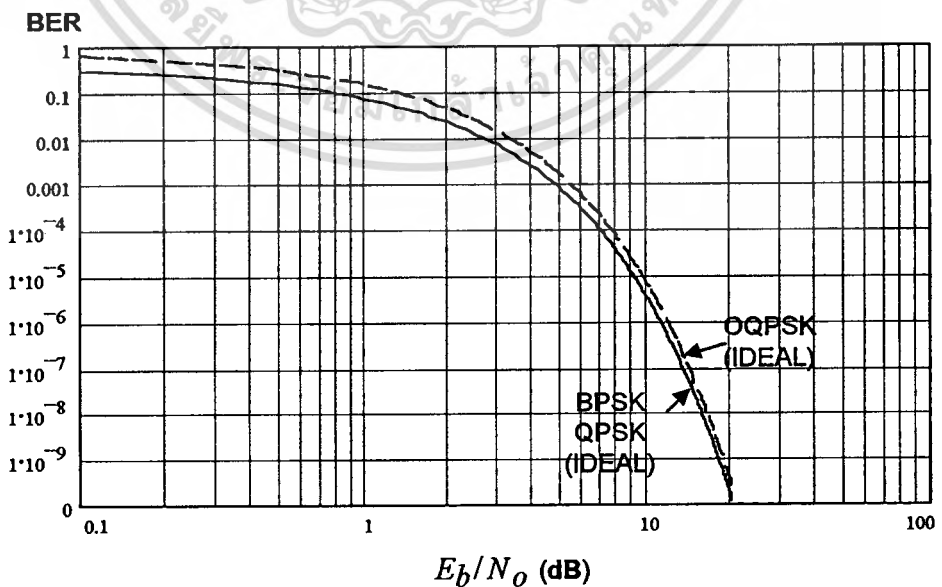
$$P_{b-Gray} \approx \text{erfc}(k')^{1/2} \quad (6.65.2)$$

$$P_{b-Gray} \approx \text{erfc}(4 \cdot \rho \cdot \sin^2 a)^{1/2} \quad (6.65.3)$$

### ผลกระทบของเฟสจิตเตอร์ต่อประสิทธิภาพในการรับของระบบ

ในภาครับของระบบสื่อสารแบบ “Coherent Communications” ที่ต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างวงจรสร้างสัญญาณคลื่นพาห์อ้างอิงที่มีความแม่นยำสูงที่ด้านส่งกับวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนมาที่ภาครับต้องมีเฟสที่ซิงโครไนซ์กันแต่เราพบว่าที่ด้านรับวงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์โดยส่วนใหญ่ใช้วงจร PLL ในช่วงในการติดตาม (Tracking Signal) และล็อกเข้ากับสัญญาณที่ต้องการซึ่งเราจะพบว่าถ้าสัญญาณคลื่นพาห์ที่ได้มีคุณภาพดีก็จะไม่เกิดการสั่นทางเฟสของสัญญาณซึ่งในกรณีนี้เราเรียกว่า “Perfect Synchronization” ดังนั้นมันจะไม่ส่งผลกระทบต่อค่า BER ซึ่งเป็นเพียงอุดมคติเท่านั้นแต่ในทางปฏิบัติเราพบว่าจะต้องเกิดการสั่นทางเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ถูกลบคืนมาได้ซึ่งเราพบว่ามันจะแปรค่าตามระดับของ  $SNR_L$  และการสูญเสียของสัญญาณที่

ภาพที่ 50



แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ระหว่าง BPSK และ QPSK กับ OQPSK เมื่อใช้วงจรคอร์รี

เอกซอร์เป็นเทคโนโลยีในการเชื่อมต่อสัญญาณเมื่อไม่มีเฟสจิตเตอร์เกิดขึ้น(กรณีอุดมคติ)ประโยชน์ด้านการคำนวณว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต้องใช้ไปในวงจรจรรงที่สัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนซึ่งในกรณีนี้เราเรียกว่า "Imperfect Synchronization" ซึ่งมันจะส่งผลกระทบต่อสมการ BER โดยจะทำให้ประสิทธิภาพในการรับสัญญาณแย่ลงกว่าในกรณีที่มีการซิงโครไนซ์อย่างสมบูรณ์ (Perfect Synchronization) โดยจะเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณคลื่นพาห้ที่วงจรรงที่สัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงสามารถสร้างสัญญาณคิงกล่าวโดยไม่มี การสั่นไหวทางเฟสของสัญญาณและเราสามารถหาสมการ BER เมื่อเกิด Imperfect Synchronization ดังเอกสารอ้างอิง [18], [19] และ [20] ได้ดังนี้

### กรณีหาค่า BER ของสัญญาณ BPSK

ในบทที่ 2 จากสมการที่ 2.16 ซึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพาห้ที่สามารถแยกกลับคืนมาได้เพื่อใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงเพื่อใช้ในการดีมอดคูลเลทแต่ในสมการดังกล่าวสัญญาณนี้จะไม่มี การสั่นไหวทางเฟส ( $\theta$ ) เนื่องจากสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 0 แต่ในทางปฏิบัติ เราพบว่า  $\theta$  จะมีค่าไม่เท่ากับ 0 นั่นก็คือจะมีการสั่นไหวทางเฟสเกิดขึ้นกับสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิง ( $\bar{\theta}$ ) นี้ ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการของคลื่นพาห้อ้างอิงได้ใหม่คือ

$$\varphi^*(t) = \cos(\omega_C t + \bar{\theta}) \quad (6.66)$$

และสัญญาณ BPSK ที่ผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านย่าน (BPF) เข้ามาที่อินพุตของวงจรมอดคูลเลทหรือ  $R'(t)$  ซึ่งเราสามารถเขียนสมการในรูปทั่วไปได้เป็น

$$R'(t) = \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot p(t - n \cdot T_b) \cdot \cos(\omega_C t + \theta) \quad (6.67)$$

ถ้าเรากำหนดให้  $\theta_e = \theta - \bar{\theta}$  ดังนั้นผลของการอินทิเกรตที่ได้จากวงจร IAD ดังสมการที่ 2.17.1 จะเขียนใหม่ได้เป็น

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{BPSK}(t) \cdot \varphi^*(t) \cdot dt = \int_{-\infty}^{\infty} R'(t) \cdot \varphi^*(t) \cdot dt \quad (6.68.1)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_{BPSK}(t) \cdot \varphi^*(t) \cdot dt = \pm \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot p(t - n \cdot T_b) \cdot \int_0^{T_b} \cos(\omega_C t + \theta) \cdot \cos(\omega_C t + \bar{\theta}) \cdot dt \quad (6.68.2)$$

และผลของอัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ( $S/N$ ) จะมีค่าเท่ากับ  $\lambda = (k \cdot \cos^2 \theta_e)^{1/2}$  ดังนั้นเมื่อเราแทนค่า  $S/N$  ลงในสมการ BER ในสมการที่ (6.43) เราสามารถเขียนสมการ BER ได้ใหม่ดังนี้

$$P_e(\lambda, \theta_e) = \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}(\lambda) \quad (6.69)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเราสามารถหาค่า BER ได้โดยการอินทิเกรตสมการที่ (6.69) ซึ่งเป็นสมการ BER แบบมีเงื่อนไขได้ดังนี้

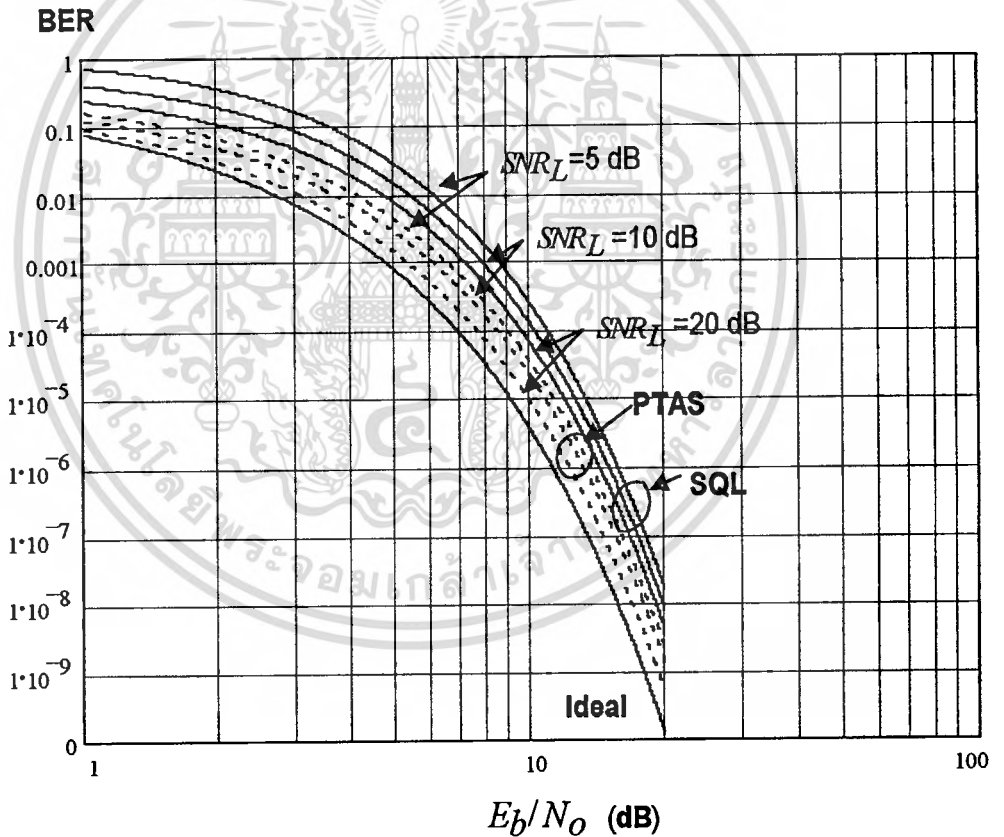
$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \operatorname{erfc}(\lambda) \cdot p(\theta_e) \cdot d\theta_e \quad (6.70)$$

$$p(\theta_e) = \exp[k \cdot \cos(\theta_e)] \cdot [2\pi \cdot I_0(k)]^{-1} \quad (6.71)$$

เมื่อ  $I_0$  เป็น zero order-modified bessel function

$p(\theta_e)$  เป็นค่า PDF แบบ normal

ภาพที่ 51



แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ BPSK เมื่อเกิด phase jitter ของสัญญาณคลื่นพาห้ ขึ้นที่ภาครับเมื่อใช้วงจรถ่ายสัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนมาแบบ PTAS และแบบ SQL ใช้ระดับ  $(SNR)_L$  ที่ 5 dB, 10 dB และ 20 dB ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และผลของการอินทิเกรตในสมการที่ (6.70) ซึ่งสามารถหาได้จากการประมาณซึ่งได้จากการ เอกสารอ้างอิง [8] ซึ่งสามารถหาค่า BER ในสมการ (6.70) ได้โดยเขียนให้อยู่ในรูป closed form ดังนี้

$$P_e \approx \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}(\lambda) + \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{k}{\pi}\right)^{1/2} \cdot \exp(-\lambda) \cdot \sigma^2 \theta_e \quad (6.72)$$

เมื่อ  $\sigma^2 \theta_e$  เป็นค่าแวกเรียนซ์ของมมเฟส  $\theta_e$

### กรณีหาค่า BER ของสัญญาณ QPSK

จากสมการที่ 2.16 ซึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพาห้ที่เราแยกกลับคืนมาได้เพื่อใช้เป็นสัญญาณ คลื่นพาห้อ้างอิงเพื่อใช้ในการคิมอดคูลเลขและในทางปฏิบัติค่าของความต่างเฟสของสัญญาณที่เรา รับผิดชอบได้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านย่านกับสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงที่มีการสั่นไหวของเฟสหรือ  $\theta_e$  ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่เราได้รับได้ในรูปสมการทั่วไปคือ

$$\varphi_1''(t) = \cos(\omega_C \cdot t + \bar{\theta}) \quad (6.73.1)$$

$$\varphi_2''(t) = \sin(\omega_C \cdot t + \bar{\theta}) \quad (6.73.2)$$

เมื่อสมการ (6.73.1) เป็นสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงสำหรับการคิมอดคูลเลขด้าน Inphase และสมการ (6.73.2) เป็นสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิงสำหรับการคิมอดคูลเลขด้าน Quadrature และสัญญาณ QPSK ที่เราได้รับได้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านย่านคือ

$$R^n(t) = \pm \sum_{n=0}^{\infty} C_n \cdot p(t - n \cdot T_S) \cdot \cos(\omega_C \cdot t + \theta_{data}) \quad (6.74)$$

และเมื่อเราแทนสมการ (6.73.1) และ (6.73.2) ลงในสมการ (2.20.1) ซึ่งเป็นการอินทิเกรตสัญญาณ เบสแบนด์ก่อนเข้าวงจรตัดสินใจเลือกระดับของสัญญาณดิจิทัลที่ด้าน Inphase มีสมการที่เข้าพุด คือ

$$y_{01}(t) = \int_0^{T_b} R'(t) \cdot \varphi_1''(t) \cdot dt \quad (6.75)$$

และเราสามารถหาค่าอัตราส่วนของ  $S/N$  ได้คือ

$$P_e = \left\{ \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}(\lambda_{in}) + \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc}(\lambda_{qa}) \right\} \quad (6.76)$$

และในลักษณะเดียวกันที่ด้าน Quadrature เราจะได้สมการที่เข้าพุดดังนี้

$$y_{02}(t) = \int_0^{T_b} R'(t) \cdot \varphi_2''(t) \cdot dt \quad (6.77)$$

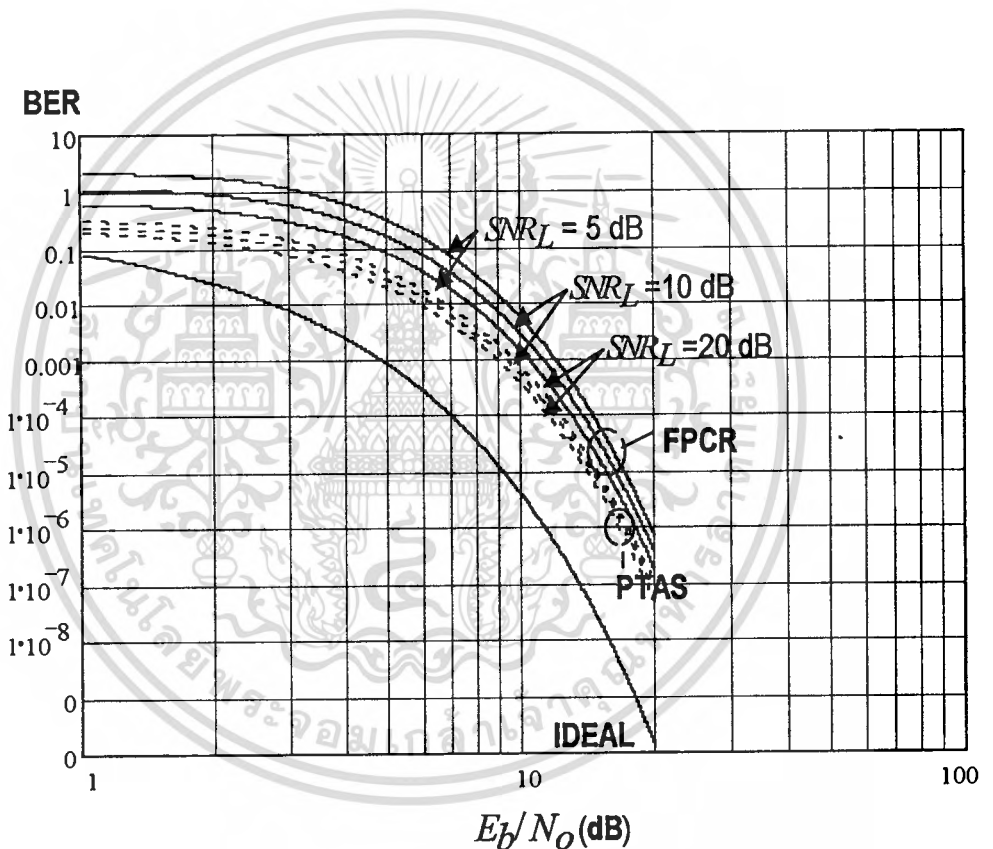
และเราสามารถหาค่าอัตราส่วนของ  $S/N$  ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบให้โดยโรงเรียนวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $\lambda_{in} = \sqrt{k} \cdot [\cos(\theta_e) + \sin(\theta_e)] \quad (6.78.1)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda_{ua} = \sqrt{k} [\cos(\theta_e) - \sin(\theta_e)] \quad (6.78.2)$$

