

การวิเคราะห์สมรรถนะของ HYBRID DS/SSFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบ  
หลายผู้ใช้ และหลายอัตราส่ง

PERFORMANCE ANALYSIS OF HYBRID DS/SSFH SSMA IN MULTI-USER  
AND MULTI-RATE ENVIRONMENT

ปราชญ์ ดาบมิ่ง  
PRACH DABRANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของกรณีที่ศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-924-905-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์สมรรถนะของ HYBRID DS/SFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบ  
หลายผู้ใช้ และหลายอัตราส่ง

PERFORMANCE ANALYSIS OF HYBRID DS/SFH SSMA IN MULTI-USER  
AND MULTI-RATE ENVIRONMENT



ปราชญ์ ดาบบัง

PRACH DABBANG

เลขที่.....  
เลขทะเบียน 49299/  
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2547

b.....  
i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-805-6

**PERFORMANCE ANALYSIS OF HYBRID DS/SFH SSMA IN MULTI-USER  
AND MULTI-RATE ENVIRONMENT**

**PRACH DABBANG**

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

**2003**

**ISBN 974-324-805-6**

**COPYRIGHT 2003**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

บัณฑิตวิทยาลัย  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์สมรรถนะของ Hybrid DS/SFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้และหลายอัตราส่ง  
PERFORMANCE ANALYSIS OF HYBRID DS/SFH SSMA IN MULTI-USER AND MULTI-RATE ENVIRONMENT





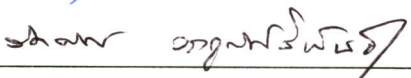
ชื่อนักศึกษา นายปราชญ์ คาบบัง

รหัสประจำตัว 42061313

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต


สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.รัตติกกร วรากุลศิริพันธุ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ศุภมิตร	จิตตะย โสทร	
ผศ.ดร. โชติพัชร	ภรณ์วลัย	
รศ.ดร.บุษยพงษ์	รังสรรค์เสรี	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาถิพงษ์	
รศ.ดร.รัตติกกร	วรากุลศิริพันธุ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 กันยายน 2546 เวลา 14.00-16.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว  
  
(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัทธู)  
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่ 15 เดือน ตุลาคม พ.ศ. 2546

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของ Hybrid DS/SFH SSMA ในสภาพ แวดล้อมแบบหลายผู้ใช้ และหลายอัตราส่ง
นักศึกษา	นาย ปราชญ์ ดาบบัง
รหัสประจำตัว	42061313
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. รัตติกร วรากุลศิริพันธุ์

## บทคัดย่อ

ในงานวิจัยนี้ ได้เสนอแบบจำลองระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้และหลายอัตราส่ง แนวทางการประยุกต์ใช้แทนระบบ Multi-channel narrow-band slotted ALOHA ในโครงข่ายสื่อสารร่วมที่สามารถรองรับผู้ใช้ได้จำนวนมาก เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของโครงข่ายสื่อสารให้ดียิ่งขึ้น

ผู้วิจัยได้แสดงวิธีคำนวณหาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด (Probability of bit error) และค่าทราฟฟิค (Throughput) ของระบบที่นำเสนอ โดยมุ่งเน้นผลที่เกิดจากการใช้งานความถี่ซ้ำซ้อนกันและการใช้งานความถี่เหลื่อมล้ำกันของหลายผู้ใช้ในระบบ ในโหมดการส่งแบบหลายอัตราส่ง จะแสดงวิธีปรับแต่งอัตราส่งด้วยการเปลี่ยนค่าอัตราขยายขบวนการของสเปกตรัมแผ่ รวมทั้งการกำหนดรูปแบบเฟรมที่ใช้ในขบวนการรับส่ง

ผลการวิเคราะห์ปรากฏว่าระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA ที่นำเสนอมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลที่ดีกว่าระบบ DS-SSMA หรือ SFH-SSMA อย่างเดียว และมีค่าทราฟฟิคที่ดีกว่าระบบ Multi-channel narrow-band slotted ALOHA

<b>Thesis Title</b>	Performance Analysis of Hybrid DS/SFH SSMA in Multi-user and Multi-rate Environment
<b>Student</b>	Mr. Prach Dabbang
<b>Student ID.</b>	42061313
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Electronics Engineering
<b>Year</b>	2003
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Ruttikorn Varakulsiripunth

## **ABSTRACT**

In this research work, we propose the Multi-rate hybrid DS/SFH SSMA in multi-user and multi-rate environments. Furthermore, we propose the way to modify the Multi-channel narrow-band slotted ALOHA (M-ALOHA) to the slotted ALOHA hybrid DS/SFH SSMA (H-SSMA) system for approves the performance of communication network.

We present the probability of bit error and throughput calculation method. We emphasize on the interference effected by a hit and overlap of carrier frequencies that used by the active users in the system. In multi-rate transmission mode, the processing-gain of spread spectrum part will adjusted to achieve the appropriate total processing-gain and transmission bandwidth of the system. The transmission frame will be formed to synchronize the transmitter and receiver.

The numerical results show that, the hybrid DS/SFH system has a good probability of bit error more than the pure DS and pure SFH systems under the heavy traffic environment in both single-rate and multi-rate. Finally the proposed H-SSMA system has a good throughput more than the M-ALOHA system.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี เนื่องด้วยการสนับสนุนของบุคคลหลายฝ่าย ผู้ทำวิจัย

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.รัตติกร วรากุลศิริพันธุ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และอาจารย์ที่กรุณา ช่วยให้แนวความคิด ให้คำปรึกษาในการทำวิจัย ตลอดจนการวิเคราะห์เพื่อแก้ปัญหาต่างๆ อันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย และได้กรุณาให้การสนับสนุนโอกาสในการศึกษาวิจัยในระดับต่อไป

ขอขอบพระคุณ ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และ โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) และ องค์การความร่วมมือระหว่างประเทศของญี่ปุ่น (JICA) ที่ได้ให้การสนับสนุนเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัยนี้ในห้องปฏิบัติการโครงข่ายการสื่อสาร (Communication Network Laboratory)

ขอขอบคุณนักวิจัยรุ่นพี่ในห้องปฏิบัติการโครงข่ายการสื่อสารทุกท่าน ที่ช่วยสนับสนุน ให้คำปรึกษาและแก้ปัญหามาบางอย่างในการทำวิจัย

และสุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณคุณแม่อรทัย สามสี รวมทั้งญาติทุกท่านที่คอยอบรม เลี้ยงดู ให้โอกาสในการศึกษา และสนับสนุนในทุกๆด้าน รวมถึงช่วยเป็นกำลังใจผลักดันให้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดีเยี่ยม

ปราชญ์ ดาบบัง

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิด.....	2
1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.5 เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 หลักการทั่วไปของ SSMA และ Multi-rate SSMA.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 วิวัฒนาการสื่อสารยุคที่ 3.....	5
2.3 หลักการทั่วไปของ SSMA.....	7
2.3.1 สเปกตรัม.....	7
2.3.2 รหัส PN.....	8
2.3.3 รหัส Orthogonal.....	9
2.3.4 การ TAPS.....	10
2.3.5 รหัส Maximal Sequence.....	11
2.3.6 การทำสเปกตรัมแบบ DS.....	14
2.3.7 การทำสเปกตรัมแบบ FH.....	21
2.4 หลักการทั่วไปของ Multi-rate SSMA.....	25
2.4.1 ระบบหลายช่องสัญญาณ.....	25
2.4.2 ระบบมอดูเลตหลายระดับ.....	26
2.4.3 ระบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายขบวนการหลายค่า.....	26

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 แบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของ Single-rate และ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้.....	27
3.1 บทนำ.....	27
3.2 Single-rate Hybrid DS/SFH SSMA.....	27
3.2.1 แบบจำลอง.....	27
3.2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami fading.....	33
3.2.3 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh fading.....	40
3.2.4 การวิเคราะห์ผล.....	42
3.3 Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA.....	42
3.3.1 แบบจำลอง.....	42
3.3.2 การพิจารณาแถบกว้างความถี่และ Processing-gain โดยรวมของระบบ.....	43
3.3.3 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami fading.....	45
3.3.4 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh fading.....	48
3.3.5 การวิเคราะห์ผล.....	51
บทที่ 4 การวิเคราะห์และปรับแต่งสมรรถนะการส่งข้อมูลของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA.....	52
4.1 บทนำ.....	52
4.2 การส่งข้อมูลแบบเฟรมบนระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA.....	53
4.3 กรรณวิธีการปรับแต่งอัตราส่งข้อมูลระหว่างตัวส่งและตัวรับในการส่งแบบ Multi-rate.....	54
4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะ.....	54
4.4.1 ความน่าจะเป็นของความสำเร็จในการส่งแพ็คเกจ.....	55
4.4.2 การคำนวณทรูพุตของ H-SSMA.....	55
4.4.3 การคำนวณทรูพุตของ M-ALOHA.....	59
4.5 การวิเคราะห์ผล.....	60

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 บทสรุป.....	64
5.1 บทนำ.....	64
5.2 การประยุกต์ใช้.....	65
5.3 แนวทางการศึกษาต่อ.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ภาคผนวก ผลงานวิจัยและบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....	67
ประวัติผู้เขียน .....	68

