

การเปรียบเทียบผลการมอดูเลตสัญญาณแควโอดิกในช่องสัญญาณ
การจางหายแบบต่างๆ

COMPARATIVE PERFORMANCE OF CHAOTIC MODULATION
OVER FADING CHANNEL.

ยอติเยียม เชนบำรุง
YODYIAM CHERNBAMRUNG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-324-008-2

การเปรียบเทียบผลการมอดูเลตสัญญาณเคโอติกในช่องสัญญาณ
การจางหายแบบต่างๆ

COMPARATIVE PERFORMANCE OF CHAOTIC MODULATION
OVER FADING CHANNEL

ยอดเยี่ยม เชนบำรุง

YODYIAM CHERNBAMRUNG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-324-998-2

**PERFORMANCES COMPARISON OF CHAOTIC MODULATION
OVER FADING CHANNEL**

YODYIAM CHERNBAMRUNG

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

2004

ISBN 974-324-998-2

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การเปรียบเทียบผลการมอดูเลตสัญญาณเคโอติกในช่องสัญญาณ การจางหายแบบต่างๆ
นักศึกษา	นายยอดเยี่ยม เงินบำรุง
รหัสนักศึกษา	44061726
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. สุวิพล สิริชิวภาค

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการศึกษาเกี่ยวกับอัตราความผิดพลาดของบิต (BER) ของการมอดูเลตที่มี สัญญาณเคโอติก (Chaotic Signal) เป็นฟังก์ชันพื้นฐาน (Basis Function) ในระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (Wireless LAN) ที่ผ่านการจางหายของช่องสัญญาณ (Channel Fading) แบบต่างๆ โดยจะแบ่งการใช้วิธีการมอดูเลตสัญญาณเคโอติกออกเป็น 3 วิธี คือ coherent antipodal chaos shift keying (Coherent Antipodal CSK), coherent differential chaos shift keying (Coherent DCSK) และ differential coherent DCSK ซึ่งวิธีการเหล่านี้จะใช้ประโยชน์จากความไม่เป็นรายคาบ (Nonperiodic) ของสัญญาณเคโอติก ทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปมีช่วงความถี่กว้างคล้ายกับการใช้เทคนิคการขยายความถี่ (Spread-Spectrum) ซึ่งใน differentially coherent DCSK นั้น จะได้มีการศึกษาว่าการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแถบความถี่ (Bandwidth) ของสัญญาณเมื่อผ่านการจางหายแล้วจะมีผลอย่างไรกับประสิทธิภาพของระบบ จากผลการวิเคราะห์เราจะเห็นได้ว่าการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเคโอติกนี้ สามารถเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่ใช้ในการส่ง/รับข้อมูลในระบบเครือข่ายแบบไร้สายได้

Thesis Title	Comparative Performance of Chaotic Modulation over Fading Channel
Student	Mr. Yodyiam Chernbamrung
Student ID.	44061726
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Suvepon Sittichivapak

ABSTRACT

This thesis investigates the bit error rate (BER) of chaotic modulation scheme in wireless LAN system over fading channel. Three approaches to use chaotic signal, coherent antipodal chaos shift keying (Coherent Antipodal CSK), coherent differential chaos shift keying (Coherent DCSK) and differential coherent DCSK. To using the properties that chaotic signal is nonperiodic signal, the transmitted signal is wideband signal like spread-spectrum technique. In differentially coherent DCSK, we analyze how bandwidth of signal influence the performance of the system, when signal is against channel fading. The analyzed results show that this modulation scheme can be another way to transfer the digital information in wireless LAN system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับระบบการสื่อสารโดยใช้สัญญาณเคโอติกจาก รศ.ดร. สุวิพล สิริชีวะภาค ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ คุณชัยเลิศ เอาทาร์ย์สกุล ที่ให้คำปรึกษา และคำแนะนำแก่งานวิจัยนี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ พร้อมทั้งช่วยตรวจเทียบและแก้ไขทฤษฎีและอื่นๆที่ผิดพลาด จนสำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้นและและยังให้กำลังใจต่อผู้วิจัยอย่างใกล้ชิดตลอดมา

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิจัยครั้งนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ยอดเยี่ยม เฉินบำรุง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ.....	4
2.1 สาเหตุของการเกิดการจางหาย.....	4
2.2 คุณสมบัติของช่องสัญญาณการจางหาย.....	5
2.2.1 การแกว่งขึ้นๆลงๆของกรอบคลื่นและเฟส.....	5
2.2.2 การจางหายแบบช้าและแบบเร็ว.....	5
2.2.3 การจางหายแบบ Frequency-Flat และ Frequency Selective.....	6
2.3 ช่องสัญญาณการจางหายที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	7
2.3.1 การจางหายแบบมัลติพาธ.....	9
2.3.1.1 การจางหายแบบเรลีย์.....	9
2.3.1.2 การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน.....	9
2.3.1.3 การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	10
2.3.1.4 การจางหายแบบลือกอนอร์มอล.....	11
2.4 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดของบิตที่ผ่านช่องสัญญาณ.....	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การสื่อสารโดยใช้สัญญาณเคโอติก.....	14
3.1 ความรู้เบื้องต้นของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย.....	14
3.2 การสื่อสารแบบคิจิตอลในระบบทั่วไป.....	17
3.2.1 โครงสร้างระบบการสื่อสารแบบคิจิตอล.....	17
3.2.2 การวัดประสิทธิภาพของระบบ.....	19
3.2.3 การมอดูเลตและดีมอดูเลตโดยวิธีใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน.....	19
3.2.4 รูปแบบพื้นฐานของเครื่องรับที่ใช้คิเทคสัญญาณ.....	21
3.3 ลักษณะของสัญญาณเคโอติก (Chaotic Signal).....	23
3.4 การสื่อสารโดยใช้สัญญาณเคโอติก.....	24
3.4.1 Chaos Shift Keying.....	24
3.4.2 Coherent Antipodal CSK.....	26
3.4.3 Coherent Differential Chaos Shift Keying.....	27
3.4.4 Differentially Coherent DCSK.....	29
3.5 ค่าอัตราความผิดพลาดของบิต.....	31
3.5.1 Coherent Antipodal CSK.....	31
3.5.2 Coherent DCSK.....	31
3.5.3 Differentially Coherent DCSK.....	32
บทที่ 4 การวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ.....	33
4.1 แบบจำลองของวิธีการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK.....	33
4.1.1 การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK.....	33
4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย.....	35
4.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรลลีย์และไรเซียน.....	35
4.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบสีกนอรั่มอล.....	41
4.2.3 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	41

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ.....	45
5.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์ในช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ.....	45
5.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลในช่องสัญญาณ การจางหายแบบต่างๆ.....	54
5.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรของการจางหายในช่องสัญญาณ การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	63
บทที่ 6 สรุปผลการวิเคราะห์.....	65
บรรณานุกรม.....	67
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	68
ประวัติผู้เขียน.....	69

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตัวแปรของการจางหาย และค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ การจางหายแต่ละแบบ.....	12
4.1 ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ.....	44

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	รูปแบบของการจางหายของสัญญาณ.....4
2.2	การแบ่งลักษณะการจางหายของช่องสัญญาณ โดยใช้การกระจายของคอปเปลอร์ ของช่องสัญญาณ.....6
2.3	การแบ่งลักษณะการจางหายของช่องสัญญาณ โดยการกระจายของคิเลย์ของช่อง สัญญาณ.....7
2.4	เมตริกซ์แสดงชนิดของการจางหายโดยที่สัญญาณ เป็นฟังก์ชันของ Symbol Period และ Baseband Signal Bandwidth.....8
3.1	ระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล.....18
3.2	การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....20
3.3	การหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่เครื่องรับ โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....21
3.4	โครงสร้างของเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด.....22
3.5	ลักษณะของสัญญาณเค โอดิกในแกนเวลา(รูปบน) และแกนความถี่ (รูปล่าง).....24
3.6	การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณ.....25
3.7	แผนภาพของเครื่องรับแบบร่วมนัยที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐานจำนวน N ชุด.....25
3.8	การมอดูเลตแบบ CSK โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานชุดเดียว.....26
3.9	เครื่องรับแบบร่วมนัยของสัญญาณ Antipodal CSK.....27
3.10	รูปแบบของสัญญาณ DCSK ที่ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนอ้างอิงและ ส่วนข้อมูล.....28
3.11	สัญญาณ DCSK ที่ได้จากการมอดูเลตบิต 1010.....29
3.12	เครื่องรับของวิธี Coherent DCSK.....29
3.13	เครื่องรับของวิธี Differentially Coherent DCSK.....30
3.14	ผลที่ได้จากการใช้เครื่องรับแบบ Differentially coherent DCSK ที่ส่งบิต 1010.....30
4.1	แผนผังของการจำลองแบบการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK.....34
4.2	ผลที่ได้จากการใช้แบบจำลองเมื่อเปรียบเทียบกับผลจากวิธีเชิงคณิตศาสตร์ในช่อง สัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก.....35
4.3	ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง แบบจำลองสามารถวัดได้ และ ค่าที่ได้จากการวัด.....36

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 การหา $\mu_i(t)$ โดยการใช้ฟิลเตอร์.....	38
4.5 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์.....	38
4.6 แบบจำลองของกระบวนการแบบ stochastic.....	39
4.7 แบบจำลองของกระบวนการ deterministic.....	39
4.8 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์.....	40
4.9 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน.....	40
4.10 โครงสร้างของแบบจำลองกระบวนการลือกนอร์มอล.....	41
4.11 โครงสร้างของแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม.....	43
5.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์.....	46
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์.....	47
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน ที่ค่า $n=1.5$	48
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน ที่ค่า $n=1.5$	49
5.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$	50
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$	51
5.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล.....	52
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล.....	53

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์.....	55
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์.....	56
5.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาไม-เอ็นหรือไรเซียน ที่ค่า $n=1.5$	57
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาไม-เอ็นหรือไรเซียน ที่ค่า $n=1.5$	58
5.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาไม-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$	59
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาไม-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$	60
5.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล.....	61
5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล.....	62
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล เป็น 2 μ s และค่าช่วงแบนวิดท์เป็น 17 MHz.....	63
5.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล เป็น 2 μ s และค่าช่วงแบนวิดท์เป็น 4 MHz.....	64

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารแบบไร้สายนั้นได้เข้ามามีบทบาทอย่างมากทั้งในด้านโทรศัพท์เคลื่อนที่ ด้านคอมพิวเตอร์ และอุปกรณ์อื่นๆ ซึ่งทำให้การติดต่อสื่อสาร และแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างกันสามารถทำได้เกือบทุกๆ สถานที่ และสะดวกกว่าเมื่อก่อนมาก ถ้าเรากล่าวถึงในด้านคอมพิวเตอร์แล้วเราจะเห็นได้ว่าปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาเครือข่ายแบบไร้สาย (wireless LAN) ขึ้นมาเพื่อทำให้เครื่องคอมพิวเตอร์และอุปกรณ์อื่นๆ สามารถที่จะติดต่อสื่อสารกันได้อย่างสะดวกมากยิ่งขึ้น และสามารถเคลื่อนที่ไปยังจุดต่างๆ ภายในบริเวณเครือข่ายแบบไร้สาย นั้นๆ หรือภายในบริเวณเครือข่ายแบบไร้สาย อื่นๆ ได้ ซึ่งเครือข่ายแบบไร้สาย นี้สามารถนำมาใช้ได้ภายในโรงงาน อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัย หรืออาคารสถานที่ต่างๆ ได้ และมาตรฐานที่ใช้สำหรับการกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ของระบบเครือข่ายแบบไร้สายก็คือ IEEE 802.11 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในการกำหนดคุณสมบัติต่างๆ ของระบบ วิธีการที่ใช้ในการส่ง/รับข้อมูลในระบบเครือข่ายแบบไร้สายที่ได้รับความนิยมกันก็คือ การมอดูเลตแบบทั่วไปเช่น การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่ (Frequency Shift Keying) หรืออาจเป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) แบบต่างๆ เช่น การกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping) เป็นต้น

ในการมอดูเลตแบบทั่วไปที่มักใช้สัญญาณคลื่นรูปไซน์ (sinusoidal) นั้น พลังงานที่ส่งออกมาจะมีความหนาแน่นในช่วงความถี่ที่แคบ ซึ่งจะเป็นจุดด้อยที่สำคัญโดยในกรณีที่ระบบต้องผ่านสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาท (Multipath Environment) สัญญาณที่มีช่วงความถี่แคบจะพบกับการลดทอนที่สูงทำให้อัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่ส่งต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio SNR) มีค่าต่ำ ส่งผลให้จำนวนบิตที่ผิดพลาดเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดการรบกวนกับผู้ใช้คนอื่นได้ง่าย จึงได้มีการนำเทคนิคการขยายแถบความถี่มาใช้ แต่ก็ยังมีข้อเสียคือถ้าสูญเสียการซิงโครไนซ์ (synchronization) ไประบบก็ไม่อาจทำงานได้

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้จะเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของวิธีการส่ง/รับข้อมูลแบบใหม่ นอกเหนือจากการมอดูเลตแบบทั่วไปและการใช้เทคนิคการขยายความถี่ ซึ่งจะเป็นการนำสัญญาณเคโอติกมาใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐาน โดยวิธีที่ใช้ในการส่งจะเหมือนกับการมอดูเลตแบบทั่วไป แต่รูปแบบของสัญญาณที่ส่งออกไปจะคล้ายกับการใช้เทคนิคการขยายความถี่ ก็มีช่วงของความถี่กว้างเนื่องจากความไม่เป็นรายคาบของสัญญาณเคโอติก ทำให้ช่วยลดปัญหาในการพบกับสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาทได้ นอกจากนี้ความซับซ้อนของวงจรและค่าใช้จ่ายก็น้อยกว่า และใน differentially coherent DCSK นั้นไม่จำเป็นต้องใช้การประสานจังหวะ อีกด้วย

ในที่นี้จะทำการวิเคราะห์วิธีการใช้สัญญาณเคอโอดิกในการสื่อสาร 3 วิธี คือ Coherent Antipodal Chaos Shift Keying (Coherent Antipodal CSK) , Coherent Differential Chaos Shift Keying (Coherent DCSK) และ Differentially Coherent DCSK โดยจะทำการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดของบิต ที่ได้จากการผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆที่สามารถพบได้ในระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ซึ่งได้แก่ ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ (Rayleigh Fading Channel) ช่องสัญญาณการจางหายแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Fading Channel) ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน (Nakagami-n or Rice Fading Channel) และช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Fading Channel)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

1.2.1 ศึกษาการทำงานของระบบการสื่อสาร โดยใช้สัญญาณเคอโอดิกและพิจารณาประสิทธิภาพของระบบด้านอัตราความผิดพลาดของบิตของระบบ

1.2.2 ศึกษาช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ อันประกอบด้วย การจางหายแบบเรลีย์ การจางหายแบบล็อกนอร์มอล การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน และการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม เพื่อพิจารณาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตที่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายแล้ว

1.2.3 ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ค่าช่วงแบนด์วิดท์ ช่วงเวลาต่อหนึ่งบิตข้อมูลว่าเมื่อผ่านการจางหายแล้วจะมีผลอย่างไรกับประสิทธิภาพของระบบ พร้อมทั้งเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารแบบทั่วไป

1.2.4 ศึกษาการใช้แบบจำลองในการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดของบิต และเปรียบเทียบผลที่ได้กับการวิเคราะห์โดยใช้วิธีในเชิงคณิตศาสตร์

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ประสิทธิภาพของระบบที่ทำการศึกษาคงจะลดลงเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแต่ละแบบแล้ว โดยในการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK นั้นเมื่อผ่านช่องสัญญาณแล้วผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าแบนด์วิดท์ที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบคงจะมีรูปแบบเดิม เนื่องจากการลดทอนเกิดขึ้นกับทุกส่วนของสัญญาณที่รับได้ ในส่วนของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรของการจางหาย หากตัวแปรของการจางหายมีค่าเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของระบบคงจะดีขึ้น เนื่องจากเมื่อค่าตัวแปรของการจางหายดังกล่าวมีค่าต่ำสุด ($m=0.5$) จะเกิดการจางหายของสัญญาณอย่างรุนแรงที่สุดและจะไม่เกิดการจางหายของสัญญาณเมื่อค่านี้เพิ่มขึ้นเข้าใกล้อนันต์

1.4 ขอบเขตการวิจัย

1.5.1 ศึกษาวิธีการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเคโอดิกซึ่งประกอบด้วย Coherent Antipodal Chaos Shift Keying (Coherent Antipodal CSK) , Coherent Differential Chaos Shift Keying (Coherent DCSK) และ Differentially Coherent DCSK พร้อมทั้งอธิบายการมอดูเลตแต่ละแบบ

1.5.2 ใช้ช่องสัญญาณการจางหายหลายรูปแบบเพื่อความหลากหลายที่อาจเกิดขึ้นตามสภาพภูมิประเทศที่สามารถใช้การสื่อสารเครือข่ายไร้สาย

1.5.3 ทำการเปรียบเทียบผลที่ได้จากการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ กับผลที่ได้จากการจำลองแบบ

1.5.4 สรุปผลการศึกษาประสิทธิภาพของระบบด้านค่าอัตราความผิดพลาดของบิตของระบบการสื่อสารที่ใช้สัญญาณเคโอดิกที่ผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ พร้อมทั้งอธิบายตัวแปรต่างๆที่มีผลกับประสิทธิภาพของระบบ

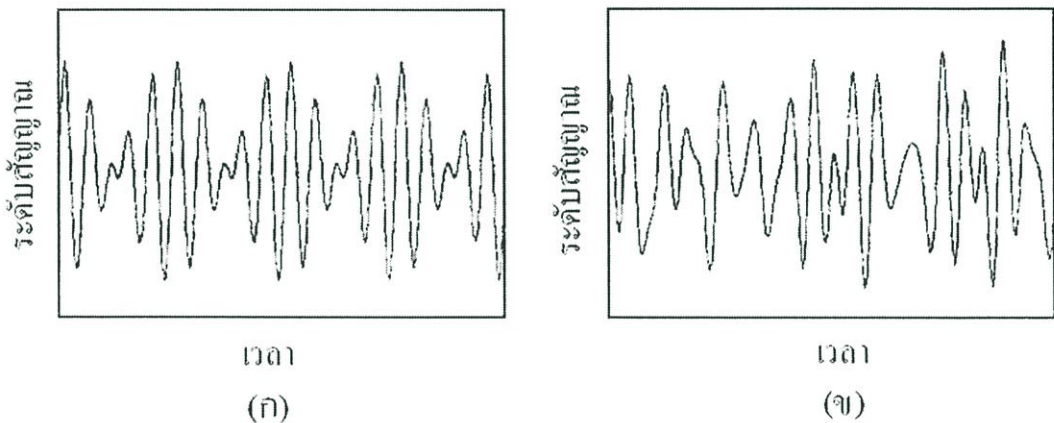
1.5 ขั้นตอนการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเริ่มจากการศึกษารูปแบบของช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ ที่อาจเกิดขึ้นได้ในระบบเครือข่ายแบบไร้สายซึ่งเนื้อหาส่วนนี้จะอยู่ในบทที่ 2 จากนั้นในบทที่ 3 จะเป็นการกล่าวถึงความรู้เบื้องต้นของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย การสื่อสารในระบบเครือข่ายแบบทั่วไปซึ่งได้แก่การมอดูเลตสัญญาณด้วยวิธีฟังก์ชันพื้นฐาน และจึงทำการพิจารณาการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเคโอดิกทั้ง 3 วิธี รวมถึงวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตของการมอดูเลตทั้ง 3 วิธีนี้ในตอนท้ายของบท ส่วนบทที่ 4 เป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบโดยวิธีการจำลองแบบของการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK รวมถึงหาแบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายต่างๆ ด้วย บทที่ 5 และบทที่ 6 จึงเป็นการวิเคราะห์และสรุปผลการทดลองตามลำดับ

บทที่ 2

ช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ

เนื่องจากระบบการสื่อสารไร้สายทุกชนิดต้องใช้สื่อที่เป็นอากาศในการเชื่อมต่อกัน ดังนั้นจึงต้องมีการรับ-ส่ง สัญญาณผ่านอากาศ ซึ่งสัญญาณจะต้องผ่านสิ่งแวดล้อมต่างๆ ทั้งที่หยุดนิ่ง เช่น อาคาร บ้าน หรือกำแพง เป็นต้น และสิ่งแวดล้อมที่มีการเคลื่อนที่เช่น ต้นไม้ เป็นต้น สิ่งแวดล้อมต่างๆเหล่านี้เป็นสาเหตุที่ทำให้ระดับสัญญาณ ในแต่ละจุดไม่คงที่ มีการแกว่งขึ้นๆลงๆ โดยการแกว่งของสัญญาณนี้เราเรียกว่า “การจางหาย” ซึ่งจะเกิดในลักษณะที่มีรูปแบบ หรือไม่มีรูปแบบก็ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1 โดยรูปที่ 2.1 (ก) เป็นการจางหายของสัญญาณในลักษณะที่มีรูปแบบ และรูปที่ 2.1 (ข) เป็น การจางหายของสัญญาณในลักษณะที่ไม่มีรูปแบบ



รูปที่ 2.1 รูปแบบของการจางหายของสัญญาณ (ก) การจางหายของสัญญาณที่มีรูปแบบ และ (ข) การจางหายของสัญญาณที่ไม่มีรูปแบบ

2.1 สาเหตุของการเกิดการจางหาย

ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นจะเกิดตามลักษณะความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ที่ใช้ในการกระจายสัญญาณ เนื่องจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ที่มนุษย์สร้างขึ้นมีขนาดที่ต่างกันถ้าสิ่งก่อสร้างเหล่านี้มีขนาดเท่ากับความยาวคลื่นของคลื่นพาห้ที่แพร่กระจาย จะทำให้การกระจายของคลื่นเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เช่น เกิดการกระจาย และการสะท้อนของคลื่น เป็นต้น ดังนั้นการวิเคราะห์ระดับสัญญาณจะต้องคำนึงถึงสภาพแวดล้อมของการแพร่กระจายของคลื่นด้วย จากการแพร่กระจายของคลื่นในสภาพแวดล้อมต่างข้างต้น ทำให้เราสามารถแยกคลื่นที่เดินทางจากเครื่อง

ส่งไปยังเครื่องรับได้เป็น 2 ประเภท คือ คลื่นตรง (Direct Wave) และ คลื่นสะท้อน (Reflected Wave) เครื่องรับจะได้รับคลื่นตรงจากทิศทางเดียวและมีสัญญาณที่แรงที่สุด ส่วนคลื่นสะท้อน จะได้รับจากทุกทิศทางที่เข้ามาและมีสัญญาณที่อ่อนกว่า มีเฟสของคลื่นที่เหมือนกันและแตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นการเสริมหรือหักล้างกับคลื่นตรง ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการแกว่งขึ้นๆลงๆ ที่เราเรียกว่า การจางหายของสัญญาณ

2.2 คุณสมบัติของช่องสัญญาณการจางหาย

2.2.1 การแกว่งขึ้นๆลงๆของกรอบคลื่นและเฟส

กรอบคลื่นและเฟสของสัญญาณที่รับได้จะเกิดการแกว่งขึ้นๆลงๆเมื่อสัญญาณมีการผ่านการจางหายระหว่างการส่ง โดยในการมอดูเลตแบบร่วมนัย ผลกระทบจากการผ่านการจางหายที่เกิดขึ้นกับเฟสนั้น จะทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอย่างรุนแรง ถ้าไม่มีการชดเชยสัญญาณที่เครื่องรับ จึงทำให้การวิเคราะห์ระบบที่ใช้การมอดูเลตในการสื่อสารส่วนใหญ่ จะตั้งสมมติฐานไว้ว่า ผลกระทบที่มีต่อเฟสอันเนื่องมาจากการจางหายจะไม่ทำให้ประสิทธิภาพของระบบเกิดการเปลี่ยนแปลง ที่มักจะถูกรเรียกว่า การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยในอุดมคติ ส่วนการมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย เครื่องรับไม่จำเป็นต้องใช้เฟสในการดีมอดูเลต ทำให้การเปลี่ยนแปลงของเฟสอันเนื่องมาจากการจางหาย จึงไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ ดังนั้นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบร่วมนัยในอุดมคติและแบบไม่ร่วมนัย ในช่องสัญญาณการจางหาย จึงใช้การเปลี่ยนแปลงทางสถิติของกรอบคลื่นเท่านั้น

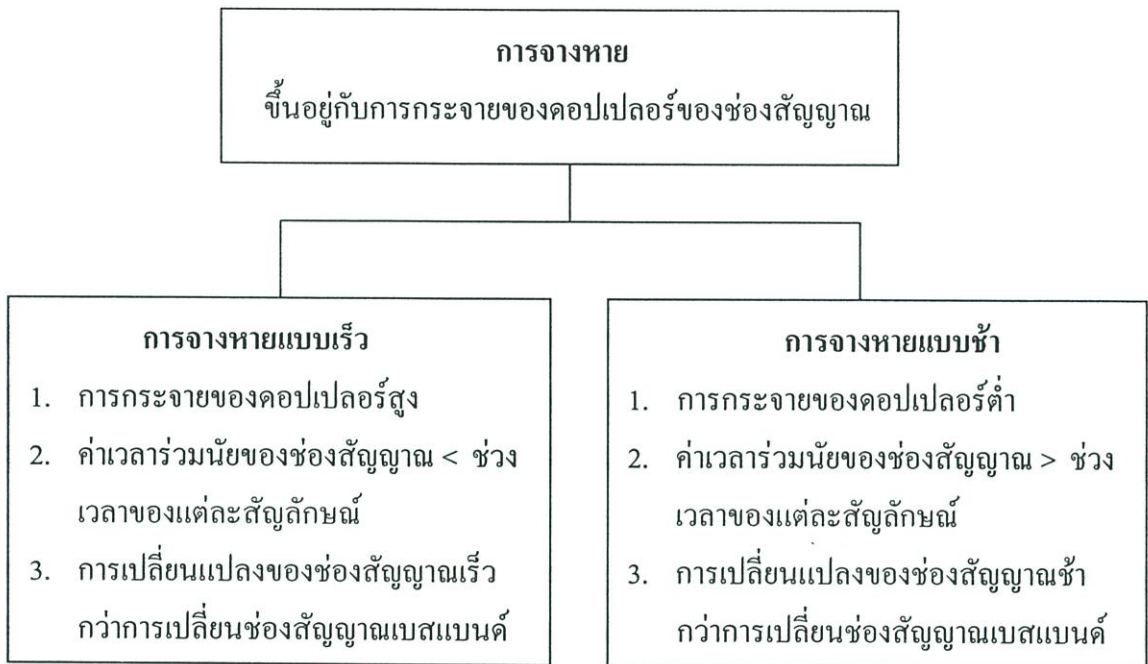
2.2.2 การจางหายแบบช้าและแบบเร็ว (Slow and Fast Fading)