โดยในสมการที่(6.78.1)จะเป็นค่า  $S/N$  ที่ด้าน Inphase และโดยในสมการที่(6.78.2)จะเป็นค่า  $S/N$  ที่ด้าน Quadrature และในหัวข้อที่ผ่านมาเราสามารถที่จะเขียนสมการของ  $P_e$  แบบมีเงื่อนไขได้ใหม่ดังนี้

ภาพที่ 52



แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ QPSK เมื่อเกิด phase jitter ของสัญญาณคลื่นพาห์ ขึ้นที่ภาครับเมื่อใช้วงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนมาแบบ PTAS และแบบ SQL ใช้ระดับ  $(SNR)_L$  ที่ 5 dB, 10 dB และ 20 dB ตามลำดับ

$$P_e = \left\{ \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}(\lambda_{in}) + \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}(\lambda_{qa}) \right\} \quad (6.79)$$

และเราสามารถหาค่า BER ได้โดยใช้การอินทิเกรตในสมการ (6.70) ซึ่งสามารถหาค่าได้โดยการประมาณได้ดังนี้

$$P_e \cong \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \sqrt{k} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{k}{\pi}} \cdot (1 + 2 \cdot Rb) \exp(-k) \cdot \sigma^2 \theta_e \quad (6.80)$$

### กรณีหาค่า BER ของสัญญาณ OQPSK

จากเอกสารอ้างอิง [18] พบว่าค่าความน่าจะเป็นในการตัดสินใจเลือกบิตผิดพลาด ( $P_e$ ) หรือ BER ของระบบส่ง/รับสัญญาณ OQPSK นั้นจะเป็นการเฉลี่ยระหว่างค่า BER ของระบบ BPSK กับค่า BER ของระบบ QPSK เพราะว่าเป็นกรณีที่ข้อมูลของด้าน Inphase และด้าน Quadrature ที่ด้านส่งไม่มีการเปลี่ยนสถานะ(ลอจิก)ของข้อมูล ดังนั้นค่า BER ของระบบ OQPSK ขณะนั้นจะเท่ากับค่า BER ของระบบ BPSK และจากผลของการ offset ข้อมูลในด้าน Quadrature ที่จะกำหนดให้ข้อมูลทั้งในด้าน Inphase และด้าน Quadrature ไม่สามารถเปลี่ยนสถานะของข้อมูลได้พร้อมกันในเวลาเดียวกันกล่าวคือสามารถเปลี่ยนสถานะของข้อมูลได้เพียงด้านใดด้านหนึ่งซึ่งผลของ BER ของระบบ OQPSK ในสถานะการมอดูเลตดังกล่าวจะเท่ากับค่า BER ของระบบ QPSK และจากหัวข้อ 6.7.4 ซึ่งเป็นการหาค่า BER เมื่อเกิดลักษณะ Imperfect synchronization ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการ BER ของระบบ OQPSK โดยใช้สมการ (6.70) ซึ่งเป็นการหาค่า BER แบบมีเงื่อนไขโดยสามารถนำมาเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$P_e = \int_{-\pi}^{\pi} P_{e-OQPSK}(\lambda, \theta_e) \cdot p(\theta_e) \cdot d\theta_e \quad (6.81)$$

$$P_{e-OQPSK}(\lambda, \theta_e) = \frac{1}{2} \cdot (P_{e-BPSK}(\lambda, \theta_e) + P_{e-QPSK}(\lambda, \theta_e)) \quad (6.82)$$

เมื่อ  $P_{e-BPSK}(\lambda, \theta_e)$  เป็นค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของระบบ BPSK

$P_{e-QPSK}(\lambda, \theta_e)$  เป็นค่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของระบบ QPSK

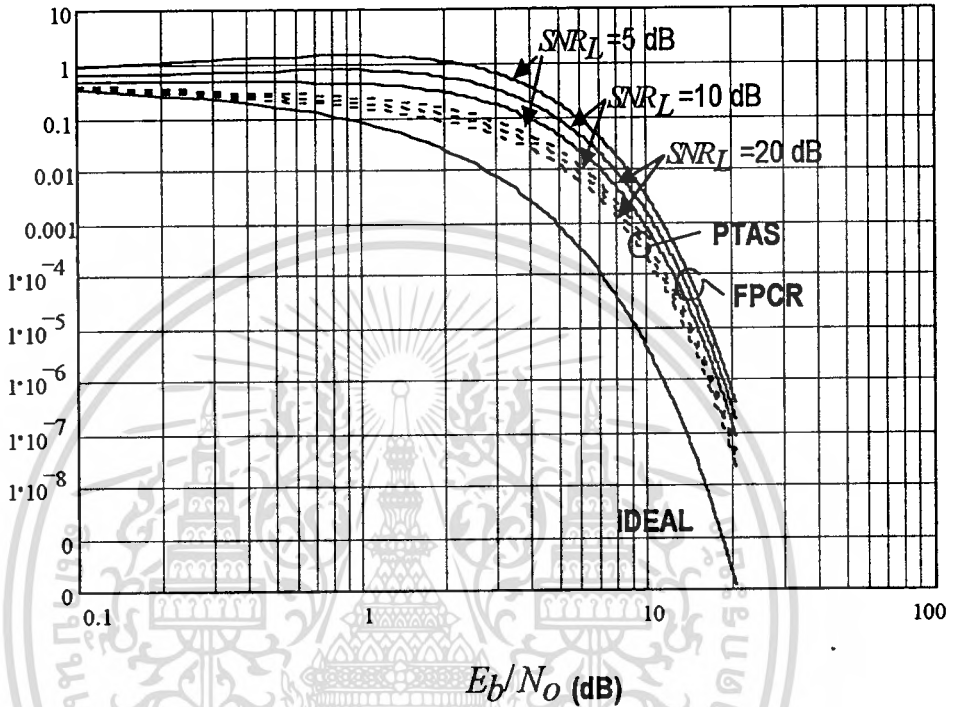
และเมื่อนำค่าความน่าจะเป็นทั้ง 2 สมการคือสมการ (6.69) และสมการ (6.79) แทนลงในสมการ (6.81) เราก็สามารถหาค่า BER ของระบบ OQPSK ได้ดังนี้

$$P_{e-OQPSK} \cong \frac{1}{2} \cdot \left[ \left( \frac{1}{2} \cdot \text{erfc}(\lambda) + \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{k}{\pi} \right)^{1/2} \cdot \exp(-k) \cdot \sigma^2 \theta_e \right) + \left( \frac{1}{2} \cdot \text{erfc} \sqrt{k} + \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{k}{\pi}} \cdot (1 + 2 \cdot Rb) \exp(-k) \cdot \sigma^2 \theta_e \right) \right] \quad (6.83)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาพที่ 53

BER



แสดงการเปรียบเทียบค่า BER ของระบบ OQPSK เมื่อเกิด phase jitter ของสัญญาณ คลื่นพาห้ขึ้นที่ภาครับเมื่อใช้วงจรกู้สัญญาณคลื่นพาห้กลับคืนมาแบบ PTAS และ แบบ SQL ใช้ระดับ  $(SNR)_L$  ที่ 5 dB, 10 dB และ 20 dB ตามลำดับ

## การเปรียบเทียบค่า BER ต่อ $E_b/N_o$

### ตารางที่ 5

แสดงการเปรียบเทียบค่า  $E_b/N_o$  ที่  $BER=5*10^{-6}$   
ของการดิมอดคูเลทสัญญาณ QPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding

(SNR) <sub>L</sub> (dB)	PTAS(dB)	FPCR(dB)
5	15.605	17.835
10	15.245	17.085
15	14.999	16.645
20	14.842	16.339

### ตารางที่ 6

แสดงการเปรียบเทียบค่า  $E_b/N_o$  ที่  $BER=5*10^{-6}$   
ของการดิมอดคูเลทสัญญาณ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding

(SNR) <sub>L</sub> (dB)	PTAS(dB)	FPCR(dB)
5	14.875	17.105
10	14.510	16.355
15	14.270	15.915
20	14.110	15.604

## ตารางที่ 7

แสดงการเปรียบเทียบความแตกต่างของค่า  $E_b/N_o$  ที่  $BER=5*10^{-6}$   
ของการคิ่มอดดูเลขสัญญาณ QPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding

(SNR)L	D1-(dB)	D2-(dB)	D3-(dB)
5	2.23	5.850	8.080
10	1.84	5.490	7.330
15	1.646	5.244	6.890
20	1.497	5.087	6.584

## ตารางที่ 8

แสดงการเปรียบเทียบความแตกต่างของค่า  $E_b/N_o$  ที่  $BER=5*10^{-6}$   
ของการคิ่มอดดูเลขสัญญาณ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding

(SNR)L	D1-(dB)	D2-(dB)	D3-(dB)
5	2.23	5.120	7.350
10	1.84	4.755	6.600
15	1.646	4.515	6.160
20	1.497	4.355	5.849

### ตารางที่ 9

แสดงการเปรียบเทียบความแตกต่างของค่า  $E_b/N_o$  ที่  $BER=5*10^{-6}$  ของการคิ่มอดดูเลทสัญญาณ QPSK กับ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding

(SNR) <sub>L</sub> -(dB)	D4-(dB)	D5-(dB)
5	2.960	4.455
10	2.575	4.090
15	2.375	3.850
20	2.229	3.690

เมื่อ D1 เป็นค่าความแตกต่างของ BER ระหว่างผลของการใช้วงจร FPCR กับ PTAS

D2 เป็นค่าความแตกต่างของ BER ระหว่างผลของการใช้วงจรออร์เรเตอร์อุคมคิตกับ PTAS

D3 เป็นค่าความแตกต่างของ BER ระหว่างผลของการใช้วงจรออร์เรเตอร์อุคมคิตกับ FPCR

D4 เป็นค่าความแตกต่างของ BER จากการคิ่มอดดูเลทสัญญาณ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding และ QPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding ที่ ใช้วงจร PTAS

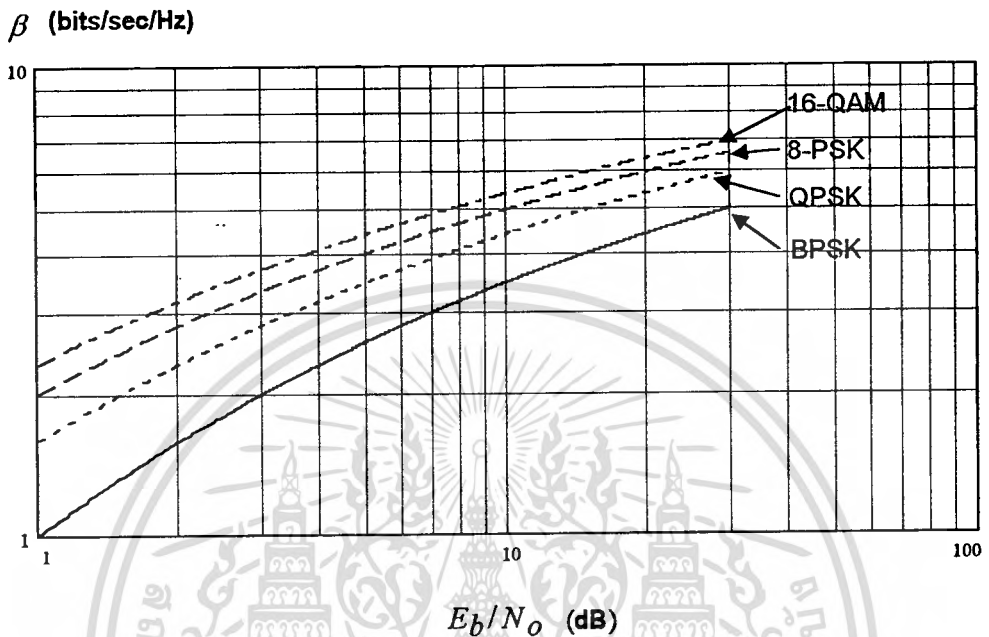
D5 เป็นค่าความแตกต่างของ BER จากการคิ่มอดดูเลทสัญญาณ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding ที่ใช้วงจร PTAS และ QPSK ที่ไม่มีการเข้ารหัสแบบ Gray Encoding

จากตารางที่ 5 เป็นการเปรียบเทียบค่า  $E_b/N_o$  เมื่อกำหนดให้ค่า  $BER=5*10^{-6}$  (ส่งข้อมูลขนาด 200 kbps. ดัดสินใจเลือกบิตผิดได้ 1 บิต)ระหว่างการคิ่มอดดูเลทแบบโคฮีเรนท์ของโมเด็มแบบ QPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบเกรย์เมื่อใช้วงจร PTAS กับวงจร FPCR ในการคิ่มอดดูเลท คลื่นพหุกลับคืนมาพบว่าที่  $SNR_L$  สูงกว่า 20 dB ผลของความต่างจะเข้าใกล้ 1 dB แต่ถ้า  $SNR_L$  มีค่าต่ำกว่า 10 dB จะมีค่ามากกว่า 2 dB ซึ่งผลดังกล่าวทำให้พบว่าที่ระดับของ  $SNR_L$  มีค่าต่ำกว่า 20

dB วงจร PTAS จะให้ประสิทธิภาพของการทำงานที่ดีกว่าวงจร FPCR และถ้าเราต้องการป้องกันผลของการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณ(สถานี)ใกล้เคียงเราจะต้องใช้สัญญาณที่มีการกระจายของสเปกตรัมด้านข้างต่ำดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 เราสามารถกระทำได้โดยจำกัดกำลังส่งให้อยู่ในระดับที่ขนาดของสเปกตรัมด้านข้างไม่เกิดขึ้นเช่นใช้สัญญาณคิจิตอลเบสแบนด์ที่มีรูปฟังก์ชันแบบ RC(Raised cosine)ที่มีระดับยอดของสเปกตรัมลำดับที่ 2(second side lobe spectrum)ต่ำกว่าระดับยอดของสเปกตรัมลำดับที่ 1(main lobe spectrum)อยู่ประมาณ 35 dB ดังตัวอย่างในภาพที่ 62 (c) ในบทที่ 7 หรือมีระดับ  $C/N = 30$  dB ซึ่งที่ระดับดังกล่าวถ้าใช้วงจร FPCR เป็นวงจรคู่สัญญาณคลื่นพาทกลับคืนจะทำให้เกิดเฟสจิดเตอร์ของสัญญาณคลื่นพาทประมาณ 92.4 องศาในขณะที่ใช้วงจร PTAS เป็นวงจรคู่สัญญาณคลื่นพาทกลับคืนจะทำให้เกิดเฟสจิดเตอร์ของสัญญาณคลื่นพาทประมาณ 23.8 องศา ซึ่งจะลดลงได้ 68.5 องศา และพบว่าที่ระดับ  $C/N = 30$  dB นี้จากขนาดของเฟสจิดเตอร์ที่วงจร FPCR สร้างขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบไม่สามารถทำให้ได้ค่า BER ตามที่กำหนดได้ซึ่งจะต้องเพิ่มระดับของ  $E_b/N_o$  ให้สูงขึ้นซึ่งทำได้โดยการเพิ่มกำลังส่งที่ภาคส่งนั่นเองและหากเราเพิ่มกำลังส่งให้มากกว่า 35 dB แล้วก็จะทำให้เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณใกล้เคียงขึ้น ดังนั้นการแก้ปัญหาสามารถใช้การแทรกสัญญาณพัลลิตอนและใช้วงจร PTAS เป็นวงจรคู่สัญญาณคลื่นพาทกลับคืนที่ภาครับโดยค่าเฟสจิดเตอร์ที่วงจรได้สร้างขึ้นยังคงรักษาค่า BER ไว้ได้ตามที่กำหนดไว้และในทางปฏิบัติพบว่าระดับของสัญญาณพัลลิตอนที่ภาคส่งจะต้องมีกำลังไม่ต่ำกว่า  $P_c/3$  (เมื่อกำหนดให้ค่า quality factor ของวงจร pilot tone filter ซึ่งเป็นวงจร BPF ประมาณ 40)เพื่อที่จะให้ภาคคิมอดคูเลทรักษาค่า  $BER = 5 \cdot 10^{-6}$  ได้