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 มาตรฐานของโทรศัพท์มือถือยุคที่ 3.....	6
2.2 ตารางแสดงการตั้ง TAP ของรีจิสเตอร์ 4 ตัว.....	11
2.3 แสดงค่าอัตราสัมพันธ์ของชุดรหัสที่ได้จากซีพีรีจิสเตอร์ 4 ตัว .....	14
3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า $N$ และ $q$ ของระบบ DS, SFH และ Hybrid DS/SFH.	44

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงโครงสร้างของชิพตรีจิตเตอร์.....	8
2.2 แสดงชิพตรีจิตเตอร์ที่มีส่วนป้อนกลับ.....	9
2.3 แสดงชิพตรีจิตเตอร์ที่มีส่วนป้อนกลับมาบวกแบบมอดูโล 2.....	9
2.4 แสดงตำแหน่งการ TAP.....	11
2.5 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัส m-sequence ที่มีการเลื่อนไปของรหัสที่ค่าต่างๆ.....	12
2.6 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ I.....	14
2.7 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ Q.....	14
2.8 ตัวอย่างการทำสเปคตรัม.....	16
2.9 แบบจำลองการทำงานของระบบ DS-SSMA.....	17
2.10 แสดงรูปคลื่นในเครื่องส่งของรูปที่ 2.9.....	17
2.11 Direct-sequence spread coherent phase-shift keying (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ...	19
2.12 ระบบ FH/MFSK (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ.....	22
2.13 การครอบครองตำแหน่งความถี่พาหะของระบบกระโดดความถี่แบบช้า.....	23
2.14 การครอบครองตำแหน่งความถี่พาหะของระบบกระโดดความถี่แบบเร็ว.....	24
3.1 แบบจำลองระบบ Single-rate Hybrid DS/SFH SSMA.....	28
3.2 แสดงการเข้าใช้ความถี่พาหะ.....	34
3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับ $E_b / N_0$ บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่มี ผู้ใช้ $K=64$ , $N=16$ และ $q=4$ .....	38
3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่มี $E_b / N_0=10\text{dB}$ , $N=16$ และ $q=4$ .....	39
3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่มี $m=0.5$ , $N=16$ และ $q=4$ .....	39
3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่มี $N=16$ และ $q=4$ .....	41
3.7 แบบจำลองระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA.....	43
3.8 แสดงช่วงเวลาบิตข้อมูล ช่วงเวลาชีพส์ และช่วงเวลากระโดดทางความถี่.....	44

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ DS-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่าง 4 ระดับ โดยมีพารามิเตอร์ $m=0.5$ และ $E_b/N_0=10$ dB.....	45
3.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ SFH-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $m=0.5$ และ $E_b/N_0=10$ dB.....	46
3.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $m=0.5$ และ $E_b/N_0=10$ dB.....	47
3.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ DS-SSMA บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $E_b/N_0=10$ dB.....	48
3.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ SFH-SSMA บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $E_b/N_0=10$ dB.....	49
3.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ $P_e$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $E_b/N_0=10$ dB.....	50
4.1 ระบบ Multichannel narrow-band slotted ALOHA (M-ALOHA).....	52
4.2 ระบบ Hybrid DS/SFH SSMA slotted ALOHA (H-SSMA).....	53
4.3 เฟรมของระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA.....	53
4.4 ช่องสัญญาณสื่อสารแพคเกต.....	56
4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทรูพุด ( $S$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA ที่มีแถบกว้างความถี่เทียบเคียงกับ M-ALOHA จำนวน 64 ช่องสัญญาณ บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $m=0.5$ , $j = 10$ , $L = 1000$ , และ $E_b/N_0=10$ dB.....	60

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทรูพุดโครงข่าย (Actual: $S$ ) และทรูพุดประสิทธิผล (Effective: $T$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $m=0.5$ , $j = 10$ , $L = 1000$ , และ $E_b/N_0=10$ dB.....	61
4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทรูพุด ( $S$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราเข้ารหัสควบคุมความผิดพลาดต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $N = 16$ , $q = 4$ , $m=0.5$ , $L = 1000$ , และ $E_b/N_0=10$ dB.....	62
4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทรูพุดโครงข่าย (Actual: $S$ ) และทรูพุดประสิทธิผล (Effective: $T$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราเข้ารหัสควบคุมความผิดพลาดต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์ $N = 16$ , $q = 4$ , $m=0.5$ , $L = 1000$ , และ $E_b/N_0=10$ dB.....	63

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามรหัสหรือการแผ่สเปกตรัม (Code-Division Multiple-Access: CDMA or Spread-Spectrum Multiple-Access: SSMA) ที่กำลังได้รับการศึกษาและวิจัย เพื่อพัฒนาให้ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบันและอนาคตอันใกล้นี้แบ่งเป็น 3 ชนิดด้วยกันคือ ระบบ Direct-Sequence (DS) SSMA, ระบบ Frequency Hopping (FH) SSMA, และระบบ Hybrid Direct-Sequence/Frequency Hopping (DS/FH) SSMA สำหรับระบบ FH ยังแยกย่อยอีกเป็น Slow FH (SFH) และ Fast FH (FFH) ซึ่งทั้งสามระบบนี้ต่างก็มีข้อเด่นและข้อด้อยต่างกัน สำหรับระบบ DS นั้นจะมีจุดเด่นที่การต่อต้าน Multipath interference แต่จะมีปัญหาเกี่ยวกับ partial-band-jamming และ near-far effects ส่วนระบบ FH นั้นจะมีจุดเด่นที่การต่อต้าน partial-band-jamming และ near-far effects แต่จะมีปัญหาเกี่ยวกับ Multipath interference [1] ส่วนระบบ Hybrid DS/SFH ที่จะเสนอในงานวิจัยนี้ จะสามารถรวมข้อดีและข้อด้อยของทั้ง DS และ FH เข้าไว้ด้วยกัน ปัญหาที่ความยุ่งยากของวงจรที่เพิ่มมากกว่าทั้งระบบ DS และ FH เท่านั้นเอง

นอกจากนี้ ปริมาณความต้องการใช้งานช่องสัญญาณสื่อสารในปัจจุบันยังมีแนวโน้มที่สูงขึ้นมาก การออกแบบระบบสำหรับการสื่อสารมัลติมีเดีย (Multimedia) ก็กำลังได้รับการวิจัยพัฒนาเช่นกัน เนื่องจากข้อมูลแบบมัลติมีเดียมีหลายขนาดความจุ จึงต้องการความเร็วการส่งข้อมูลที่แตกต่างกัน เช่น การส่งข้อมูลเสียงอาจต้องการความเร็วการส่ง 64 kbps ส่วนข้อมูลไฟล์เอกสาร หรือข้อมูลภาพ อาจต้องการความเร็วสูงกว่าหลายสิบเท่า ดังนั้นจึงต้องพัฒนาช่องสัญญาณสื่อสารที่สามารถปรับอัตราการส่งข้อมูลได้หลายค่า หรือที่เรียกว่า Multi-rate ขึ้นมารองรับ เพื่อให้เหมาะกับชนิดของข้อมูล การใช้งานระบบจึงจะเกิดประสิทธิภาพสูงสุด ในงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้นำเสนอวิธีปรับอัตราการส่งสำหรับระบบ Multi-rate SSMA หลายวิธีด้วยกัน แต่วิธีหนึ่งที่ได้ผลดีมากที่สุดก็คือวิธีการปรับค่าอัตราประมวลผลขบวนการ (Processing-gain) ซึ่งในงานวิจัยนี้จะนำมาประยุกต์ใช้ เพื่อสร้างแบบจำลองระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH ขึ้น และใช้กับการส่งข้อมูลทั้งแบบ Single-rate และ Multi-rate

ด้วยเหตุนี้ จึงได้นำเสนอ “แบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้และหลายอัตราส่ง” ขึ้นในงานวิจัยนี้

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาแบ่งเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1. เพื่อศึกษาเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามรหัส (SSMA)
2. เพื่อสร้างแบบจำลองระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh ขึ้นใช้ในการส่งข้อมูลแบบ Single-rate และ Multi-rate
3. เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของแบบจำลองระบบที่สร้างขึ้น คือความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลและทรูพุด (Throughput) ทำการเปรียบเทียบกับระบบ Multichannel narrow-band ALOHA ที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบัน และปรับเปลี่ยนพารามิเตอร์บางอย่าง เพื่อให้ได้สมรรถนะที่ดีขึ้น
4. เสนอแนวทางการประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารไร้สาย และแนวทางวิจัยพัฒนาในอนาคต

## 1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิด

งานวิจัยนี้ จะนำเสนอแบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของ Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Rayleigh และ Nakagami ที่สามารถจำลองสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายได้หลายรูปแบบ ด้วยการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์การจางหาย (Fading parameter) จะทำการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลและทรูพุดของระบบในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้และหลายอัตราส่ง โดยมุ่งเน้นที่ผลของการใช้ความถี่พาหะซ้ำซ้อนกัน และผลของการใช้ความถี่พาหะเหลื่อมล้ำกัน ซึ่งไม่เคยมีงานวิจัยเช่นนี้มาก่อน นอกจากนี้ยังเสนอแนวคิดในการประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายในอนาคตด้วย