การแบ่งระหว่างการจางหายแบบช้าและแบบเร็วมีความสำคัญมากกับแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณการจางหาย และการประเมินประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารที่ผ่านช่องสัญญาณเหล่านี้ ซึ่งการแบ่งนี้จะเกี่ยวข้องกับค่าเวลาร่วมนัย (Coherent Time) T_c ของช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่กระบวนการการจางหายเกิดสหสัมพันธ์ โดยค่าเวลาร่วมนัยนี้จะสัมพันธ์กับค่าการกระจายของดอปเปลอร์ของช่องสัญญาณ (Doppler Spread) f_d เป็น

$$T_c = \frac{1}{f_d} \quad (2.1)$$

โดยที่เราจะพิจารณาว่าเป็นการจางหายแบบช้า ถ้าช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์ T_s มีค่าน้อยกว่าค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณ T_c และจะเป็นการจางหายแบบเร็วถ้า ช่วงเวลาของแต่ละสัญลักษณ์ T_s มีค่ามากกว่าค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณ T_c ซึ่งในการจางหายแบบช้าระดับของ

การจางหายจะมีผลกระทบต่อสัญลักษณ์หลายๆสัญลักษณ์ต่อเนื่องกันซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดที่สูง ขณะที่การจางหายแบบเร็ว จะเกิดการกระทบกระเทือน จากสัญลักษณ์หนึ่งไปอีกสัญลักษณ์หนึ่ง ซึ่งถ้าเครื่องรับที่ใช้ เป็นแบบที่ทำการตัดสินใจบนพื้นฐานของของการสังเกตค่าสัญญาณที่ได้รับได้ในช่วงเวลาของสัญลักษณ์ 2 ช่วงหรือมากกว่า (เช่นเครื่องรับแบบ Differentially Coherent หรือการสื่อสารที่ใช้การเข้ารหัส) จะทำให้การพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณการจางหายจากช่วงสัญลักษณ์หนึ่งกับช่วงสัญลักษณ์ถัดไปมีความสำคัญมาก โดยรูปที่ 2.2 แสดงถึงการแบ่งการจางหายโดยอาศัยการกระจายของคอปเพลอร์ของช่องสัญญาณ



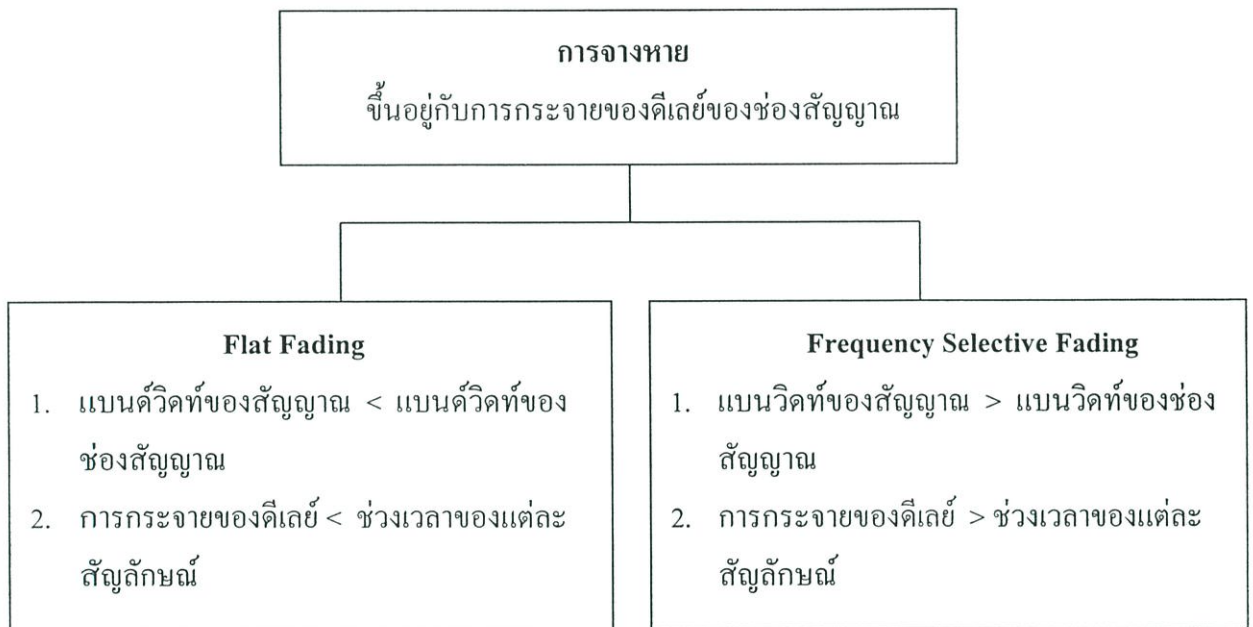
รูปที่ 2.2 การแบ่งลักษณะการจางหายของช่องสัญญาณ โดยใช้การกระจายของคอปเพลอร์ของช่องสัญญาณ

2.2.3 การจางหายแบบ Frequency-Flat และ Frequency Selective

ความคมเชิงความถี่ (Frequency Selectivity) เป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของช่องสัญญาณการจางหาย โดยถ้าส่วนประกอบเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไป ถูกกระทบในรูปแบบเดียวกัน เราจะเรียกว่าเป็นการจางหายแบบ Frequency Nonselective หรือ Frequency-Flat ซึ่งกรณีนี้จะเกิดขึ้นกับระบบที่มีแถบความถี่แคบ ที่แบนวิคท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปมีค่าน้อยกว่าแบนวิคท์ร่วมนัยของช่องสัญญาณ (Coherent Bandwidth) f_c ซึ่งจะกำหนดได้จากช่วงความถี่ที่กระบวนการการจางหายถูกสหสัมพันธ์ โดยค่าแบนวิคท์ร่วมนัยของช่องสัญญาณจะสัมพันธ์กับค่าการกระจายของดีเลย์สูงสุด (Maximum Delay Spread) τ_{max} เป็น

$$f_c = \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (2.2)$$

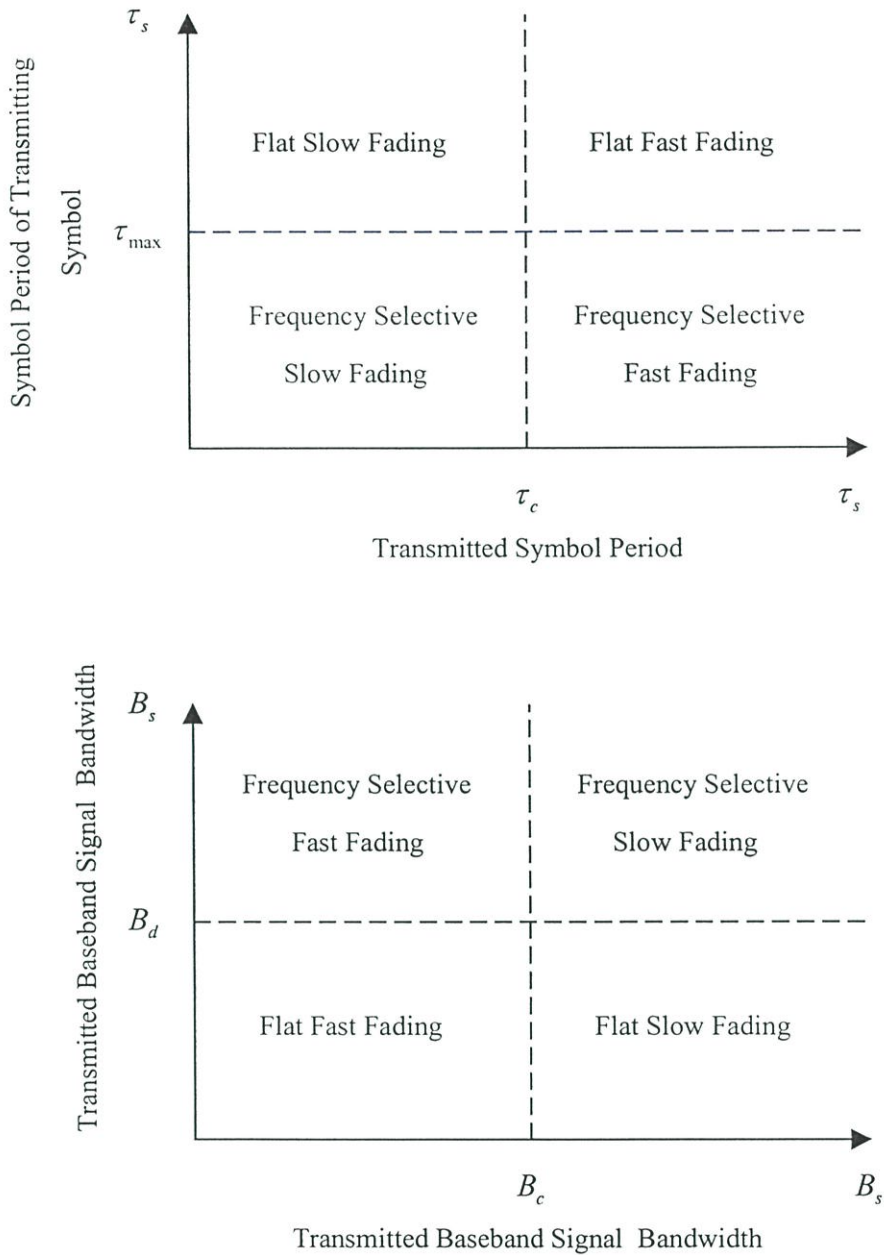
แต่ถ้าส่วนประกอบเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไปถูกระทบโดยอัตราขยายของแอมพลิจูดและการเลื่อนของเฟสที่แตกต่างกันเราจะเรียกว่าเป็นการจางหายแบบ Frequency Selective ซึ่งมักจะเกิดขึ้นกับระบบที่มีช่วงแถบความถี่กว้าง ซึ่งมีค่าแบนวิดท์ที่ใช้ในการส่งมากกว่าค่าแบนวิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณ โดยรูปที่ 2.3 จะแสดงถึงการแบ่งการจางหายโดยอาศัยการกระจายของดีเลย์ของช่องสัญญาณ ส่วนรูปที่ 2.4 (a) แสดงถึงเมตริกซ์ชนิดของช่องสัญญาณแบบต่างๆ



รูปที่ 2.3 การแบ่งลักษณะการจางหายของช่องสัญญาณโดยการกระจายของดีเลย์ของช่องสัญญาณ

2.3 ช่องสัญญาณการจางหายที่ใช้ในการวิเคราะห์

เมื่อระบบได้รับผลจากช่องสัญญาณการจางหาย แอมพลิจูดของคลื่นพาห์ที่รับได้จะเสมือนถูกมอดูเลตโดย แอมพลิจูดของการจางหาย α โดยที่ α เป็นตัวแปรสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยกำลังสอง (mean-square value) เป็น $\overline{\alpha^2} = \Omega$ และมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นเท่ากับ $p_\alpha(\alpha)$ โดยจะขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมตามธรรมชาติของการกระจายตัวของสัญญาณที่ส่งออกไป ซึ่งเมื่อสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแล้ว ตัวสัญญาณจะถูกรบกวนอีกครั้งด้วย สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวกร ที่เครื่องรับ ซึ่งโดยทั่วไปจะสมมติให้ไม่มีผลกระทบกับค่าแอมพลิจูดของการจางหาย α นอกจากนี้พลังงานของสัญญาณที่รับได้ขณะใดขณะหนึ่งจะถูกมอดูเลตโดย α^2 เช่นกัน



รูปที่ 2.4 เมตริกซ์แสดงชนิดของการจางหายโดยที่สัญญาณ เป็นฟังก์ชันของ Symbol Period และ Baseband Signal Bandwidth

โดยสามารถหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratio) ต่อ สัญลักษณ์ได้เป็นค่า $\gamma = \alpha' E_b/N_0$ และมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยต่อ สัญลักษณ์เป็น $\bar{\gamma} = \Omega E_b/N_0$ ซึ่งค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของ γ จะสามารถหาได้จากการเปลี่ยนตัวแปรในสมการฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการจางหาย $p_\alpha(\alpha)$ โดยใช้สมการ

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{p_{\alpha}(\sqrt{\Omega \gamma / \bar{\gamma}})}{2 \sqrt{\gamma \bar{\gamma} / \Omega}} \quad (2.3)$$

โดยที่ Ω คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสองของแอมพลิจูดของการจางหาย

γ คือ ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อสัญลักษณ์

$\bar{\gamma}$ คือ ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยต่อสัญลักษณ์

2.3.1 การจางหายแบบมัลติพาท

การจางหายแบบมัลติพาทเป็นการรวมกันแบบเสริมและแบบหักล้างของสัญญาณที่ผ่านการดีเลย์ การสะท้อน การกระจายตัว และการเบี่ยงเบน โดยการจางหายชนิดนี้จะเป็นการจางหายที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณในช่วงสั้นๆ ซึ่งในการแบ่งประเภทนั้นจะใช้ คุณสมบัติทางสถิติของกรอบคลื่นของการจางหายแบบมัลติพาท ซึ่งก็จะขึ้นอยู่กับการกระจายตัวของสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกันออกไป โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์การจางหายที่อาจเกิดขึ้นได้ในระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ซึ่งได้แก่

2.3.1.1 การจางหายแบบเรย์ลีย์ (Rayleigh Fading)

การจางหายแบบเรย์ลีย์ มักจะใช้ในแบบจำลองของการจางหายแบบมัลติพาทที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณตรง (LOS: Line of Sight) ซึ่งมีค่าการกระจายตัวของแอมพลิจูดของการจางหายเป็น

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right) \quad ; \quad \alpha \geq 0 \quad (2.4)$$

และสามารถหาค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นโดยอาศัยสมการที่ 2.1 ซึ่งจะได้เป็น

$$p(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Omega}\right) \quad ; \quad \gamma \geq 0 \quad (2.5)$$

2.3.1.2 การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน (Nakagami-n or Rician Fading)

การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน มักจะใช้ในแบบจำลองที่ประกอบด้วยสัญญาณแนวสายตาซึ่งได้รับโดยตรงที่มีความชัดเจน 1 สัญญาณ และสัญญาณอื่นๆที่อ่อนกว่าหลายๆสัญญาณ ซึ่งมีค่าการกระจายตัวของแอมพลิจูดของการจางหายเป็น

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2(1+n)e^{-n^2}\alpha}{\Omega} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right] \times I_0\left[2n\alpha\sqrt{\frac{(1+n^2)}{\Omega}}\right]$$

; $\alpha \geq 0$ (2.6)

และมีสมการฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ดังนี้

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\bar{\gamma}} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\gamma}{\bar{\gamma}}\right] \times I_0\left[2n\sqrt{\frac{(1+n^2)}{\bar{\gamma}}}\gamma\right]$$

; $\gamma \geq 0$ (2.7)

โดยที่ n คือ ค่าตัวแปรของการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ซึ่งจะมีค่าระหว่าง 0 ถึง ∞
 I_0 คือ ฟังก์ชันเบสเซลแบบใหม่ของชนิดแรกที่มีอันดับที่ 0 (zeroth-order modified Bessel function of the first kind)

การกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอ็มหรือไรเซียนนี้ จะมีช่วงอยู่ระหว่างการจางหายแบบเรย์ลี ($n=0$) ไปจนถึงไม่เกิดการจางหายซึ่งหมายถึงค่าแอมพลิจูดคงที่ ($n=\infty$)

2.3.1.3 การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Fading)

การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Fading) มีค่าการกระจายตัวของแอมพลิจูดของการจางหายเป็น

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right) ; \alpha \geq 0$$
 (2.8)

และมีสมการฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ดังนี้

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) ; \gamma \geq 0$$
 (2.9)

โดยที่ m คือ ค่าตัวแปรของการจางหายแบบนาคามิ-เอ็ม ซึ่งจะมีค่าระหว่าง $1/2$ ถึง ∞
 Γ คือ ฟังก์ชันแกมมา

การกระจายตัวแบบนาคามิ-เอ็ม จะมีช่วงอยู่ระหว่าง การกระจายตัวแบบเกาส์เซียนข้างเดียว ($m = 1/2$) ซึ่งเป็นการเกิดการจางหายของช่องสัญญาณอย่างรุนแรงที่สุด ไปจนถึง ไม่เกิดการจางหาย ($m = \infty$) โดยจะมีกรณีพิเศษคือเมื่อ $m = 1$ การกระจายตัวจะเป็นแบบเรลีย์

2.3.2 การจางหายแบบลอการิทึม (Lognormal Fading)

ในสภาพแวดล้อมบางที่ ระดับสัญญาณเฉลี่ยอาจถูกรบกวนโดยการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ อันเนื่องมาจากการบดบังของภูมิประเทศ อาคาร หรือต้นไม้ ซึ่งการบดบังเหล่านี้สามารถทำการวิเคราะห์ได้เป็นการกระจายตัวแบบลอการิทึม (Lognormal Distribution) ซึ่งมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น

$$p(\gamma) = \frac{4.34}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\gamma - u)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.10)$$

โดยที่ u คือ ค่าเฉลี่ยของสัญญาณการจางหาย

σ คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณ

ตารางที่ 2.1 จะแสดงถึงการจางหายแต่ละแบบ ตัวแปรของการจางหาย และค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น

ตารางที่ 2.1 ตัวแปรของการจางหาย และค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการจางหายแต่ละแบบ

ชนิดของการจางหาย (Type of Fading)	ตัวแปรของการจางหาย (Fading Parameter)	ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น PDF, $p_{\gamma}(\gamma)$
การจางหายแบบเรลีย์		$\frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$
การจางหายแบบนาคากามิ-เอินหรือ ไโรเซียน	$n \geq 0$	$\frac{(1+n^2) e^{-n^2}}{\bar{\gamma}} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\gamma}{\bar{\gamma}}\right] \times I_0\left[2n\sqrt{\frac{(1+n^2)}{\bar{\gamma}}\gamma}\right]$
การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม	$m \geq 0.5$	$\frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$
การจางหายแบบลือกนอร์มอล	σ	$\frac{4.34}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\gamma - u)^2}{2\sigma^2}\right]$

2.4 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดของบิตที่ผ่านช่องสัญญาณ

เมื่อเกิดการจางหาย ค่าแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ที่รับได้จะถูกลดทอนโดยแอมพลิจูดของการจางหายซึ่งเป็นค่าตัวแปรแบบสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยกำลังสองเป็น $\overline{\alpha^2} = \Omega$ และมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นขึ้นอยู่กัธรรมชาติของช่องสัญญาณการจางหายแต่ละแบบ ในขณะที่เดียวกันพลังงานของสัญญาณที่รับได้ขณะใดขณะหนึ่งจะถูกลดทอนโดย α^2 ซึ่งทำให้สามารถหาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนขณะใดขณะหนึ่งต่อ 1 บิตเป็น $\gamma = \alpha^2 E_b / N_o$ และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยต่อหนึ่งบิตเป็น $\bar{\gamma} = \overline{\alpha^2} E_b / N_o$ [4]

เมื่อแทนค่า E_b / N_o ในสมการค่าอัตราความผิดพลาดของบิตที่ผ่านช่องสัญญาณแบบสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ด้วย γ จะได้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อผ่านการจางหายของการมอดูเลตแต่ละแบบเป็น

$$P_e = \int_0^{\infty} P_e(\gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.11)$$

โดยที่ P_e คือ ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของบิตที่ผ่านช่องสัญญาณการจางหาย

$P_e(\gamma)$ คือ อัตราความผิดพลาดของบิตที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ของการมอดูเลตแบบต่างๆ

$p_{\gamma}(\gamma)$ คือ ฟังก์ชันการกระจายตัวของความน่าจะเป็นของการจางหายของช่องสัญญาณแบบต่างๆ

การสื่อสารโดยใช้สัญญาณเคออดิก

3.1 ความรู้เบื้องต้นของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย

ในปัจจุบันนี้เทคโนโลยีได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างมาก จำนวนผู้ใช้คอมพิวเตอร์เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ จึงทำให้ปริมาณของข้อมูลที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารมากขึ้นตามไปด้วย ซึ่งข้อมูลบางอย่างของผู้ใช้คนหนึ่งอาจเป็นที่ต้องการของผู้ใช้คนอื่นๆ หรือข้อมูลของผู้ใช้คนหนึ่งอาจเหมือนกับข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นๆก็ได้ จึงทำให้มีการสร้างเครือข่ายการสื่อสารขึ้นมาเพื่อที่จะสามารถทำให้มีการใช้ข้อมูลร่วมกันได้และในบางกรณีก็สามารถใช้อุปกรณ์บางอย่างเช่น เครื่องพิมพ์ (printer) หรือ เครื่องสแกนเนอร์ (scanner) ร่วมกันได้ ซึ่งระบบเครือข่ายได้มีการพัฒนาขึ้นมาเรื่อยๆ จนในเวลาต่อมาได้มีการพัฒนาระบบเครือข่ายแบบไร้สาย (wireless LAN) ขึ้น ซึ่งกำลังเป็นที่นิยมอย่างมากและยังมีการพัฒนาอย่างสม่ำเสมอมาจนถึงปัจจุบันนี้ [7]

การสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายนี้กำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในปัจจุบัน โดยสังเกตได้จากคนที่ผู้คนเริ่มหันมาใช้เครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา (Notebook) กันมากขึ้น ซึ่งกลุ่มคนที่ใช้คอมพิวเตอร์แบบพกพานี้ส่วนใหญ่แล้วจะเป็นคนที่ต้องเดินทางไปมายังสถานที่ต่างๆ อยู่ตลอดเวลา เราจะเห็นว่ากลุ่มผู้คนที่เหล่านี้มีความจำเป็นที่จะต้องใช้การสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายเพื่อที่จะติดต่อสื่อสารระหว่างกันหรืออาจต้องการค้นหาข้อมูลของตนเอง ซึ่งการสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายนี้มีความสะดวกและคล่องตัว โดยสามารถที่จะทำการติดต่อสื่อสารระหว่างกันได้เกือบทุกๆ สถานที่หรือเกือบทุกๆ โอกาส ทำให้กลุ่มผู้คนที่เหล่านี้สามารถที่จะทำงานได้ตลอดเวลา และรับรู้ข้อมูลข่าวสารปัจจุบันได้อย่างทันท่วงที นอกจากนี้ยังสามารถส่งข้อมูลข่าวสารไปยังผู้ใช้อื่นๆ ได้อย่างรวดเร็ว โดยไม่จำเป็นที่จะต้องกลับไปยังที่ทำงานก่อน จะเห็นว่าเครือข่ายแบบไร้สายช่วยให้การทำงานมีความยืดหยุ่นมากขึ้น แต่ในขณะเดียวกันก็ยังมีข้อด้อยบางจุดเมื่อเปรียบเทียบกับเครือข่ายแบบทั่วไป เช่น อัตราความเร็วในการส่งถ่ายข้อมูลจะน้อยกว่า หรือการเกิดการลดทอนของสัญญาณที่ผ่านสภาพแวดล้อมแบบต่างๆ โดยสามารถแจกแจงข้อดีและข้อเสียของการสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายเมื่อเปรียบเทียบกับเครือข่ายแบบทั่วไปได้ดังนี้

ข้อดีของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย

1) มีความยืดหยุ่นในการใช้งาน (Flexibility) : ภายในระยะการครอบคลุมของระบบ ผู้ใช้สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ เนื่องจากเป็นระบบใช้คลื่นหรือสัญญาณวิทยุในการส่ง ซึ่งคลื่นหรือสัญญาณวิทยุนี้สามารถส่งผ่านผนังหรือกำแพงต่างๆ ได้ ทำให้ผู้ส่งและผู้รับข้อมูลสามารถติดต่อกันได้ แม้จะไม่สามารถมองเห็นกันก็ตาม นอกจากนี้ระบบเครือข่ายแบบไร้สายยังสามารถที่จะใช้งานได้ในพื้นที่ยากแก่การเดินสายเคเบิลอีกด้วย

2) ง่ายแก่การวางแผน (Planning) : ในระบบเครือข่ายทั่วไปที่ใช้สายนั้นจำเป็นต้องมีการเดินสายเคเบิลไว้ล่วงหน้าก่อนที่จะมีการใช้งานเสมอ ทำให้การขยายเครือข่ายเมื่อมีการติดตั้งไปแล้วสามารถทำได้ยาก แต่ในเครือข่ายแบบไร้สายนั้นการขยายเครือข่ายจะมีความยุ่งยากน้อยกว่า ทั้งนี้ในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานที่ใช้ในระบบเครือข่ายแบบไร้สายขึ้นมา เพื่อให้อุปกรณ์ที่ผลิตจากบริษัทต่างๆกันสามารถใช้งานร่วมกันได้อีกด้วย

3) ง่ายในการออกแบบ (Design) : การสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายสามารถใช้ได้กับอุปกรณ์ขนาดเล็กที่ไม่ใช่คอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล (Personal Computer) เช่น Pocket PC , PDA หรือเครื่องคอมพิวเตอร์แบบพกพา เป็นต้น ทำให้อุปกรณ์เหล่านี้สามารถติดต่อสื่อสารกับเครือข่ายได้โดยไม่ต้องเดินสายเคเบิล ซึ่งจะเป็นการเพิ่มความสะดวกสบายในการใช้งาน เพราะส่วนมากแล้วอุปกรณ์ขนาดเล็กเหล่านี้ จะใช้ในกรณีที่มีการเคลื่อนที่ตลอดเวลา

4) มีความทนทานต่อสภาพแวดล้อมโดยรอบ (Robustness) : โครงข่ายของระบบเครือข่ายแบบไร้สายจะมีความคงทนถาวรมากกว่าระบบที่ต้องมีการเดินสาย เช่นในสภาวะที่เกิดแผ่นดินไหวอาจจะทำให้เกิดการขาดของสายเคเบิล เป็นผลให้ระบบโดยรวมเกิดการขัดข้องได้ แต่ในกรณีที่เป็นระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ก็ไม่จำเป็นต้องกังวลถึงความเสียหายที่เกิดกับสายเคเบิล