จากตารางที่ 7 เป็นค่าผลต่างของ  $E_b/N_o$  ระหว่างการคิมอดคูเลทแบบโคฮีเรนซ์ของโมเด็มแบบ QPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบเกรย์เมื่อใช้วงจร PTAS และวงจร FPCR กับการคิมอดคูเลทแบบโคฮีเรนซ์ในอุดมคติ(ไม่เกิดเฟสจิดเตอร์ของสัญญาณคลื่นพาทที่ถูกกลับคืนมาได้)ในการคู่สัญญาณคลื่นพาทกลับคืนมาพบว่าที่  $SNR_L = 20$  dB เป็นจำนวนเท่ากับ 5.087 dB และ 6.584 dB ตาม ลำดับส่วนในตารางที่ 9 เป็นค่าผลต่างของ  $E_b/N_o$  ระหว่างการคิมอดคูเลทแบบโคฮีเรนซ์ของโมเด็มแบบ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบเกรย์เมื่อใช้วงจร PTAS กับโมเด็มแบบ QPSK ที่ไม่มีการเข้ารหัสแบบเกรย์โดยพบว่าเมื่อโมเด็มแบบ QPSK ไม่มีการเข้ารหัสแบบเกรย์แล้วจะให้ค่าความแตกต่างมากถึง 3.69 dB ดังนั้นการใช้โมเด็มแบบ OQPSK ที่มีการเข้ารหัสแบบเกรย์และใช้วงจร PTAS จะให้ประสิทธิภาพในการรับได้ดีกว่าเมื่อเทียบกับโมเด็มแบบ QPSK

ภาพที่ 54



แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ในเทคนิคการมอดูเลตแบบต่างๆ ค่า  $E_b/N_o$

จากรูปจะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่าในการใช้โมเด็มแบบ 16-QAM นั้นจะให้ประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ต่อช่องสัญญาณ ( $\beta = R_b/BW$ ) มากที่สุดที่ค่า  $E_b/N_o$  มีค่าเท่ากันแต่ในการส่งสัญญาณเข้าสายส่งแบบโคแอกเซียลนั้นสัญญาณ QAM นั้นเป็นสัญญาณแบบ nonconstant envelope ซึ่งเมื่อผ่านเข้าวงจรขยายที่มีการทำงานในช่วงไม่เชิงเส้นจะทำให้เกิด Intermodulation distortion (IMD) มากกว่าโมเด็มแบบ PSK ซึ่งมีสัญญาณแบบ constant envelope ดังนั้นโมเด็มแบบ PSK จึงถูกนำมาใช้ในการส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณได้ดีกว่าแบบ QAM และในโมเด็มแบบ 8-PSK นั้นจะมีประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ต่อช่องสัญญาณได้มากกว่าโมเด็มแบบ BPSK อยู่ 3 เท่าและมากกว่าโมเด็มแบบ QPSK อยู่ 1.5 เท่าแต่พบว่าการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณของ 8-PSK นั้นจะมีความซับซ้อนมากกว่าแบบ QPSK และ BPSK และมีค่า BER สูงกว่าโมเด็มทั้ง 2 แบบนี้ดังนั้นจึงไม่นำมาใช้ และถ้าเราต้องการโมเด็มที่มีความซับซ้อนน้อย, มีค่าประสิทธิภาพของระบบหรือ BER ดีกว่า, ราคาไม่สูง ดังนั้นโมเด็มแบบ QPSK (รวมทั้ง OQPSK) จะมีความเหมาะสมที่สุดและเมื่อเรานำมาใช้ในการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM ก็จะทำให้

ให้ได้ประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ต่อการส่งข้อมูลหลายๆช่องสัญญาณได้มากและในการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM นี้มี 2 แบบคือ

1. แบบสเปกตรัมทับซ้อนกัน(Overlapping channel spectrums)
2. แบบสเปกตรัมไม่ทับซ้อนกัน(Nonoverlapping channel spectrums)

โดยในแบบที่ 1 จะให้ประสิทธิภาพมากกว่า 1.66 เท่าเมื่อเทียบกับแบบที่ 2 เมื่อใช้โมเด็มแบบ QPSK เหมือนกันเพราะการมัลติเพล็กซ์แบบนี้จะใช้ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ  $f_s = R_s$  แต่พบว่าการมอดูเลตและมัลติเพล็กซ์ต้องใช้วงจร IC ที่ทำหน้าที่เป็น IFFT(Inverse fast fourier transform) และในการดีมอดูเลตและดีมัลติเพล็กซ์ต้องใช้วงจร IC ที่ทำหน้าที่เป็น FFT(fast fourier transform) เช่น IC No.PDSP 16510 ซึ่งมีราคาสูงมากและจะทำให้ราคาต่อ 1 ช่องสัญญาณมีราคาสูงเกินไป ส่วนแบบที่ 2 นี้ในการมัลติเพล็กซ์จะใช้ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ  $f_s = 2.R_s$  ซึ่งจะมีประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์ต่อหลายช่องสัญญาณน้อยกว่าแบบที่ 1 เพราะต้องใช้ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณมากกว่าแบบที่ 1 อยู่ 2 เท่าแต่มีข้อดีคือทั้งในวงจรมอดูเลเตอร์และวงจรดีมอดูเลเตอร์จะใช้วงจรเหมือนกันคือวงจรคูณสัญญาณหรือวงจร balance modulator(BM) ซึ่งวงจรนี้เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าแบบที่ 1 และมีราคาต่อ 1 ช่องสัญญาณ(สถานี)ถูกกว่ามากและสามารถสร้างได้ง่ายกว่า และเมื่อเรานำวิธีการส่งข้อมูลแบบนี้ไปเทียบกับการส่งข้อมูลที่ใช้การมัลติเพล็กซ์แบบ TDM เราพบว่าในระบบ TDM จะนำข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณที่เป็นสัญญาณเบสแบนด์มามัลติเพล็กซ์ทางเวลาซึ่งที่เข้าพุทจะได้ข้อมูลเป็นลำดับอนุกรม(serial sequences)ของสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ที่มีความเร็วสูง(อัตราการส่งข้อมูลทั้งหมด=จำนวนช่องสัญญาณ\*อัตราการส่งข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณ) ดังนั้นเมื่อช่องส่งสัญญาณเช่นสายส่งหรือวงจรคู่สัญญาณนาฬิกาที่ภาครับเกิดผิดพลาดเนื่องจากสัญญาณรบกวนก็จะเป็นสาเหตุให้ข้อมูลของทุกช่องสัญญาณเมื่อถูกดีมัลติเพล็กซ์เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจเลือกสถานะดิจิทัลในขณะที่การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM ในแต่ละช่องสัญญาณจะอิสระต่อความถี่ในการใช้งานดังนั้นเมื่อเกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจเลือกสถานะดิจิทัลจะเกิดเฉพาะช่องสัญญาณช่องใดช่องสัญญาณหนึ่งซึ่งจะไม่ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณอื่นหรือช่องสัญญาณทั้งหมดเหมือนกับระบบมัลติเพล็กซ์แบบ TDM

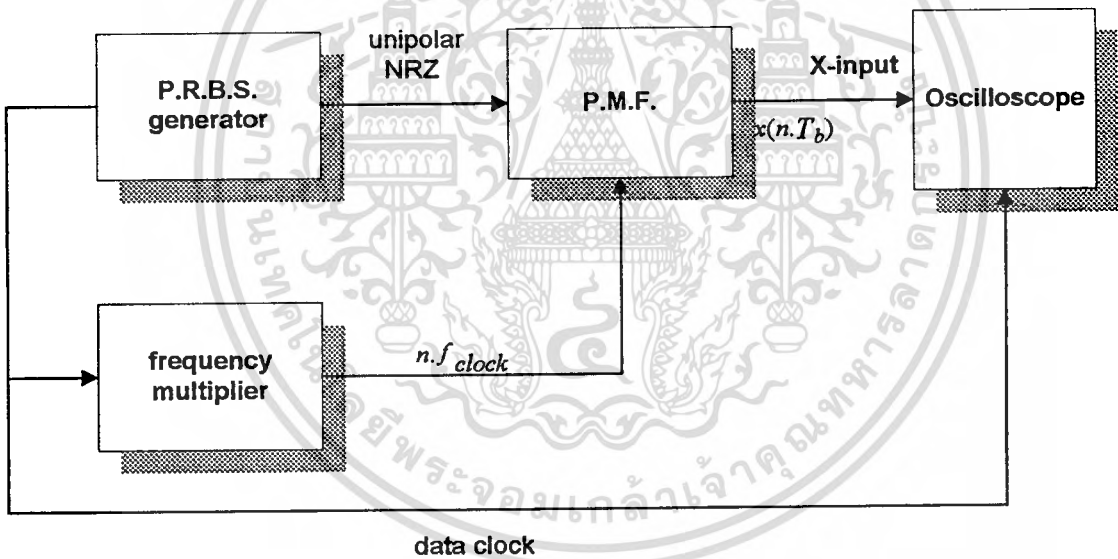
# บทที่ 7

## การวัดสัญญาณและทดสอบคุณภาพสัญญาณ

การทดสอบที่ภาคส่งสัญญาณ

การทดสอบที่ภาคส่งสัญญาณ BPSK, QPSK และ OQPSK

ภาพที่ 55



แสดงการวัดแพทเทิร์นรูปดวงตา(eye pattern diagram)ที่เข้าพุทของวงจร PMF ที่ภาคส่งสัญญาณ BPSK

สัญญาณที่ได้จาก PRBS จะเป็นสัญญาณกึ่งแรนดัมที่มีการจัดระดับของสัญญาณแบบ unipolar-NRZ โดยมีอัตราส่งข้อมูล  $R_b=100$  kbps. สำหรับ BPSK และ  $R_b= 200$  kbps. สำหรับ QPSK และ OQPSK ซึ่งจะถูกนำไปป้อนเข้าที่วงจร PMF เพื่อที่จะทำให้พัลส์มีลักษณะเป็น band limited โดยใช้วิธีการทำให้พัลส์มีลักษณะ smooth pulse และจัดระดับสัญญาณให้เป็น polar-NRZ

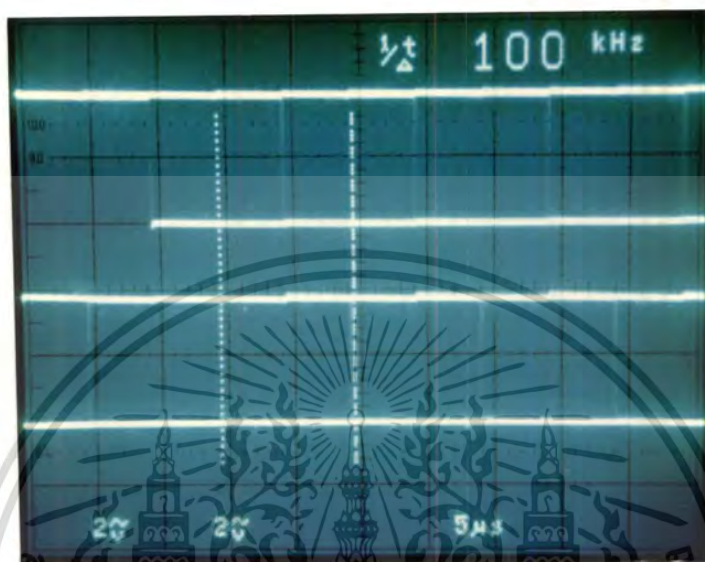
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในวงจร PMF จะต้องใช้สัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่  $f_{CK-BTF} = n \cdot f_{CK-data}$  โดย  $n$  เป็นจำนวนของ subsampling pulse (เท่ากับจำนวนของ shift register ในวงจร weighting pulse) โดยในการทดลองใช้  $n=7$  บิต ดังนั้นจะมีความถี่สัญญาณนาฬิกาเท่ากับ 700 kHz โดยความถี่ดังกล่าวได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ใช้ทำหน้าที่เป็นวงจรคูณความถี่ของสัญญาณที่อินพุตและสัญญาณ smooth pulse ที่ได้เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ Butterworth แล้วจะถูกป้อนเข้าที่ขา Modulating Signal input ของวงจรมอดูเลเตอร์ (MC 1596) โดยในภาพที่ 55 แสดงบล็อกโคไดอะแกรมในการวัดแพทเทิร์นรูปดวงตาที่เข้าพุตของวงจร PMF



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(b)

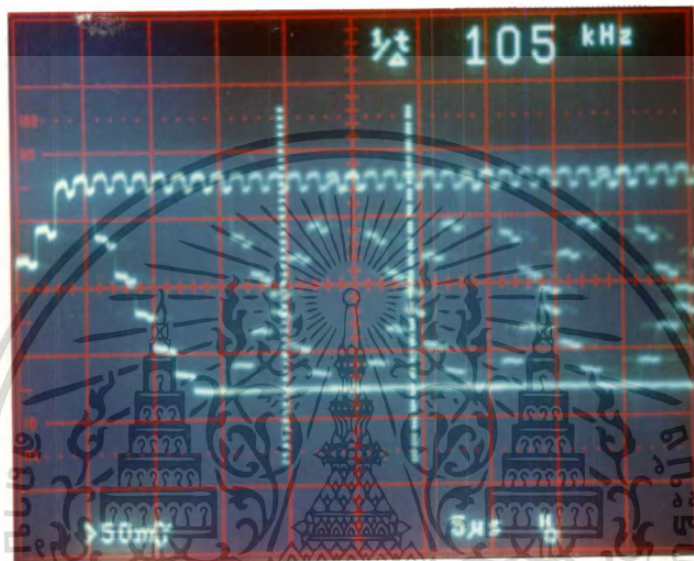


แสดงสัญญาณดิจิทัลแบบ (a). แสดงสัญญาณข้อมูลแบบ unipolar-NRZ ที่ได้จาก  
 เอาพุตของตัวกำเนิดสัญญาณ PRBS(pseudo random binary sequence) ที่  $R_b=200$  kbps.  
 สำหรับภาคส่งของ QPSK และ OQPSK (b). แสดงสัญญาณข้อมูลแบบ unipolar-  
 NRZ ที่มีการ offset(time delay) เฉพาะที่ด้าน Quadrature(Q-channel) ไป  $T_d=T_b/2$

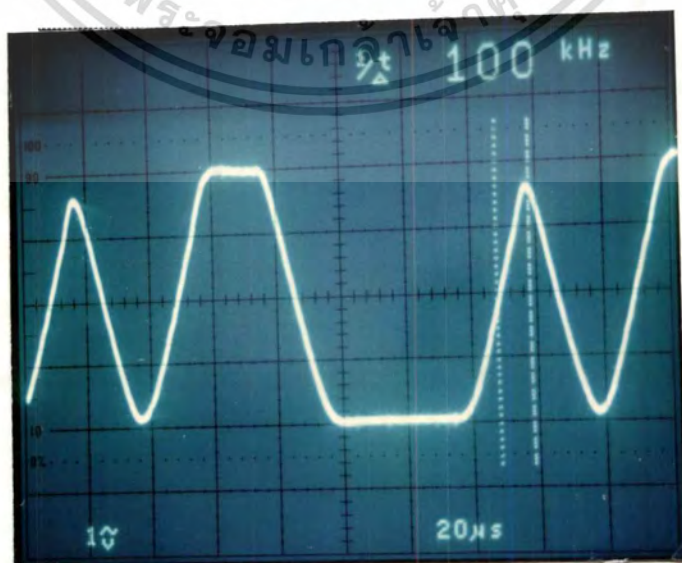
โดยผลการวัดดังแสดงในภาพที่ 56 (a) เป็นสัญญาณ unipolar-NRZ ที่ป้อนเข้าวงจร PMF  
 และในรูป (b) เป็นสัญญาณ unipolar-NRZ โดยเส้นบนวัดที่ด้าน Inphase ส่วนเส้นล่างวัดที่ด้าน  
 Quadrature ที่มีปรับ offset  $T_d=T_b/2$  สำหรับการมอดูเลชันแบบ OQPSK และถ้าใช้ใน  
 การมอดูเลชันแบบ QPSK ค่า  $T_d=0$

ภาพที่ 57

(a)