## 1.4 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

สร้างแบบจำลองระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh ขึ้น แล้วทำการวิเคราะห์หาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลและทรูพุด (Throughput) ของระบบในสภาพแวดล้อมของการใช้งานแบบหลายผู้ใช้และการส่งข้อมูลแบบ Single-rate และ Multi-rate เสนอแนวทางการประยุกต์ใช้แทนระบบ Multichannel narrow-band ALOHA เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบสื่อสารให้ดียิ่งขึ้น

## 1.5 เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะนำเสนอแบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้และหลายอัตราส่ง เนื้อหาภายในวิทยานิพนธ์แบ่งเป็น 5 บท แต่ละบทมีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 2 อธิบายถึงหลักการ คุณสมบัติ และเทคนิคของการทำสเปกตรัมแผ่ หรือ สเปกตรัมสเปกตรัม (Spread spectrum: SS) การใช้เทคนิคนี้ในการเข้าถึงช่องสัญญาณสื่อสารด้วยการแบ่งตามรหัส (SSMA) รวมถึงหลักการของระบบสื่อสารแบบหลายอัตราส่ง (Multi-rate SSMA) นอกจากนี้ยังอธิบายถึงระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 3 ที่นำเทคนิค SSMA ไปใช้งาน

บทที่ 3 อธิบายถึงแบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของ Single-rate และ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้ โดยจะนำเสนอแบบจำลอง การวิเคราะห์หาสมการความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูล การวิเคราะห์เชิงเลข และการอธิบายเชิงเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในสภาพแวดล้อมต่างๆ

บทที่ 4 อธิบายถึงการวิเคราะห์และปรับแต่งสมรรถนะการส่งข้อมูลของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA โดยจะเสนอวิธีการส่งข้อมูลในรูปแบบแพคเกจ (Packet) และเฟรม (Frame) กรรมวิธีปรับแต่งอัตราส่งข้อมูลระหว่างตัวส่งและตัวรับในการส่งแบบ Multi-rate การวิเคราะห์เชิงเลข และการอธิบายเชิงเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในสภาพแวดล้อมต่างๆ

บทที่ 5 กล่าวสรุปถึงงานโดยรวม การประยุกต์ใช้งาน และแนวทางพัฒนางานวิจัยนี้

## บทที่ 2

# หลักการทั่วไปของ SSMA และ Multi-rate SSMA

### 2.1 บทนำ

เมื่อปริมาณความต้องการใช้งานช่องสัญญาณสื่อสารเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว การจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารแบบหลายผู้ใช้ (Multi-user Communication) ที่มีประสิทธิภาพจึงจำเป็นอย่างยิ่ง ในงานวิจัยที่ผ่านมา [1-4] ได้พิสูจน์แล้วว่าวิธีเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามรหัสหรือการแผ่สเปกตรัม (Code-Division Multiple-Access: CDMA or Spread-Spectrum Multiple-Access: SSMA) มีประสิทธิภาพมากกว่าวิธีเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามความถี่ (Frequency-Division Multiple-Access: FDMA) และวิธีเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามเวลา (Time-Division Multiple-Access: TDMA) ในหลายๆ ด้าน ดังนั้น CDMA หรือ SSMA จึงถูกนำมาใช้งานในระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 3 (3rd Generation: 3G) ซึ่งเป็นเทคโนโลยีที่ได้รับการกล่าวขวัญมากในยุคปัจจุบัน

ในบทนี้จะกล่าวถึงวิวัฒนาการของการสื่อสารไร้สายจนนำมาสู่ยุคที่ 3 ซึ่งได้นำเทคนิค SSMA มาใช้ในการเข้าถึงช่องสัญญาณตลอดจนหลักการทั่วไปของ SSMA และ Multi-rate SSMA โดยจะกล่าวถึงหลักการและเทคนิคเบื้องต้นของทั้งสองระบบนี้ เพื่อให้เข้าใจถึงวิธีการมอดูเลตสัญญาณแบบแผ่สเปกตรัม การปรับค่าดัชนีแผ่ (Spreading factor) และอื่นๆ เพื่อนำไปสู่การทำ ความเข้าใจเทคนิค Hybrid Direct-Sequence/Slow Frequency-Hopping (Hybrid DS/SFH) SSMA ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

### 2.2 วิวัฒนาการสื่อสารยุคที่ 3

เนื่องจากวิธีเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามรหัสหรือการแผ่สเปกตรัม (SSMA) ถูกวิจัยและพัฒนาเพื่อใช้กับระบบสื่อสารไร้สายยุคใหม่เป็นหลัก ในหัวข้อนี้จึงขอกกล่าวถึงวิวัฒนาการของการสื่อสารไร้สาย พอสังเขป เพื่อแสดงให้เห็นถึงความสำคัญของการประยุกต์ใช้งานการแผ่สเปกตรัมได้ดียิ่งขึ้น

วิวัฒนาการของการสื่อสารไร้สายจะถูกแบ่งเป็น 3 ยุค ในยุคที่ 1 (1<sup>st</sup> Generation: 1G) เกิดขึ้นประมาณปี ค.ศ. 1980 ในรูปแบบการบริการเคลื่อนที่แบบเสียง (Speech) อย่างเดียว และมีลักษณะของสัญญาณในระบบเป็นสัญญาณอนาล็อก ทั้งสัญญาณเสียงสนทนาและสัญญาณควบคุมต่างๆ เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณจะเป็นแบบ FDMA ขนาดของโครงข่ายมีการขยายตัวขึ้นตามจำนวนผู้ใช้งาน จนมีการพัฒนาเป็นโครงข่ายระดับประเทศ มีหลายระบบที่ถูกพัฒนาขึ้นในเวลาไล่เลี่ยกัน แต่ระบบที่ได้รับความนิยมและกำหนดเป็นมาตรฐานจะมาจาก 3 ค่า คือ ยุโรป อเมริกา และญี่ปุ่น ยกตัวอย่างเช่น ระบบ TACS (Total Access Telecommunication System) ที่ใช้ใน

สหราชอาณาจักร (อังกฤษ) ระบบ NMT (Nordic Mobile Telephone) ที่ใช้ในกลุ่มประเทศ สแกนดิเนเวีย ระบบ AMPS (Advance Mobile Phone Service) ที่ใช้ในอเมริกาเหนือ และระบบ NTT (Nippon Telephone and Telegraph) ที่ใช้ในประเทศญี่ปุ่น

เนื่องจากข้อจำกัดเรื่องคุณภาพการส่งสัญญาณอนาล็อก ทำให้เกิดการพัฒนารูปแบบการ ส่งสัญญาณเป็นแบบสัญญาณดิจิทัล โดยทำการเข้ารหัสสัญญาณเสียงพูดเป็นสัญญาณดิจิทัล และ ใช้สัญญาณควบคุมเป็นสัญญาณดิจิทัล ทำให้สามารถสื่อสารได้ทั้งเสียงและข้อความ (Short Message Service) ระบบสื่อสารไร้สายจึงก้าวเข้าสู่ยุคที่ 2 (2<sup>nd</sup> Generation: 2G) ตั้งแต่บัดนั้น (ประมาณ ค.ศ.1990) เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณของระบบสื่อสารยุคที่ 2 จะเป็นแบบ TDMA ด้วยการนำย่านความถี่ย่อยจาก FDMA ในยุคที่ 1 มาแบ่งเป็นหลายช่วงเวลา (Time slot) ทำให้หนึ่ง ความถี่ย่อยสามารถให้บริการได้มากกว่าหนึ่งผู้ใช้ โครงข่ายสื่อสารไร้สายในยุคที่ 2 จึงขยายตัว อย่างรวดเร็ว ตัวอย่างของโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 2 ระบบ DCS (Digital Communication System) ที่ถูกพัฒนาและใช้ในยุโรป ระบบ AMPS1800 ที่ถูกพัฒนาและใช้ในอเมริกาเหนือ ระบบ PHS (Personal Handy phone System) ที่ถูกพัฒนาและใช้ในญี่ปุ่น

ในระหว่างช่วงการพัฒนาไปสู่ยุคที่ 3 (3<sup>rd</sup> Generation: 3G) มีการพัฒนาระบบสื่อสารไร้ สายในยุคที่ 2 ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น สามารถใช้รับส่งได้ทั้งเสียงและข้อมูลในรูปแบบสัญญาณ ดิจิทัลที่มีความเร็วสูงขึ้น โดยใช้เทคนิคต่างๆ เช่น HSCSD (High Speed Circuit Switch Data) และ GPRS (General Packet Radio Service) เป็นต้นมา และยังสามารถเชื่อมโยงกับระบบ อินเทอร์เน็ต (Internet) และอื่นๆ อีกมากมาย [5] ระบบที่ถูกพัฒนาขึ้นในช่วงปี ค.ศ.1998 นี้จะ เรียกว่าระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 2.5 (2.5G) และระบบที่ดีที่ระบบหนึ่งคือระบบ GSM (Global System for Mobile Communication) ที่ถูกพัฒนาขึ้นโดยกลุ่มประเทศ สแกนดิเนเวีย (นอร์เวย์และ สวีเดน) และถูกนำไปใช้ทั่วโลก โดยเฉพาะประเทศไทยที่มีผู้ใช้บริการระบบนี้มากที่สุด

ระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 จะเริ่มตั้งแต่ปี ค.ศ.2002 โดยมีเป้าหมายคือการส่งข้อมูล เสียง ข้อมูลและภาพยนตร์ หรือที่เรียกว่ามัลติมีเดีย (Multimedia) และสามารถเข้ากับระบบสวิตช์ (Switching) ที่มีอยู่ในแล้วในระบบโทรศัพท์พื้นฐานทั้งแบบเซอร์กิตสวิตช์ (Circuit Switch) และ แบบแพ็คเกจสวิตช์ (Packet Switch) [5] และที่สำคัญคือได้นำเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบ แบ่งตามรหัสหรือการแผ่สเปกตรัม (CDMA หรือ SSMA) มาใช้ ซึ่งทำให้สามารถรองรับผู้ใช้ได้ เป็นจำนวนทวีคูณ ปัจจุบัน ITU (International Telecommunication Union) ได้กำหนดมาตรฐาน ของระบบสื่อสารไร้สายยุคที่ 3 เรียกว่า IMT-2000 (International Mobile Telecommunication) และประเทศในยุโรปได้กำหนดมาตรฐานร่วมกัน เรียกว่า UMTS (Universal Mobile Telecommunication Service) ดังแสดงในตารางที่ 2.1 [5]

ในงานวิจัยนี้จะเสนอเทคนิค Hybrid DS/SFH SSMA เพื่อวิเคราะห์เปรียบเทียบเพิ่มประสิทธิภาพของเทคนิค SSMA ที่ใช้ในการสื่อสารไร้สายยุคที่ 3 รวมทั้งการพัฒนาไปสู่การสื่อสารไร้สายยุคที่ 4 ในโอกาสต่อไป

ตารางที่ 2.1 มาตรฐานของโทรศัพท์มือถือยุคที่ 3

เทคโนโลยี	IS-95-A	IS-95-B	CDMA 2000 (1xRTT)	W-CDMA (FDD)	W-CDMA (TDD)	W-CDMA (low chip rate TDD)	TD-CDMA
ประเทศที่ใช้	อเมริกา เกาหลีใต้ และหลายๆ ประเทศใน เอเชีย	อเมริกา เกาหลีใต้และ หลายๆ ประเทศใน เอเชีย	อเมริกา เกาหลีใต้ และญี่ปุ่น	ยุโรป อเมริกา เกาหลีใต้ และหลายๆ ประเทศใน เอเชีย	ยุโรป อเมริกา เกาหลีใต้ และหลายๆ ประเทศใน เอเชีย	ยุโรป อเมริกา เกาหลีใต้ และหลายๆ ประเทศใน เอเชีย	จีน และหลาย ประเทศใน เอเชีย
ปีที่เปิด บริการ	1995-1997	1995-1997	2001 (เกาหลี ใต้)	2001	2003 (หรือหลังจาก นี้)	2003 (หรือหลังจาก นี้)	2003 (หรือหลังจาก นี้)
ย่านกว้างของ ช่องสัญญาณ	123 MHz (อเมริกา) 125 MHz (ประเทศ อื่นๆ)	123 MHz (อเมริกา/ เกาหลีใต้) 125 MHz (ประเทศ อื่นๆ)	123 MHz (อเมริกา/ เกาหลีใต้) 125 MHz (ประเทศ อื่นๆ)	5 MHz	5 MHz	5 MHz	5 MHz
เทคนิคมอดู เลต	SSMA	SSMA	SSMA	SSMA	TDMA/SSM A	TDMA/SSM A	TDMA/SSM A
รูปแบบ มอดู เลต (Downlink)	QPSK (lbit/symbol)	QPSK (lbit/symbol)	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK	QPSK
รูปแบบมอดู เลต (Uplink)	QPSK (lbit/symbol)	QPSK (lbit/symbol)	HPSK	HPSK	HPSK	HPSK	HPSK
Symbol rate Chip rate	12288 Mcps	12288 Mcps	12288 Mcps	3.84 Mcps	3.84 Mcps	1.28 Mcps	1.28 Mcps
อัตราส่ง ข้อมูลสูงสุด	9.6 หรือ 14.4 kbps	64 kbps	307.2 kbps	384 kbps	384 kbps	384 kbps	384 kbps/2 Mbps
มาตรฐาน	IS-95-A	TIA/EIA-95- B	3GPP2	3GPP	3GPP	3GPP Ref4	CWTS

## 2.3 หลักการทั่วไปของ SSMA

หลักการเบื้องต้นของระบบ SSMA ได้จัดแบ่งความถี่ที่มีอยู่ทั้งหมดออกเป็นช่วง โดยแต่ละช่วงความถี่กว้างเท่ากับ 1.25 MHz โดยวิธี SSMA สังเกตว่าคลื่นพาห์หนึ่งความถี่มีย่านกว้างความถี่ (Bandwidth) กว้างกว่าระบบอื่นๆ เช่น GSM (200KHz) มาก ด้วยย่านกว้างความถี่ที่กว้างขนาดนี้ SSMA อนุญาตให้ผู้ใช้โทรศัพท์จำนวนมากจำนวนหนึ่งส่งสัญญาณลงบนคลื่นความถี่เดียวกันได้ ซึ่งหมายความว่าผู้ใช้ทุกๆ คนที่ใช้คลื่นพาห์เดียวกันจะรบกวนกันในเชิงความถี่ตลอดเวลาการใช้งาน หากแต่ว่าโทรศัพท์แต่ละเครื่องจะสามารถแยกแยะว่าสัญญาณส่วนใดที่เป็นของตนเองได้โดยอาศัยชุดรหัสที่แตกต่างกันในการรับและการส่งข้อมูล ด้วยเหตุนี้จึงเรียกระบบนี้ว่า Code Division Multiple Access (CDMA) ชุดรหัสที่ใช้ในการทำสเปกตรัมเหล่านี้มีชื่อเรียกว่า PN (Pseudorandom Noise) ซึ่งรหัสแต่ละชุดที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติที่เรียกว่า orthogonal กับชุดรหัสอื่นๆ ทั้งหมด

ขั้นตอนการสร้างสัญญาณสำหรับการส่งออก เริ่มด้วยการนำสัญญาณเสียงหรือสัญญาณข้อมูลแบบอื่น เช่น ข้อมูลที่อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลค่อนข้างต่ำ มาคูณกับรหัส PN ซึ่งมีอัตราบิตที่สูงกว่ามาก ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือข้อมูลที่มีอัตราส่งสูงกว่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่ามีการแผ่สเปกตรัมหรือสเปกตรัม (Spread spectrum) และย่านกว้างความถี่ของช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งข้อมูลนี้ก็ต้องมีขนาดใหญ่มากขึ้นด้วยคือ 1.25 MHz ส่วนการรับสัญญาณที่ปลายทางก็จะทำการดีสเปกตรัม (Despread spectrum) สัญญาณที่รับได้ เพื่อดึงสัญญาณเสียงเดิมกลับคืนมา ในการดีสเปกตรัมสัญญาณนั้นจะอาศัยวงจรคอร์เรเลเตอร์ (Correlator) ซึ่งทำหน้าที่คูณสัญญาณที่ได้รับกับรหัส PN ชุดเดิมซึ่งเหมือนกับการคูณที่ภาคส่งและจากนั้นก็หาค่าเฉลี่ยของสัญญาณทุกๆ หนึ่งคาบ เนื่องมาจากชุดรหัส PN ที่แตกต่างกันและมีคุณสมบัติเป็น Orthogonal ซึ่งกันและกัน ทำให้สามารถแยกแยะและเลือกรับเฉพาะสัญญาณที่เป็นข้อมูลของตนเองได้ [8]

### 2.3.1 สเปกตรัม

การทำสเปกตรัม (Spread spectrum) สำหรับการใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ SSMA หรือ CDMA การทำสเปกตรัมในยุคแรกๆ นั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อนำมาใช้ในงานในวงการทหารสำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับสัญญาณ (Enemy jamming) หากแต่ในปัจจุบันวิธีการนี้ได้นำมาใช้ประโยชน์ในระบบสื่อสารข้อมูลแบบไร้สาย และการสื่อสารยุคใหม่ (Modern communications) เช่น Wireless Lans, Cellular Telephones, Global Positioning System (GPS), และ Very Small Aperture Satellite Terminals (VSAT) เป็นต้น โดยประโยชน์สำคัญที่ได้จากวิธีนี้ก็คือ สามารถเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลให้สูงขึ้น ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วมีความเป็นไปได้ที่จะเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลให้สูงกว่าระบบที่มีการใช้งานอยู่อย่างแพร่หลาย

ในขณะนี้คือ FDMA และ TDMA นอกจากนี้ระบบที่ใช้เทคนิคเข้าถึงช่องสัญญาณ SSMA ยังสามารถให้บริการผู้ใช้นี้มากกว่าระบบ FDMA ถึง 1.3 เท่าในขณะที่ใช้ย่านกว้างความถี่ช่องสัญญาณเท่ากัน

วิธีการทำสเปกตรัมสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีหลักคือ

1. การแผ่สเปกตรัมแบบลำดับตรง (Direct Sequence: DS)
2. การแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping: FH)