ข้อเสียของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย

1) คุณภาพของการบริการ (Quality of Service) : โดยทั่วไปแล้วระบบเครือข่ายแบบไร้สายจะมีความคุณภาพของการบริการที่ต่ำกว่าระบบเครือข่ายแบบมีสาย เหตุผลที่สำคัญก็คือ ความกว้างของแถบความถี่ที่มีไม่มากนักเนื่องจากข้อกำหนดของการส่งสัญญาณวิทยุ โดยมีความเร็วประมาณ 1-10 Mbps นอกจากนี้แล้วยังมีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตในการส่งข้อมูลสูงกว่าแบบมีสาย เพราะว่ามีสัญญาณรบกวน (Interference) มากกว่า อีกทั้งยังมีการหน่วงข้อมูลที่สูงกว่าอีกด้วย

2) ราคาสูง (Cost) : เนื่องจากการผลิตอุปกรณ์ที่ใช้ในเครือข่ายแบบไร้สายจำเป็นต้องใช้เทคโนโลยีในการผลิตที่สูงทำให้ค่าใช้จ่ายสูงตามไปด้วย

3) การพัฒนาที่ไม่ร่วมกัน (Proprietary Solution) : เนื่องจากความล่าช้าในการกำหนดมาตรฐานในการส่งข้อมูลของระบบเครือข่ายแบบไร้สาย ซึ่งเกิดจากการที่บริษัทผู้ผลิตต่างๆ มีการจดสิทธิบัตรในการพัฒนาเทคโนโลยีของตนเอง ซึ่งโดยมากแล้วจะมีคุณลักษณะที่ไม่เหมือนกัน ทำให้ในการใช้งานจะต้องใช้อุปกรณ์ที่ผลิตมาจากบริษัทเดียวกันเท่านั้นจึงจะสามารถทำงานร่วมกันได้

4) ข้อจำกัดของแต่ละประเทศ (Restriction) : อุปกรณ์ต่างๆในระบบเครือข่ายแบบไร้สายโดยมากแล้วมักจะถูกจำกัดด้วยข้อกำหนดต่างๆ ของแต่ละประเทศเนื่องจากในแต่ละประเทศจะมีการกำหนดความถี่ของการใช้งานด้านต่างๆไว้อย่างแน่นอน เพื่อให้การใช้งานไม่เกิดปัญหาการรบกวนกันหรือให้เกิดการรบกวนกันน้อยที่สุด โดยในปัจจุบันได้มีการกำหนดมาตรฐานใน

การใช้งานความถี่ระดับโลกขึ้นมา เช่น IMT-2000 เพื่อลดปัญหาที่เกิดขึ้นนี้ นอกจากนี้กำลังที่ใช้ในการส่งจะถูกกำหนดให้มีค่าค่อนข้างต่ำ

5) ความปลอดภัยและความเป็นส่วนตัว (Safety and Security) : การใช้คลื่นหรือสัญญาณวิทยุในการส่งข้อมูลนั้นอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการรบกวนกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดการผิดพลาดในการทำงานได้ นอกจากนี้การสื่อสารกันโดยใช้สัญญาณวิทยุนี้ มักจะถูกดักฟังได้ง่ายกว่าแบบมีสาย ซึ่งก็เป็นปัญหาอีกอย่างหนึ่งที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก

การสื่อสารระบบเครือข่ายแบบไร้สายแบบทั่วไปนั้นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแล้วจะประกอบด้วยรูปคลื่นของสัญญาณที่เป็นคาบ ที่สอดคล้องกับสัญลักษณ์ที่ต้องการส่ง โดยส่วนใหญ่จะใช้สัญญาณคลื่นรูปไซน์มาเป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ซึ่งถ้าในกรณีที่ไม่มีกรนำเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Technique) มาใช้ด้วย สัญญาณที่ส่งออกไปจะเป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบซึ่งจะเป็นผลให้การกระจายของคลื่นแบบมัลติพาธ (Multipath Propagation) อันเนื่องมาจากการรับสัญญาณที่สะท้อนมาจากหลายทิศทาง มีผลกับการลดทอนสัญญาณสูง อาจถึงกับทำให้เกิดการดรอปเอาต์ (Dropouts) ของสัญญาณที่เครื่องรับเลยก็ได้

เมื่อพิจารณาถึงการแทรกสอด (Interference) ซึ่งเป็นตัวแปรหนึ่งที่มีผลในการจำกัดประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแล้ว ระบบการสื่อสารแบบทั่วไปที่มีพื้นฐานจากการใช้สัญญาณที่เป็นคาบ (ฟังก์ชันพื้นฐานเป็นสัญญาณไซน์หรือโคไซน์) เป็นคลื่นพาห์ และไม่มีกรใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ CDMA (Spread Spectrum Code Division Multiplex Access SS-CDMA) สัญญาณจะถูกทำให้เป็นแบบตั้งฉาก (Orthogonal) โดยกำหนดให้มีช่วงความถี่ (FDMA) หรือ ช่วงเวลา (TDMA) ที่แตกต่างกันออกไป หรืออาจใช้โพลาไรเซชันของแม่เหล็กไฟฟ้าแบบตั้งฉาก (Orthogonal Electromagnetic Polarization) ซึ่งถ้าไม่สามารถทำได้ตามที่กำหนดนี้ก็จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนกันขึ้น

ในระบบการสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายทั่วไป สัญญาณแอนะลอกที่แทนแต่ละสัญลักษณ์ในช่วงเวลา T นั้น จะเป็นผลรวมแบบเชิงเส้นของฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นสัญญาณไซน์หรือโคไซน์ โดยที่ T เป็นจำนวนเท่าของระยะเวลาของฟังก์ชันพื้นฐาน ส่วนระบบการสื่อสารที่ใช้สัญญาณเคโอติกนั้น สัญญาณแอนะลอกที่แทนแต่ละสัญลักษณ์ในช่วงเวลา T จะเป็นสัญญาณเคโอติก ซึ่งเมื่อพิจารณาจากรูปแบบและเงื่อนไขการเป็นระบบการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่แล้ว จะพบว่าระบบการสื่อสารโดยใช้สัญญาณ เคโอติกเป็นรูปแบบพิเศษของระบบการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ โดยที่มีสัญญาณเคโอติกเป็นสัญญาณที่แผ่ออก (Spreading Signal) นอกจากนี้จากการที่รูปคลื่นของสัญญาณเคโอติกมีลักษณะไม่เป็นรายคาบทำให้สัญญาณแอนะลอก ที่ส่งออกไปในแต่ละช่วงเวลา T จะแตกต่างกันออกไปซึ่งจะทำให้แต่ละสัญลักษณ์ที่ถูกส่งออกไป เป็นสัญญาณแอนะลอกที่ไม่ซ้ำกันแม้จะมีการส่งสัญลักษณ์ที่ซ้ำกัน ต่อเนื่องกันก็ตาม

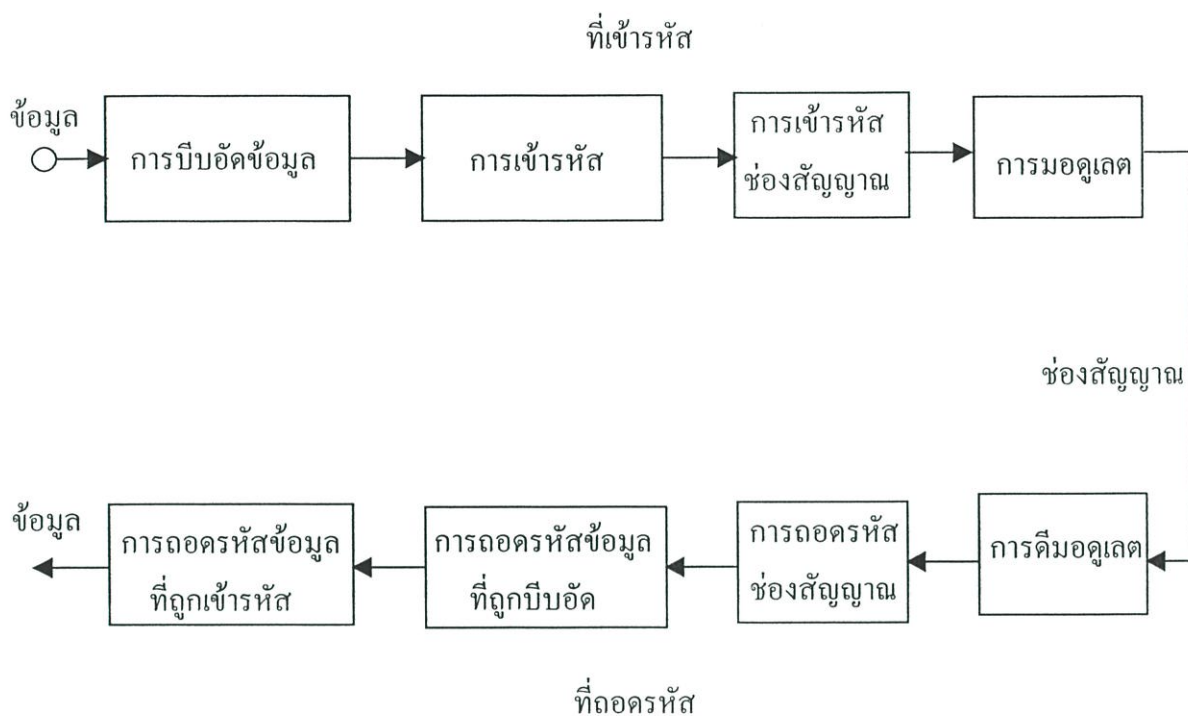
วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการวิเคราะห์ระบบการสื่อสารเครือข่ายแบบไร้สายที่ใช้สัญญาณเคโอติกในการมอดูเลตข้อมูลที่ต้องการส่ง โดยสัญญาณที่ได้จะมีลักษณะที่แตกต่างออกไป เนื่องจากเครื่องกำเนิดสัญญาณเคโอติกจะทำการสร้างสัญญาณที่มีแถบความถี่กว้าง (Wideband Signal) ที่มีลักษณะคล้ายสัญญาณรบกวน มีความหนาแน่นและสามารถกำหนดคุณลักษณะเชิงสถิติได้ ทำให้สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตที่ใช้สัญญาณเคโอติกเป็นฟังก์ชันพื้นฐานนั้น สามารถทนทานต่อการกระจายของคลื่นแบบหลายวิถี ได้ดีกว่าแบบใช้สัญญาณคลื่นรูปไซน์ ที่เป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบ โดยในหัวข้อถัดไปจะกล่าวถึงการสื่อสารแบบดิจิทัลในระบบทั่วไป จากนั้นจึงจะกล่าวถึง ลักษณะของสัญญาณเคโอติกและการสื่อสารโดยใช้สัญญาณเคโอติกต่อไป

3.2 การสื่อสารแบบดิจิทัลในระบบทั่วไป

การสื่อสารแบบดิจิทัลนั้น ข้อมูลดิจิทัลจะถูกส่งไปในช่องสัญญาณแบบแอนะล็อก โดยจำเป็นต้องแปลงข้อมูลดิจิทัลนี้ให้อยู่ในรูปสัญญาณแอนะล็อกก่อน เนื่องจากเราไม่สามารถที่จะส่งข้อมูลดิจิทัลไปในช่องสัญญาณแอนะล็อกได้โดยตรง ส่วนที่เครื่องรับจะรับสัญญาณซึ่งผ่านการรบกวนและทำการแปลงให้เป็นข้อมูลดิจิทัลที่ส่งออกมาอีกที ซึ่งโครงสร้างพื้นฐานนี้ใช้ทั้งในการมอดูเลตแบบทั่วไปและการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเคโอติก โดยการใช้สัญญาณเคโอติกนั้นจะมีข้อแตกต่างอยู่เล็กน้อยซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

3.2.1 โครงสร้างระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล

ทฤษฎีของระบบการสื่อสารนั้นจะเกี่ยวข้องกับ การส่งข้อมูลจากแหล่งกำเนิดไปยังเครื่องรับ โดยการผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งจุดประสงค์ของระบบการสื่อสารจะแสดงดังรูปที่ 3.1 โดยจะเป็นการขนส่งข้อมูลจากแหล่งกำเนิดข้อมูลดิจิทัล (เช่น คอมพิวเตอร์ หรือ วีดีโอ) ไปยังเครื่องรับให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งมีขั้นตอนคือแปลงข้อมูลดิจิทัลให้เป็นลำดับของสัญลักษณ์ ที่มีการเปลี่ยนแปลงสมบัติบางอย่างของคลื่นสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าที่เราเรียกว่า “คลื่นพาห้” [2] กระบวนการนี้เราเรียกว่าการมอดูเลต โดยการสื่อสารส่วนใหญ่มักจะใช้การมอดูเลตนี้ เนื่องจากช่องสัญญาณโทรคมนาคมในทางปฏิบัติจริงนั้น เป็นช่องสัญญาณแอนะล็อกที่ไม่สามารถส่งสัญญาณดิจิทัลออกไปได้โดยตรง ส่วนเครื่องรับจะทำหน้าที่รับสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณมาโดยใช้ตัวกรอง จากนั้นจึงทำการดีมอดูเลตและตีความหมายของค่าที่ได้จากการดีมอดูเลตเพื่อหาข้อมูลที่ส่งมา



รูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล

นอกจากนี้ การแปลงสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณแอนะล็อกเพื่อส่งออกไป อาจมีกระบวนการอื่นๆเพิ่มเข้ามาอีกเช่น การเข้ารหัส (Encryption) การบีบอัดข้อมูล (Data Compression) หรือ การตรวจสอบความถูกต้อง (Error-Correction Capability) โดยเฉพาะการตรวจสอบความถูกต้อง มักมีความจำเป็น เนื่องจากช่องสัญญาณแอนะล็อกของจริงสามารถทำให้เกิดการรบกวนกับสัญญาณที่ส่งออกไปได้หลายรูปแบบ ทั้งแบบเชิงเส้นและไม่เป็นเชิงเส้น เช่น การลดทอน การกระจายตามความถี่ สัญญาณรบกวน สัญญาณแทรกสอด เป็นต้น จากรูปที่ 3.1 การเข้ารหัสช่องสัญญาณจะเป็นอัลกอริทึม ที่ทำหน้าที่เพิ่มเข้าไปในสัญญาณที่ส่งเพื่อลดโอกาสในการแปลความหมายผิดพลาดที่เครื่องรับ ส่วนการมอดูเลตนั้น เป็นกระบวนการที่ทำการเปลี่ยนสัญลักษณ์ให้กลายเป็นรูปคลื่นแอนะล็อกที่เหมาะสม ซึ่งวิธีการมอดูเลตโดยทั่วไปจะประกอบด้วย การมอดูเลตทางเลขเชิงแอมพลิจูด (Amplitude Shift Keying), การมอดูเลตทางเลขเชิงเฟส (Phase Shift Keying), การมอดูเลตทางเลขเชิงความถี่ (Frequency Shift Keying), Continuous Phase Modulation (CPM), และ Amplitude Phase Keying (APK) โดยวิธีการเหล่านี้จะทำการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของรูปคลื่น ให้สอดคล้องกับสัญลักษณ์ที่ต้องการส่ง

ช่องสัญญาณจะเป็นตัวกลางที่ส่งผ่านสัญญาณแอนะล็อกที่ได้จากการมอดูเลต จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ เนื่องจากสัญญาณที่ส่งออกไปจะถูกรบกวนโดยช่องสัญญาณในรูปแบบที่ไม่แน่นอน ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จึงมักจะไม่ใช่สัญญาณที่ถูกส่งออกมา ทำให้การดีมอดูเลตทำได้เพียง

ประมาณค่าสัญลักษณ์เท่านั้น แล้วจึงทำการถอดรหัสข้อมูลช่องสัญญาณเพื่อสร้างข้อมูลดิจิทัล โดยถ้าในระบบมีการเข้ารหัส หรือ การบีบอัดข้อมูลที่เครื่องส่งก็จำเป็นต้องมีการถอดรหัสเหล่านี้ที่เครื่องรับด้วย

3.2.2 การวัดประสิทธิภาพของระบบ

ในระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลนั้น ส่วนที่มักจะทำให้เกิดความผิดพลาดคือ ช่องสัญญาณ แอนะลอก ซึ่งปัญหาพื้นฐานของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลมักจะเป็นการหาวิธีที่ทำให้ประสิทธิภาพในการส่งผ่านข้อมูลสูงสุด และให้พลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูลมีค่าน้อยที่สุด นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงแบนวิดท์ที่ใช้ในการส่งอีกด้วย โดยการวัดประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารแบบดิจิทัล มักจะอยู่ในรูปของค่าอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate; BER) ซึ่งเป็นค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากบิตข้อมูลที่รับได้ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วค่า อัตราความผิดพลาดของบิตนี้จะขึ้นอยู่กับวิธีการเข้ารหัส วิธีการมอดูเลต และ ดิมอดูเลต พลังงานของเครื่องส่งที่ใช้ รวมถึงคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไปตามสภาพแวดล้อมด้วย

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าจุดประสงค์หลักของการออกแบบระบบการสื่อสารแบบดิจิทัลคือการทำให้พลังงานในการส่งข้อมูลแต่ละบิตมีค่าน้อยที่สุด ส่วนจุดประสงค์อื่นที่ใช้พิจารณาตามมา คือ การใช้แบนวิดท์ให้เกิดประโยชน์สูงสุด นอกจากนี้ถ้าต้องใช้ในงานประยุกต์บางอย่าง เช่น ภายในอาคาร อาจจำเป็นต้องนำผลจากการจางหายแบบมัลติพาท มาใช้ในการเลือกวิธีการมอดูเลตด้วย

3.2.3 การมอดูเลตและดิมอดูเลตโดยวิธีใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน

การมอดูเลตเป็นกระบวนการที่เปลี่ยนสัญลักษณ์ให้อยู่ในรูปคลื่นแอนะลอก (องค์ประกอบของชุดสัญญาณ $s_m(t)$) จากนั้นสัญญาณ $s_m(t)$ จะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งทำให้เกิดการลดทอน จากนั้นการดิมอดูเลตจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณที่รับได้ $r_m(t)$ (สัญญาณแอนะลอกที่ถูกรบกวน) ให้กลายเป็นสัญลักษณ์เหมือนเดิม

ฟังก์ชันพื้นฐานแบบเชิงตั้งฉาก

เมื่อพิจารณาถึงการใช้แบนวิดท์ของระบบจะพบว่า ยิ่งชุดสัญญาณมีขนาดใหญ่เท่าใด ประสิทธิภาพการใช้ของแบนวิดท์ก็จะสูงตามไปด้วย โดยข้อได้เปรียบหลักของการใช้ฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นเชิงตั้งฉาก นี้ คือการที่สามารถสร้างชุดสัญญาณขนาดใหญ่ได้โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานเพียงไม่กี่ชุด ทำให้เราสามารถกำหนดฟังก์ชันพื้นฐานเหล่านี้ที่เครื่องรับ ได้อย่างไม่ยุ่งยาก

กำหนดให้ $s_m(t)$, $m = 1, 2, \dots, M$ เป็นองค์ประกอบของชุดสัญญาณ ที่สามารถเขียนให้อยู่ในรูปผลรวมเชิงเส้นของฟังก์ชันพื้นฐานได้เป็น

$$s_m(t) = \sum_{j=1}^N s_{mj} g_j(t) dt, \quad \begin{cases} 0 \leq t \leq T \\ m = 1, 2, \dots, M \end{cases} \quad (3.1)$$

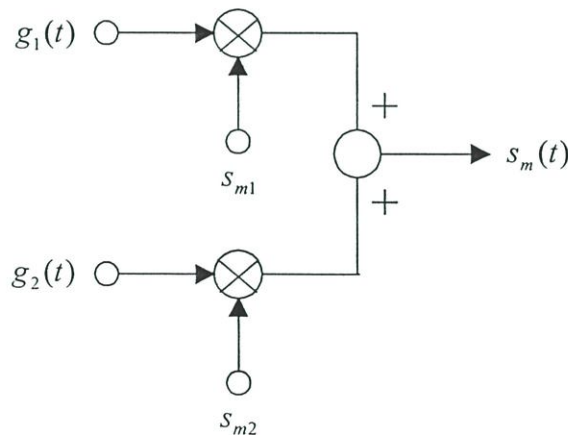
โดยที่ T แทนค่าช่วงของสัญลักษณ์
 s_{mj} เป็นค่าน้ำหนักของฟังก์ชันพื้นฐานที่ j
 $g_j(t)$, $j = 1, 2, \dots, N$ เป็นฟังก์ชันพื้นฐานแบบ เชนต์จิก และ N เป็นจำนวนฟังก์ชันพื้นฐานที่ใช้ ($N \leq M$) ซึ่งฟังก์ชันพื้นฐานแบบ เชนต์จิก จะมีคุณสมบัติคือ

$$\int_0^T g_l(t) g_j(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{ถ้า } l = j \\ 0 & \text{ในกรณีอื่นๆ} \end{cases} \quad (3.2)$$

การสร้างชุดสัญญาณ

ค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ในสมการที่ (3.1) อาจมองได้ว่าเป็นส่วนประกอบลำดับที่ j th ของเวกเตอร์สัญญาณ s_m ขนาด N โดยบิตข้อมูลที่ส่งเข้ามาจะถูกแปลงให้เป็นลำดับสัญลักษณ์ ซึ่งค่าองค์ประกอบของชุดสัญญาณจะสามารถหาได้จากสัญลักษณ์นี้ ทำให้สามารถหาค่าสัญญาณ $s_m(t)$ ที่จะส่งได้จากผลรวมทางน้ำหนักของฟังก์ชันพื้นฐานได้ตามสมการ (3.1)

รูปที่ 3.2 แสดงถึงตัวอย่างของการสร้างสัญญาณ $s_m(t)$ โดยใช้ผลรวมทางน้ำหนักของฟังก์ชันพื้นฐาน ซึ่งประกอบด้วยฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุดคือ $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ เมื่อต้องการส่งสัญลักษณ์ 1 ค่าสัมประสิทธิ์จะถูกกำหนดให้เป็น $s_{m1} = 1$ และ $s_{m2} = 0$ และเป็น $s_{m1} = 0$ และ $s_{m2} = 1$ เมื่อต้องการส่งสัญลักษณ์ 2



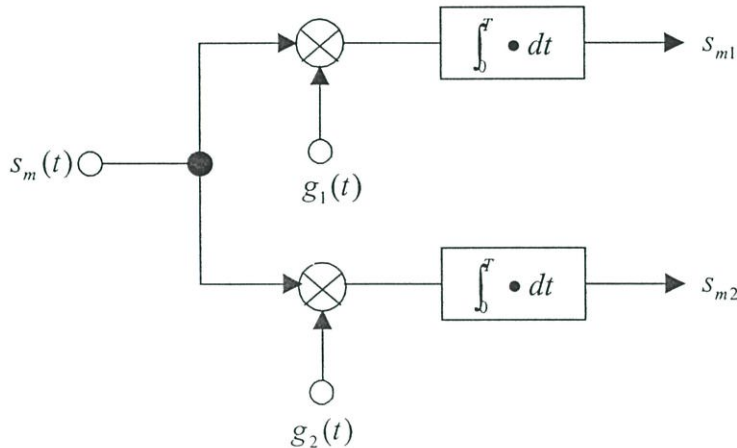
รูปที่ 3.2 การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

การหาเวกเตอร์สัญญาณโดยใช้สหสัมพันธ์

การหาเวกเตอร์สัญญาณสามารถทำได้โดยใช้องค์ประกอบของชุดสัญญาณ เนื่องจาก การที่มีฟังก์ชันพื้นฐานเป็นแบบ เชนต์จิก ซึ่งการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์นั้น จำเป็นจะต้อง มีฟังก์ชันพื้นฐานทุกชุดอยู่ที่เครื่องรับ และสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ได้จาก

$$s_{mj} = \int_0^T s_m(t) g_j(t) dt, \quad \begin{cases} m=1, 2, \dots, M \\ n=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (3.3)$$

โดยรูปที่ 3.3 แสดงถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด จะเห็นว่าการตีโมดูลจะใช้การสหสัมพันธ์ 2 ชุดทำหน้าที่หา s_{m1} และ s_{m2} จากการใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ ตามลำดับ



รูปที่ 3.3 การหาค่าสัมประสิทธิ์ s_{mj} ที่เครื่องรับโดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

3.2.4 รูปแบบพื้นฐานของเครื่องรับที่ใช้ดีเทกสัญญาณ

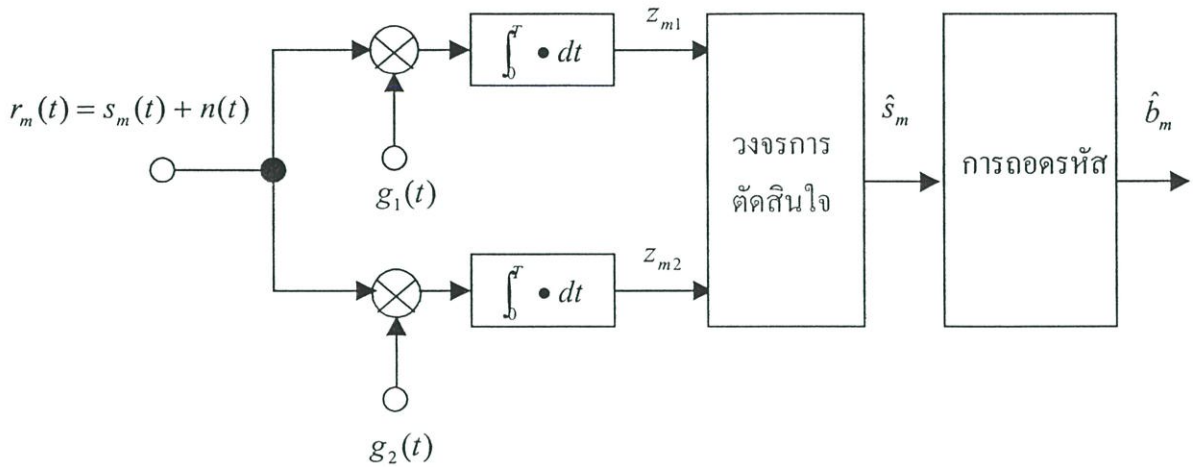
เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์และเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์

เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์

สมการที่ (3.3) จะแสดงถึงการหาค่าเวกเตอร์สัญญาณจากสัญญาณที่รับได้โดยใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ โดยมีเงื่อนไขที่สำคัญคือเครื่องรับจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐาน $g_j(t)$ ทั้งหมดที่ใช้ โดยรูปที่ 3.5 จะเป็นการใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด สังเกตว่านอกจากเครื่องรับจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐานแล้ว ยังต้องทราบค่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ T และเวลาที่เริ่มทำการส่ง ซึ่งข้อมูลส่วนนี้เราเรียกว่า timing information

ในช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงนั้นสัญญาณ $r_m(t)$ ที่เป็นอินพุตของเครื่องรับจะเป็นผลรวมระหว่างสัญญาณที่ส่งมา $s_m(t)$ กับสัญญาณรบกวน $n(t)$ ทำให้การหาค่าองค์ประกอบของชุดสัญญาณ s_{mj} ซึ่งเป็นผลลัพธ์จากการใช้วิธีสหสัมพันธ์เป็นเพียงค่าประมาณเท่านั้น โดยจากรูปที่ 3.4 เราจะแทนค่าประมาณนี้เป็นเวกเตอร์สังเกตการณ์ (Observation vector) z_{m1} และ z_{m2} และถูกนำไปเป็นอินพุตของวงจรการตัดสินใจ (Decision Circuit) เพื่อหาค่า \hat{s}_{mj} ที่ใกล้เคียงกับ s_{mj} ที่ส่งมามากที่สุดจากนั้นจึงทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลสุดท้ายออกมา โดยหลักสำคัญของเครื่องรับ

แบบสหสัมพันธ์คือการหา ฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมด และ timing information จากสัญญาณที่รับมาได้นั่นเอง



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด

เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์

เราอาจใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในการหาเวกเตอร์สังเกตการณ์ z_{mj} แทนเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ได้ โดยข้อแตกต่างของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์คือการที่ ฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมดจะถูกเก็บไว้ที่เครื่องรับ ในรูปของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ (Impulse Response) ทำให้ไม่จำเป็นต้องหาฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับมาได้

เครื่องรับแบบร่วมนัยและไม่ร่วมนัย

เครื่องรับแบบร่วมนัย

เครื่องรับแบบร่วมนัยจำเป็นจะต้องมีค่าฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นสำเนาอย่างถูกต้องแน่นอน โดยในทางปฏิบัติเครื่องรับแบบร่วมนัยมักจะใช้ในการติมอดูเลตสัญญาณการมอดูเลตทางเลขเชิงแอมพลิจูด, การมอดูเลตทางเลขเชิงเฟส, Quadrature Phase Shift Keying (QPSK), M-ary PSK (MPSK) และ M-ary Quadrature Amplitude Modulation (MQAM) โดยค่าฟังก์ชันพื้นฐานอาจได้จากเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หรือแมตซ์ฟิลเตอร์ก็ได้ แต่เนื่องจากความคลาดเคลื่อนของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ในแมตซ์ฟิลเตอร์เพียงเล็กน้อย ก็สามารถมีผลทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงอย่างมาก ดังนั้นเครื่องรับแบบร่วมนัยจึงมักหลีกเลี่ยงการใช้แมตซ์ฟิลเตอร์ในการหาค่าฟังก์ชันพื้นฐาน

เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัย

ในเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัย ไม่จำเป็นต้องหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับได้ ซึ่งในทางใช้งานประยุกต์บางอย่างการหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานจากสัญญาณที่รับได้เป็นเรื่องที่ได้ยาก โดย

เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยจะใช้คุณสมบัติอื่นๆของสัญญาณ s_{mj} ในการคีมอดูเลตแทน ซึ่งการเลือกคุณสมบัติที่ใช้นั้นจะขึ้นอยู่กับวิธีที่ใช้ในการมอดูเลตด้วย

โดยทั่วไปแล้วข้อดีหลักของเครื่องรับแบบร่วมนัยเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยคือการที่มีประสิทธิภาพของระบบในช่องสัญญาณ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ดึกว่าซึ่งในทางปฏิบัติแล้วถ้าค่า BER มีค่าสูงกว่า 10^{-2} หรือ 10^{-3} ระบบก็ไม่อาจทำงานได้ นอกจากนี้เครื่องรับแบบร่วมนัย ยังสามารถสร้างชุดสัญญาณขนาดใหญ่ได้โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นเชิงตั้งฉาก เพียงไม่กี่ชุด ซึ่งทำให้ประสิทธิภาพในการใช้แบนวิดท์มีค่าสูงด้วย แต่เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยก็ยังคงมีข้อดีในบางส่วนเช่น ในสภาพแวดล้อมบางแบบที่ไม่สามารถหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานได้ เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยก็เป็นทางเลือกเดียวที่ใช้ได้ อีกทั้งเมื่อเปรียบเทียบในด้านความซับซ้อนของวงจรการทำงาน เครื่องรับแบบไม่ร่วมนัยจะมีความซับซ้อนน้อยกว่าด้วย

หัวข้อถัดไปจะเป็นการกล่าวถึงลักษณะสำคัญของสัญญาณเคออสติกที่สามารถนำมาใช้ในการสื่อสารได้จากนั้นจึงจะเป็นการมอดูเลตสัญญาณเคออสติกและค่าอัตราความผิดพลาดของบิตตามลำดับ

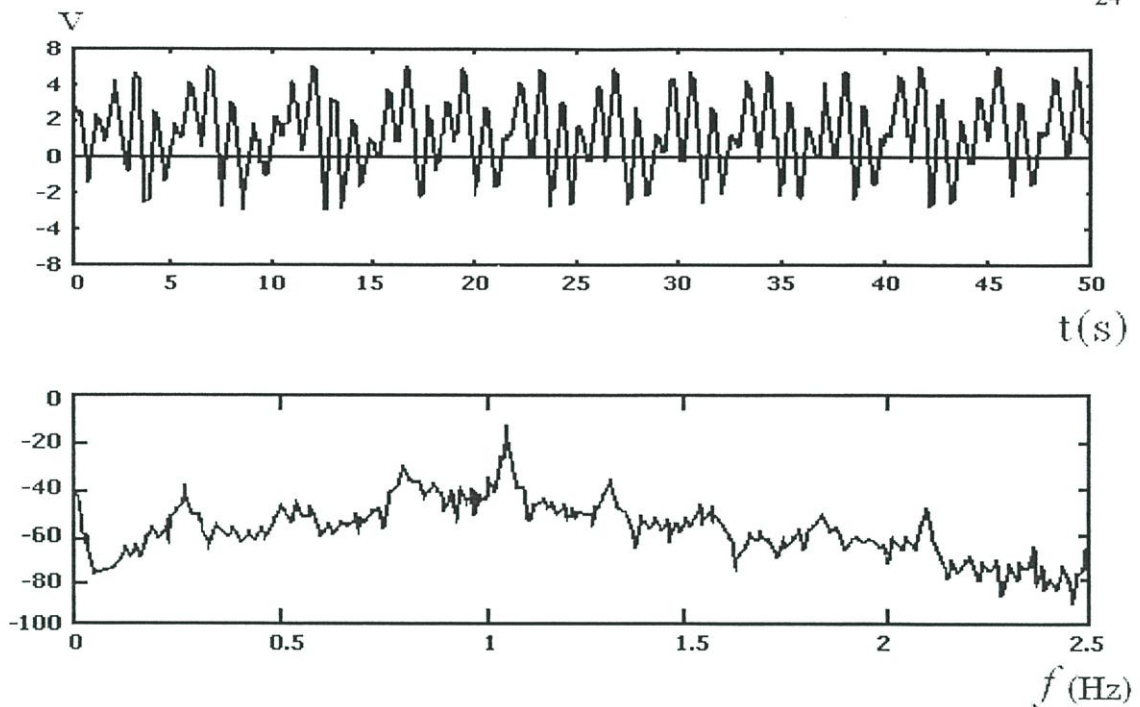
3.3 ลักษณะของสัญญาณเคออสติก (Chaotic Signal)

สัญญาณเคออสติกเป็นสัญญาณที่ได้จากระบบซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งของระบบพลวัต ที่กำหนดได้ (Deterministic Dynamic System) โดยเรียกว่าระบบเคออสติก ระบบเคออสติกมีคุณสมบัติสำคัญคือ “ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของเงื่อนไขเริ่มต้น” โดยการเปลี่ยนแปลงเงื่อนไขเริ่มต้นเพียงเล็กน้อย ก็สามารถทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกับสถานะของระบบได้อย่างมาก

สัญญาณเคออสติกที่ได้จะมีคุณสมบัติดังนี้

1. สัญญาณมีลักษณะไม่เป็นรายคาบ (Nonperiodic Signal)
2. สเปกตรัมของพลังงานจะมีช่วงความถี่กว้าง (Broadband Power Spectrum)
3. ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของเงื่อนไขเริ่มต้น (Sensitive Dependence on Initial Condition)

โดยในรูปที่ 3.5 จะแสดงถึงสัญญาณเคออสติกในแกนเวลา (Time Domain) และแกนความถี่ (Frequency Domain)



รูปที่ 3.5 ลักษณะของสัญญาณเคโอดิกในแกนเวลา(รูปบน) และแกนความถี่ (รูปล่าง)

3.4 การสื่อสารโดยใช้สัญญาณเคโอดิก

การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลโดยใช้สัญญาณเคโอดิกนั้น จะเป็นการมอดูเลตสัญญาณที่ต้องการส่งให้กลายเป็นรูปคลื่นสัญญาณเคโอดิก โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเสนอการมอดูเลตทั้งหมด 3 วิธี อันได้แก่ Coherent Antipodal Chaos Shift Keying (Coherent Antipodal CSK), Coherent Differential Chaos Shift Keying (Coherent DCSK) และ Differentially Coherent DCSK [3] โดยจะกล่าวถึง Chaos Shift Keying ซึ่งเป็นพื้นฐานของการมอดูเลตทั้ง 3 แบบในหัวข้อแรกก่อน

3.4.1 Chaos Shift Keying (CSK)

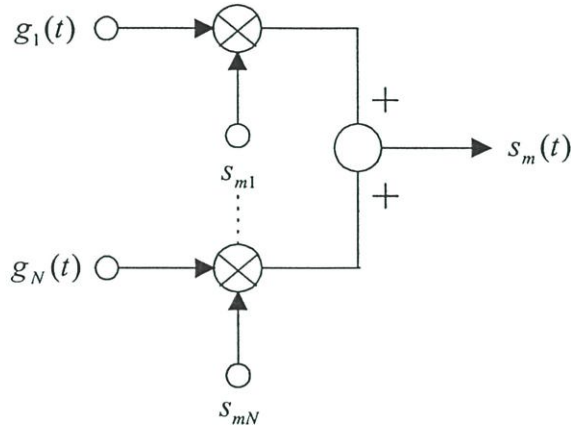
Chaos Shift Keying (CSK) เป็นวิธีการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลโดยใช้สัญญาณเคโอดิกที่ได้จากเครื่องกำเนิดที่ต่างกัน หรือได้จากเครื่องกำเนิดเดียวกันแต่มีค่าสถานะเริ่มต้นที่ต่างกัน มาเป็นฟังก์ชันพื้นฐาน ซึ่งเครื่องกำเนิดนั้นอาจได้จาก ระบบพลวัตเดียวกันที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างกัน หรือคนละระบบพลวัตเลยก็ได้

เนื่องจากสัญญาณเคโอดิกที่นำมาใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐานมีคุณสมบัติที่ไม่เป็นคาบ ทำให้องค์ประกอบของชุดสัญญาณที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณ มีรูปร่างที่แตกต่างกันทุกๆ ช่วงเวลา T ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งสัญญาณ แม้ว่า จะส่งสัญญาณเดียวกันก็ตาม ซึ่งจะได้สัญญาณที่ส่งออกไปมีคุณสมบัติไม่เป็นคาบด้วย [1]

โดยที่จะมีองค์ประกอบของชุดสัญญาณเป็น

$$s_m(t) = \sum_{j=1}^N s_{mj} g_j(t), \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (3.4)$$

ซึ่ง m แทนลำดับของส่วนประกอบของสัญญาณ, N เป็นจำนวนฟังก์ชันพื้นฐานทั้งหมดที่ใช้ และ $g_j(t)$ เป็นรูปคลื่นของสัญญาณเคโอดิก ซึ่งสัญญาณ $s_m(t)$ นี้จะได้จากแผนภาพดังรูปที่ 3.6



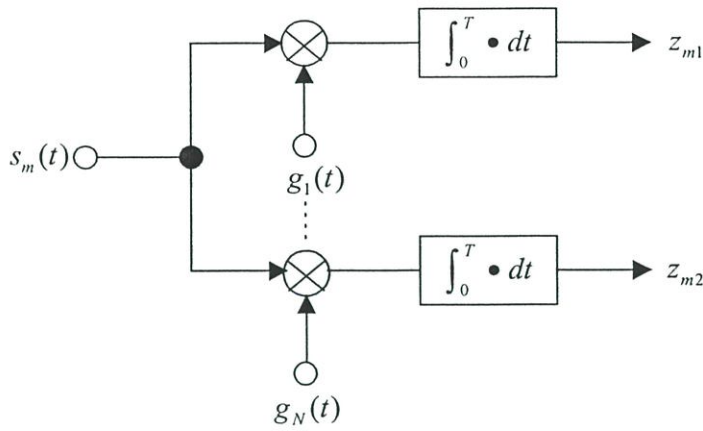
รูปที่ 3.6 การสร้างองค์ประกอบของชุดสัญญาณ

นอกจากนี้ฟังก์ชันพื้นฐานที่เป็นสัญญาณเคโอดิกเป็นแบบตั้งฉาก นั่นคือ

$$E \left[\int_0^T g_l(t) g_i(t) dt \right] = \begin{cases} 1 & \text{ถ้า } l = i \\ 0 & \text{ในกรณีอื่นๆ} \end{cases} \quad (3.5)$$

โดยที่ $E[\cdot]$ แทน expectation operator

การหาค่านำหนัก s_{mj} ของเวกเตอร์สัญญาณที่เครื่องรับสามารถทำได้โดยการสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับมาได้ กับชุดฟังก์ชันพื้นฐานที่มีอยู่ที่เครื่องรับดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะได้เป็น z_{mj} ที่เป็นค่าประมาณของ s_{mj}



รูปที่ 3.7 แผนภาพของเครื่องรับแบบร่วมนัยที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐานจำนวน N ชุด

3.4.2 Coherent Antipodal CSK

การมอดูเลตแบบ Coherent Antipodal CSK จะใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน $g_I(t)$ เพียงชุดเดียวในการกำหนดค่าส่วนประกอบของชุดสัญญาณ รูปที่ 3.8 แสดงถึงแผนภาพของการมอดูเลตโดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานชุดเดียวโดยมีสมการของสัญญาณเป็น

$$s_m(t) = s_{mI} g_I(t) \quad (3.6)$$

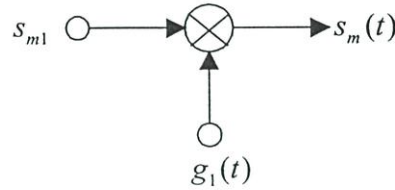
ซึ่งบิต “1” จะถูกแทนด้วย

$$s_1(t) = s_{1I} g_I(t) \quad (3.7)$$

และบิต “0” จะเป็น

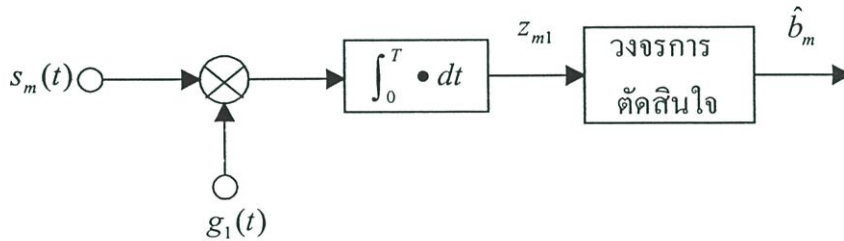
$$s_2(t) = s_{2I} g_I(t) \quad (3.8)$$

โดยที่ $s_{1I} = \sqrt{E_b}$ และ $s_{2I} = -\sqrt{E_b}$ และ E_b แทนพลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูล



รูปที่ 3.8 การมอดูเลตแบบ CSK โดยใช้ฟังก์ชันพื้นฐานซุดเดียว

ที่เครื่องรับแบบร่วมนัย สัญญาณซึ่งถูกรบกวนที่รับได้จะถูกนำไปสหสัมพันธ์กับ ฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 เครื่องรับแบบร่วมนัยของสัญญาณ Antipodal CSK

วงจรการตัดสินใจจะทำการเลือกกว่าเป็นบิต 1 ถ้า $z_{m1} > z_T$ และเป็นบิต 0 ถ้า $z_{m1} < z_T$ โดยที่ z_T เป็นค่าจุดเริ่มเปลี่ยนที่เหมาะสม (Appropriate Threshold) ของการมอดูเลต

ที่เครื่องรับนั้น จะต้องมียวจรที่ใช้ในการผลิตสัญญาณ $g_1(t)$ ที่เหมือนกับที่เครื่องส่ง หรืออาจเรียกได้ว่าต้องมีการซิงค์โครไนซ์ (Synchronize) กัน ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับนั่นเอง ซึ่งในทางปฏิบัติแล้ว เป็นเรื่องที่ทำได้ยากถึงแม้ว่าจะมีการวิจัยในด้านการซิงค์โครไนซ์กันของสัญญาณเคโอดิกนี้ก็ตาม แต่เทคนิคที่ได้ก็สามารถทำได้เฉพาะแบบที่ไม่มีการมอดูเลตเข้ามาเกี่ยวข้องด้วยเท่านั้น ซึ่งในหัวข้อถัดไปที่จะกล่าวถึงค่าอัตราความผิดพลาดของบิตนั้น แม้จะพบว่าการมอดูเลตแบบ Coherent Antipodal CSK นี้ มีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตดีเทียบเท่ากับการมอดูเลตแบบ การมอดูเลตทางเลขเชิงความถี่แบบร่วมนัย แต่ก็เป็นการศึกษาในทางทฤษฎีเท่านั้น ยังไม่สามารถทำได้จริงในทางปฏิบัติ

3.4.3 Coherent Differential Chaos Shift Keying (Coherent DCSK)

Differential Chaos Shift Keying (DCSK) เป็นการมอดูเลตที่ใช้สัญญาณเคโอดิกโดยมีฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ซุด ซึ่งมีหลักการสำคัญคือ ฟังก์ชันพื้นฐานแต่ละซุดจะประกอบด้วยส่วนที่ซ้ำของรูปคลื่นสัญญาณเคโอดิก ซึ่งจากคุณสมบัตินี้ทำให้สามารถใช้เทคนิค Differentially Coherent ได้ [6]

ในการมอดูเลตสัญญาณไบนารี โดยใช้เทคนิค DCSK นั้นซุดสัญญาณจะมีค่าเป็น

$$s_m(t) = s_{m1}g_1(t) + s_{m2}g_2(t) \quad (3.9)$$

โดยที่

$$(s_{11} \ s_{12}) = (\sqrt{E_b} \ 0) \text{ และ } (s_{21} \ s_{22}) = (0 \ \sqrt{E_b})$$

ซึ่งใน DCSK ฟังก์ชันพื้นฐานจะมีรูปแบบเป็น

$$g_1(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}} c(t) & ; \ 0 \leq t < T/2 \\ +\frac{1}{\sqrt{E_b}} c(t-T/2) & ; \ T/2 \leq t < T \end{cases}$$

$$g_2(t) = \begin{cases} +\frac{1}{\sqrt{E_b}} c(t) & ; \ 0 \leq t < T/2 \\ -\frac{1}{\sqrt{E_b}} c(t-T/2) & ; \ T/2 \leq t < T \end{cases}$$

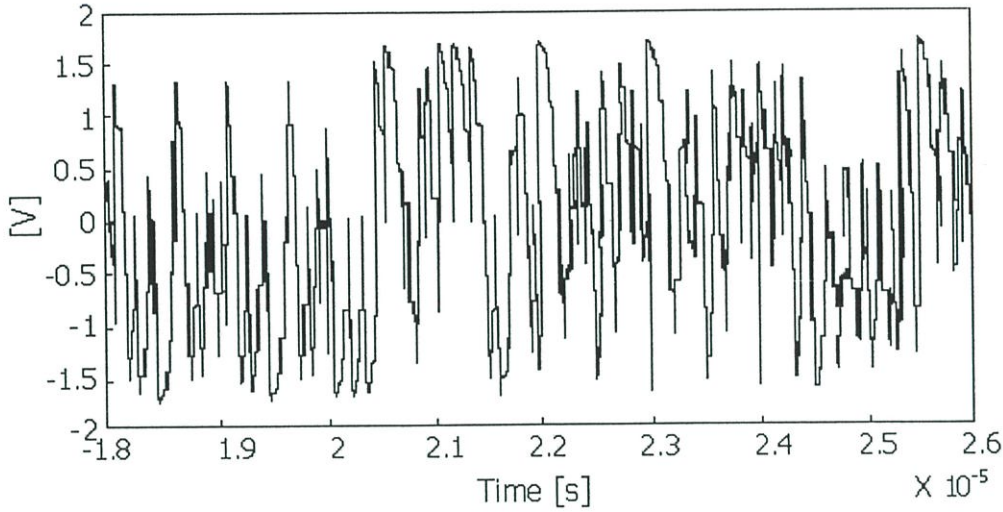
โดยที่ $c(t)$ เป็นรูปคลื่นสัญญาณเคออสติก ซึ่งโครงสร้างของการมอดูเลตแบบนี้จะเหมือนกับมอดูเลตที่ใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุด สังเกตว่าในฟังก์ชันพื้นฐานแต่ละชุดจะประกอบด้วย 2 ส่วน ส่วนแรก เรียกว่าส่วนอ้างอิง (reference-chip) ขณะที่ ส่วนที่ 2 เรียกว่า ส่วนข้อมูล (information bearing-chip) ดังแสดงในรูปที่ 3.10

ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตแบบ DCSK เมื่อทำการส่งบิต 1 จะเป็น $s_1(t) = \sqrt{E_b} g_1(t)$ และส่งบิต 0 จะเป็น $s_2(t) = \sqrt{E_b} g_2(t)$ โดยในรูปที่ 3.11 จะแสดงถึงตัวอย่างของบิต 1010 ที่ใช้การมอดูเลตแบบ DCSK

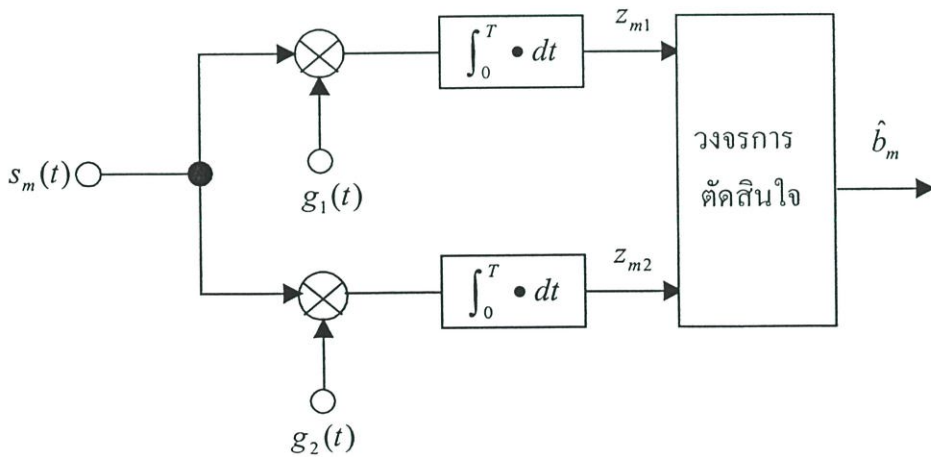


รูปที่ 3.10 รูปแบบของสัญญาณ DCSK ที่ถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนอ้างอิงและ ส่วนข้อมูล

การใช้เครื่องรับแบบร่วมนัยกับสัญญาณ DCSK แสดงในรูปที่ 3.12 ซึ่งจะเห็นว่าจำเป็นต้องมี ฟังก์ชันพื้นฐาน $g_1(t)$ และ $g_2(t)$ ที่เครื่องรับเช่นเดียวกับวิธี Coherent Antipodal CSK โดยในการพิจารณาว่าส่งบิตใดมานั้นจะทำการเปรียบเทียบกันระหว่าง z_{m1} และ z_{m2} ถ้า $z_{m1} > z_{m2}$ แสดงว่ามีบิตส่ง "1" แต่ถ้า $z_{m1} < z_{m2}$ แสดงว่าเป็นบิต "0"



รูปที่ 3.11 สัญญาณ DCSK ที่ได้จากการมอดูเลตบิต 1010



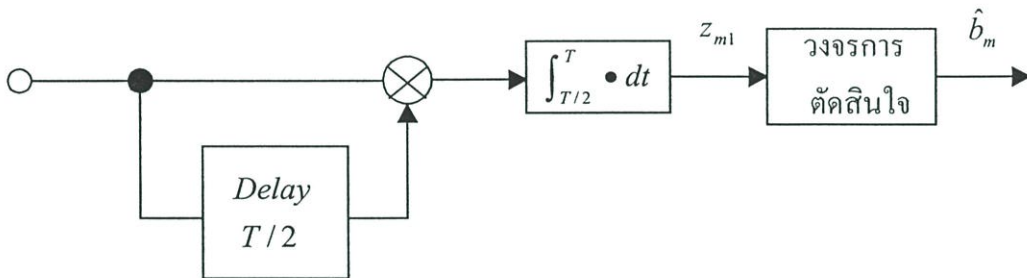
รูปที่ 3.12 เครื่องรับของวิธี Coherent DCSK