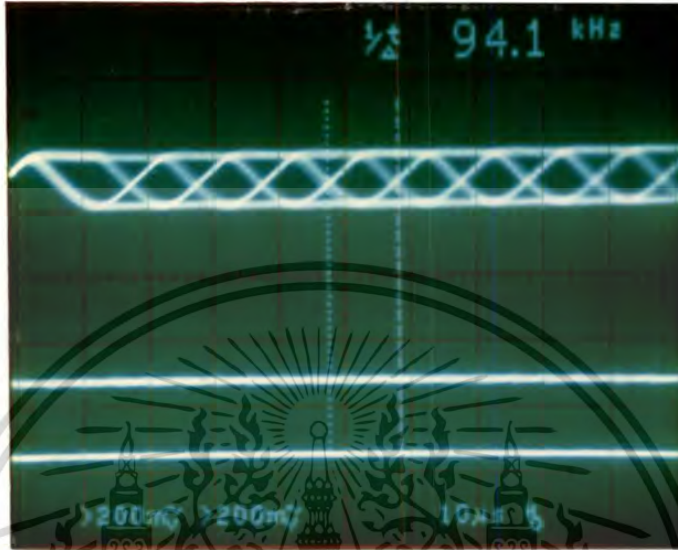


(b)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

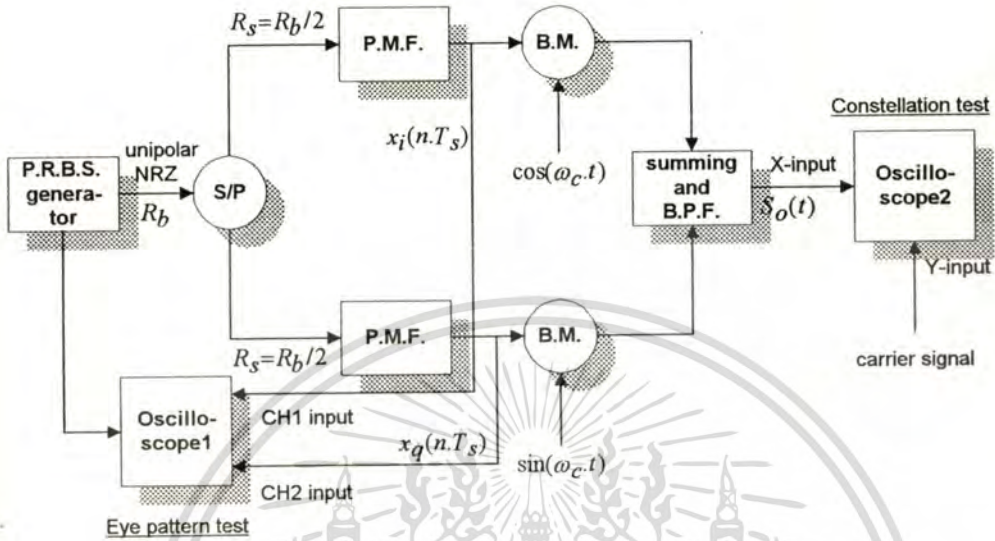
(c)



แสดงสัญญาณดิจิทัลแบบสแควร์เมื่อป้อนผ่านวงจร P.M.F. (a). แสดงสัญญาณที่เข้าพุทของวงจรถ่วงน้ำหนัก (b). แสดงสัญญาณที่เข้าพุทของ วงจร P.M.F. ที่ข้อมูลขณะนั้นคือ 110011110000110011 (c). แสดงสัญญาณ RC ที่มีการปรับให้ eye diagram เปิดกว้างที่สุดด้วยการปรับค่าจุดตัดความถี่ ( $f_{c-3dB}$ ) ของวงจร  $H_2(S)$  ในวงจร P.M.F.

ในภาพที่ 57 (a) เป็นการวัดสัญญาณที่เข้าพุทของวงจรถ่วงน้ำหนักที่มี  $R_b=100$  kbps. ส่วนในภาพที่ 57 (b) เป็นสัญญาณที่วัดที่เข้าพุทของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ซึ่งทำหน้าที่ให้สัญญาณมีความราบเรียบขึ้นโดยการกำจัดองค์ประกอบความถี่สูงๆออกไปโดยขณะทำการวัดข้อมูลจริงคือ 110011110000110011 และในภาพที่ 57 (c) เป็นสัญญาณ RC ที่มีการปรับระดับของสัญญาณให้มีขนาดเหมาะสมก่อนป้อนเข้าอินพุทของวงจรบาลานซ์มอดคูเลเตอร์ (ที่ขา modulating signal input) ที่ขนาด 200 mVp-p และทำการปรับค่าจุดตัดความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยปรับให้มีแพทเทิร์นรูปดวงตาเปิดกว้างมากที่สุด

ภาพที่ 58



แสดงการวัดแพทเทิร์นรูปดวงตา (Eye Pattern Diagram) ที่เข้าชุดของวงจร PMF และการวัดคอนสเทลเลชัน ไดอะแกรม (Constellation diagram) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วที่ภาคส่งสัญญาณ QPSK

ในภาพที่ 58 เป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงการวัดแพทเทิร์นรูปดวงตาในภาคส่งสัญญาณ QPSK ซึ่งวิธีในการวัดจะเหมือนกับระบบ OQPSK โดยวิธีการปรับแต่งจะเหมือนกับในระบบ BPSK

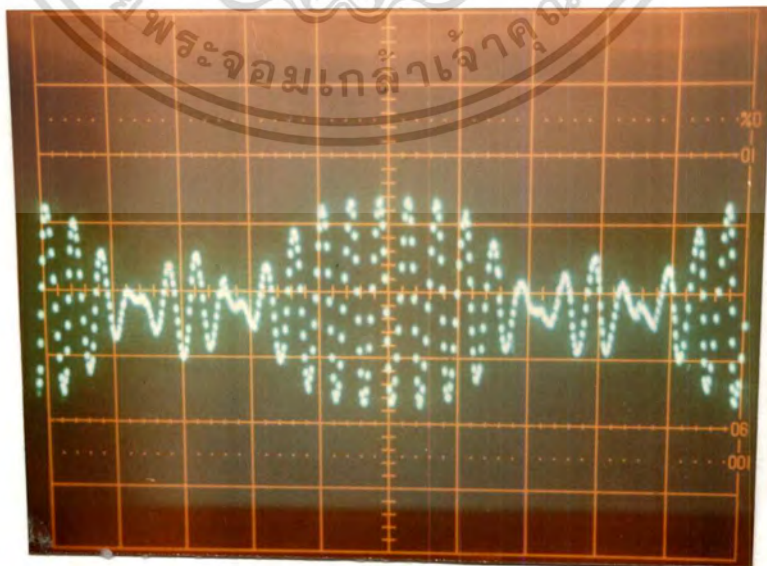
ในภาพที่ 59 (a) เป็นผลการวัดที่แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณคลื่นพาห์ในด้าน Inphase ( $\cos(\omega_c.t)$ ) ซึ่งวัดที่ด้านอินพุทของ CH-1 ของออสซิลอสโคปกับสัญญาณคลื่นพาห์ในด้าน Quadrature ( $\sin(\omega_c.t)$ ) ซึ่งวัดที่ด้านอินพุทของ CH-2 ของออสซิลอสโคปที่มีการปรับค่าดีเลย์ไทม์ของวงจรเลื่อนเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ให้มีเฟสต่างกัน 90 องศาที่ความถี่ 500 kHz ในภาพที่ 59 (b) เป็นผลการวัดสัญญาณ OQPSK ที่เข้าชุดของวงจรรองความถี่ผ่านย่านโดยใช้ Storage Oscilloscope

ภาพที่ 59

(a)

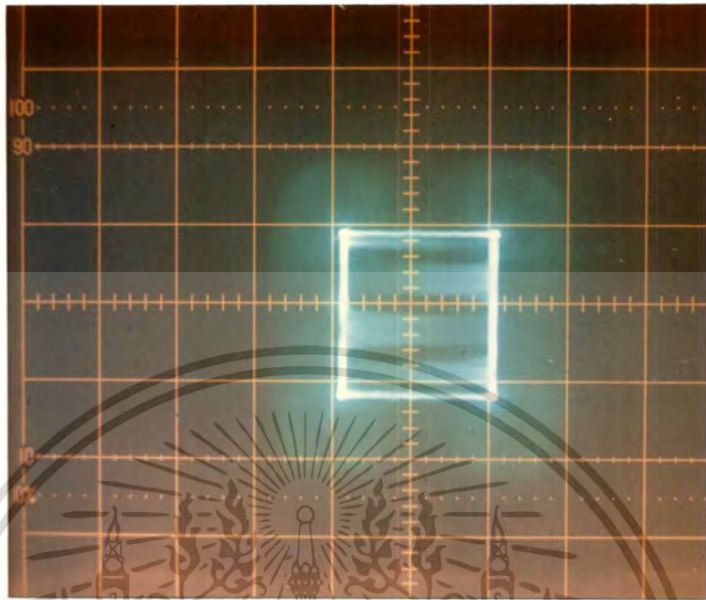


(b)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(c)



(d)



แสดงสัญญาณที่ภาคส่งของโมเด็ม (a). แสดงสัญญาณคลื่นพาห์ที่  $f_c = 500$  kHz (IF) ที่ด้าน Inphase และ Quadrature ที่มีเฟสต่างกัน 90 องศา (b). แสดงสัญญาณ OQPSK ที่ด้านเข้าพุทของวงจร BPF (c). แสดงผลการวัดคอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณ QPSK (d). แสดงผลการวัดคอนสเพลชันไดอะแกรมของสัญญาณ OQPSK

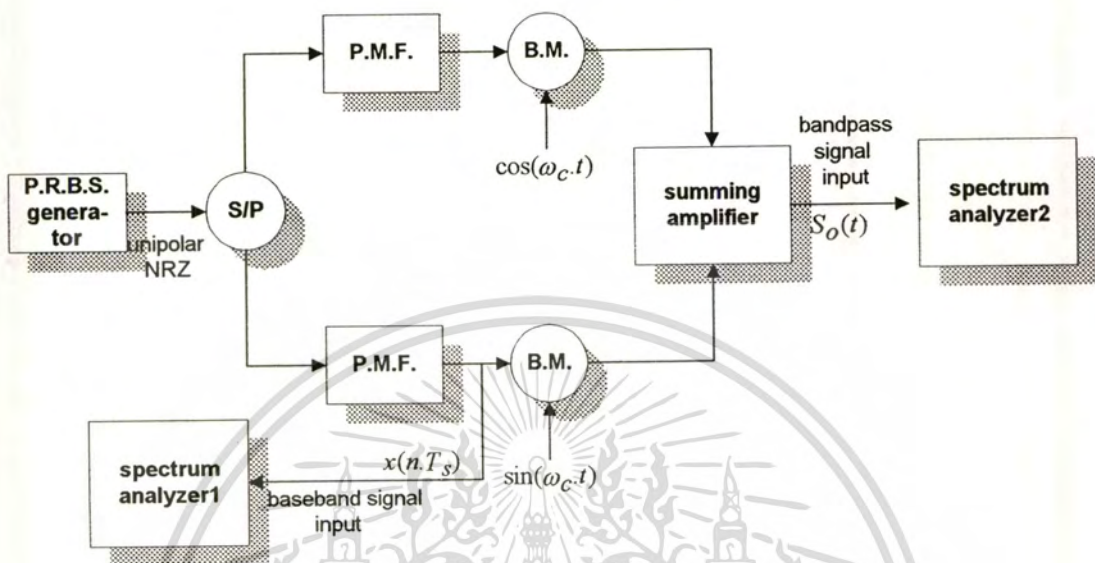
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นตัววัดสัญญาณดังกล่าวโดยตั้งไว้ที่ Reset Mode ก่อนเพื่อที่จะเซ็ทไม่ให้มีข้อมูลในหน่วยความจำของเครื่องหลังจากนั้นปรับไปที่ตำแหน่ง Storage Mode ซึ่งจะเป็นการสุ่มวัดสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งสั้นๆและเก็บค่าไว้นำมาแสดงที่จอ CRT (Cathode Ray Tube) เมื่อต้องการสุ่มตัวอย่างสัญญาณใหม่ก็กระทำซ้ำ ในภาพที่ 59 (c). เป็นผลการวัดตำแหน่งเฟสของสัญญาณที่ถูกมอดคูเลทแล้วซึ่งในรูปเป็นการวัดของสัญญาณ QPSK ที่มีจำนวนของเฟส 4 จุดที่มีการวางให้ต่างเฟสกัน 90 องศาโดยในรูปได้หลังจากทำการปรับขนาดของสัญญาณดิจิทัลบนสแกนเนอร์ทั้งด้าน Inphase และที่ด้าน Quadrature ให้มีขนาดเท่ากันโดยดูจากออสซิลอสโคปหลังจากนั้นจะมาปรับขนาดของสัญญาณคลื่นพาห้รวมทั้งการเลื่อนเฟส ของสัญญาณคลื่นพาห้ให้มีเฟสต่างกัน 90 องศาที่ความถี่ 500 kHz ซึ่งเมื่อทำการปรับได้สมบูรณ์จุดแวกเตอร์ทั้ง 4 จุดจะวางกันอย่างสมมาตร(Symmetry)แต่ถ้ามีการปรับไม่ได้อย่างที่อธิบายมาข้างต้นจะทำให้แวกเตอร์ของสัญญาณทั้ง 4 จุดจะวางในลักษณะไม่สมมาตร (Asymmetry) เราเรียกสัญญาณในลักษณะนี้ว่า Asymmetry QPSK Signal ซึ่งผลของสัญญาณดังกล่าวจะทำให้ความน่าเชื่อถือของระบบส่งสัญญาณลดลงไป และในภาพที่ 59 (d). เป็นผลการวัดแวกเตอร์ของสัญญาณ OQPSK เมื่อทำการปรับแต่งวงจรได้อย่างสมบูรณ์โดยจุดแวกเตอร์ทั้ง 4 จุดวางในลักษณะสมมาตร โดยในการวัดจะนำสัญญาณที่ได้ที่เข้าพุทของวงจรกรองความถี่ผ่านย่านต่อเข้าที่ด้าน X-input ของออสซิลอสโคปและนำสัญญาณคลื่นพาห้ต่อเข้าที่ด้าน Y-input ของออสซิลอสโคปและปรับไปที่ตำแหน่ง X-Y mode ของออสซิลอสโคป

### การวัดสเปกตรัมของสัญญาณ

ส่วนในภาพที่ 61 (a) ถึง (c) และภาพที่ 62 (a) ถึง (d) เป็นผลของการวัดสัญญาณด้วย Spectrum Analyzer ซึ่งเป็นผลของการวิเคราะห์ในเชิงความถี่เพื่อคุณลักษณะการกระจายของความหนาแน่นของสเปกตรัมและคุณผลของการใช้แบนด์วิดท์ว่าใช้เป็นจำนวนเท่าไรสำหรับการใช้ในการส่งสัญญาณต่อ 1 ช่องสัญญาณ(1 channel) โดยในภาพที่ 60 เป็นบล็อกไดอะแกรมที่แสดงจุดต่างๆที่ใช้ในการทดสอบวัดสัญญาณในโมเด็ม