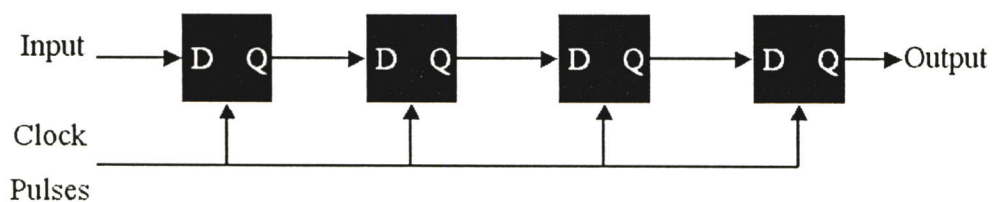
ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันโดยหลักการ แต่ทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกันที่มีชื่อเรียกว่า รหัส PN (Pseudorandom Noise) เป็นส่วนสำคัญ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างและคุณลักษณะของรหัส PN ก่อนที่จะกล่าวถึงหลักการของการทำสเปกตรัมแบบ DS

รหัส PN ก็คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณแรนดอมมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่น นำมาใช้ในการซิงโครไนซ์สัญญาณ (Signal synchronization), การเข้ารหัสลับข้อมูล (Cryptography) และ การทำสเปกตรัม (Spread spectrum) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น m-sequence, Gold และ Kasami เป็นต้น วิธีการหนึ่งที่ได้รับคามนิยมมากเป็นพิเศษคือ วิธีที่เรียกว่า Binary maximal sequence หรือที่เรียกกันทั่วไป Binary m-sequence

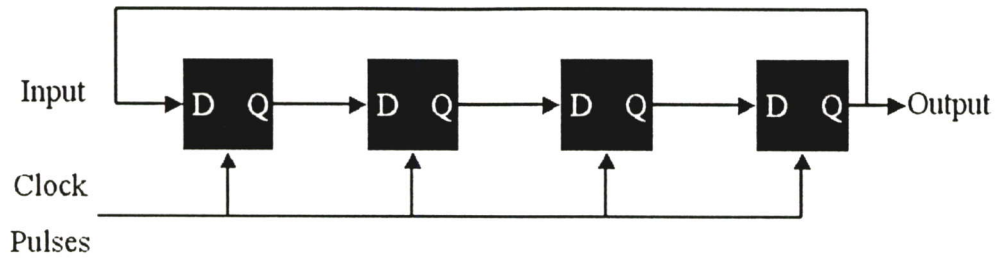
### 2.3.2 รหัส PN

รหัส Pseudorandom Noise หรือ Pseudo Noise (PN) sequence สร้างขึ้นจากระบบที่มีส่วนประกอบ 3 ส่วน คือ

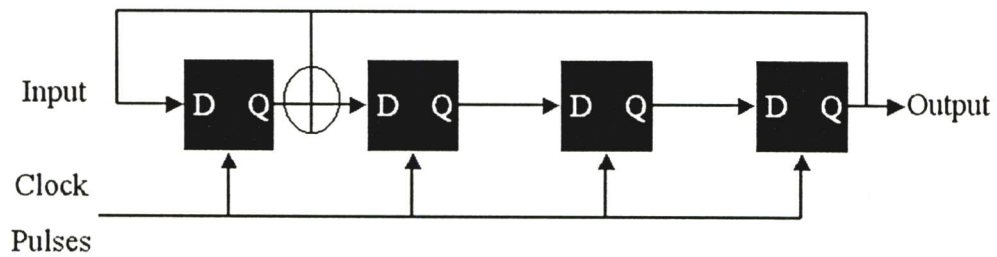
- 1) ดีเลย์อีลิเมนต์ (Delay Element) ปกติก็คือชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ต่ออนุกรมกันดังรูปที่ 2.1
- 2) ฟีดแบ็คลูปอีลิเมนต์ (Feedback Loop Element) ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของชิฟต์รีจิสเตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงชิพรีจิสเตอร์ที่มีส่วนป้อนกลับ



รูปที่ 2.3 แสดงชิพรีจิสเตอร์ที่มีส่วนป้อนกลับมาบวกแบบมอดูโล 2

3 ) ลิเนียร์คอมไบเนิงอิลิเมนต์ (Linear Combining Element) ตามปกติก็คือ Exclusive-OR ที่แทนด้วยสัญลักษณ์การบวกภายในวงกลม ซึ่งก็คือการบวกแบบมอดูโล 2 (modulo-2) ดังรูปที่ 2.3 ตารางความจริง (Truth table) สำหรับการบวกแบบมอดูโล 2 คือ

$$\begin{array}{ll} 1 + 0 = 1 & 0 + 0 = 0 \\ 0 + 1 = 1 & 1 + 1 = 0 \end{array}$$

### 2.3.3 รหัส Orthogonal

รหัส 2 ชุด จะกล่าวได้ว่ามีคุณสมบัติเชิงตั้งฉากซึ่งกันและกัน หรือเรียกว่า Orthogonal กัน หากค่าอัตราสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) เท่ากับศูนย์ หากมีรหัส 2 ชุด ขนาด m-bit :  $x_1, x_2, \dots, x_m$  และ  $y_1, y_2, \dots, y_m$  จะได้ว่า

$$R_{xy}(0) = \sum_{i=1}^m x_i y_i = 0 \quad (2.1)$$

ดังตัวอย่าง การ Cross-correlation ระหว่าง รหัส 2 ชุด ขนาด 4 บิต

$$\begin{array}{l} x = 0 \ 0 \ 1 \ 1 \\ y = 0 \ 1 \ 1 \ 0 \end{array}$$

จะได้ว่า

$$\begin{array}{cccc} -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{array}$$

$$R_{xy}(0) = 1 - 1 + 1 - 1 = 0$$

นั่นคือ บิต 0 จะแทนด้วย  $-1$  และ บิต 1 จะแทนด้วย  $+1$  นั่นเอง กรณีเดียวกันแสดงให้เห็นว่าค่า Cross-correlation ระหว่างรหัส 2 ชุด ขนาด 4 บิต  $x = 0 \ 1 \ 0 \ 1$  และ  $y = 0 \ 1 \ 1 \ 0$  จะเท่ากับ ศูนย์

$$\begin{array}{cccc} -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \end{array}$$

$$R_{xy}(0) = 1 + 1 - 1 - 1 = 0$$

สังเกตว่ารหัสที่ Orthogonal กันนั้นจะมีจำนวนบิตที่เป็น 0 และบิตที่เป็น 1 เท่ากัน แต่ก็จะมีบางกรณีที่รหัส 2 ชุดมีจำนวนบิตที่เป็น 0 และบิตที่เป็น 1 เท่ากัน แต่ค่า Cross-correlation ไม่เท่ากับ ศูนย์

$$\begin{array}{cccc} x = 0 & 0 & 1 & 1 \\ y = 1 & 1 & 0 & 0 \end{array}$$

จะได้ว่า

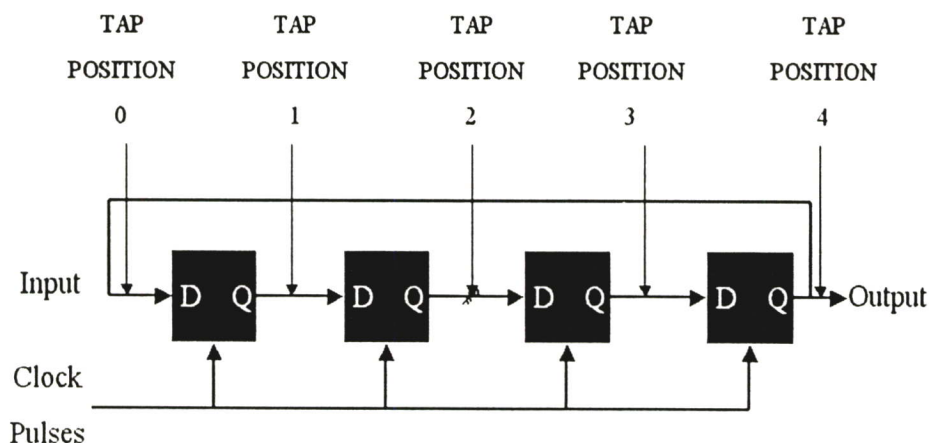
$$\begin{array}{cccc} -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \end{array}$$

$$R_{xy}(0) = -1 - 1 - 1 - 1 = -4$$

จึงกล่าวได้ว่ารหัสชุดนี้ไม่ Orthogonal กัน

### 2.3.4 การ TAPS

ลำดับสัญญาณที่ได้นั้น จะแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของการป้อนกลับมาเข้า XOR gate นั่นคือรูปแบบของการ TAP นั่นเอง จุดที่ TAP มีความสำคัญต่อการกำเนิดรหัสอย่างมาก จากรูปที่ 2.4 แสดงตำแหน่งการตั้ง TAP ที่เป็นไปได้ทั้งหมดจากรีจิสเตอร์ 4 ตัว นั่นคือมีลักษณะ โพลีโนเมียล (เริ่มจากซ้าย) เช่น ตำแหน่งการ TAP ที่ 3 ก็จะเท่ากับ  $X^3$  ส่วน TAP 0 จะใช้  $X^0 = 1$  เป็นต้น