3.4.4 Differentially Coherent DCSK

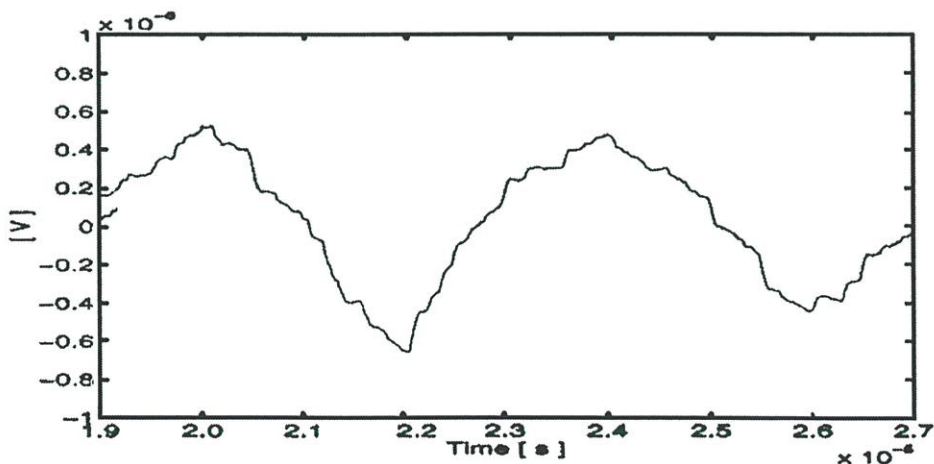
ในวิธีการมอดูเลตแบบนี้ไม่จำเป็นต้องใช้เทคนิคการซิงโครไนซ์ของสัญญาณเคโอดิกเพื่อทำการหาฟังก์ชันพื้นฐานที่เครื่องรับ โดยจะใช้ประโยชน์จากลักษณะโครงสร้างของสัญญาณ DCSK ที่ประกอบด้วยส่วนของรูปคลื่นสัญญาณเคโอดิกเป็นส่วนแรก (ส่วนอ้างอิง) และตามด้วย รูป

คลื่นที่เหมือนกันหรือรูปคลื่นที่เป็นส่วนกลับ (ขึ้นอยู่กับบิตข้อมูลที่ทำการส่ง) ของตัวสัญญาณเอง เป็นส่วนที่ 2 ทำให้สามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณโดยใช้การประเมินค่า สหสัมพันธ์ระหว่าง ส่วนอ้างอิงและ ส่วนข้อมูล

ที่เครื่องรับจะทำการเปรียบเทียบกันระหว่างส่วนอ้างอิงและส่วนข้อมูลนี้ ซึ่งถ้าเหมือนกัน ก็สามารถสรุปได้ว่ามีการส่งบิต “1” แต่ถ้าเป็นส่วนกลับของกันก็จะบิต “0” โดยรูปที่ 3.13 แสดงถึงแผนภาพของ เครื่องรับแบบ Differentially Coherent DCSK ซึ่งสัญญาณ ที่รับได้จะถูก ประวังไปเป็นช่วงเวลาครึ่งหนึ่งของบิตข้อมูล ($T/2$) จากนั้นจึงนำไปทำการหาค่าสหสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณกันระหว่างสัญญาณที่รับได้ตอนแรกกับสัญญาณที่ผ่านการประวัง ซึ่งรูปที่ 3.14 จะแสดง ถึง ผลลัพธ์ที่ได้จาก การเปรียบเทียบในการส่งบิต 1010 จากรูปที่ 3.11 จะเห็นว่า เวกเตอร์สังเกต การณ์ z_m จะมีค่าเป็น + ในช่วงเวลา $10T$ และ $12T$ และเป็น - ในช่วงเวลา $11T$ และ $13T$



รูปที่ 3.13 เครื่องรับของวิธี Differentially Coherent DCSK



รูปที่ 3.14 ผลที่ได้จากการใช้เครื่องรับแบบ Differentially coherent DCSK ที่ส่งบิต 1010

3.5 ค่าอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate)

ประสิทธิภาพของระบบของวิธีการมอดูเลตแต่ละแบบนั้นสามารถหาได้จากคุณสมบัติทางสถิติของ ตัวแปรสังเกตการณ์ (Observation Variable) z_m ซึ่งเห็นว่าถ้าสามารถควบคุมให้ค่าพลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูลมีค่าคงที่ได้แล้วรูปคลื่นของสัญญาณที่ใช้เป็นฟังก์ชันพื้นฐานก็จะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ โดยจะมีค่าเท่ากับวิธีการมอดูเลตแบบทั่วไปที่มีคุณสมบัติทางสถิติของ ตัวแปรสังเกตการณ์เหมือนกันซึ่งเราจะเรียกว่า Conventional Counterpart

3.5.1 Coherent Antipodal CSK

วิธีการมอดูเลตแบบ Coherent Antipodal CSK มีแผนภาพของช่องว่างสัญญาณ (signal-space diagram) ที่เหมือนกับ การมอดูเลตสัญญาณไบนารีทางเลขเชิงเฟสแบบร่วมนัย (Coherent BPSK) สัญญาณที่รับได้ของการมอดูเลตทั้ง 2 แบบจะถูกตีมอดูเลตโดยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ร่วมนัยเหมือนกัน นอกจากนี้ยังมีค่าคุณสมบัติทางสถิติของ ตัวแปรสังเกตการณ์ ที่เหมือนกันอีกด้วย จึงสามารถสรุปได้ว่า การมอดูเลตสัญญาณไบนารีทางเลขเชิงเฟสแบบร่วมนัยเป็น Conventional Counterpart ของ Coherent Antipodal CSK ซึ่งจะทำให้มีค่าประสิทธิภาพของระบบที่เท่ากันคือ [3]

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \right) \quad (3.10)$$

3.5.2 Coherent DCSK

ใน Coherent DCSK ที่มีการใช้ฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ชุดนั้น เมื่อพิจารณาแล้วจะพบว่าวิธีการมอดูเลตที่เป็น Conventional Counterpart คือ การมอดูเลตทางเลขเชิงความถี่แบบร่วมนัยซึ่งจะทำให้ได้ค่าประสิทธิภาพของระบบเป็น

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_o}} \right) \quad (3.11)$$

จะพบว่าค่าประสิทธิภาพของระบบของการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเค โอดิกทั้ง 2 แบบนี้มีค่าดีเทียบเท่ากับการมอดูเลตแบบทั่วไปเลย แต่อย่างไรก็ตามสิ่งสำคัญคือปัญหาการหาค่าฟังก์ชันพื้นฐานที่เครื่องรับให้ได้โดยไม่ขึ้นอยู่กับวิธีการมอดูเลตก็ยังคงมีอยู่ ทำให้ค่าประสิทธิภาพของระบบของวิธีการมอดูเลตโดยใช้สัญญาณเค โอดิกทั้ง 2 แบบนี้ใช้ได้เฉพาะทางทฤษฎีเท่านั้น ยังไม่สามารถใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ

3.5.3 Differentially Coherent DCSK

ใน Differentially Coherent DCSK จะมีลักษณะสำคัญที่เครื่องรับคือการเปรียบเทียบกันระหว่างตัวสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณที่ถูกประวิงเวลา (ส่วนอ้างอิงและส่วนข้อมูล) ซึ่งเมื่อพิจารณาแล้วจะมีรูปแบบที่ใกล้เคียงกับวิธีการมอดูเลตแบบ Differential Phase-Shift Keying (DPSK) ซึ่งใน DPSK นี้จะหมายถึง suboptimum DPSK หรือ การดีมอดูเลตแบบสหสัมพันธ์ตัวเองของ DPSK (Autocorrelation Demodulation DPSK) ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบแล้ว ใน DPSK จะไม่มีการส่งส่วนอ้างอิงของแต่ละบิตที่ทำการส่งเหมือน DCSK แต่จะใช้สัญญาณที่ได้จากการส่งบิตก่อนหน้าในการอ้างอิง ซึ่งทำให้ช่วงเวลาที่ใช้ในการประวิงมีค่าเท่ากับช่วงเวลาที่ส่ง 1 บิตข้อมูล (Bit Duration; T) ส่วนใน Differentially Coherent DCSK จะเป็นครึ่งหนึ่งของช่วงเวลาที่ส่ง 1 บิตข้อมูล ($T/2$)

นอกจากนี้ข้อแตกต่างอีกอย่างหนึ่งของวิธีการมอดูเลตทั้ง 2 แบบนี้คือ ค่าพลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูล (Energy per bit E_b) โดยใน Differentially Coherent DCSK จะต้องใช้ครึ่งหนึ่งของ E_b ในการส่งส่วนอ้างอิงซึ่งนับได้ว่าเป็นส่วนที่สูญเสียไปทำให้ค่าประสิทธิภาพของระบบด้อยกว่า suboptimum DPSK อยู่ 3 dB

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างช่วงเวลาที่ส่งต่อ 1 บิตข้อมูลและค่าพลังงานที่ใช้ในการส่งต่อ 1 บิตข้อมูลของการมอดูเลตทั้ง 2 แบบแล้วจะได้ประสิทธิภาพของระบบของวิธีการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK เป็น

$$BER = \frac{1}{2^{BT}} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_o}\right) \sum_{i=0}^{BT-1} \frac{\left(\frac{E_b}{2N_o}\right)^i}{i!} \times \sum_{j=i}^{BT-1} \frac{1}{2^j} \binom{j+BT-1}{j-i} \quad (3.12)$$

จากสมการจะพบว่าค่าช่วงเวลาที่ส่งต่อ 1 บิตข้อมูล (T) และ ช่วงแบนวิดท์ของฟิลเตอร์ช่องสัญญาณ ($2B$) มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบด้วยซึ่งถ้า BT เท่ากับ 1 สัญญาณ DCSK ก็จะกลายเป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่แคบเหมือนกับการมอดูเลตแบบทั่วไป และมีค่าประสิทธิภาพของระบบเท่ากับวิธีการมอดูเลตทางเลขเชิงความถี่แบบไม่รวมนัย ซึ่งการวิเคราะห์จะทำโดยกำหนดให้ค่า BT มากกว่า 1 เพื่อใช้ข้อได้เปรียบของการเป็นสัญญาณที่มีช่วงความถี่กว้าง

บทที่ 4

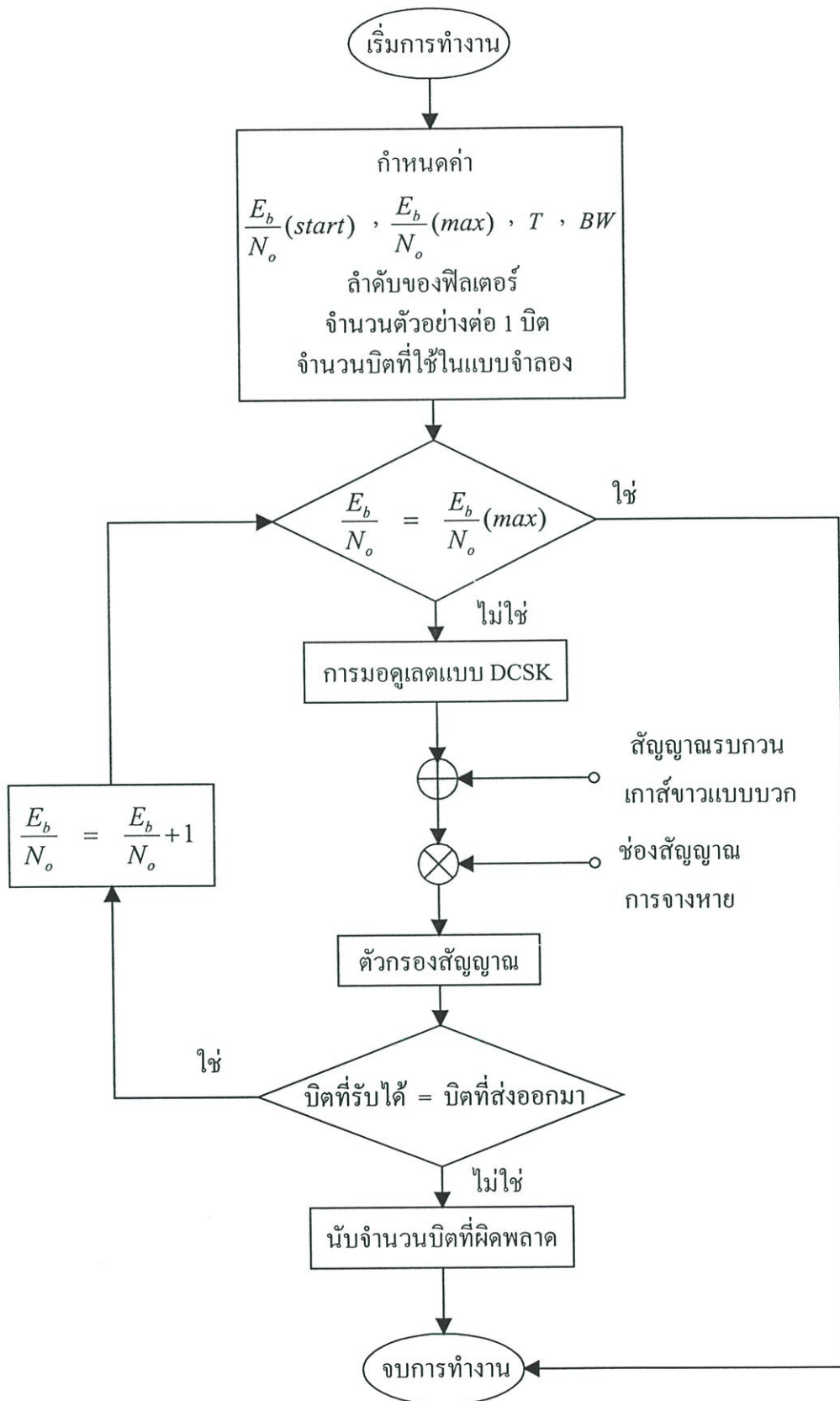
การวิเคราะห์ด้วยการจำลองแบบ

4.1 แบบจำลองของวิธีการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK

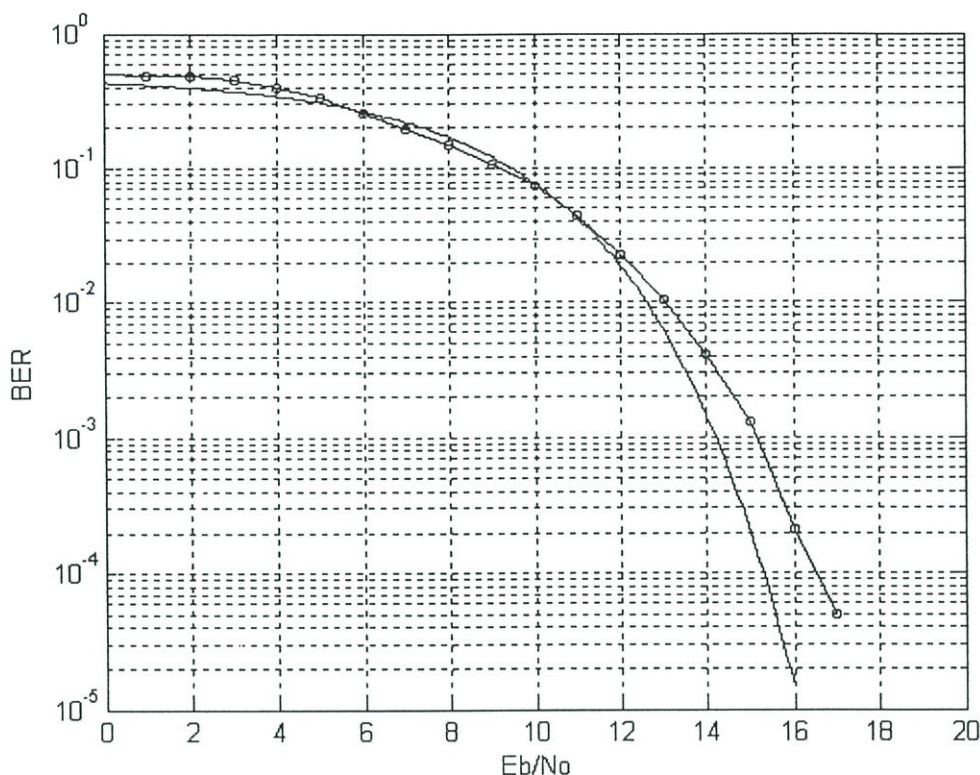
กระบวนการทำงานแบบจำลองของการหาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตของการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK [5] จะเริ่มจากการ กำหนดค่าตัวแปรต่างๆที่จำเป็นสำหรับแบบจำลองซึ่งได้แก่ ค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนเริ่มต้น ค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนสูงสุด ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล (T) ค่าช่วงแบนด์วิดท์และลำดับของฟิลเตอร์ จำนวนตัวอย่างต่อ 1 บิต และจำนวนบิตที่ใช้ในแบบจำลอง จากนั้นกำหนดให้ค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนเริ่มต้น และทำการตรวจสอบว่ามีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ ค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดหรือไม่ ถ้าใช่ก็จะจบการทำงาน แต่ถ้าน้อยกว่าก็จะส่งบิตข้อมูลซึ่งสร้างได้จากการสุ่ม ไปทำการมอดูเลตแบบ DCSK แล้วจึงนำไปรวมกับผลจากการผ่านช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และค่าแอมพลิจูดของช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ จากนั้นจึงกรองสัญญาณด้วยฟิลเตอร์ ดิมมอดูเลตแบบ Differentially Coherent แล้วจึงนำผลที่ได้จากการดิมมอดูเลตนี้มาเปรียบเทียบกับ บิตข้อมูลที่ทำการส่งออกมา ถ้ามีค่าไม่เท่ากันก็จะนับเป็นบิตที่มีความผิดพลาดและนำจำนวนบิตที่ผิดพลาดนี้ไปคำนวณหาค่าอัตราความผิดพลาดของบิตต่อไป ขั้นต่อไปจะเป็นการเพิ่มค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดขึ้นแล้วจึงกลับไปสร้างบิตข้อมูลอีกครั้ง โดยเพิ่มค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน เมื่อเท่ากับค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวนสูงสุดที่กำหนดไว้แล้วจึงจบการทำงาน รูปที่ 4.1 แสดงถึงแผนผังของการจำลองแบบ ส่วนรูปที่ 4.2 จะเป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบเมื่อเปรียบเทียบกับผลการวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์

4.1.1 การมอดูเลตและดิมมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK

การมอดูเลตแบบ DCSK นั้นจะใช้หลักการเดียวกันกับที่อธิบายในหัวข้อ 3.44 โดยบิตข้อมูลที่ต้องการมอดูเลตจะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนอ้างอิง และส่วนข้อมูล ถ้าต้องการส่งบิต 1 ทั้งสองส่วนนี้จะเหมือนกันทุกประการ แต่ถ้าเป็นบิต 0 ทั้งสองส่วนจะเป็นส่วนกลับกัน ในส่วนของการดิมมอดูเลตแบบ Differentially Coherent จะทำการเปรียบเทียบส่วนอ้างอิง และส่วนข้อมูลจากสัญญาณที่รับได้ซึ่งได้รับการรบกวนจากช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆแล้ว โดยถ้าข้อมูลทั้งสองส่วนเหมือนกันจะตัดสินว่าเป็นการส่งบิต 1 แต่ถ้าเป็นส่วนกลับกันก็จะตัดสินว่าเป็นบิต 0



รูปที่ 4.1 แผนผังของการจำลองแบบการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK



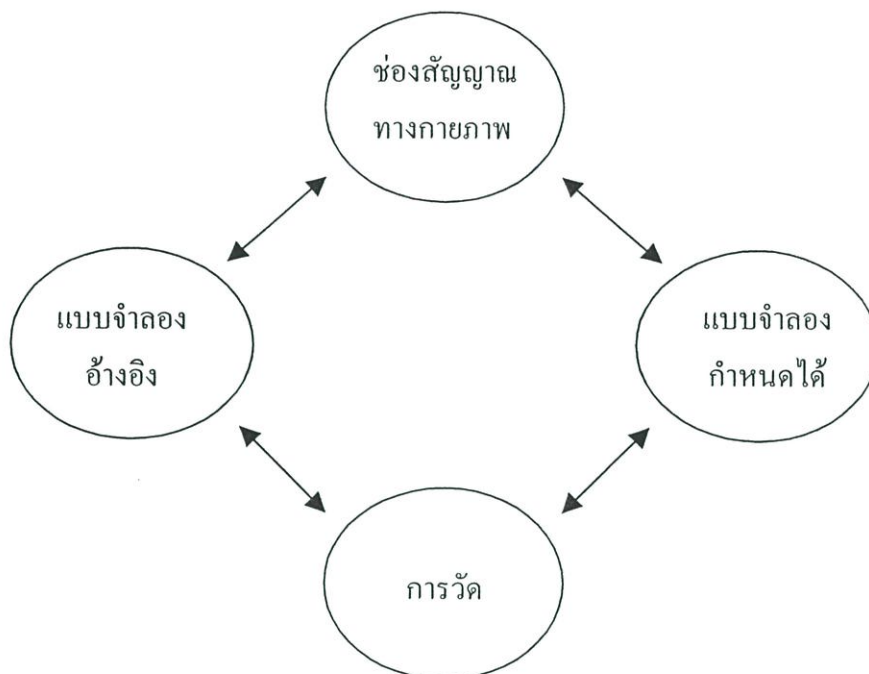
รูปที่ 4.2 ผลที่ได้จากการใช้แบบจำลองเมื่อเปรียบเทียบกับผลจากวิธีเชิงคณิตศาสตร์ในช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก

4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย (Model of Fading Channel)

4.2.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบเรลีย์และไรเซียน

วิธีการสร้างแบบจำลองในปัจจุบันมีความสำคัญอย่างมาก โดยวิธีการเหล่านี้ไม่เพียงแต่สามารถที่จะเป็นแบบจำลองคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่หนึ่ง เช่น ค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ของแอมพลิจูดบนช่องสัญญาณได้เท่านั้น ยังสามารถที่จะพิจารณาค่าคุณสมบัติทางสถิติลำดับที่สอง เช่น ค่า level-crossing rate ได้ด้วย ซึ่งแบบจำลองเหล่านี้มีหลักการที่สำคัญอยู่ 2 ประการ ประการแรกจะเป็นการหา แบบจำลองช่องสัญญาณที่สามารถอธิบายได้ด้วยกระบวนการเชิงสถิติ (Stochastic Process) ในอุดมคติ ซึ่งเหมาะสำหรับใช้ในการเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Frequency Selective และ Frequency Flat โดยเราเรียกแบบจำลองชนิดนี้ว่า แบบจำลองอ้างอิง (Reference Model) ส่วนประการที่ 2 จะเป็นการหาแบบจำลองที่มีประสิทธิภาพและความยืดหยุ่นเพียงพอที่จะใช้แทนช่องสัญญาณซึ่งอยู่หลายรูปแบบ ที่เราเรียกว่า แบบจำลองกำหนดได้ (Deterministic Model) โดยรูปที่ 4.3 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง ช่องสัญญาณทางกายภาพ

แบบจำลองอ้างอิง และ แบบจำลองกำหนดได้ ซึ่งคุณภาพของแบบจำลองอ้างอิง และ แบบจำลองกำหนดได้ จะประเมินจากค่าคุณสมบัติต่างๆกับค่าที่ได้จากการวัดจากช่องสัญญาณจริง [6]



รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณทางกายภาพ แบบจำลองอ้างอิง แบบจำลองกำหนดได้ และ ค่าที่ได้จากการวัด

เมื่อสัญญาณถูกส่งไปยังเครื่องรับ สภาพแวดล้อมแต่ละแบบจะทำให้สัญญาณเกิดการหักเห เบี่ยงเบน และกระจายออกเป็นหลายทิศทาง ซึ่งถ้าเส้นทางสัญญาณตรงถูกบดบังโดยวัตถุบางอย่างแบบจำลองที่เหมาะสมควรจะเป็นแบบเรลีสต์ แต่ถ้าสัญญาณที่รับได้มีส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรงควรจะอ้างอิงโดยแบบจำลองไรเซเนียน โดยสามารถอธิบายกระบวนการสร้างแบบจำลองทั้ง 2 นี้ ได้จากผลรวมส่วนประกอบต่างๆของสัญญาณที่รับได้ $\mu(t)$ ซึ่งอยู่ในรูป

$$\mu(t) = \mu_1(t) + j\mu_2(t) \quad (4.1)$$

โดยที่ $\mu_1(t)$ และ $\mu_2(t)$ เป็นค่าจากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ (Gaussian random process) กำหนดให้ค่าความแปรปรวนของ $\mu_i(t)$ มีค่า $Var[\mu_i(t)] = \sigma_0^2$ ($i = 1, 2$) และค่าความแปรปรวนของ $\mu(t)$ เป็น $Var[\mu(t)] = 2\sigma_0^2$ จากนั้นให้ค่าเส้นทางสัญญาณตรง (Line of sight) ของสัญญาณที่รับได้เป็น

$$m(t) = m_1(t) + jm_2(t) = \rho e^{j(2\pi f_p t + \theta_\rho)} \quad (4.2)$$

โดยที่ ρ , f_p และ θ_ρ เป็นค่าแอมพลิจูด ความถี่ดอปเปลอร์ และ เฟสของเส้นทางสัญญาณตรง ตามลำดับ ซึ่งสัญญาณที่รับได้เป็นผลรวมของส่วนที่กระจาย และส่วนที่เป็นเส้นทางสัญญาณตรง โดยผลรวมนี้จะเป็น

$$\mu_\rho(t) = \mu_{\rho_1}(t) + j\mu_{\rho_2}(t) = \mu(t) + m(t) \quad (4.3)$$

แบบจำลองเรลีย์ที่ไม่มีเส้นทางสัญญาณตรงจะมีค่าเป็นค่าสัมบูรณ์ของสมการ (4.1) จะได้

$$\zeta(t) = |\mu(t)| = |\mu_1(t) + j\mu_2(t)| \quad (4.4)$$

และค่าสัมบูรณ์จากสมการ (4.3) จะเป็นแบบจำลองไรซ์

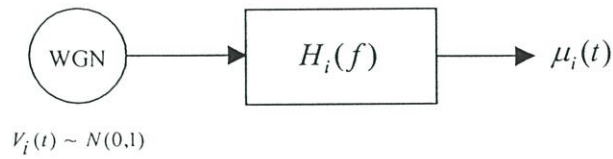
$$\xi(t) = |\mu_\rho(t)| = |\mu(t) + m(t)| \quad (4.5)$$