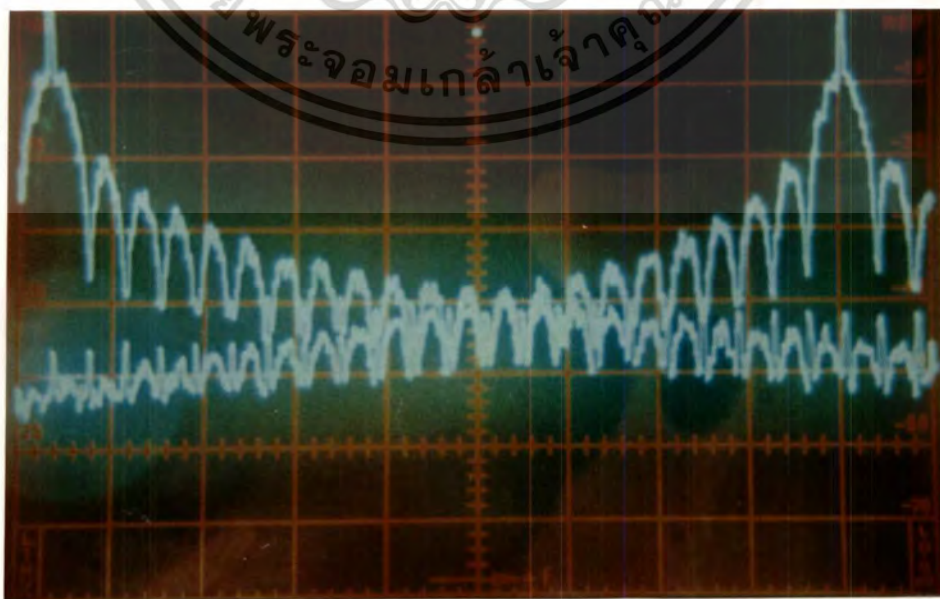
ภาพที่ 60



แสดงตำแหน่งในการวัดสเปกตรัมที่จุดต่างๆที่ภาคส่งสัญญาณ

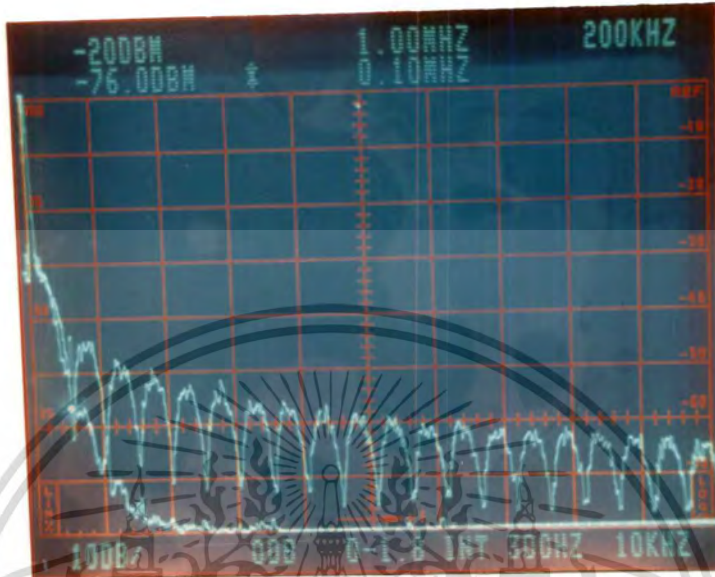
ภาพที่ 61

(a)

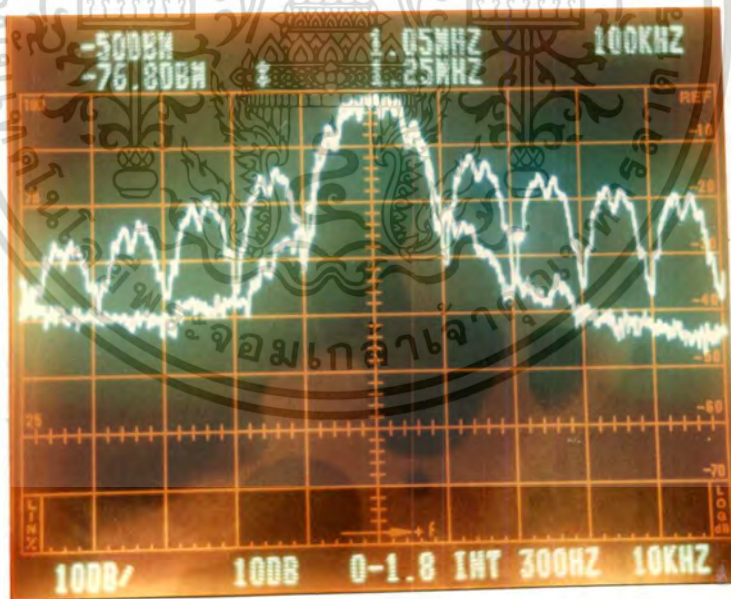


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(b)



(c)



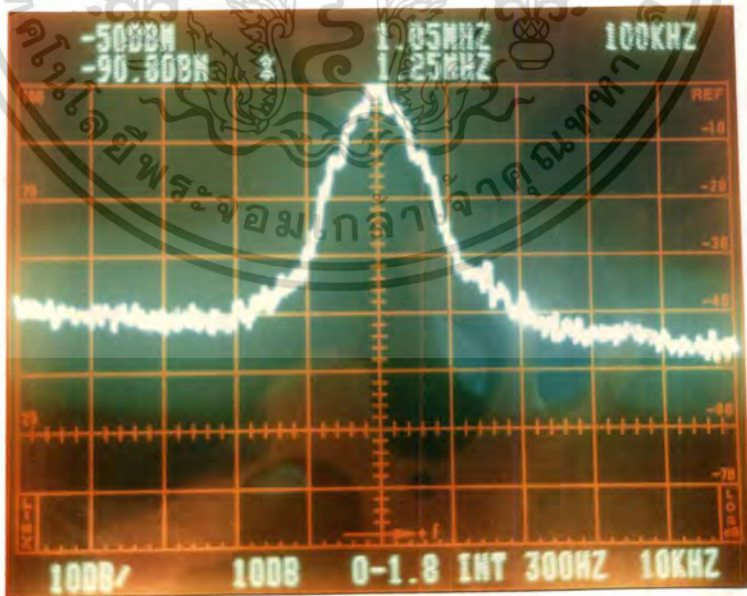
แสดงการเปรียบเทียบการลดไซค์โลบสเปกตรัมของสัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ (a) แสดงการเปรียบเทียบการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ BPSK 2 ช่องสัญญาณเมื่อไม่มีการใช้วงจร P.M.F. (ใช้สัญญาณ NRZ ที่มีรูปพัลซ์แบบ Rectangular) (b). แสดงการเปรียบเทียบการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณดิจิตอลเบสแบนด์ระหว่างสัญญาณ REC-NRZ กับ RC (c). แสดงการเปรียบเทียบการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ RC-BPSK ที่ใช้ความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในภาพที่ 61 (a) เป็นผลของการวัดเพื่อเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณ QPSK 2 ช่องสัญญาณ โดยใช้พัลส์รูป Rectangular (เมื่อไม่ใช้วงจร P.M.F.) ซึ่งสามารถสังเกตเห็นได้ชัดว่ามีการกระจายของ Side Lobe Spectrums อย่างมากและในทางปฏิบัติจะต้องมีการใช้แถบความถี่กั้นชน (Guardband Frequency) กว้างมากเพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันของช่องสัญญาณที่อยู่ติดกัน(A.C.I.)และไม่เป็นการใช้แบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพ ในภาพที่ 61 (b) เป็นผลของการวัดเพื่อเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์โดยเส้นบนไม่มีการใช้วงจร P.M.F. และเส้นล่างใช้วงจร P.M.F. ซึ่งเราสังเกตได้ว่าเมื่อใช้วงจร P.M.F. จะทำให้มีการลดมีการกระจายของ Side Lobe Spectrums อย่างมากโดยตำแหน่งของจุดเคอร์เซอร์แสดงตำแหน่ง first null=200 kHz และในภาพที่ 61 (c) เป็นผลของการวัดเพื่อเปรียบเทียบสเปกตรัมของสัญญาณ QPSK โดยใช้ REC-NRZ (ในเส้นบน) และใช้ RC-NRZ (ในเส้นล่าง) ที่ความถี่คลื่นพาห์ 1.05 MHz โดยในการวัดใช้ save mode เพื่อบันทึกสัญญาณที่มีการวัดมากกว่า 1 ครั้ง

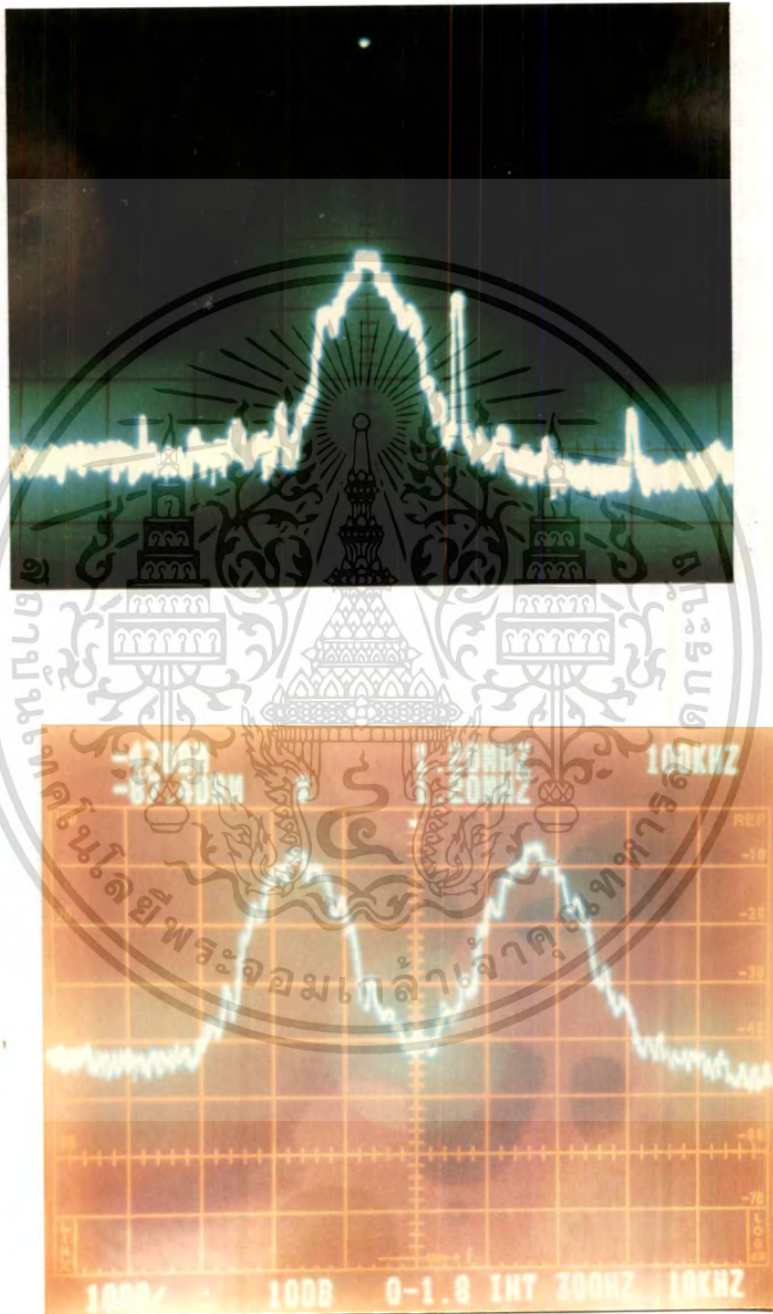
ภาพที่ 62

(a)



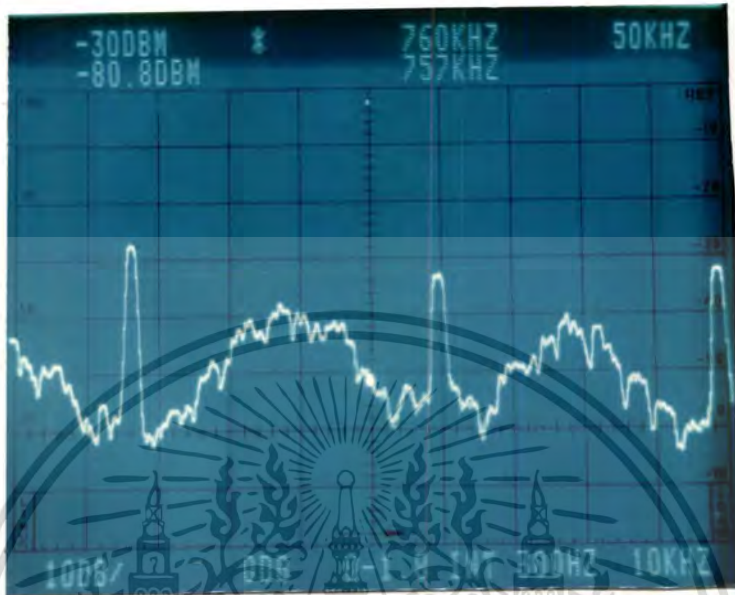
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(b)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(d)



แสดงสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วในการส่งข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณ (a). แสดงรูปสเปกตรัมของสัญญาณ OQPSK ที่มี  $BW=200 \text{ kHz}$  ( $2.R_S$ ) ที่ระดับ  $-30 \text{ dB}$  จากจุดสูงสุด (b). แสดงรูปสเปกตรัมของสัญญาณ OQPSK ที่มีการแทรกสัญญาณไฟลีดโทน(ไว้ในช่วงที่เรียกว่า Tone Above Band หรือที่ความถี่สูงกว่าช่วง first null bandwidth) ที่ความถี่  $f_p=1.1 \text{ MHz}$  (c). แสดงการเปรียบเทียบการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ RC-OQPSK 2 ช่องสัญญาณที่อยู่ติดกัน (d). แสดงการเปรียบเทียบการกระจายสเปกตรัมของสัญญาณ RC-OQPSK 3 ช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันที่ความถี่ center sub-carriers คือ  $f_{c-1}=0.5 \text{ Mhz}$ ,  $f_{c-2}=0.7 \text{ MHz}$  และ  $f_{c-3}=0.9 \text{ MHz}$

ในภาพที่ 62 (a) แสดงผลการวัดสเปกตรัมของสัญญาณมีแบนด์วิดท์แบบ first null to first null bandwidth เท่ากับ  $200 \text{ kHz}(2.R_S)$  ส่วนในภาพที่ 62 (b) แสดงผลการวัดของสเปกตรัมที่รวมถึงตำแหน่งในการวางความถี่ของสัญญาณไฟลีดโทนที่ออกแบบให้วางที่จุด first null bandwidth ในด้าน Upper Side Band(U.S.B.) เพราะที่ตำแหน่งดังกล่าวจะมีการรบกวนจาก Data Spectrum น้อยที่สุดและในภาพที่ 62 (c) แสดงผลการวัดเปรียบเทียบของสเปกตรัมของสัญญาณ 2 ช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันโดยใช้ RC-OQPSK ซึ่งเราจะเห็นได้ชัดว่าแบนด์วิดท์ของแต่ละช่องสัญญาณถูกจำกัดอยู่ในช่วง  $2.R_S$  และตรงรอยต่อกึ่งกลางของช่องสัญญาณจะไม่เกิดการรบกวน

นอกจากนี้ยังมีเอกสารอื่น ๆ ที่เกี่ยวข้องในเรื่องนี้ ซึ่งหาได้ในเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี โดยเอกสารเหล่านี้จะช่วยให้เราเข้าใจถึงหลักการและการทำงานของระบบการสื่อสารข้อมูลแบบหลายช่องสัญญาณได้ดียิ่งขึ้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

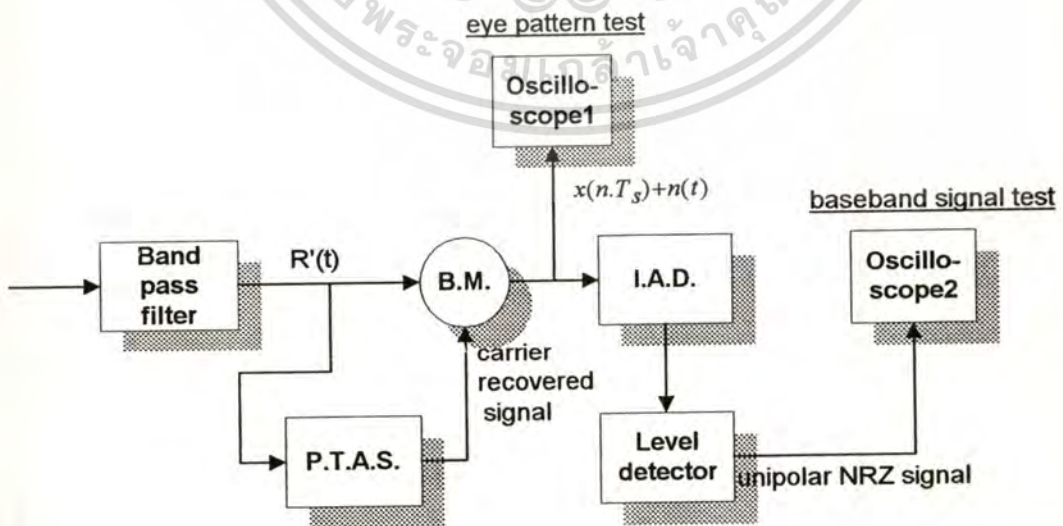
จากช่องสัญญาณข้างเคียง(A.C.I.) ในภาพที่ 62 (d) เป็นผลการวัดของสัญญาณ RC-OQPSK ที่ใช้การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM เป็นจำนวน 3 ช่องสัญญาณโดยมีการใส่สัญญาณไฟลัดโทนของแต่ละช่องสัญญาณด้วยโดยวัดที่ปลายสายโคแอกเซียลก่อนเข้าภาครับของแต่ละช่องสัญญาณ