รูปที่ 2.4 แสดงตำแหน่งการ TAP

จากตารางที่ 2.2 แสดงถึงหลักเกณฑ์เฉพาะที่นำมาใช้พิจารณาหาตำแหน่งการ TAP ที่เหมาะสม สังเกตว่าการตั้ง TAP ที่ตำแหน่ง Ch (0011) และ 9h (1001) จะให้ความยาวรหัสเท่ากับ  $2^n - 1$  และเป็นความยาวรหัสสูงสุดที่ได้

ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงการตั้ง TAP ของรีจิสเตอร์ 4 บิต

บิต1	บิต2	บิต3	บิต4	HEX	ความยาว	โพลีโนเมียล
0	0	0	1	8h	4	$X^4 + 1$
0	0	1	1	Ch	*15	$X^4 + X^3 + 1$
0	1	0	1	Ah	6	$X^4 + X^2 + 1$
0	1	1	1	Eh	0	$X^4 + X^3 + X^2 + 1$
1	0	0	1	9h	*15	$X^4 + X + 1$
1	0	1	1	Dh	0	$X^4 + X^3 + X + 1$
1	1	0	1	Bh	0	$X^4 + X^2 + X + 1$
1	1	1	1	Fh	5	$X^4 + X^3 + X^2 + X + 1$

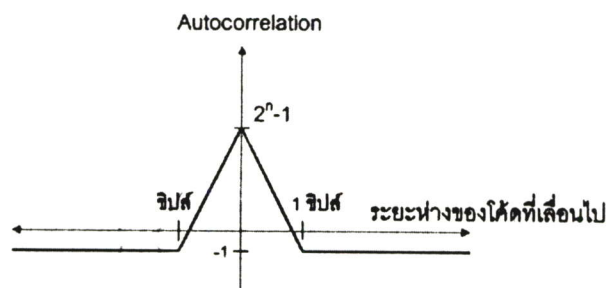
### 2.3.5 รหัส Maximal Sequence

รหัส Maximal-sequence หรือ m-sequence เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิพรีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิพรีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปไปยังที่ขาเข้าของชิพรีจิสเตอร์ตัวแรก โดยนิยามแล้วรหัสชนิดนี้สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวมากที่สุดได้คือมีความยาวเท่ากับ  $2^n - 1$  เมื่อ  $n$  คือ จำนวนของชิพรีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

- รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิปส์ (Chips) ที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่าชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปส์เสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ  $2^{10} - 1 = 1,023$  ชิปส์ จะประกอบด้วยชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิปส์ และชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิปส์

- ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุด จะมีช่วงของชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (Run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัส m-sequence จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด  $p$  ชิปส์เกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น  $2^{n-(p+2)}$  ครั้ง โดย  $p$  มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง  $n-2$  เมื่อ  $n$  คือจำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด  $n-1$  จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด  $n$  จำนวน 1 รันเสมอ

- อัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของชุดรหัส m-sequence จะมีค่าเท่ากับ  $-1$  เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า  $\pm 1$  ชิปส์ แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง  $0 \pm 1$  ค่าของอัตสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้นโดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง  $-1$  ถึง  $2^n - 1$  รูปที่ 2.5 ประกอบหมายเหตุในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์สามารถกระทำได้นำค่าของชิปส์จากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาบวกรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่าอัตสหสัมพันธ์ ทั้งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ใช้  $-1$  แทนชิปส์ที่มีค่าเป็นศูนย์ และ  $1$  แทนชิปส์ที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่เหมือนกันแต่อาจมีการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณองอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่างๆ ตามต้องการ



รูปที่ 2.5 ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัส m-sequence ที่มีการเลื่อนไปของรหัสที่ค่าต่างๆ

- เมื่อนำรหัส m-sequence ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดุโล 2 กับรหัสชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปส์ไป จะได้รหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่จะมีการเลื่อนของชิปส์ไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

- หากพิจารณาค่าของซีฟส์รีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของซีฟส์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของซีฟส์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีเกิดการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของซีฟส์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรซีฟส์รีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้น ในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของซีฟส์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าไม่เป็นศูนย์พร้อมกันทั้งหมด

คุณสมบัติต่างๆ ที่กล่าวมาทำให้รหัสประเภทนี้มีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ เช่น การที่รหัสมีจำนวนชิปส์ที่เป็นศูนย์ใกล้เคียงกับชิปส์ที่เป็นหนึ่ง ทำให้เวลานำมาใช้งานกับระบบสื่อสารบางประเภทเช่นระบบที่มอดูเลตสัญญาณโดยมีการ Suppress carrier จะไม่มีปัญหาในเรื่องขององค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงเกิดขึ้น สังเกตว่ารหัสที่มีความยาวมากขึ้นปัญหาในเรื่องดังกล่าวก็จะลดลงตามไปด้วย

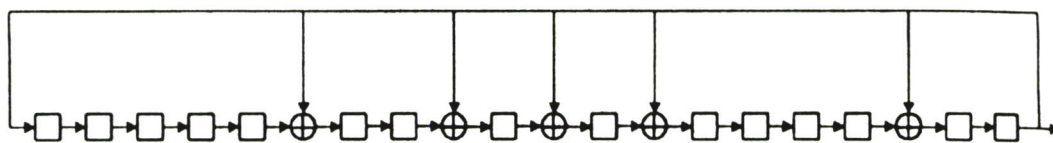
จากรูปแบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณแรนคอมจริง ๆ ทั้งๆ ที่รหัส m-sequence เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นรายคาบคือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติออสซิลเลชันของรหัส m-sequence ก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ SSMA หรือ CDMA เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีความยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมาก โดยอาศัยการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่นในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA (IS-95) ใช้รหัส Short PN ที่สร้างจากซีฟส์รีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัวในการสร้างรหัสที่มีความยาวเท่ากับ  $2^{15} - 1 = 32,768$  ชิปส์ สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิปส์ของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิปส์ เพราะฉะนั้นก็จะมีรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด  $32,768/64 = 512$  ชุดสำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

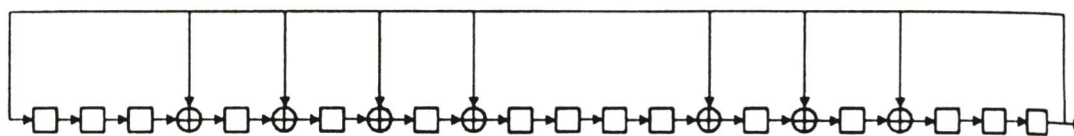
รหัส Short PN นี้มีอยู่ 2 ชุดคือ I และ Q โดยแต่ละชุดสร้างจากการใช้ซีฟส์รีจิสเตอร์ขนาด 15 บิต โดยต่อเชื่อมกันให้มีโครงสร้างเป็น maximum length LFSRs และใช้โพลิโนเมียล 2 ชุดต่อไปนี้

$$I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$$

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



รูปที่ 2.6 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ I



รูปที่ 2.7 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ Q

โครงสร้างของวงจรสร้างชุดรหัส Short PN มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.6 และ 2.7 วงจรทั้งสองสามารถสร้างชุดรหัสที่มีความยาวเท่ากับ  $2^{15} - 1 = 32,767$  จากนั้นจะมีการเพิ่มบิต 0 อีกหนึ่งบิตเข้าไปเมื่อพบรหัสที่มีค่า 0 ติดต่อกัน 14 ตัว เพื่อให้ได้รหัสที่มีความยาวเท่ากับ 32,768 เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.228 Mbps ดังนั้นรหัสนี้จะมีการซ้ำทุกๆ 26.66 ms