สังเกตว่าการหาแบบจำลองเรลีย์และไรซ์ จะได้จากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ซึ่งแบบจำลองที่ใช้ในการหากระบวนการสุ่มแบบเกาส์ มีอยู่ 2 วิธีคือ การใช้ฟิลเตอร์ และวิธีการไรซ์ โดยรูปที่ 4.4 แสดงถึง การใช้ฟิลเตอร์ เมื่อกำหนดให้สัญญาณรบกวนเกาส์ขาว (White Gaussian Noise) $V_i(t)$ เป็นอินพุตของฟิลเตอร์แบบไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-invariant filter) ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ เป็นแบบอุดมคติ คือสามารถใช้ได้กับทุกค่าการตอบสนองทางความถี่ ซึ่งถ้า $V_i(t) \sim N(0,1)$ เราจะได้ค่า $\mu_i(t)$ ที่เอาพุตของฟิลเตอร์เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์

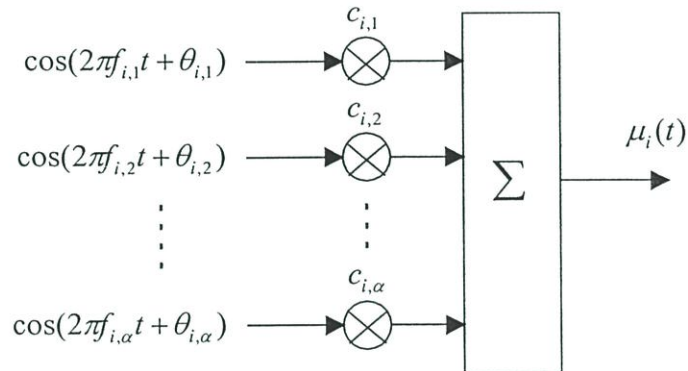
รูปที่ 4.5 แสดงถึงหลักการของวิธีการไรซ์ โดยมีพื้นฐานมาจากผลรวมค่าน้ำหนักของฟังก์ชันฮาร์โมนิกจำนวนไม่จำกัด โดยฟังก์ชันฮาร์โมนิกเหล่านี้จะมีช่วงห่างของความถี่เท่าๆกัน และมีเฟสแบบสุ่ม จากหลักการนี้จะทำให้ได้ $\mu_i(t)$ เป็น

$$\mu_i(t) = \lim_{N_i \rightarrow \infty} \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}(t) + \theta_{i,n}) \quad , (n = 1, 2, \dots, N_i) \quad (4.6)$$

โดยที่ $c_{i,n}$, $f_{i,n}$ และ N_i เป็น ค่าสัมประสิทธิ์ดอปเปลอร์ ค่าความถี่ดอปเปลอร์ และจำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิกตามลำดับ ส่วน $\theta_{i,n}$ เป็นเฟสซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบ uniform



รูปที่ 4.4 การหา $\mu_i(t)$ โดยการใช้ฟิลเตอร์



รูปที่ 4.5 การหา $\mu_i(t)$ โดยวิธีการไรซ์

กระบวนการทั้ง 2 วิธีนี้เป็นกระบวนการแบบ stochastic แบบอุดมคติและสามารถใช้เป็นแบบจำลองอ้างอิงได้เท่านั้น เนื่องจากกระบวนการทั้ง 2 นี้มีข้อจำกัดที่ทำให้ไม่สามารถหาค่า $\mu_i(t)$ ที่ถูกต้องแน่นอนได้ โดยในการใช้ฟิลเตอร์ ค่าฟังก์ชันถ่ายโอน $H_i(f)$ จะต้องเป็นแบบอุดมคติ ส่วนวิธีการไรซ์ จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i จะต้องไม่จำกัด ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นการนำวิธีการไรซ์มาประยุกต์เพื่อให้ได้แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย ถ้าเรากำหนดให้จำนวนของฟังก์ชันฮาร์โมนิก N_i มีค่าจำกัดจากสมการ (4.6) จะได้กระบวนการการเชิงสถิติ เป็น

$$\hat{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}(t) + \theta_{i,n}) \quad (4.7)$$

แบบจำลองของสมการ (4.7) แสดงในรูปที่ 4.6 โดยที่ $\hat{\mu}_i(t) \approx \mu(t)$ ก็ต่อเมื่อ $N_i \rightarrow \infty$ ซึ่งถ้าพิจารณาค่า $\theta_{i,n}$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบ uniform จะได้กระบวนการกำหนดได้ $\tilde{\mu}_i(t)$ เป็น

$$\tilde{\mu}_i(t) = \sum_{n=1}^{N_i} c_{i,n} \cos(2\pi f_{i,n}t + \theta_{i,n}) \quad (4.8)$$

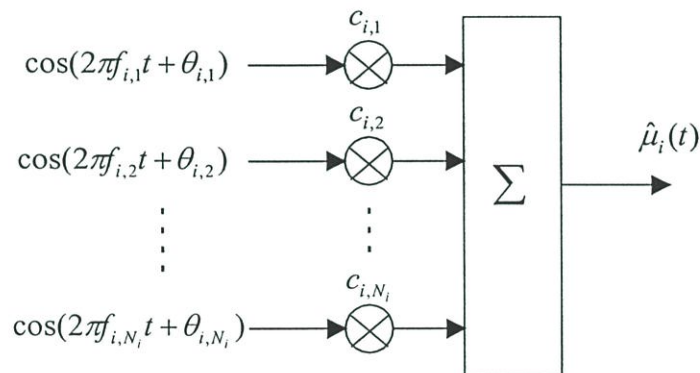
รูปที่ 4.7 แสดงถึงแบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้ $\tilde{\mu}_i(t)$ โดยที่การเลือกค่าตัวแปร $c_{i,n}$, $f_{i,n}$, N_i และ $\theta_{i,n}$ ที่เหมาะสมจะมีผลทำให้ $\tilde{\mu}_i(t) \approx \mu_i(t)$ และจากสมการที่ 4.4 จะได้กระบวนการกำหนดได้ แบบเรลีส เป็น

$$\tilde{\zeta}(t) = |\tilde{\mu}(t)| = |\tilde{\mu}_1(t) + j\tilde{\mu}_2(t)| \quad (4.9)$$

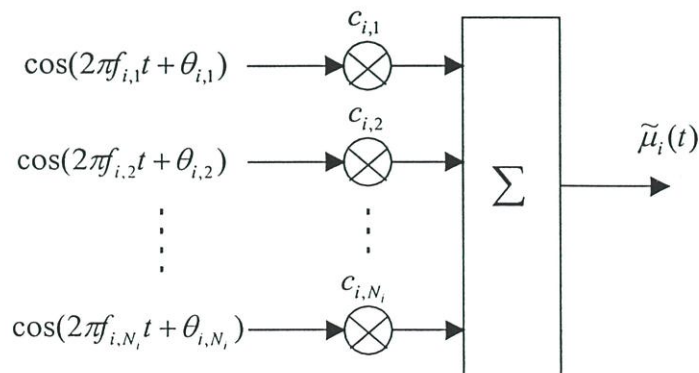
และค่า กระบวนการกำหนดได้แบบไรซ์ เป็น

$$\tilde{\zeta}(t) = |\tilde{\mu}_\rho(t)| = |\tilde{\mu}(t) + m(t)| \quad (4.10)$$

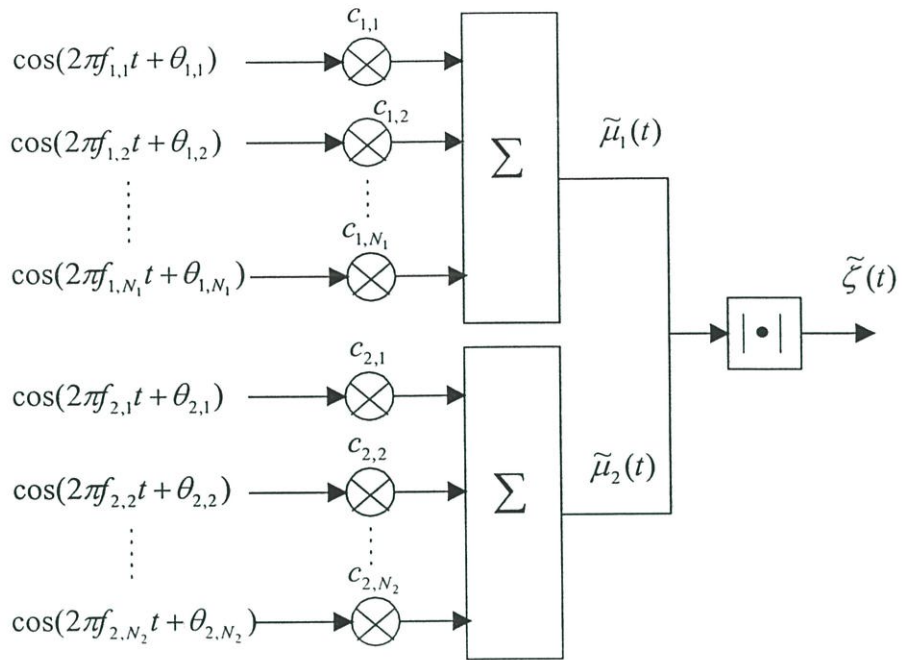
รูปที่ 4.8 และ 4.9 แสดงถึง โครงสร้างของกระบวนการกำหนดได้แบบเรลีส และกระบวนการกำหนดได้แบบไรซ์ ตามลำดับ



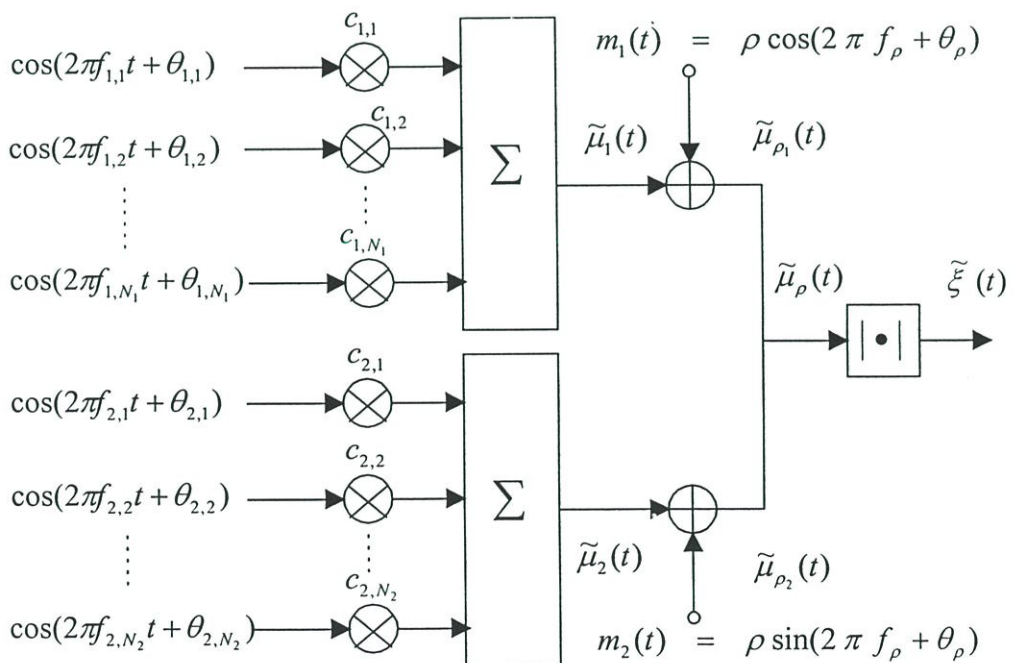
รูปที่ 4.6 แบบจำลองของกระบวนการเชิงสถิติ



รูปที่ 4.7 แบบจำลองของกระบวนการกำหนดได้



รูปที่ 4.8 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์



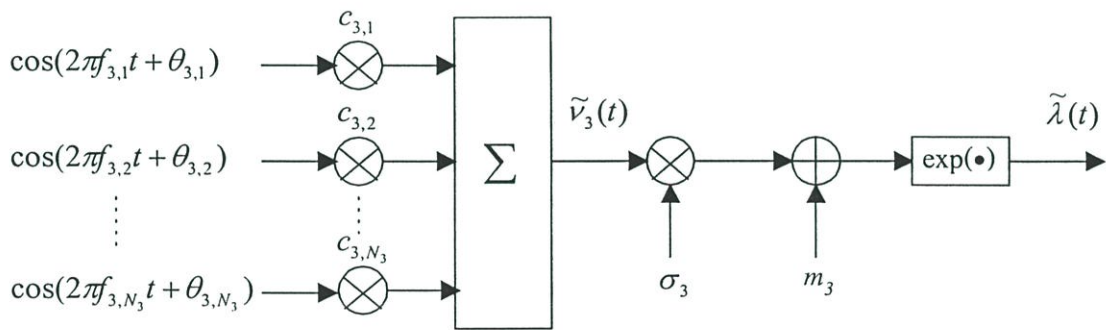
รูปที่ 4.9 แผนภาพการสร้างช่องสัญญาณการจางหายแบบโรเซิน

4.2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบลือกนอร์มอล

การจางหายแบบลือกนอร์มอลจัดว่าเป็นรูปแบบหนึ่งของการจางหายแบบช้า โดยกระบวนการแบบลือกนอร์มอล $\lambda(t)$ สามารถหาได้จาก

$$\lambda(t) = e^{\sigma_3 v_3(t) + m_3} \quad (4.11)$$

โดยที่ σ_3 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณ, m_3 คือ ค่าเฉลี่ยของสัญญาณการจางหาย และ $v_3(t)$ เป็นค่าที่ได้จากกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ ซึ่งใช้หลักการพิจารณาเพื่อหากระบวนการแบบกระบวนการกำหนดได้ในการจำลองแบบเหมือนกับกระบวนการเรลีย์และไรซ์ ทำให้สามารถหา $v_3(t)$ ได้จากสมการ (4.8) และได้ค่าเป็น $\tilde{v}_3(t)$ จึงได้ค่ากระบวนการแบบลือกนอร์มอลเป็น $\tilde{\lambda}(t)$ โดยรูปที่ 4.10 แสดงถึงโครงสร้างของกระบวนการลือกนอร์มอล



รูปที่ 4.10 โครงสร้างของแบบจำลองกระบวนการลือกนอร์มอล

4.2.3 แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบนาคากามิ-เอ็ม

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้วิธีการวิเคราะห์ผ่านทางารจางหายแบบเรลีย์ในการหาแบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยพิจารณาจาก รูปที่ 4.11 ซึ่งแสดงถึงสภาพแวดล้อมของการจางหายที่เกิดขึ้น เมื่อที่เรากำหนดให้สัญญาณผ่านสภาพแวดล้อมที่ทำให้เกิดการกระจายตัวออกเป็นหลายทิศทาง เหมือนกับสัญญาณผ่านการจางหายแบบเรลีย์ นอกจากนี้ยังกำหนดให้สัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบเรลีย์นี้ ผ่านสภาพแวดล้อมอีก จนได้สัญญาณสุดท้ายเป็นสัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ซึ่งแบบจำลองที่สร้างขึ้นนี้ ทำให้สามารถสร้างความสัมพันธ์ระหว่างการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็มที่สอดคล้องกับการจางหายแบบเรลีย์ โดยอาศัยค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ดังนั้นถ้าเราระบุให้สัญญาณที่ผ่านการจางหายแบบเร

ลียมีค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองที่แน่นอน เราก็สามารถหาค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองของ สัญญาที่ผ่านการจางหายแบบนาคากามิ-เอ้มได้จากการเปลี่ยนรูปค่า ฟังก์ชันการกระจายตัวแบบ เพิ่ม ที่เปลี่ยนการจางหายแบบเรลีย์ให้เป็นการจางหายแบบนาคากามิ-เอ้ม

แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ้ม แสดงในรูปที่ 4.12 โดยจะใช้ แบบจำลองของการจางหายแบบเรลีย์ เพื่อหากรอบคลื่นและเฟสของการจางหายแบบเรลีย์ จากนั้น กำหนดให้ตัวแปรสุ่ม R แทนกรอบคลื่น และตัวแปรสุ่ม θ แทนเฟสที่สอดคล้องกับ R จะได้ การเปลี่ยนรูปเป็น

$$u = F_{Ray}(r) = 1 - e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (4.12)$$

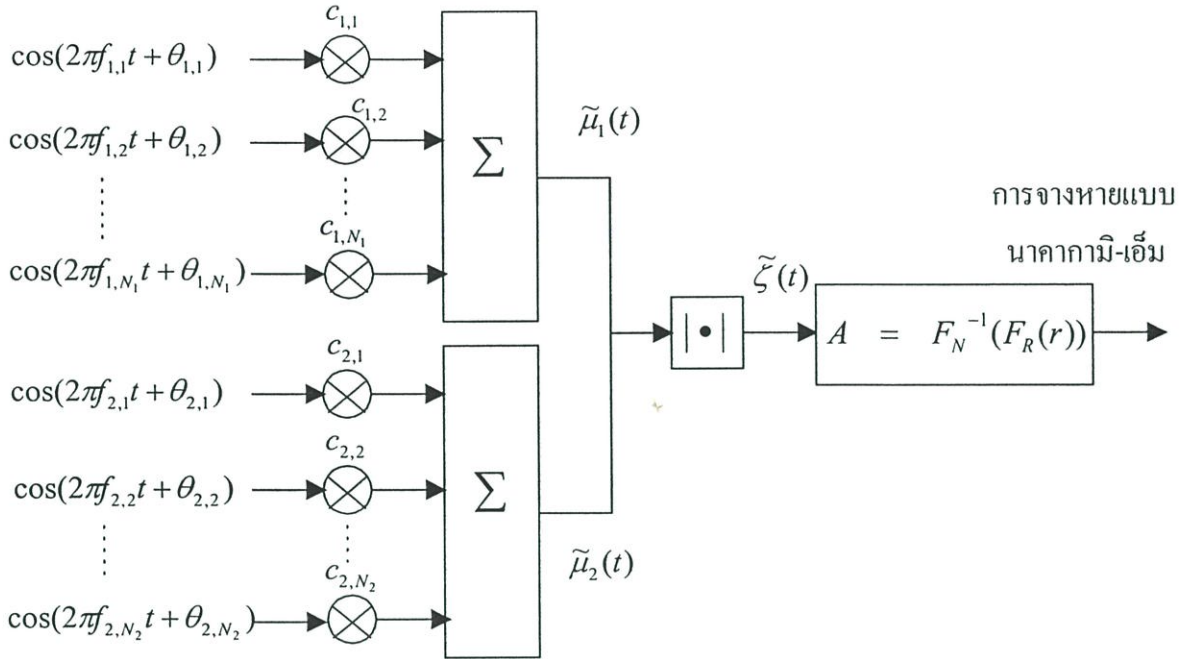
โดยที่ σ^2 แทนค่าโมเมนต์อันดับที่สองของตัวแปรสุ่ม R ($\sigma^2 = E[R^2]$) ซึ่งสมการที่ (4.11) จะทำการเปลี่ยนค่าตัวแปรสุ่ม R ให้เป็น ตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ (uniform random variable) ที่มีค่าอยู่ในช่วง $[0,1)$ ในส่วนของฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ของการจางหายแบบนาคากามิ-เอ้ม $F_R^{-1}(u)$ จะสามารถหาค่าที่เกี่ยวข้องได้โดย

$$F_R(x) = \int_0^{x(\mu)} \left[\frac{2 m^m t^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \right] e^{-\left(\frac{m}{\Omega}\right)t^2} dt \quad (4.13)$$

ซึ่งการเปลี่ยนรูปตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ u โดยใช้ฟังก์ชันผกผันของค่าฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม $F_R^{-1}(u)$ นั้นผลที่ได้จะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่มเป็น $F(x)$ ดังนั้นจะได้

$$A = F_R^{-1}(u) \quad (4.14)$$

เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอ้ม สังเกตว่าแบบจำลองนี้จะเป็นการ สร้างตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอ้มจากตัวแปรสุ่มแบบเรลีย์ โดยใช้การเปลี่ยนรูปในสมการที่ (4.14) แทนที่จะสร้างโดยตรงจากตัวแปรสุ่มแบบสม่ำเสมอ ซึ่งการ ออกแบบนี้ทำให้ได้ค่าตัวแปรสุ่มแบบนาคากามิ-เอ้มในสภาวะสุดท้าย ที่มีคุณสมบัติทางสหสัมพันธ์และคุณสมบัติทางสถิติที่เหมาะสม



รูปที่ 4.11 โครงสร้างของแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอม

ในการหาค่าตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบนาคากามิ-เอม ดังที่ได้กล่าวไปข้างต้นนั้น จำเป็นต้องใช้ฟังก์ชันผกผันของค่า ฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเพิ่ม ของการจางหายแบบนาคากามิ-เอม $F_R^{-1}(u)$ ซึ่งไม่มีค่าสมการสำเร็จรูปที่แน่นอน จึงได้มีการคิดวิธีในการประมาณค่าฟังก์ชันผกผันนี้โดยอาศัยวิธีการของ Hasting [9] จะได้

$$G(\eta) = \eta + \frac{a_1\eta + a_2\eta^2 + a_3\eta^3}{1 + b_1\eta + b_2\eta^2} \quad (4.15)$$

โดยที่ η เป็นค่า ancillary variable ซึ่งมีค่าเป็นดังสมการ

$$\eta = \left(\sqrt{\ln \frac{1}{1-u}} \right)^m \frac{1}{m}$$

ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ทำให้เกิดค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด และทำให้ $G(u) \approx F_R^{-1}(u)$ ส่วนค่า m เป็นตัวแปรของการแจกแจงแบบนาคากามิ-เอ็ม ตารางที่ 4.1 แสดงถึงค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้ที่สอดคล้องกับค่า m

ตารางที่ 4.1 ค่า a_1, a_2, a_3, b_1 และ b_2 ที่สอดคล้องกับค่า m ต่างๆ

m	a_1	a_2	a_3	b_1	b_2
0.65	-0.0828	-4.5634	-15.8819	63.1955	23.2981
0.75	-0.0547	-0.3679	-1.0336	6.2107	1.8533
0.85	-0.0336	0.1543	-0.4733	4.9250	1.2082
1.5	0.0993	0.0560	0.2565	0.5276	0.0770
2.0	0.1890	-0.0128	0.2808	-0.0809	0.0638
3.0	0.3472	-0.2145	0.2626	-0.3446	0.1690
4.0	0.4846	-0.4231	0.2642	-0.9729	0.2727
5.0	0.6023	-0.6238	0.789	-1.1798	0.3732
6.0	0.7139	-0.8305	0.3223	-1.3232	0.4558
7.0	0.8167	-1.0244	0.3761	-1.4233	0.5192
8.0	0.9260	-1.2350	0.4557	-1.4872	0.5628
10.0	1.1088	-1.6095	0.6015	-1.6046	0.6488

บทที่ 5

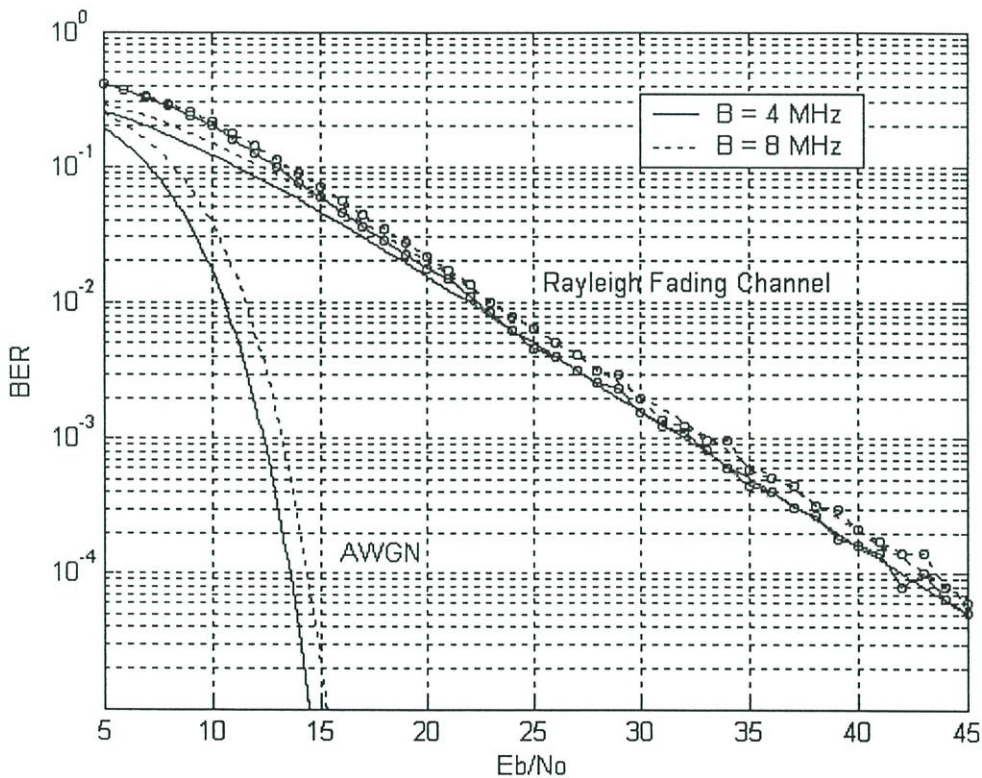
ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ

ผลการวิเคราะห์ที่ได้จะเป็นผลจากการวิเคราะห์วิธีการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK เนื่องจากมีจุดเด่นที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องใช้การประสานจังหวะระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ซึ่งได้เปรียบเมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบ Coherent Antipodal CSK และ Coherent DCSK ที่ถึงแม้จะมีประสิทธิภาพของระบบดีเทียบเท่ากับการมอดูเลตแบบ Coherent BPSK และ Coherent FSK ตามลำดับ แต่ก็ไม่สามารถทำงานได้ถ้าไม่มีการประสานจังหวะ โดยผลที่ได้แต่ละรูปจะเป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดของบิตกับ ค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งประกอบด้วยผลในกรณีที่ผ่านมา ช่องสัญญาณการจางหายแต่ละแบบ ทั้งที่ได้จากการวิเคราะห์ในเชิงคณิตศาสตร์ และที่ได้จากการใช้แบบจำลองวิเคราะห์ซึ่งจะเป็นเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) นอกจากนี้ในแต่ละรูปจะประกอบด้วยผลที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก เท่านั้น เพื่อการเปรียบเทียบอีกด้วยและเนื่องจากวิธีการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK นั้นค่าช่วงแบนวิดท์ และค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ ในการวิเคราะห์จึงจะแบ่งออกเป็นกรณีต่างๆ เพื่อศึกษาความเปลี่ยนแปลงของตัวแปรเหล่านี้ที่มีผลต่อระบบเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแต่ละแบบดังนี้