### การทดสอบที่ภาครับสัญญาณ

#### การทดสอบที่ภาครับสัญญาณแบบคอร์รีเลเตอร์

ในภาครับสัญญาณเราจะทำการวัดสัญญาณเบสแบนด์ที่ด้านเข้าพุทของวงจรดีมอดคูเลเตอร์โดยสังเกตดูว่าแพทเทิร์นรูปดวงตาเปิดกว้างเท่าไรเมื่อเทียบกับแพทเทิร์นรูปดวงตาที่ด้านส่งและสัญญาณคลื่นพาห้รวมทั้งสัญญาณนาฬิกาที่ถูกกลับคืนมาได้มีกรสั้นไหวทางเฟสมากน้อยเท่าไรซึ่งคุณภาพของสัญญาณเหล่านี้จะแสดงให้เห็นถึงความน่าเชื่อถือของระบบสื่อสารดังกล่าว โดยในภาพที่ 63 แสดงตำแหน่งการวัดแพทเทิร์นรูปดวงตาเพื่อใช้วัดคุณภาพของสัญญาณเบสแบนด์ของระบบ BPSK โดยใช้ฮอสซิลอสโคปวัดซึ่งวิธีวัดจะเหมือนกับในภาพที่ 55 และในภาพที่ 64 แสดงตำแหน่งการวัดแพทเทิร์นรูปดวงตาเพื่อใช้วัดคุณภาพของสัญญาณเบสแบนด์ของระบบ OQPSK โดยใช้ฮอสซิลอสโคปวัดซึ่งวิธีวัดจะเหมือนกับในภาพที่ 56 ซึ่งมีผลการวัดสัญญาณที่จุดต่างๆดังต่อไปนี้

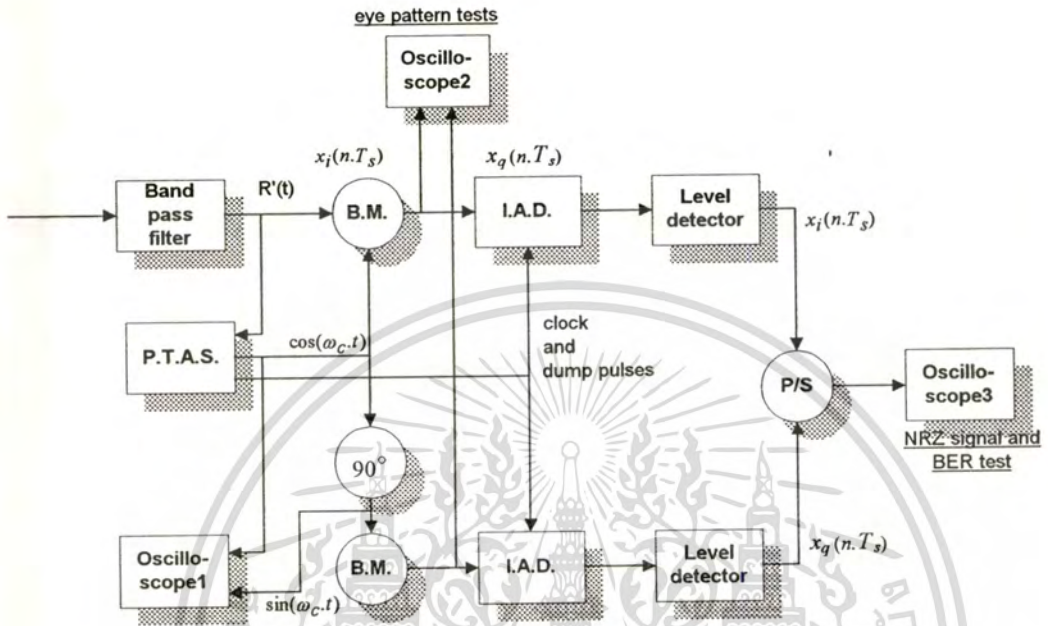
ภาพที่ 63



### แสดงการวัดไดอะแกรมรูปดวงตาและสัญญาณต่างๆในภาครับสำหรับสัญญาณ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

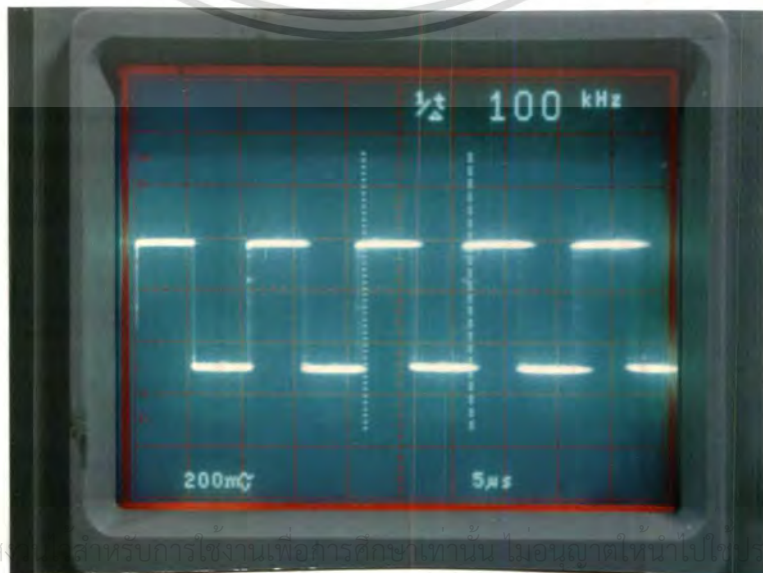
ภาพที่ 64



แสดงการวัดไดอะแกรมรูปดวงตาและสัญญาณต่างๆในภากรับสำหรับสัญญาณ QPSK และ OQPSK

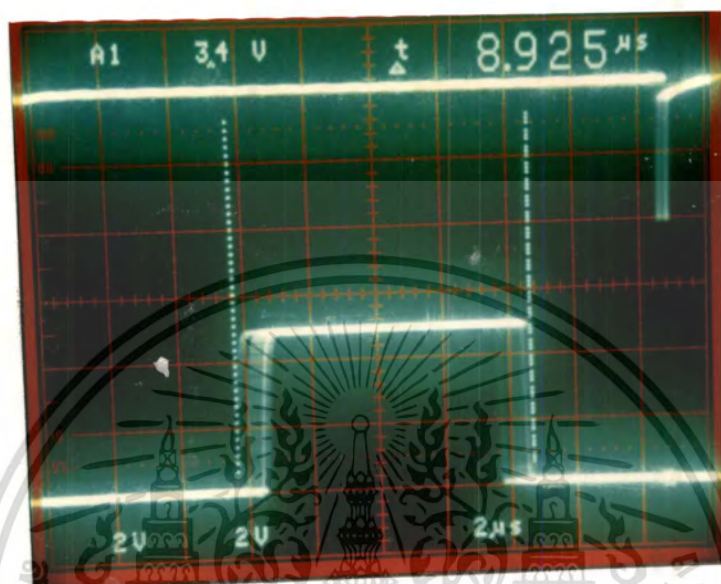
ภาพที่ 65

(a)

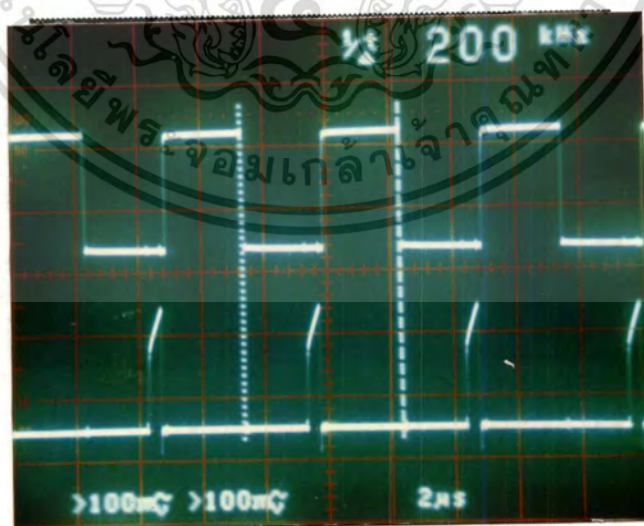


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ขออนุญาต  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(b)



(c)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(d)



แสดงการทดสอบวัดสัญญาณที่ภาครับ (a). แสดงสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากวงจร PTAS (b). แสดงการสั่นไหวทางเฟส(phase jitter)ของสัญญาณนาฬิกา (c) แสดงสัญญาณที่ใช้ในการรีเซ็ตในวงจร integrator ที่  $t=T_b$  (d). แสดงสัญญาณที่เข้าชุดของวงจร IAD ขณะทดสอบใช้สัญญาณนาฬิกาแบบ polar signal เป็นสัญญาณอินพุท

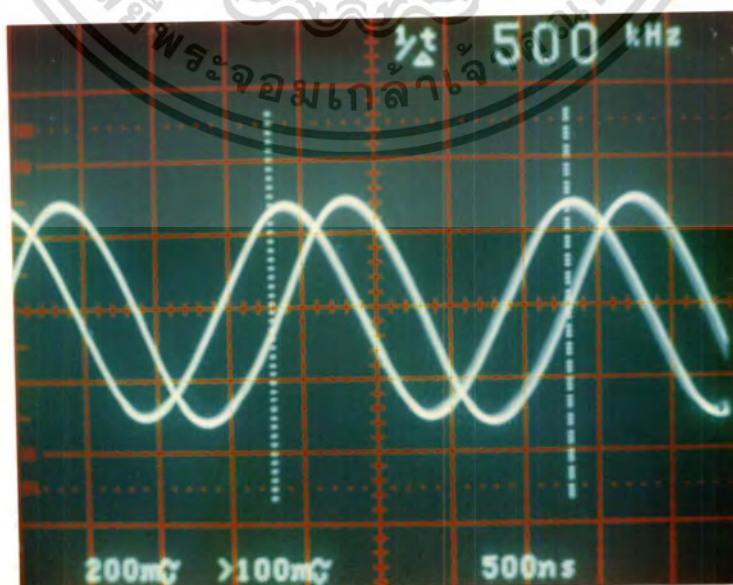
ในภาพที่ 65 (a) เป็นสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากวงจร P.T.A.S. ที่ความถี่  $f_{CK} = 100 \text{ kHz}$  ในภาพที่ 65(b) แสดงผลของการสั่นไหวทางเฟสของสัญญาณนาฬิกาที่ได้จากเข้าชุดของวงจร PTAS ในส่วนที่ทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกากลับคืนมาซึ่งจะนำไปใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาสำหรับวงจรลอจิกต่างๆในภาครับ ในภาพที่ 65 (c) เป็นสัญญาณรีเซ็ต(dump pulses)ที่ใช้ในวงจร IAD เพื่อทำการรีเซ็ตวงจรอินทิเกรเตอร์ทุกๆบิตข้อมูล( $1T_b$ ) ส่วนภาพที่ 65 (d) แสดงผลการวัดที่ได้จากการทดสอบวงจร IAD โดยใช้สัญญาณ polar-NRZ จากตัวกำเนิดสัญญาณกึ่งแรม ดัมโดยใช้อัตราการส่งข้อมูล  $R_b = 200 \text{ kbps}$ .

ภาพที่ 66

(a)

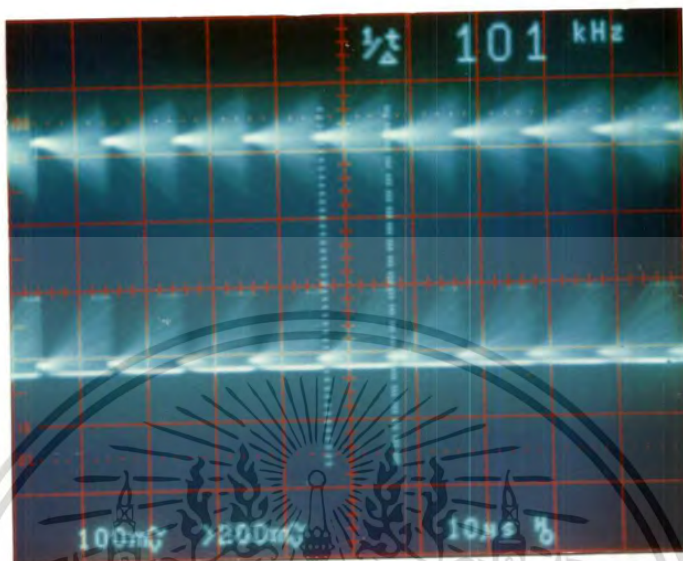


(b)

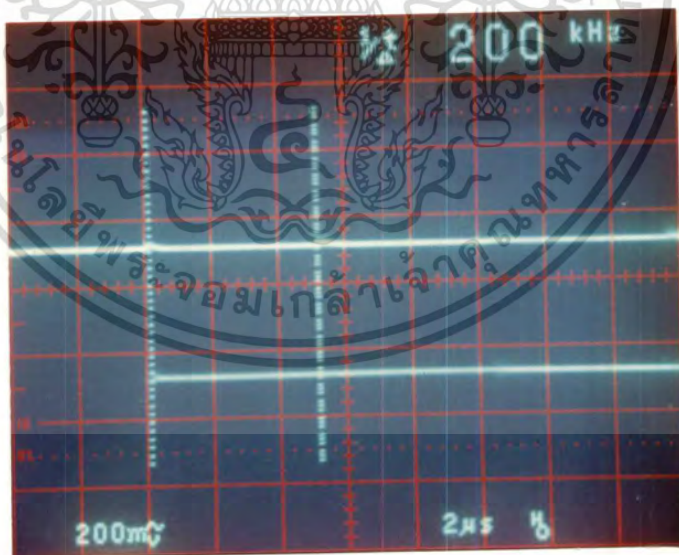


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(c)



(d)



แสดงสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณดิจิทัล (a). แสดงสัญญาณคลื่นพาห์ที่วงจร PTAS กู้กลับคืนมาได้เมื่อผ่านการแปลงความถี่ลงแล้ว (b). แสดงสัญญาณไฟล็ตโทนที่วงจร PTAS กู้กลับคืนมาได้ (c). แสดงสัญญาณที่ด้านเข้าพุทของวงจร IAD โดยเส้นบนเป็นสัญญาณกึ่งแรนดัมแบบ polar-NRZ signal และในเส้นล่างเป็นสัญญาณกึ่ง

เอกสารนี้เป็น แรนดัมแบบ unipolar-NRZ signal เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในภาพที่ 66 (a) แสดงผลการวัดสัญญาณไฟลีดโทน  $f_p$  ที่ได้จากออสซิลโคปที่ได้ที่  
 เข้าพุทของวงจร Tracking-PLL ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของวงจร PTAS ภาพที่ 66 (b) แสดงผลการ  
 วัดสัญญาณคลื่นพาห้ในด้าน Inphase และด้าน Quadrature ที่ได้จากเข้าพุทของวงจร PTAS ซึ่งมี  
 ความถี่ 500 kHz โดยมีเฟสต่างกัน 90 องศาซึ่งสัญญาณดังกล่าวจะใช้เป็นสัญญาณคลื่นพาห้อ้างอิง  
 ในการคิมอดคูเลทสัญญาณ OQPSK และเราจะเห็นว่าสัญญาณที่ได้มีการสั้นไหวทางเฟสเพียงเล็ก  
 น้อย ในภาพที่ 66 (c) เป็นสัญญาณที่เข้าพุทของวงจร IAD ที่ได้จากการใช้รับสัญญาณที่ส่งมา  
 จริงซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะถูกส่งไปเข้าภาคตัดสินใจเลือกระดับสัญญาณดิจิทัลและภาพที่ 66 (d)  
 แสดงผลการวัดสัญญาณที่เข้าพุทของวงจรรวมบิท(parallel to serial หรือ P/S)ซึ่งสัญญาณที่ได้จะ  
 เป็นสัญญาณแบบ unipolar-NRZ ที่มี  $R_b=200$  kbps. เหมือนกับที่ด้านส่ง