ตารางที่ 2.3 แสดงค่าอัตราสหสัมพันธ์ของชุดรหัสที่ได้จากชิปรีจิสเตอร์ 4 ตัว

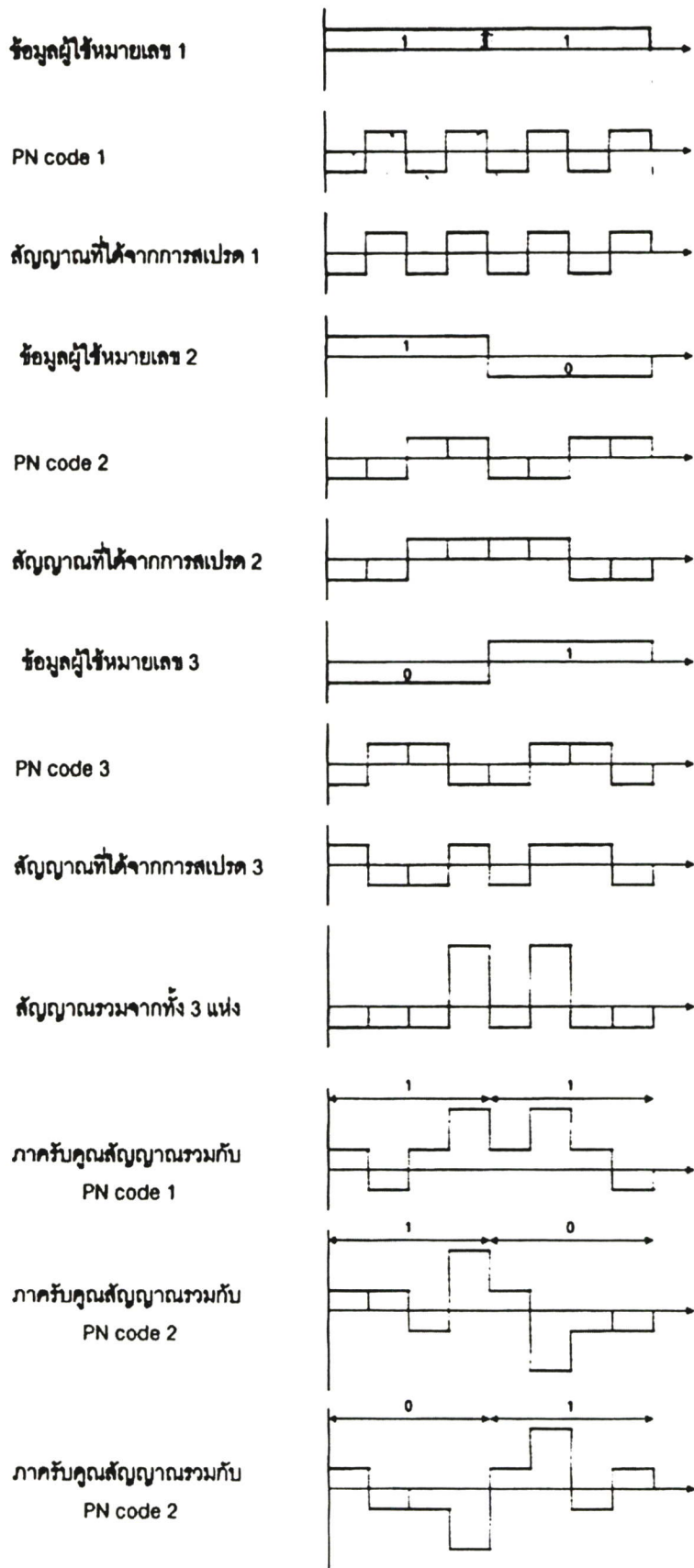
จำนวนชิปส์ที่เลื่อนจากกัน	ลำดับสัญญาณ	อัตราสหสัมพันธ์
0	000100110101111	15
1	100010011010111	-1
2	110001001101011	-1
3	111000100110101	-1
4	111100010011010	-1
5	011110001001101	-1
6	101111000100110	-1
7	010111100010011	-1
8	101011110001001	-1
9	110101111000100	-1
10	011010111100010	-1
11	001101011110001	-1
12	100110101111000	-1
13	010011010111100	-1
14	001001101011110	-1
15	000100110101111	15

### 2.3.6 การทำสเปกตรัมแบบ DS

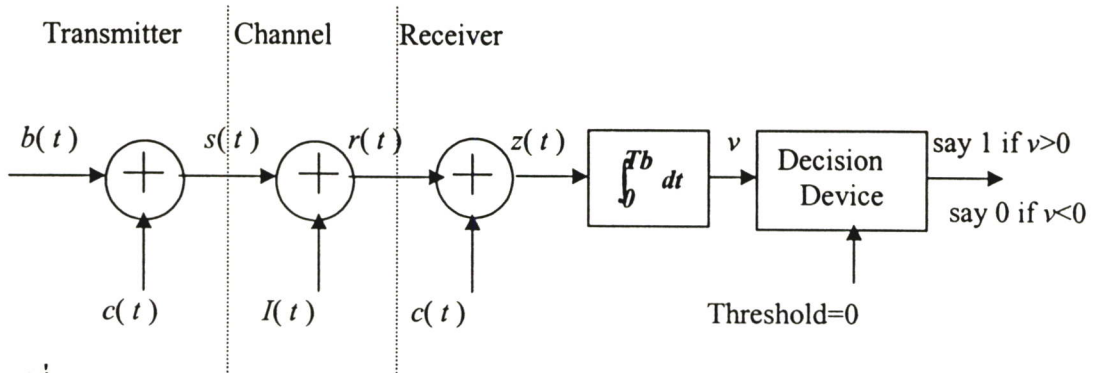
ในส่วนแรกนี้ จะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการทำสเปกตรัมแบบ Direct Sequence เพื่อการใช้งานในระบบ (CDMA) โดยเราจะยกตัวอย่างง่ายๆ สำหรับใช้ในการบรรยายถึงกรรมวิธีการทำสเปกตรัมในแต่ละขั้นตอน สมมติว่าในระบบที่เราสนใจมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด 3 คน ซึ่งแต่ละคนก็จะได้รับชุดรหัส PN ที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลออกจะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำการสเปกตรัมโดยการนำบิตข้อมูลไปคูณกับชุดรหัส PN ของตนเองซึ่งจะทำให้อัตราบิตมีขนาดสูงขึ้น หมายเหตุ: โดยทั่วไปอัตราบิตหลังจากการทำ สเปกตรัมแล้วจะเรียกว่าอัตราชิปส์ (chip rate) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งในตัวอย่างนี้อัตราชิปส์มีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่าตัวของอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้ สำหรับตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.8 สังเกตว่าสัญญาณ 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และ สัญญาณ 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกตรัมแล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั้นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของ 3 สัญญาณรวมกันซึ่งดูเหมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่ และยากต่อการแยกแยะออกมา จากรูปที่ 2.8 ประกอบ [10]

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้น สามารถทำได้โดยการนำชุดรหัส PN ของตนเองไปคูณกับสัญญาณที่รับได้และทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 บิตหรือเท่ากับ ความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป ยกตัวอย่างเช่นถ้าเรานำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกัน จะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4 จะเห็นว่าถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0

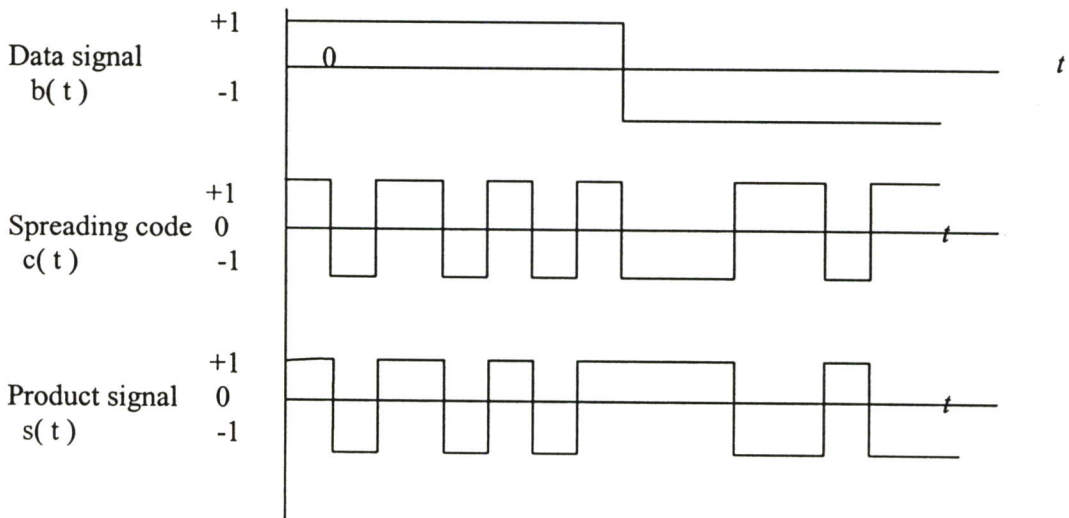
โปรดสังเกตว่า การที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัส PN ของผู้ใช้คนหนึ่งไปคูณกับส่วนสัญญาณที่แผ่สเปกตรัมออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่นถ้าเรานำชุดรหัส PN ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนสัญญาณที่แผ่สเปกตรัมออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หมด ซึ่งจริงๆ แล้วถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณีจะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่แผ่สเปกตรัมออกด้วยชุดรหัส PN ชุดหนึ่งจะไม่สามารถตีสเปกตรัมออกด้วยชุดรหัส PN ชุดอื่น ซึ่งทำให้เราสามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปกตรัมก็คือการเลือกชุดรหัสที่มีคุณสมบัติพิเศษดังที่อธิบายไว้ในเบื้องต้นนั่นเอง