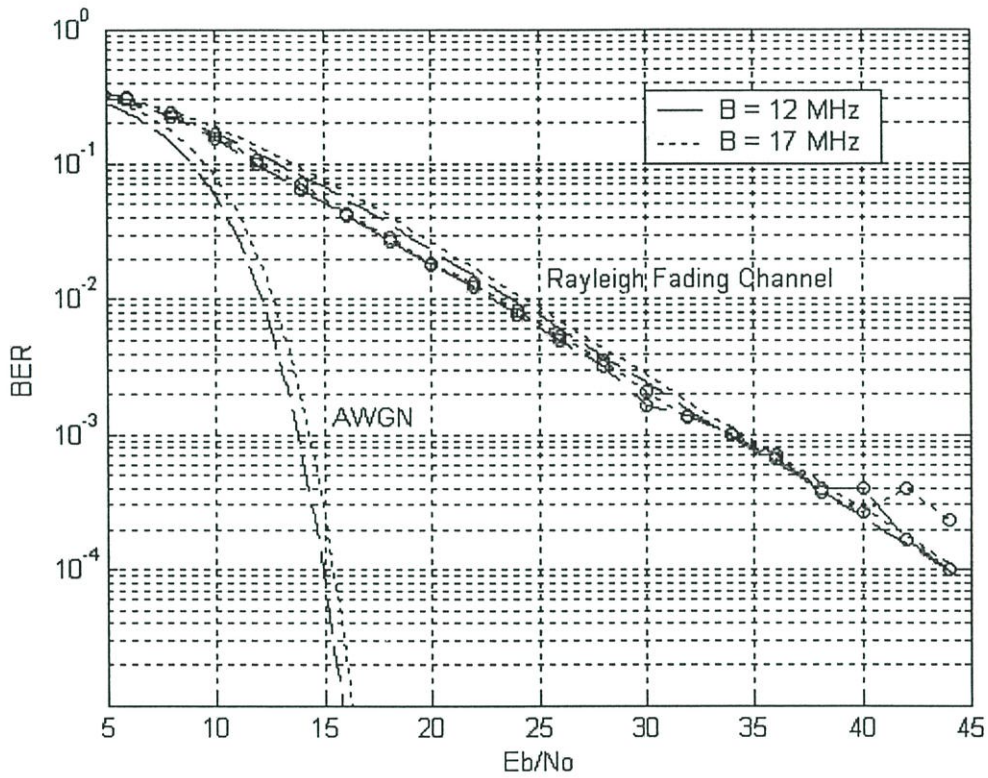
5.1 ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์ในช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ

จากรูปผลการทดลองที่ 6.1, 6.2, 6.3 และ 6.4 เป็นรูปที่แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดของบิตกับค่าอัตราส่วนของพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน โดยแต่ละรูปจะประกอบด้วยผลที่ได้จากการใช้การวิเคราะห์เชิงคณิตศาสตร์ ผลที่ได้จากการใช้แบบจำลองวิเคราะห์ และผลในกรณีที่ผ่านมาช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ซึ่งจะกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu s$ และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์ เป็น 4, 8, 12 และ 17 MHz ในทุกรูป เพื่อเปรียบเทียบผลของการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์นี้ในกรณีที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆแล้ว โดยรูปที่ 5.1 และ 5.2 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ รูปที่ 5.3 และ 5.4 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือโรเซียน รูปที่ 5.5 และ 5.6 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม และรูปที่ 5.7 และ 5.8 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบล็อกนอร์มอล สังเกตว่าจากรูปผลการทดลองที่ 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5 และ 5.6 เมื่อกำหนดให้ ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์

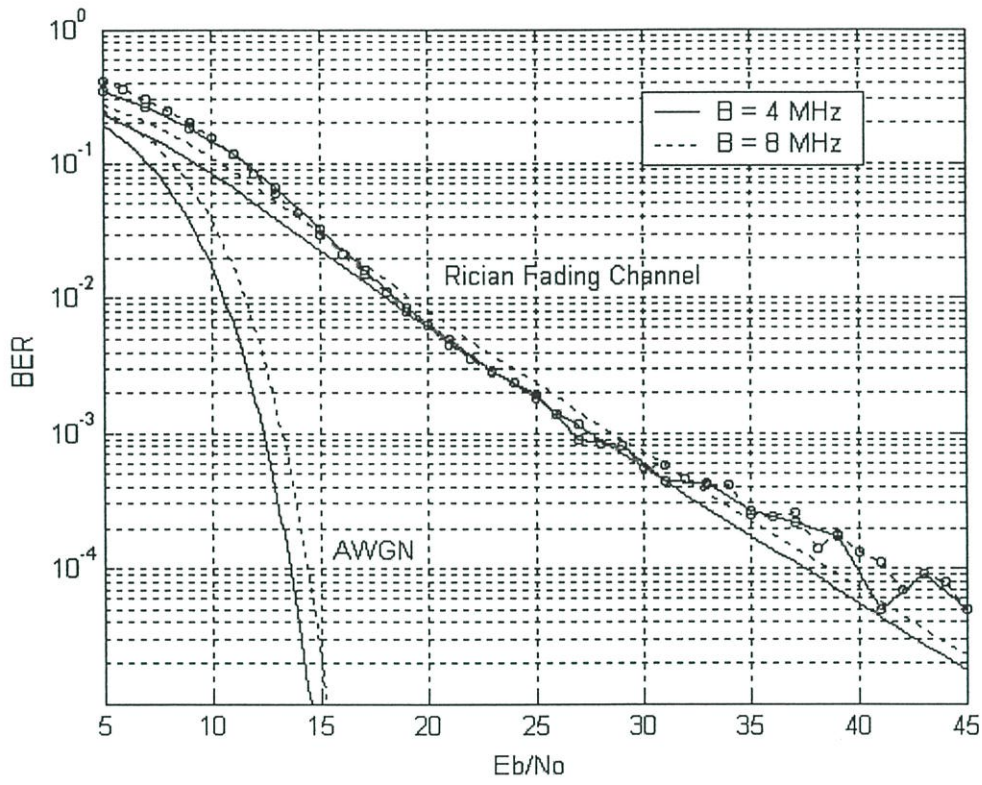
ก่อนและหลังการผ่านช่องสัญญาณการจางหาย จะมีรูปแบบที่เหมือนกัน คือเมื่อเพิ่มค่าช่วงแบนวิดท์ ให้มากขึ้น ก็จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิต มีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ส่วนรูปที่ 5.7 และ 5.8 ซึ่งเป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกอนอ์มอลนั้นจะเห็นว่าเมื่อผ่านช่องสัญญาณแล้ว การเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์แทบจะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเลย ในส่วนของการเปรียบเทียบระหว่างผลที่ได้จากวิธีการเชิงคณิตศาสตร์กับผลที่ได้จากแบบจำลองจะเห็นว่ามีความค่อนข้างใกล้เคียงกัน



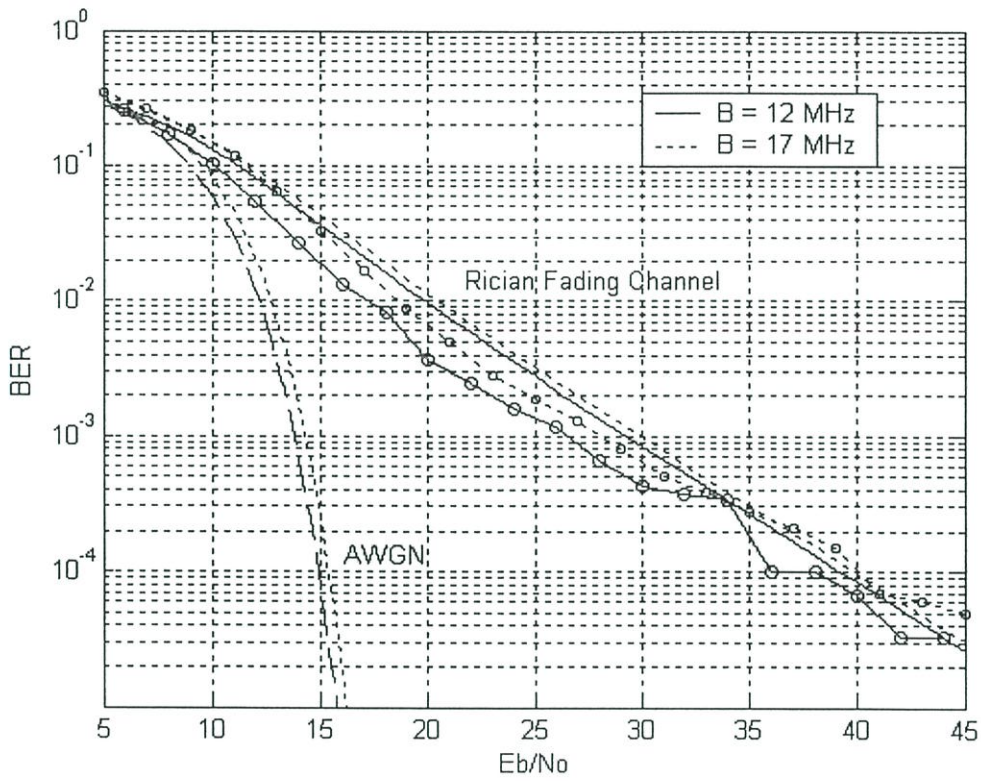
รูปที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



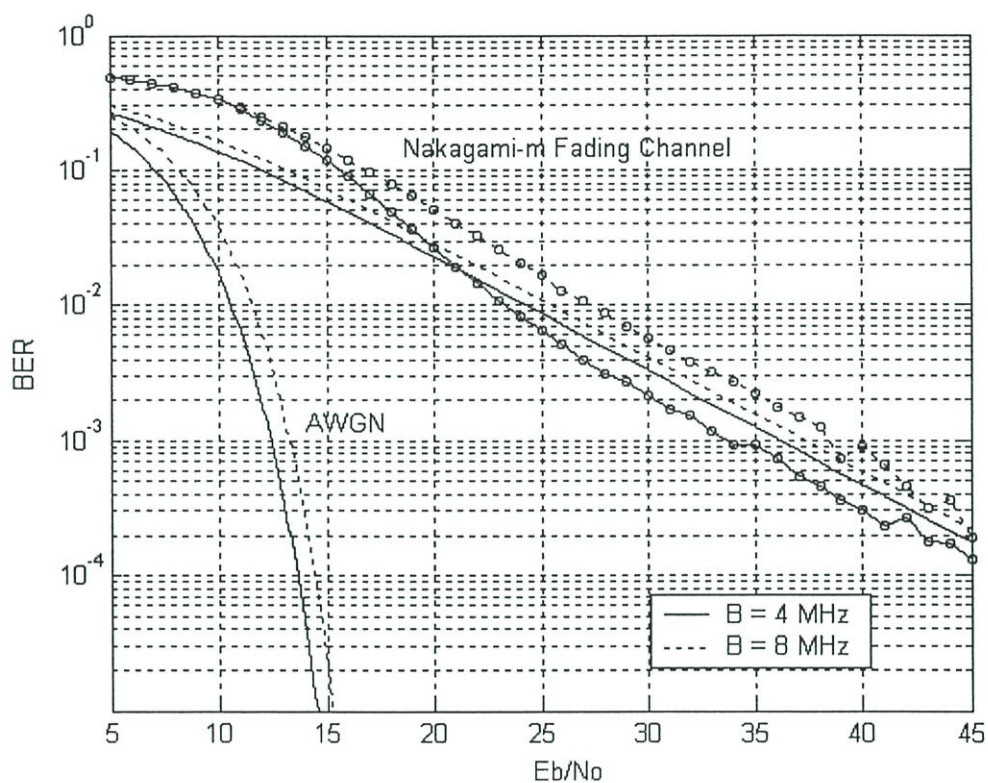
รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



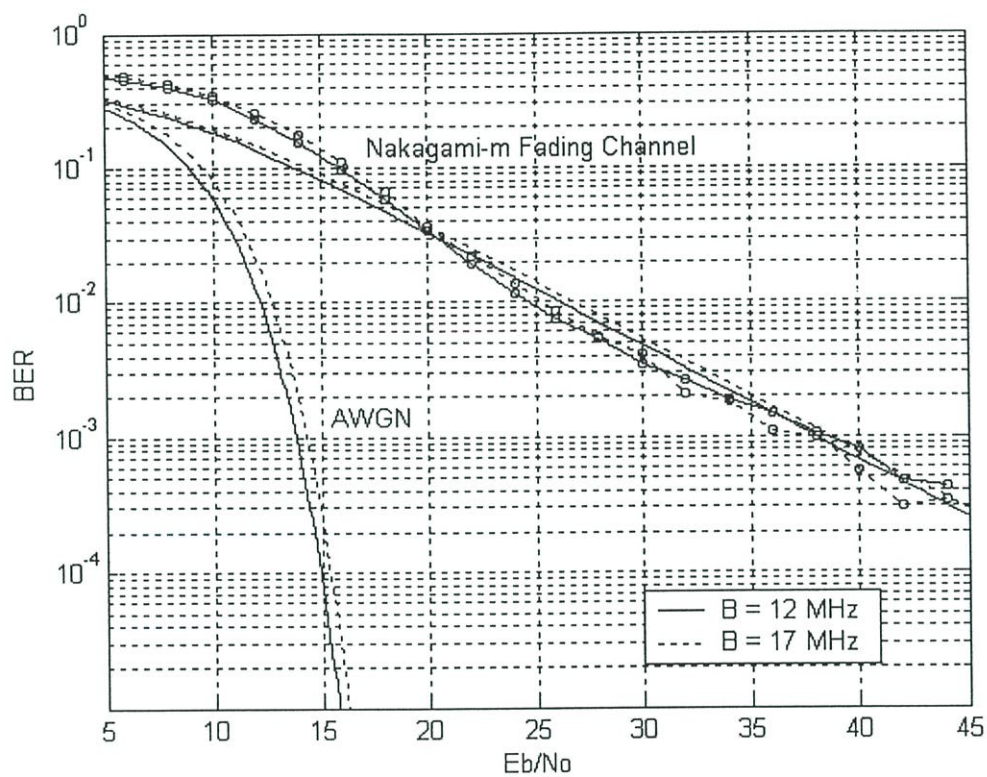
รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามิ-เอ็นหรือไรเซียน ค่า $n=1.5$ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



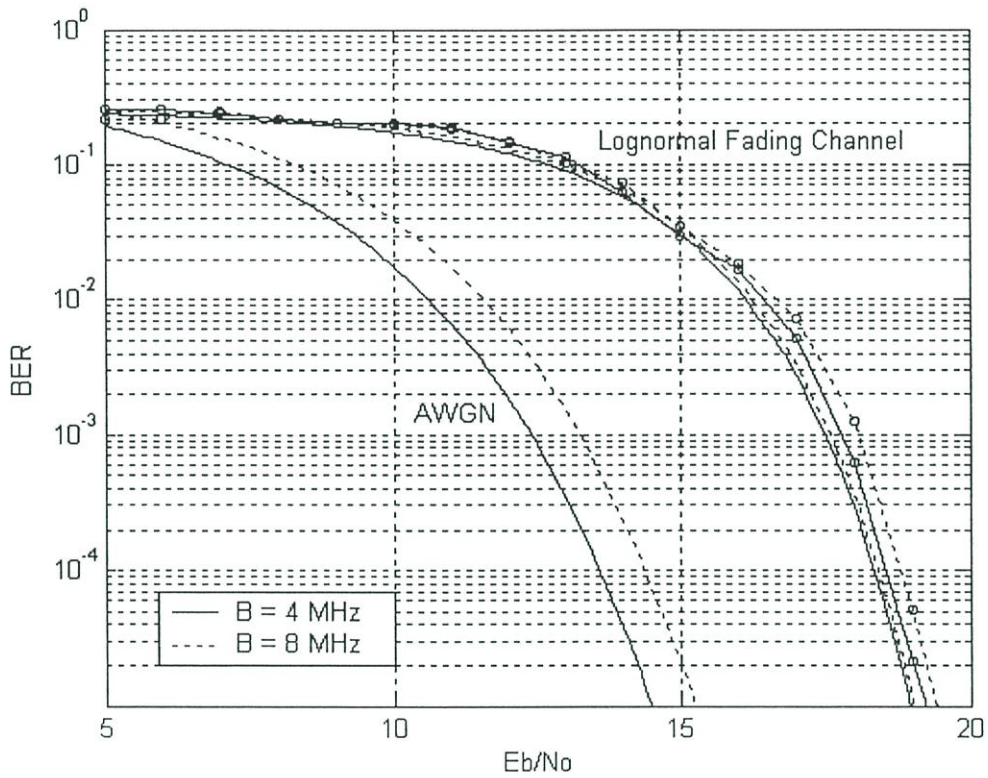
รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางแบบนาคามิ-เอ็นหรือไรเซียน ค่า $n=1.5$ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



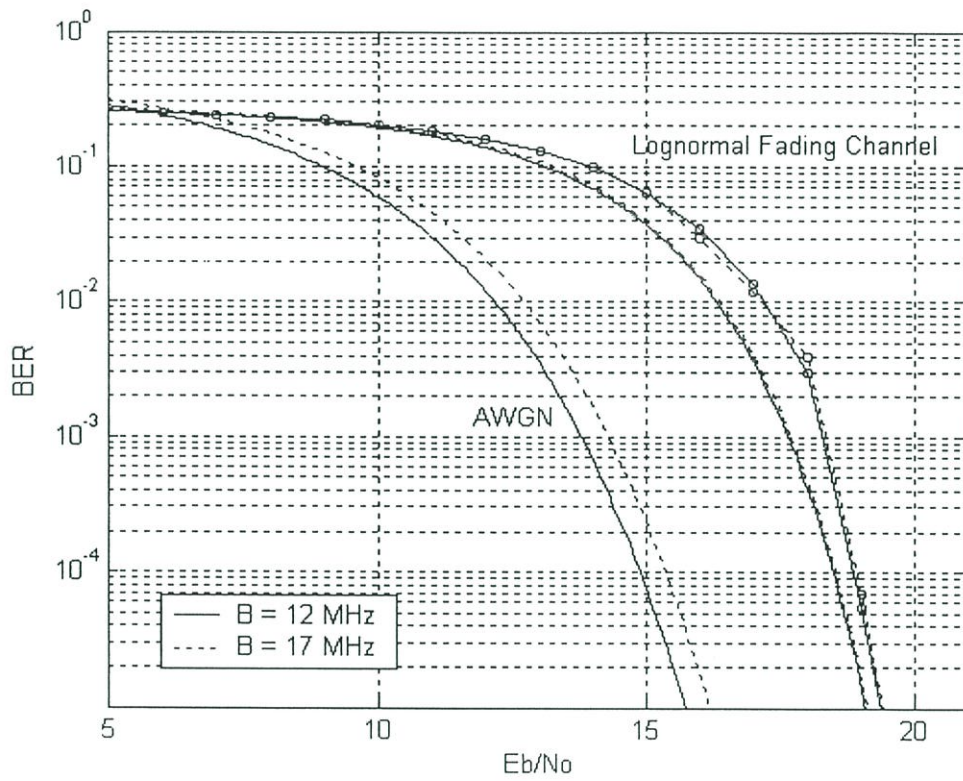
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



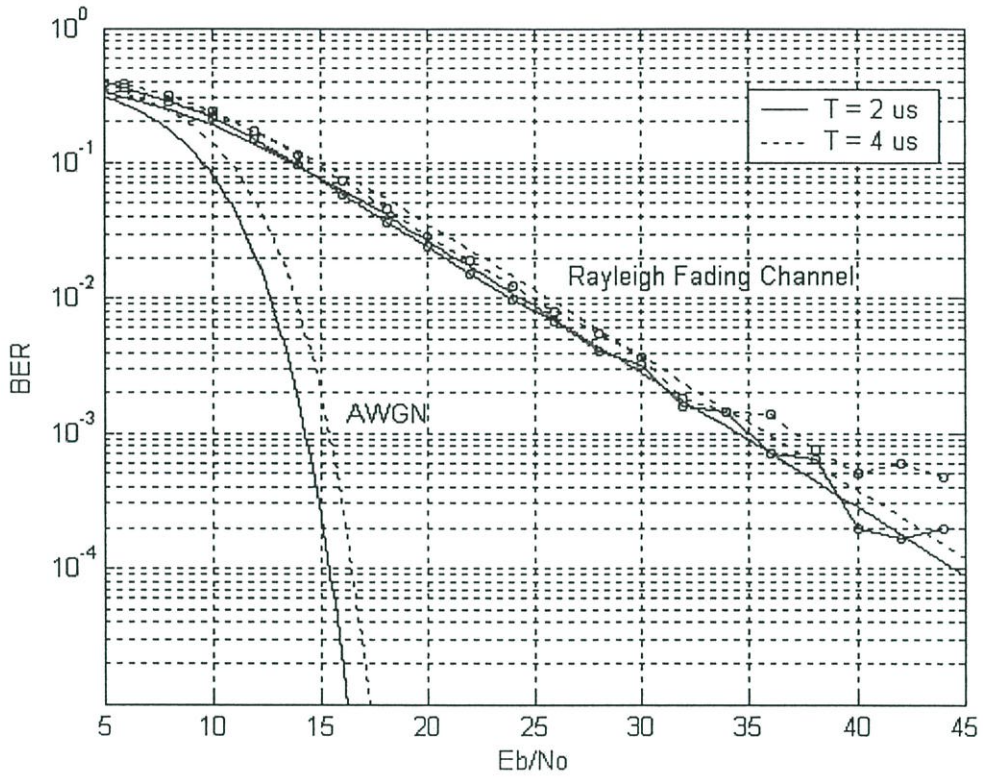
รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบล็อกนอร์มอล โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



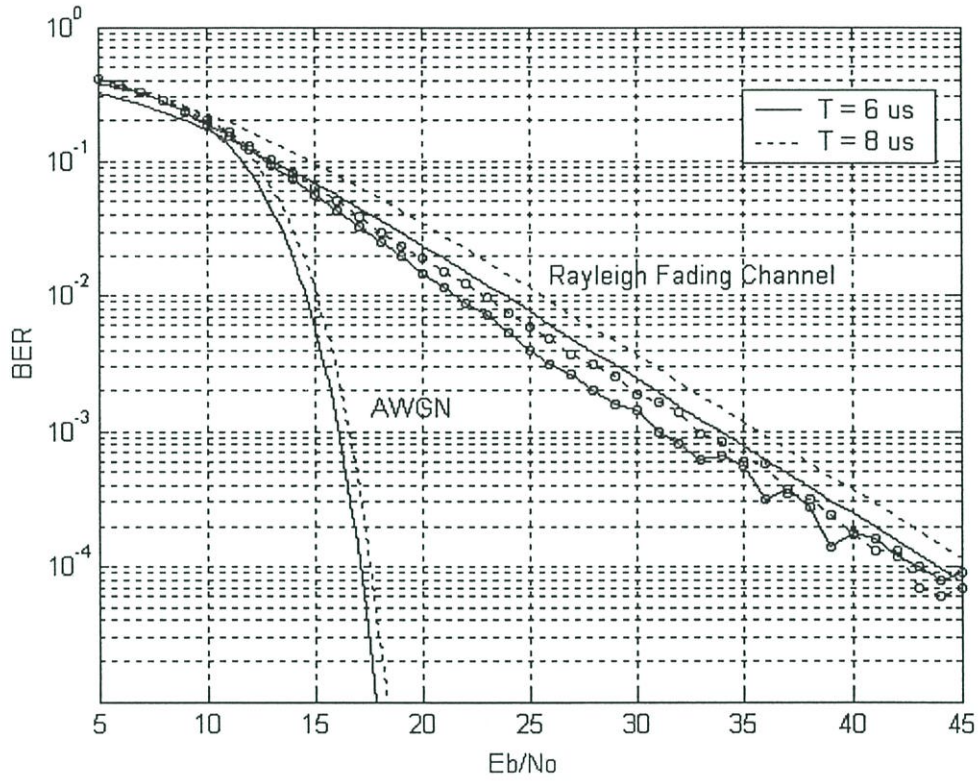
รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ที่ $2 \mu\text{s}$ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบล็อกนอร์มอล โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ

5.2 ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลในช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ

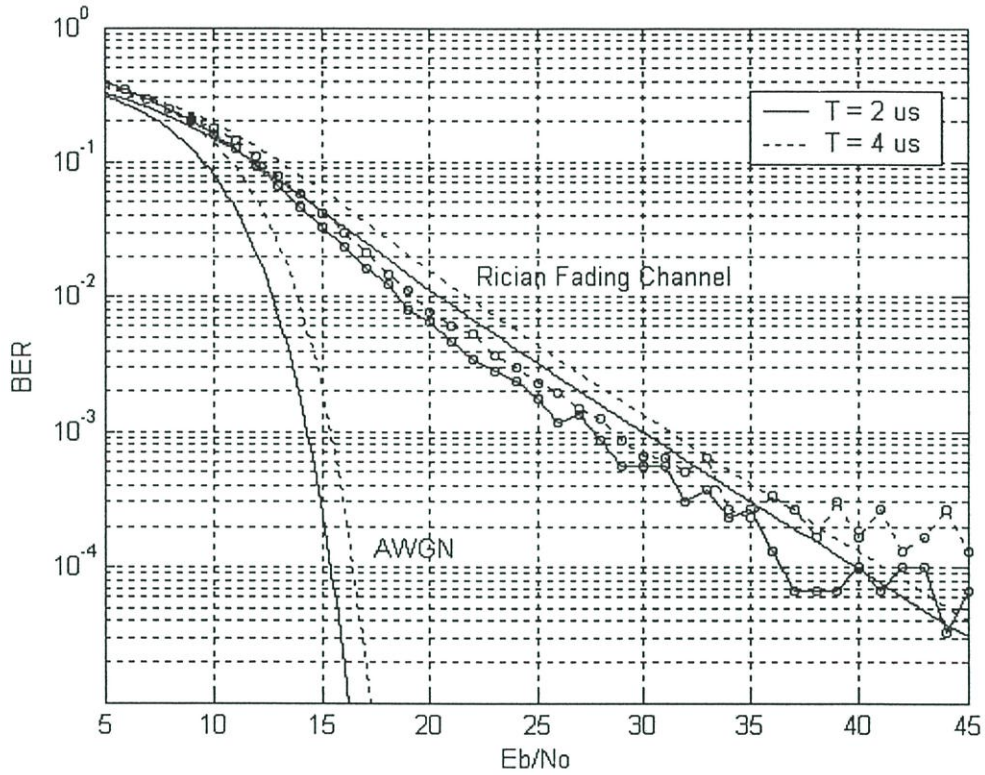
จากรูปผลการทดลองที่ 5.9, 5.10, 5.11, 5.12, 5.13, 5.14, 5.15 และ 5.16 เป็นการเปรียบเทียบผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล ในกรณีที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆแล้ว โดยจะกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเป็น 2, 4, 6 และ 8 μ s โดยรูปที่ 5.9 และ 5.10 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลลีย์ รูปที่ 5.11 และ 5.12 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาอามิ-เอ็นหรือโรเซียน รูปที่ 5.13 และ 5.14 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคาอามิ-เอ็ม และรูปที่ 5.15 และ 5.16 เป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล จากรูปผลการทดลองที่ 5.9, 5.10, 5.11, 5.12, 5.13 และ 5.14 จะเห็นว่า การเปลี่ยนแปลงของค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล เมื่อค่าแบนวิดท์คงที่ จะมีรูปแบบเหมือนกันระหว่างผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแล้ว กับที่ยังไม่ผ่าน คือเมื่อให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเพิ่มขึ้น ประสิทธิภาพของระบบก็จะลดลง ส่วนรูปที่ 5.15 และ 5.16 ซึ่งเป็นผลเมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอลนั้นจะเห็นว่าเมื่อผ่านช่องสัญญาณแล้ว การเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลแทบจะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเลยเหมือนกับผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าช่วงแบนวิดท์ในช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล



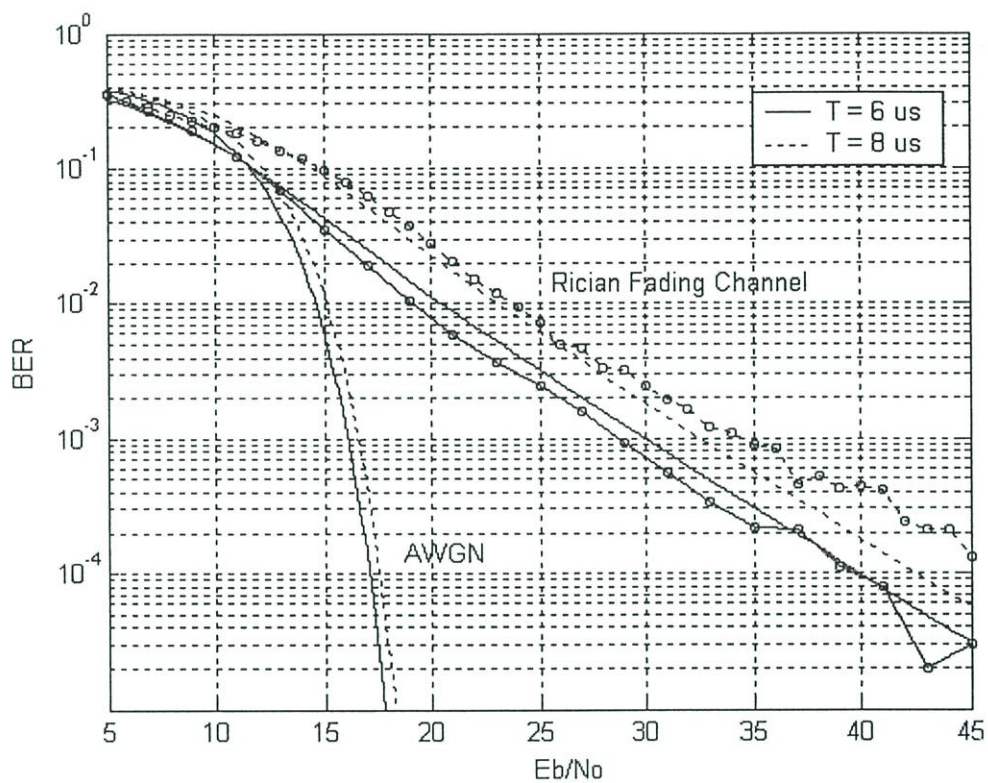
รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



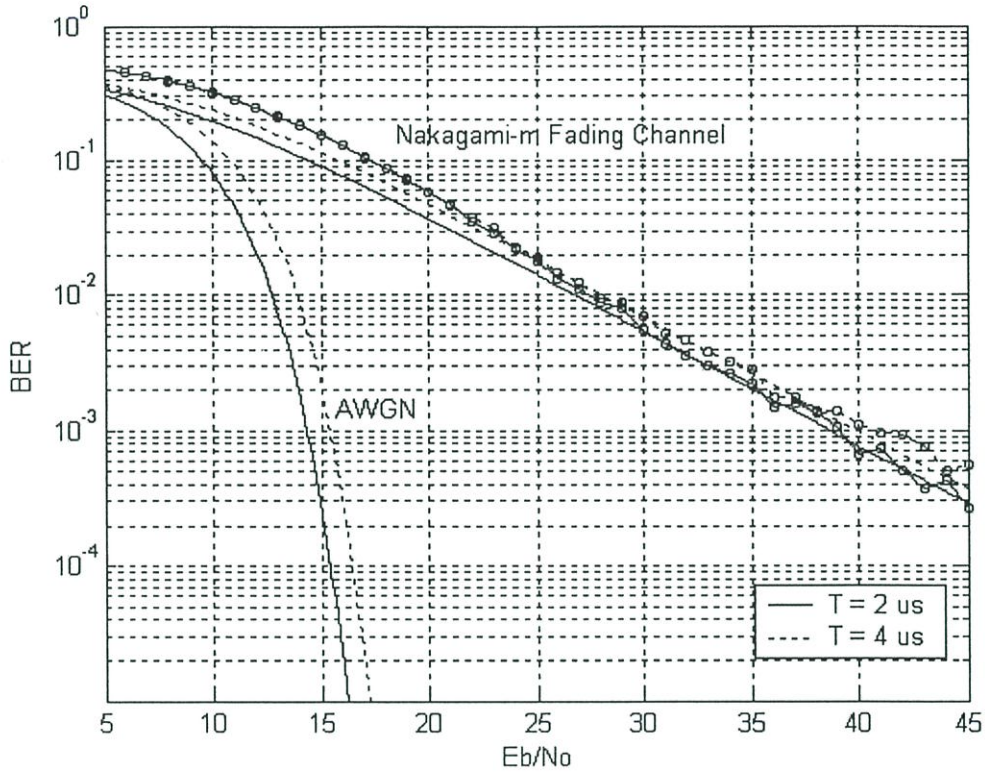
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



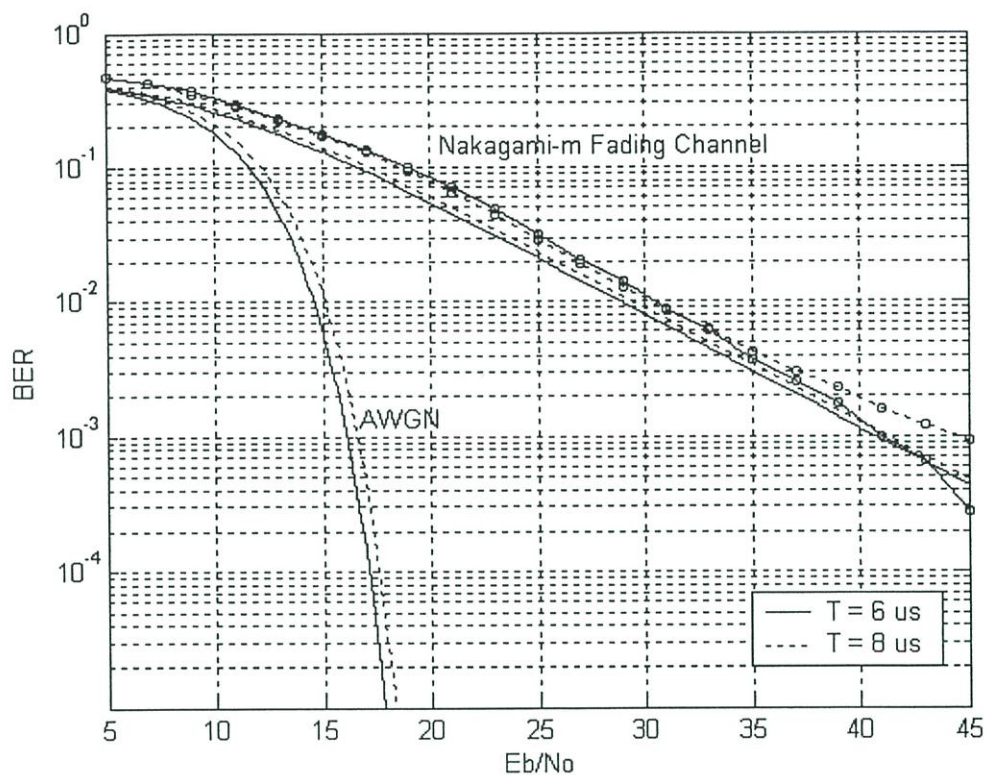
รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามี-เอินหรือโรเซียน โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



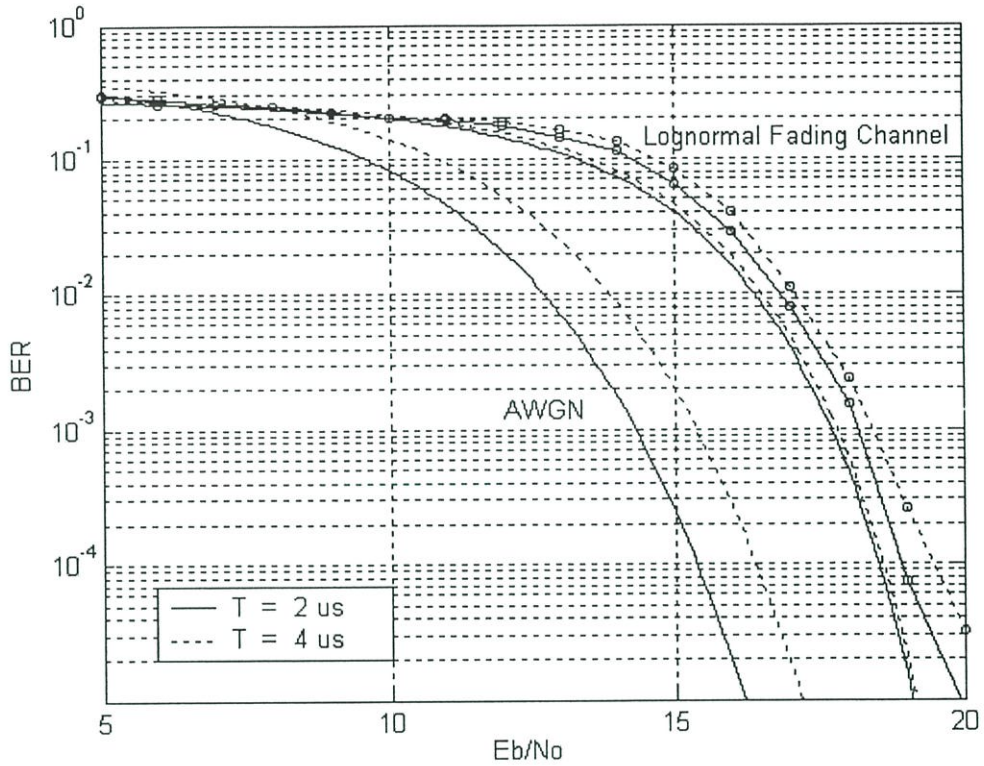
รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอินหรือไรเซียน โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



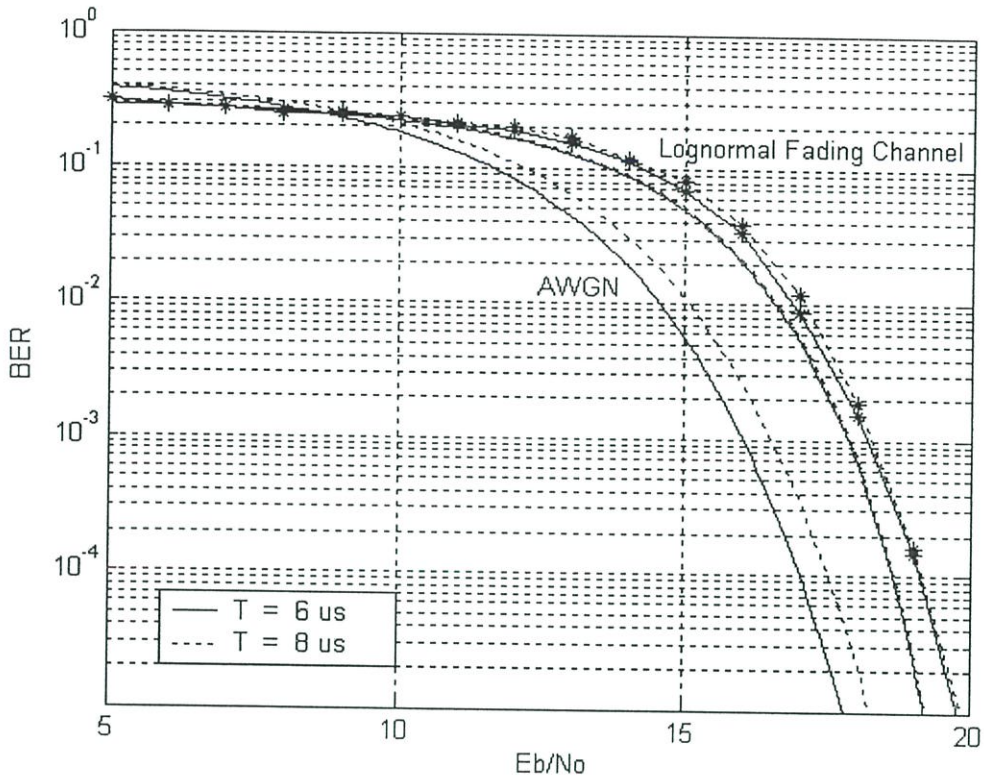
รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม ที่ค่า $m=0.85$ โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



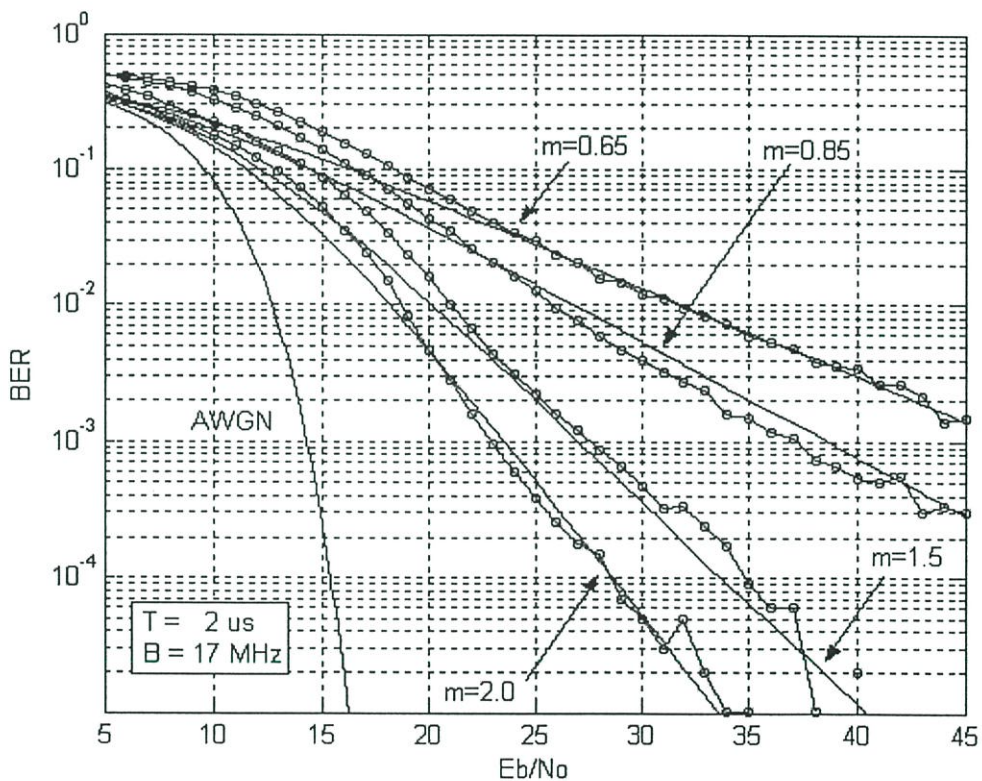
รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_o เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบล็อกนอร์มอล โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



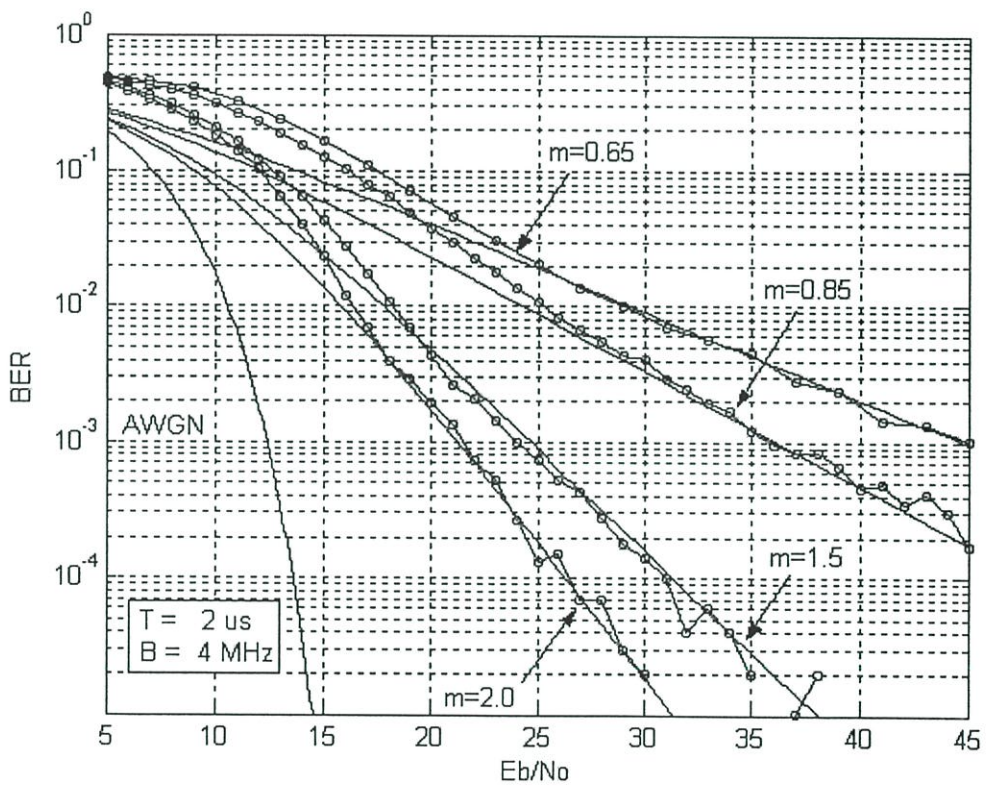
รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz บนช่องสัญญาณการจางหายแบบล็อกนอร์มอล โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ

5.3 ผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรของการจางหายในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม

ในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็มตัวแปรที่มีความสำคัญคือค่าตัวแปรของการจางหาย m ซึ่งในที่นี้ทำการศึกษาผลจากค่า m นี้กับการมอดูเลตแบบ Differentially Coherent DCSK โดยจะทำการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของค่า m ที่ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลและค่าช่วงแบนวิดท์ต่างๆ



รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเป็น $2 \mu s$ และค่าช่วงแบนวิดท์เป็น 17 MHz โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ



รูปที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ E_b/N_0 เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเป็น $2 \mu s$ และค่าช่วงแบนวิดท์เป็น 4 MHz โดยเส้นที่มีสัญลักษณ์วงกลม (o) เป็นผลที่ได้จากการจำลองแบบ

บทที่ 6

สรุปผลการวิเคราะห์

การสื่อสารในระบบเครือข่ายไร้สายนับว่ามีความสำคัญและได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงปัจจุบัน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการวิเคราะห์ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตของระบบที่มีการมอดูเลตโดยใช้ สัญญาณเคโอติกเป็นฟังก์ชันพื้นฐานในระบบเครือข่ายแบบไร้สาย เมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆอันได้แก่ ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรลีย์ ช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็นหรือไรเซียน และช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยใช้วิธีการเชิงคณิตศาสตร์และวิธีการจำลองแบบ ซึ่งในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพนี้จะแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบ คือ ทำการเปลี่ยนแปลงค่าแบนวิดท์ เปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูล และเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรของการจางหายในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม โดยผลการทดลองรูปที่ 5.1 ถึง 5.8 จะเป็นการวิเคราะห์เมื่อกำหนดให้ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลคงที่ และเปลี่ยนแปลงค่าแบนวิดท์เป็น 4, 8, 12 และ 17 MHz สังเกตว่าผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าแบนวิดท์เมื่อผ่านช่องสัญญาณการจางหายแต่ละแบบแล้วจะยังคงมีรูปแบบที่เหมือนเดิม คือ ยิ่งเพิ่มให้ค่าแบนวิดท์มากขึ้นเท่าใด ก็ยิ่งทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลง เหมือนกับในกรณีที่ผ่านช่องสัญญาณแบบ สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวก ซึ่งถ้าระบบต้องการส่งข้อมูลทีค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเป็น 2 μ s อาจสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้โดยการเลือกใช้ค่าช่วงแบนวิดท์เป็น 8 MHz เพื่อให้ได้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตที่ต่ำ นอกจากนี้ในกรณีที่ผ่านช่องสัญญาณแบบลือกนอร์มอล การเปลี่ยนแปลงค่าแบนวิดท์แทบจะไม่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบเลย ส่วนการวิเคราะห์เมื่อกำหนดให้ค่าแบนวิดท์คงที่ที่ 17 MHz และเปลี่ยนแปลงค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเป็น 2, 4, 6 และ 8 μ s ผลที่ได้ก็จะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกับการเปลี่ยนแปลงค่าแบนวิดท์ คือ เมื่อ ค่าช่วงเวลาต่อ 1 บิตข้อมูลเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของระบบลดลง เมื่อพิจารณาผลการวิเคราะห์ที่ได้จากการใช้แบบจำลองกับผลที่ได้จากวิธีการเชิงคณิตศาสตร์ในช่องสัญญาณการจางหายแต่ละแบบนั้น ผลของความคลาดเคลื่อนจะต่างกันออกไปเนื่องจากแต่ละช่องสัญญาณมีรูปแบบการกระจายตัวที่เหมาะสมกับสภาวะภูมิประเทศต่างๆกันออกไป

ในส่วนของการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรของการจางหายบนช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม จากผลที่ได้พบว่าเมื่อค่าตัวแปรของการจางหาย m มีค่าเพิ่มขึ้น จะเป็นผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตลดลง นั่นหมายถึงประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น ซึ่งสอดคล้องกับผลการเปลี่ยนแปลงค่า m ที่เกิดกับระบบทั่วไปคือเมื่อค่าตัวแปรของการจางหายดังกล่าวมีค่าต่ำสุด ($m=0.5$) จะเกิดการจางหายของสัญญาณอย่างรุนแรงที่สุดและไม่เกิดการจางหายของสัญญาณเมื่อค่านี้อเพิ่มขึ้นเข้าใกล้อนันต์ ($m = \infty$) ดังนั้นตัวแปรของการจางหาย m บนช่องสัญญาณ

การจางหายแบบนาคากามิ-เอ็ม
สัญญาณเคโอติกอย่างไม่อาจละเลยได้

จึงมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารโดยใช้

บรรณานุกรม

- [1] G.Kolumbán, M.P. Kennedy, Leon O. Chua. "The Rule of Synchronization in Digital Communications Using Chaos-Part I : Fundamentals of Digital Communication," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, pp.927-936, October 1997.
- [2] M.P. Kennedy , R. Rovatti, and G. Setti, "Chaotic Electronic in Telecommunication," Boca Raton : CRC Press.
- [3] G. Kolumbán, "Theoretical noise performance of correlator-based chaotic communication scheme," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol 47, pp.1692-1701, December 2000.
- [4] M.K. Simon, M-S. Alouini, "Digital Communication over Fading Channel," New York: John Willey & Sons, 2000.
- [5] M.K. Simon, S.H. Hinedi, and W.C. Lindsey, "Digital Communication Technique:Signal Design and Detection," Englewood Cliffs, NJ : PRT Prentice-Hall, 1995.
- [6] M.P. Kennedy, G. Kolumbán, G. Kis, and Z. Já kÓ, "Performace Evaluation of FM-DCSK in Multipath Environment," *IEEE Trans. Circuits Syst. I.* Vol 47, pp.1702-1711, December 2000.
- [7] J. G. Proakis, "Digital Communications," New York, McGraw Hill, 1995.
- [8] M. Pätzold, "Mobile Fading Channel," John Willey & Sons, 2002.
- [9] C. Beaulieu, "An Efficient Procedure for Nakagami-m Fading Simulation" Global Telecommunication Conference , Vol 6 , pp 3336-3342 , November 2001.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. ยอดเยี่ยม เฉินบำรุง, สุวิพล สิทธีชีวะภาค และ เกรียงไกร วงศ์โรจน์ภรณ์ “การประเมินผล การมอดูเลตสัญญาณเคออดิกในช่องสัญญาณแบบนาคากามิ” เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 41 มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ 3-7 กุมภาพันธ์ 2546 หน้า 245-252
2. Yodyiam Chernbamrung, and Suvepon Sittichivapak “Performance Comparison of Chaotic Modulation over Nakagami Channel” Proceedings of The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies, Assumption University, April 8-10 2003, หน้า 93-96
3. นฤมล ทุมมาเกิด, ยอดเยี่ยม เฉินบำรุง, สุวิพล สิทธีชีวะภาค และ เกรียงไกร วงศ์โรจน์ภรณ์ “การตรวจสอบผลการมอดูเลตสัญญาณเคออดิกในช่องสัญญาณการจางหาย” การประชุมทาง วิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า (EECON) ครั้งที่ 26 ที่ รร. โกลเด้นท์ แชนด์ อ.ชะอำ จ.เพชรบุรี หน้า 1640-1645

ประวัติผู้เขียน

นายยอดเยี่ยม เฉินบำรุง เกิดเมื่อวันที่ 13 ตุลาคม 2523 ที่ ตำบล บัวขาว อำเภอ กุฉินารายณ์ จังหวัด กาฬสินธุ์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จาก มหาวิทยาลัยมหิดล ปีการศึกษา 2544