## บทที่ 8

### สรุปผลและวิจารณ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอหลักการส่งสัญญาณแบบหลายช่องสัญญาณโดยใช้วิธีการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM ซึ่งเป็นวิธีที่เหมาะสมกับระบบที่มีการพิจารณาเรื่องการจำกัดแบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณเป็นสำคัญและสามารถส่งสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณต่อแบนด์วิดท์  $\beta \geq 2$  โดยใช้เทคนิคในการมอดูเลชันแบบ QPSK และ OQPSK และได้ประยุกต์นำไปใช้ในการส่งข้อมูลในโครงข่ายสื่อสารขนาดเล็กเช่นโครงข่ายเคเบิลทีวีที่มีรูปแบบการสื่อสารในลักษณะเฉพาะกลุ่มที่มีการสื่อสารแบบทิศทางเดียว(จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ)โดยเลือกใช้สัญญาณในช่วงแบนด์วิดท์ที่ไม่มีการใช้งานของสัญญาณทีวี ( $f < 30$  MHz) เพื่อที่จะลดการรบกวนระหว่างสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วกับสัญญาณทีวี

ในด้านการจัดการประมวลผลของสัญญาณดิจิทัลออสแบบคี่ในด้านการลดการกระจายของสเปกตรัมด้านข้าง(Side lobe spectrums)โดยใช้วิธีการถ่วงน้ำหนักของพัลส์ NRZ ด้วยวงจร PMF ซึ่งสามารถรักษาความกว้างของพัลส์ไว้เท่าเดิม ( $T_b$ ) และข้อดีของวิธีนี้ก็คือน้ำหนักของการปรับแพทเทิร์นรูปดวงตาให้เปิดออกมากที่สุดเพื่อที่จะให้มีค่า  $E_b/N_0$  สูงที่สุดและสามารถปรับรูปร่างของพัลส์ได้จากการปรับค่าความต้านทานในวงจรถ่วงน้ำหนักของพัลส์โดยยังคงรักษาแบนด์วิดท์ให้อยู่ในช่วง first null to first null bandwidth และได้เสนอรูปแบบต่างๆของพัลส์ที่มีผลของการกระจายของสเปกตรัมด้านข้างและค่า  $E_b/N_0$  ที่ภาครับแตกต่างกันออกไป และพบว่าการใช้พัลส์ที่มีความต่อเนื่องของการหาอนุพันธ์ในอันดับสูง ( $L \geq 3$ ) เช่น Raised cosine และ  $\text{Sin}^n x$  ( $n$  เป็นจำนวนเต็มที่มีมากกว่า 2 ขึ้นไป) ก็สามารถลดการกระจายของสเปกตรัมด้านข้างมากกว่าพัลส์แบบ Rectangular และ Sine function แต่พบว่าค่า  $E_b/N_0$  ที่ได้หลังจากการการผ่านวงจร IAD ก็จะมีค่าลดลงมากกว่าพัลส์ทั้ง 2 แบบมาก(เมื่อไม่มีการปรับขนาดของสัญญาณชดเชย) ดังนั้นหากในช่องสัญญาณของระบบดังกล่าวมีสัญญาณรบกวนอยู่เป็นจำนวนมากหรือมีค่า  $C/N$  ต่ำเราควรจะต้องหลีกเลี่ยงในการลดความน่าเชื่อถือของระบบส่งสัญญาณ โดยการใช้พัลส์ที่มีฟังก์ชัน

แบบ Sine function หรือ Raised cosine ( $L \leq 3$ ) เพราะว่าพัลส์ดังกล่าวจะให้ค่า  $E_b/N_0$  ที่สูงกว่าพัลส์แบบ  $\text{Sin}^n x$  (เมื่อ  $n$  มากกว่า 3) และถ้าเราพิจารณาถึงคุณภาพของสัญญาณคลื่น

พาห์อ้างอิงที่ได้จากวงจรคู่สัญญาณคลื่นพาห์กลับคืนเราพบว่าในระบบเดิมที่ใช้วงจรยกกำลัง 2 (Squaring loop circuit) และวงจรยกกำลัง 4 (Fourth power circuit) สำหรับการรับสัญญาณ BPSK และ QPSK ตามลำดับซึ่งผลจากการจำลองค่า BER ต่อ  $E_b/N_0$  พบว่าวงจรมีค่าจะทำให้คุณภาพของสัญญาณคลื่นพาห์ที่ได้มีคุณภาพต่ำ โดยเฉพาะเมื่อระบบมีค่า  $C/N$  ที่ด้านอินพุทของภากรับสัญญาณมีค่าต่ำและส่งผลให้สัญญาณคลื่นพาห์ที่ได้มีการสั่นไหวทางเฟส (Phase jitter) มาก ทำให้ค่า BER มีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจึงได้เสนอวิธีแก้ไขโดยการใช้สัญญาณไฟล็ดโทนมาช่วยในการซิงโครไนซ์โดยใช้แทรกไว้ในช่วง first null bandwidth เพราะช่วงดังกล่าวจะมีการรบกวนจาก Data spectrum น้อยที่สุดและสามารถทำการแยกออกได้ง่ายด้วยวงจรกรองความถี่ผ่านย่านแล้วใช้วงจรเฟสล็อกช่วยในการแทรกถึงสัญญาณและใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่เฟสล็อกช่วยในการแปลงความถี่จาก  $f_p$  ที่ความถี่ 0.6 MHz ลงมาเป็นความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์  $f_c$  ที่ความถี่ 0.5 MHz (ยกตัวอย่างในช่องสัญญาณที่ 2) ซึ่งวงจรมีค่าที่เราเรียกว่าวงจร PTAS (Pilot Tone Aids Synchronization) และผลของการใช้วงจรมีค่าทำให้สัญญาณคลื่นพาห์ที่ได้มีการสั่นไหวทางเฟสลดลงกว่าวงจรมีค่าเดิม ดังนั้นเมื่อเราใช้สัญญาณพัลส์แบบ Raised cosine และรวมกับการใช้วงจร PTAS ก็จะสามารถที่จะเพิ่มความน่าเชื่อถือของระบบสื่อสารนี้เพิ่มขึ้นแม้ว่าระบบมี  $C/N$  ต่ำ (ไม่ต่ำกว่า 20 dB)

ในด้านปฏิบัติส่วนที่เป็นปัญหามากที่สุดก็คือวงจรกรองความถี่ผ่านย่าน (BPF) ที่ใช้แยกสัญญาณไฟล็ดโทนออกจาก Data spectrum ซึ่งจะต้องมีค่า Quality factor ( $Q > 20$ ) และจะต้องไม่เกิดการออสซิลเลชันในขณะเดียวกันสามารถที่จะสร้างสัญญาณรบกวนน้อยที่สุดเพื่อให้เฟสล็อกทำงานได้ และผลการทดลองในการส่งและรับสัญญาณได้ทดลองส่งลงในสายส่งแบบโคแอกเชียลขนาด 3C-2V ที่มีอิมพีแดนซ์ 75 โอห์มเมื่อทำการปรับแต่งสัญญาณทั้งภาคส่งและรับแล้วก็สามารถทำงานได้ดี โดยภาคส่งได้ใช้แหล่งกำเนิดข้อมูลด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณกึ่งเรณดัม (PRBS) ที่มีความยาวของชิพทรีจิสเตอร์ 24 บิต และวงจรทั้งหมดทั้งเครื่องส่งและเครื่องรับยังมีขนาดใหญ่ไม่สะดวกต่อการติดตั้งซึ่งในการพัฒนาต่อไปถ้าเทคโนโลยีของการสร้าง EPROM มีความจุสูงและมีความเร็วมากขึ้นเราก็สามารถที่จะลดขนาดของวงจรทั้งหมดลงได้โดยการออกแบบให้อุปกรณ์ดังกล่าวแทนในส่วนของการประมวลผลของสัญญาณดิจิทัลหรือการพัฒนาให้เป็นระบบ Fully Digital Circuits ให้มีขนาดเล็กมากเพื่อที่จะติดตั้งและเคลื่อนย้ายได้สะดวกขึ้น

สำหรับการพัฒนาที่น่าสนใจก็คือการเปลี่ยนเทคนิคการมอดูเลชันไปเป็นแบบ M-ary QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ที่สามารถให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนด์วิดท์สูงกว่า ( $\beta \geq 4$ ) แต่ก็ต้องแก้ไขเทคนิคของ Pulse shaping circuit ที่ต้องพิจารณาเรื่องของสัญญาณ

หลายๆระดับ (Multilevel baseband signal) รวมทั้งการพิจารณาค่า BER ของโมเด็มแบบ QAM ไม่ควรจะมีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะมีค่าสูงกว่าโมเด็มแบบ QPSK และผลของการเกิด Intermodulate distrotion จากผลของการทำงานในวงจรขยายในช่วงไม่เชิงเส้นที่มีผลต่อสัญญาณหลายระดับแรงดัน และระบบนี้จะมี ความเหมาะสมมากขึ้นเมื่อนำไปใช้กับระบบที่ต้องการส่งข้อมูลที่มีความจุสูงแต่มีข้อจำกัดเรื่องของ แบนด์วิดท์โดยเฉพาะการส่งสัญญาณผ่านตัวกลางเช่น สายทองแดง, สายโคแอกเชียล ซึ่งในระบบ โทรคมนาคมในอนาคตก็จะเป็นการเชื่อมต่อจากสายส่งความเร็วสูงเช่น ไฟเบอร์ออปติกของระบบ ISDN เข้ามายังกลุ่มของผู้ใช้งาน (Home subscriber) ที่ยังคงใช้สายทองแดงหรือการส่งสัญญาณใน โครงข่ายเคเบิลทีวีที่ต้องใช้จำนวนช่องสัญญาณเป็นจำนวนมากแต่มีการจัดสรรช่วงความถี่ใช้งาน จำกัดหรืออาจเป็นข้อจำกัดของแบนด์วิดท์เนื่องจากคุณสมบัติทางไฟฟ้าของตัวสายส่งเองก็สามารถ นำหลักการของระบบสื่อสารนี้ไปประยุกต์ใช้งานได้



### บรรณานุกรม

- [1] I. Korn, Digital Communications (New York : Van Nostrand Reinhold Company, 1985).
- [2] J.G. Proakis, Digital Communication (New York : McGraw-Hill, 1989).
- [3] K.Feher, Advanced Communication System and Signal Processing Technique (New Jersey : Prentice-Hall, 1987).
- [4] J.M. Wozencraft and I.M. Jacobs, Principles of Communication Engineering (New York : John Wiley & Sons, 1965).
- [5] A. Papoulis, Signal Analysis (New York : McGraw-Hill, 1977).
- [6] T.T. Ha, Digital Satellite Communication (New York : McGraw-Hill, 1990).
- [7] F.M. Gardner, Phase Locked Techniques (New York : John Wiley & Sons, 1979).
- [8] J.H. Yuen, Deep Space Telecommunication Systems Engineering (New York : Plenum Press, 1983).
- [9] K.S. Shanmugan, Simulation of Communication Systems (New York : Plenum Press, 1994).
- [10] O. Shimbo, Transmission Analysis in Communication Systems:Vol I, II (New York : Computer Science Press, 1988).
- [11] C.E. Sundberg, "Selecting Smoothing Pulse for Partial Response Digital F.M.", IEE Proc., Part F., Vol.128, No.4, (1981) : pp.237-244.
- [12] N. Boutin, "Extension of Muellel's Theory on Optimum Pulse Shipping for Data Transmission", IEE Proc., Part F., Vol.138, No.4, (1982) : pp. 27-34.
- [13] D.C. Malocha, "Finite Truncated Cosine Series Design of Full Response Signaling offset QPSK", IEEE Tran.on-Com., Vol.42, No.2/3/4, (1994) : pp. 1465-1470.
- [14] F. Davarian, "A Multipurpose Digital Modulator", IEEE Communication mag., (1989).
- [15] J.A.C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission", IEEE Communication Mag., (1990).

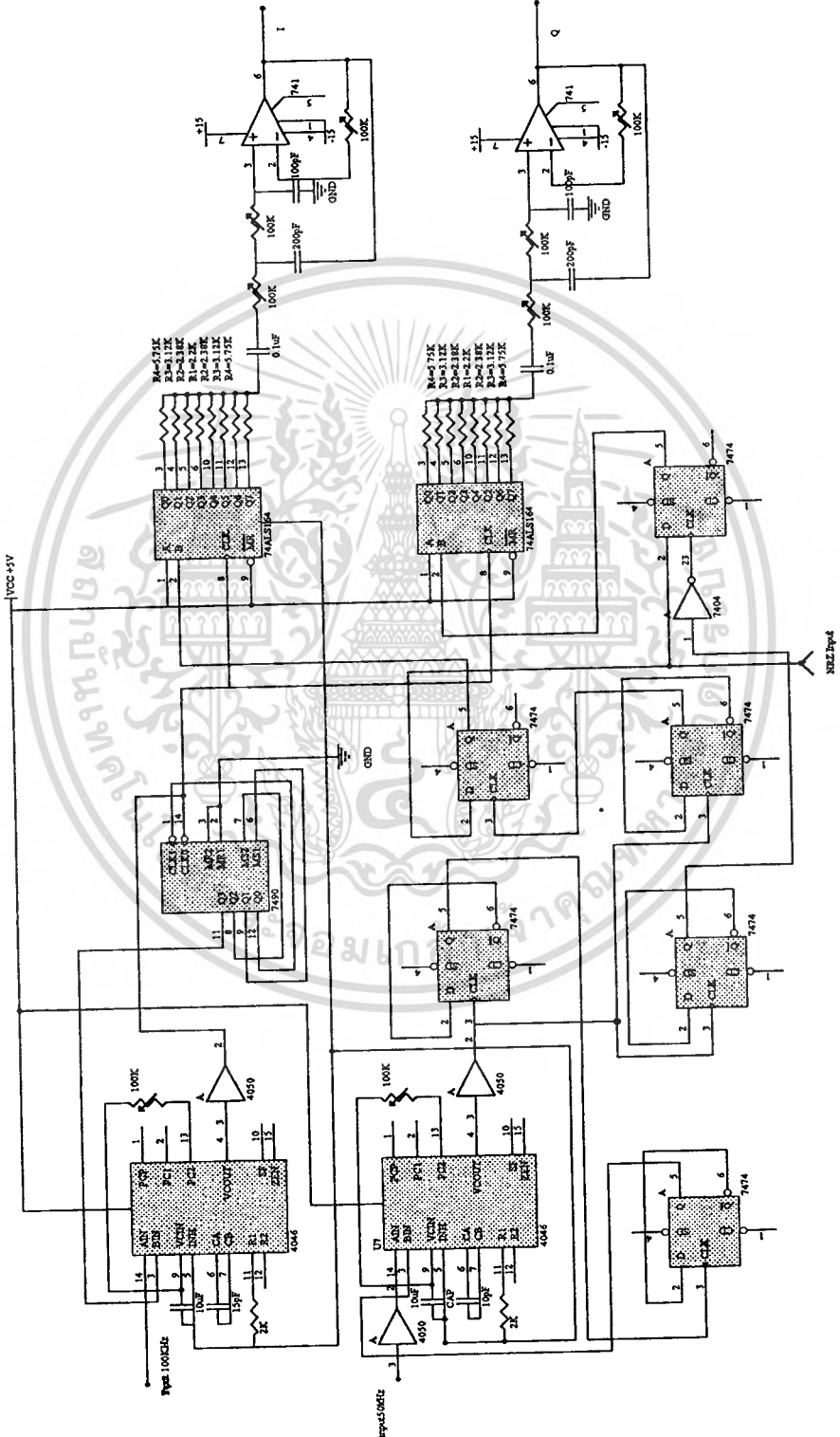
- [14] D.C. Malocha, "Finite Truncated Cosine Series Design of Full Response Signaling offset QPSK", *IEEE Tran.on-Com.*, Vol.42, No.2/3/4, (1994) : pp. 1465-1470.
- [15] F.J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", *Proc. IEEE.*, Vol.66, No.1, (1978) : pp. 51-83.
- [16] F. Davarian, "A Multipurpose Digital Modulator", *IEEE Communication mag.*, (1989) : pp. 36-45.
- [17] J.A.C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission", *IEEE Communication Mag.*, (1990) : pp. 5-14.
- [18] J.H. Yuen, *Deep Space Telecommunication Systems Engineering* (New York : Plenum Press, 1983), pp. 60-62.
- [19] S.A. Rhodes, "Effect of Noisy Phase Reference on Coherent Detection of offset-QPSK signals", *IEEE Trans Commun.*, Vol.22, No.8, (1974) : pp. 1026-1035.
- [20] K.S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems* (New York : Plenum Press, , 1994), pp. 703-716.
- [21] O. Shimbo, *Transmission Analysis in Communication Systems:Vol I, II* (New York : Computer Science Press, 1988), pp. 258-269.
- [22] กฤตากร กล่อมการ, "การออกแบบระบบส่งข้อมูลในช่องสัญญาณการกระจายเสียงแบบ FM," (วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2536).
- [23] คลชัย สุขเจริญผล, "การปรับปรุงลดแถบความถี่ใน PSK โมเด็ม", การประชุมทางวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 17, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, (2537) : หน้า 208-213.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

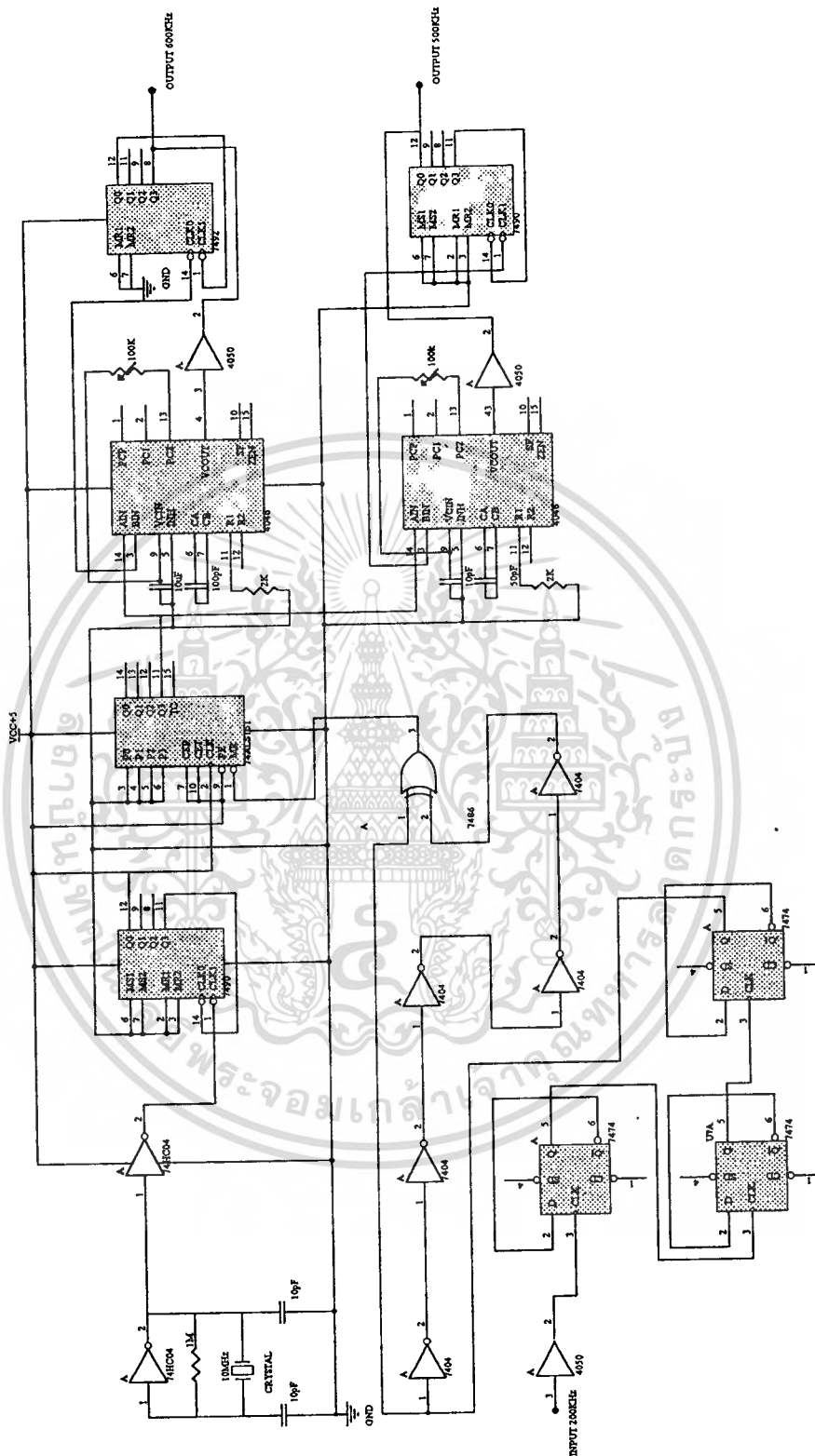
วงจรที่ใช้ในวิทยานิพนธ์



ก.1 วงจรประมวลผลสัญญาณดิจิทัลแบบแวนด์

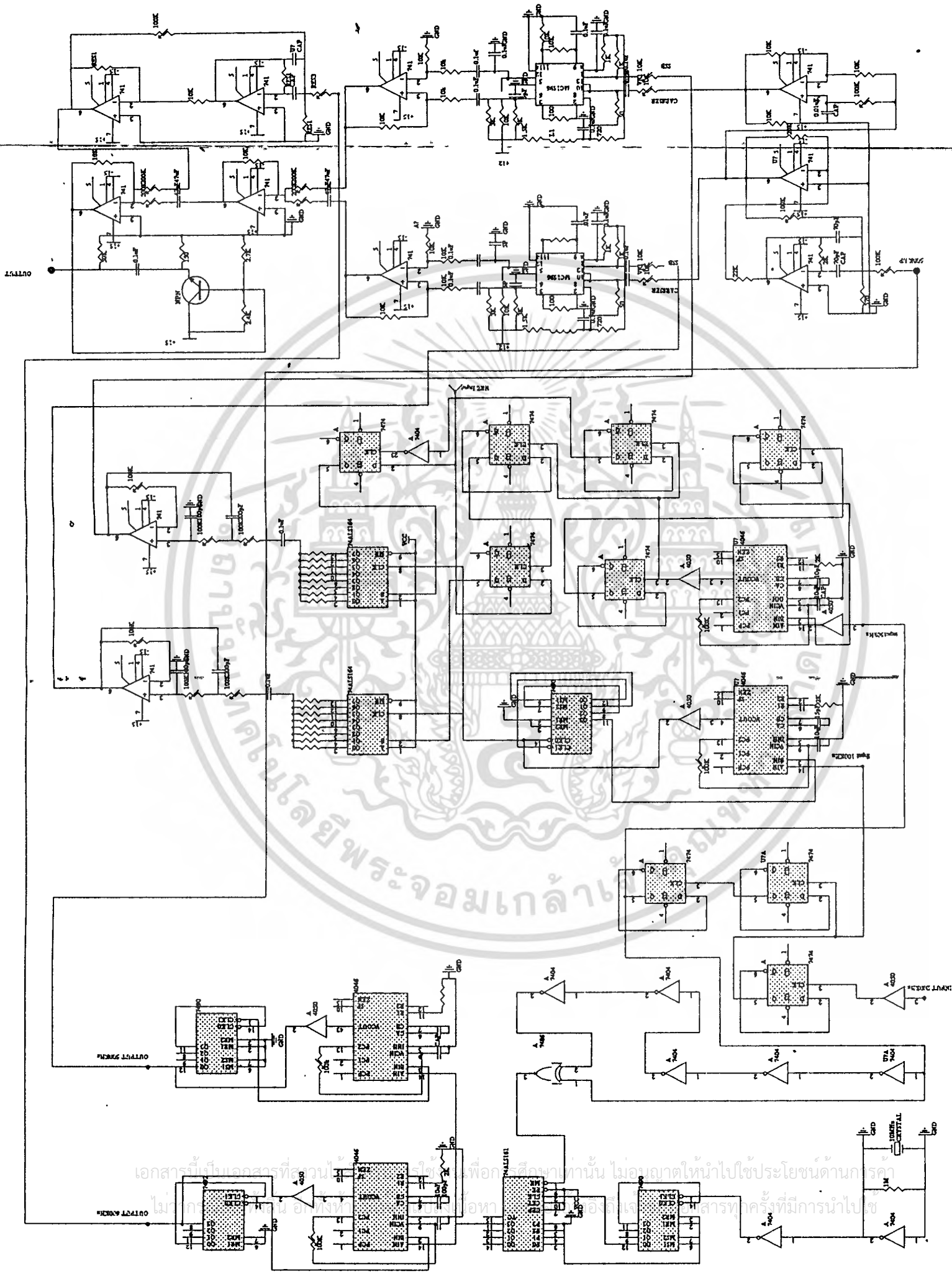
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





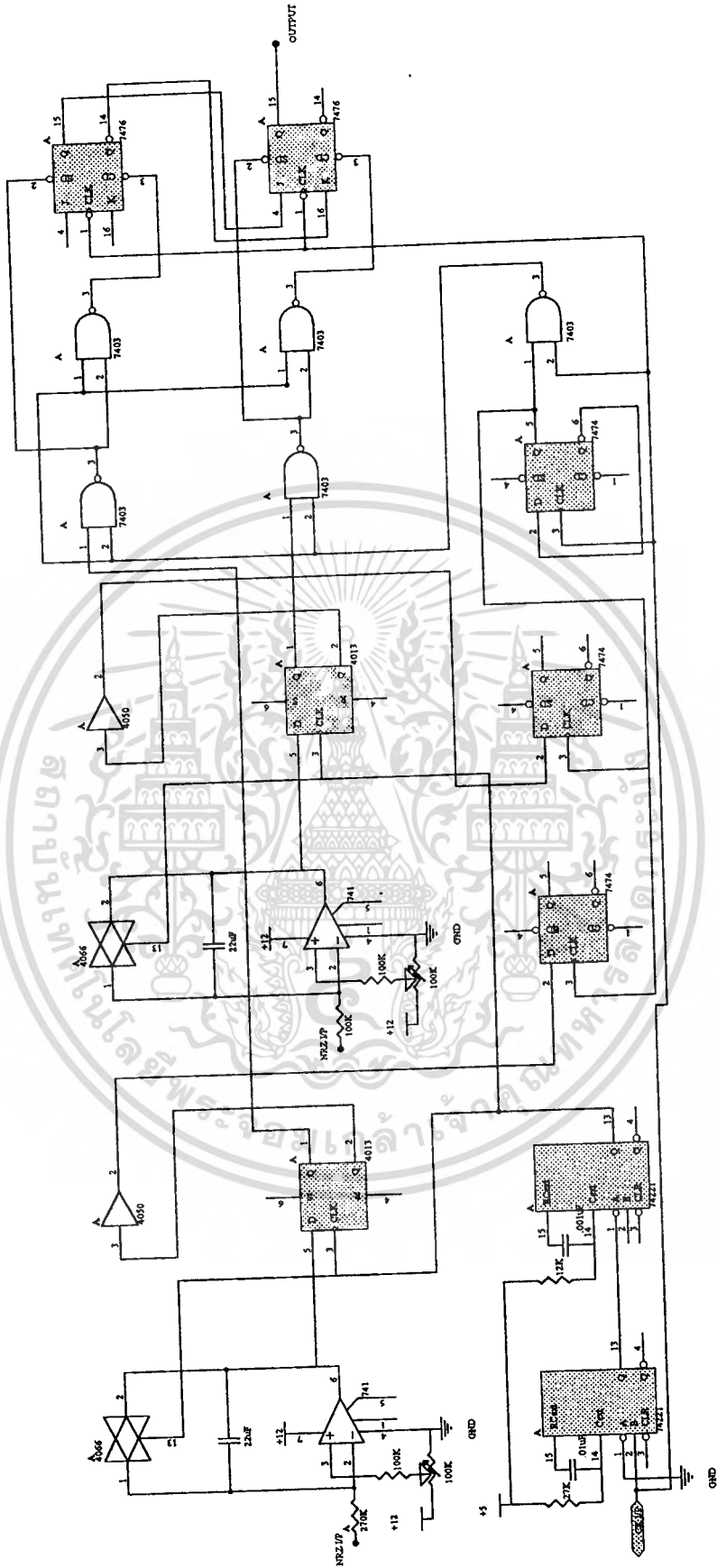
ก.3วงจรกำเนิดสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณพัลส์อติทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



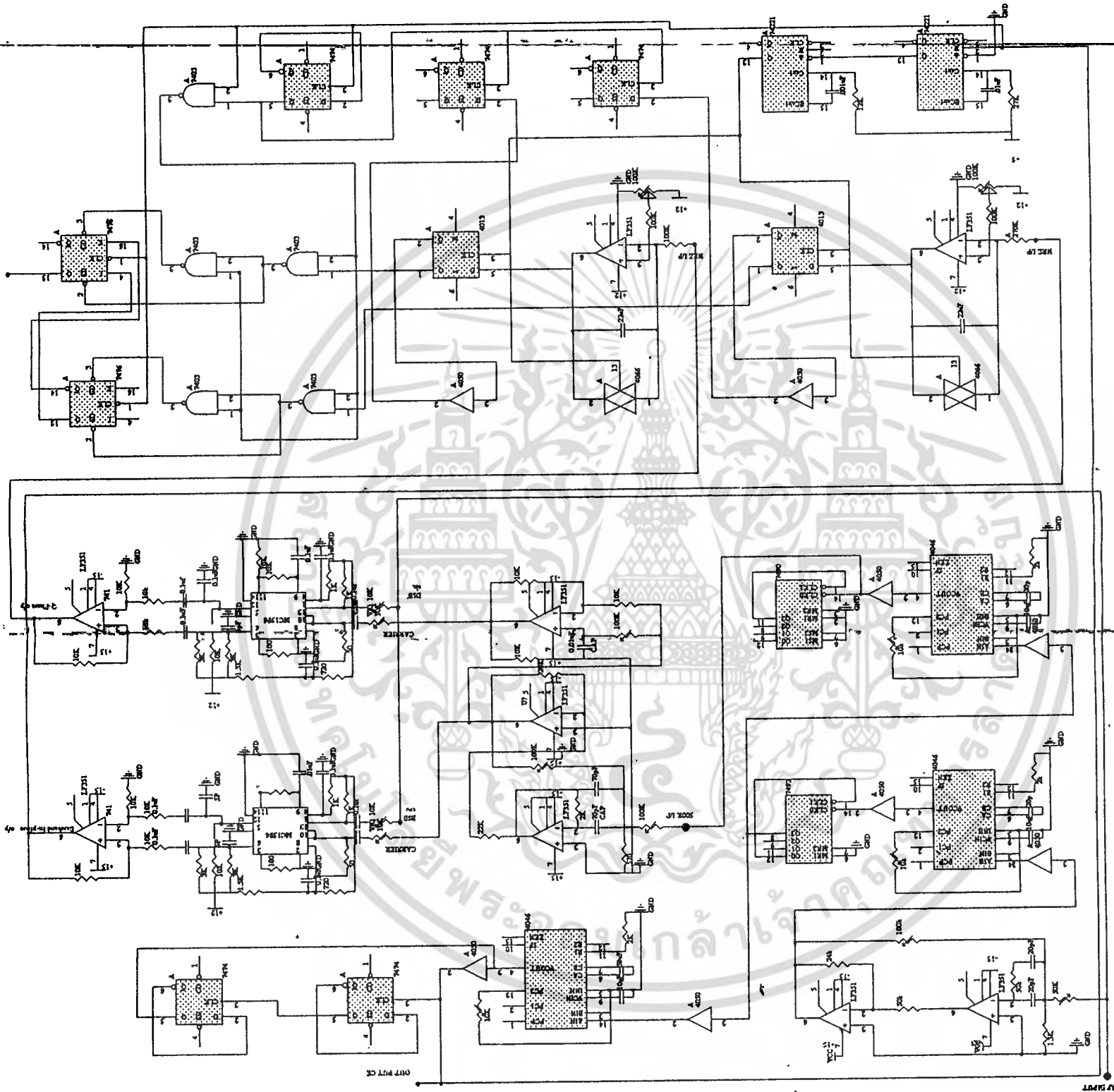
ก.4วงจรรวมของภาคต่อ 1 ช่องสัญญาณ





ก.6 วงจรตัดสินใจเลือกระดับสัญญาณและรวมบิตข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก.7 วงจรภาครับสัญญาณต่อ 1 ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นายคลชัย สุขเจริญผล เกิดวันที่ 30 มกราคม 2511 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษา  
 อดศาหกรรมศาสตร์บัณฑิต(เทคโนโลยีโทรคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ  
 ทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2533 และเข้ารับราชการในตำแหน่งอาจารย์ 3 ภาควิชาเทคนิค  
 อดศาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
 ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2535 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งอาจารย์ 4



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้