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างการทำสเปรตสเปกตรัม



รูปที่ 2.9 แบบจำลองการทำงานของระบบ DS-SSMA



รูปที่ 2.10 แสดงรูปคลื่นในเครื่องส่งของรูปที่ 2.9

พิจารณารูปที่ 2.9 ที่เครื่องส่ง กำหนดให้  $b(t)$  คือลำดับข้อมูลข่าวสาร (Data Sequence)  $c(t)$  คือรหัสแผ่ และ  $s(t)$  คือรหัสขาออกจากตัวมอดูเลตแบบคูณ จะเขียนสมการได้ดังนี้

$$s(t) = b(t)c(t) \tag{2.2}$$

ที่ช่องสัญญาณ สัญญาณสอดแทรก  $i(t)$ , จะบวกเพิ่มกับสัญญาณที่ส่งมา ฉะนั้นจะเขียนสมการสัญญาณที่รับได้ (ที่ขาเข้าของเครื่องรับ) ดังนี้

$$r(t) = s(t) + i(t) = b(t)c(t) + i(t) \tag{2.3}$$

เครื่องรับประกอบด้วยวงจรมคูณ (Multiplier) ตัวอินทิเกรต (Integrator) และอุปกรณ์ตัดสินใจ (Decision device) ทำหน้าที่คืนรูปข้อมูลข่าวสารดั้งเดิมกลับมา ชั้นแรกสัญญาณขาเข้าของเครื่องรับ จะถูกคูณด้วยรหัสแผ่ที่เหมือนกันทุกประการกับรหัสแผ่ที่ใช้ในเครื่องส่ง เขียนสมการได้ดังนี้

$$r(t) = r(t)c(t) = b(t)c^2(t) + i(t)c(t) \tag{2.4}$$

รหัสแอมป์และลำดับข้อมูลจะถูกกำหนดให้เป็นสัญญาณ Non Return to Zero – Bipolar (NRZ-B) กล่าวคือสัญญาณมีสองระดับคือแรงดันบวก (+1) และแรงดันลบ (-1) ดังรูปที่ 2.10 การคูณกันของรหัสแอมป์ที่เหมือนกันทุกประการจะได้ระดับแรงดันบวกทุกสถานะ นั่นคือ  $(+1)^2 = 1$  และ  $(-1)^2 = 1$  จึงสรุปได้ว่า

$$C^2(t) = 1 \quad (2.5)$$

สมการที่ (2.4) จะถูกลดรูปได้ดังนี้

$$z(t) = b(t) + i(t)c(t) \quad (2.6)$$

เมื่อสัญญาณผลลัพธ์  $z(t)$  ถูกส่งผ่านตัวอินทิเกรต (ตัวกรองความถี่ต่ำผ่าน) ที่มีย่านความถี่ผ่านเหมาะสมต่อการคืนรูปข้อมูล  $b(t)$  ส่วนองค์ประกอบที่มีแถบความถี่กว้าง  $i(t)c(t)$  จะถูกกรองทิ้งไป ส่วนองค์ประกอบ  $b(t)$  เมื่อถูกอินทิเกรตสัมพันธ์กับช่วงเวลาของบิตข้อมูล (Data bit duration:  $T_b$ ) จะได้ระดับแรงดันไฟตรง ซึ่งอุปกรณ์ตัดสินใจ (Decision device) จะทำการตัดสินใจว่าระดับแรงดันนี้มีสถานะเป็น '0' หรือ '1' ด้วยการเปรียบเทียบกับจุดเปลี่ยนแปลง (Threshold) ที่ตั้งไว้

ในทางปฏิบัติ นิยมใช้เทคนิค DS-SSMA ร่วมกับเทคนิคการมอดูเลตเชิงเลขแบบเลื่อนเฟส (Phase-shift keying: PSK) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 และเรียกรวมกันว่า การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบแอมป์ลำดับโดยตรง (Direct-sequence spread binary phase-shift keying: DS/BPSK) เทคนิค BPSK ที่ใช้ร่วมนี้จะแตกต่างจากเทคนิคที่ใช้ปกติทั่วไปในระบบไม่แผ่สเปกตรัมเพียงความไวของอัตราบิตข้อมูลขาเข้าของตัวมอดูเลต BPSK เท่านั้น นั่นหมายความว่า ตัวมอดูเลต BPSK ที่ใช้ร่วมในระบบ DS/BPSK จะต้องทำงานเร็วกว่าระบบไม่แผ่สเปกตรัม

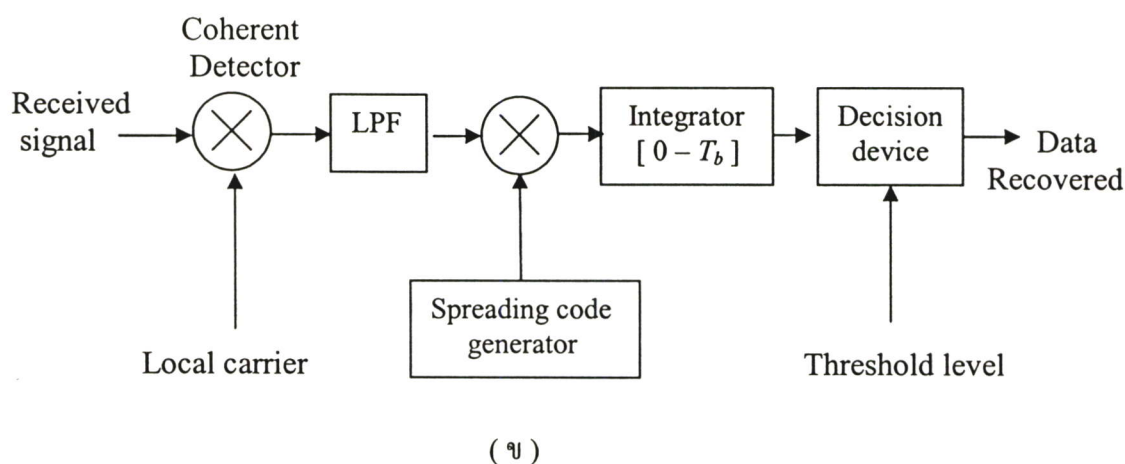
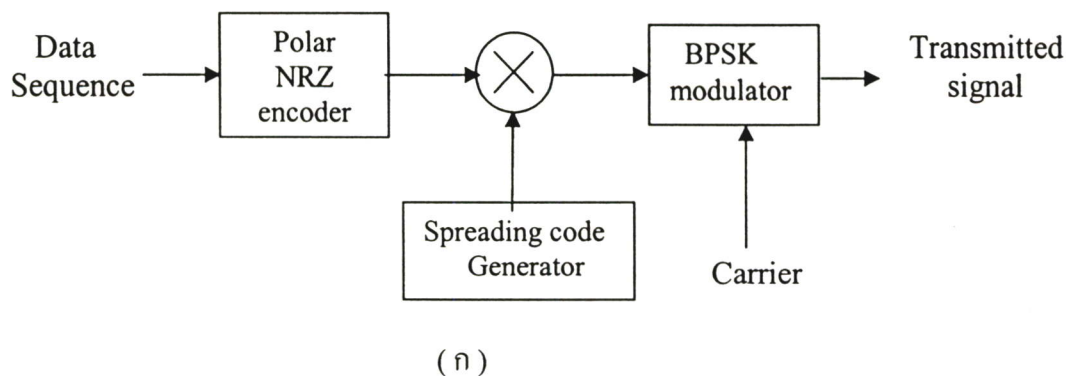
#### อัตราขยายกระบวนการ (Processing Gain)

พิจารณาสัญญาณที่เครื่องรับกำหนดให้  $E_b$  คือพลังงานสัญญาณต่อบิตและ  $J$  คือกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณแทรกแซงในระบบอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal - to - noise ratio) ที่ขาออกของวงจรดีเทกเตอร์แบบสมนัย (Coherent detector) ได้ดังนี้ [4]

$$SNR_o = \frac{2E_b}{JT_c} \quad (2.7)$$

กำลังสัญญาณเฉลี่ยต่ออินพุตเครื่องรับเท่ากับ  $E_b/T_b$  จะได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ขาเข้าของเครื่องรับดังนี้

$$SNR_i = \frac{E_b/T_b}{J} \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.11 Direct-sequence spread coherent phase-shift keying (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ

ทำการกำจัดนิพจน์ระหว่างสมการ (2.7) และ (2.8) ได้ดังนี้

$$SNR_o = 2 \frac{T_b}{T_c} SNR_i \quad (2.9)$$

จัดให้อยู่ในรูปเดซิเบล (Decibel) ได้ดังนี้

$$10 \log(SNR_o) = 10 \log 2 + 10 \log \frac{T_b}{T_c} + 10 \log SNR_i \quad (2.10)$$

$$SNR_o \text{ (dB)} = 3 + 10 \log(PG) + SNR_i \text{ (dB)} \quad \text{[dB]}$$

เมื่อ

$$PG = \frac{T_b}{T_c} \quad (2.11)$$

เมื่อ  $T_b$  คือช่วงเวลาบิตข้อมูลและ  $T_c$  คือช่วงเวลาชิพส์ (Chips) พจน์ 3 dB ในสมการข้างบนคือ อัตราขยายปกติของวงจรถักเทกเตอร์แบบสมนัย (Coherent detector) ส่วนพจน์  $10 \log(PG)$  ได้มา เพราะการใช้เทคนิคการแผ่สเปกตรัม อัตราส่วน PG ที่นิยามในสมการที่ (2.11) อย่างเป็นทางการ

อัตราขยายกระบวนการ (Processing Gain: PG) เนื่องจากอัตราขยายกระบวนการนี้ได้มาโดยการกระทำกระบวนการสัญญาณแบบแผ่สเปกตรัมซึ่งไม่มีในสัญญาณแบบไม่แผ่สเปกตรัม จึงเรียกค่านี้ได้อีกอย่างหนึ่ง คำนีแผ่ (Spreading factor: SF)

#### การหาความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด (Probability of Error)

กำหนดให้  $V_j$  เป็นค่าสุ่มตัวอย่างขององค์ประกอบสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการแทรกแซงจากภายนอก ซึ่งจะบวกเพิ่มเข้ากับองค์ประกอบสัญญาณข้อมูลที่ตีเทกได้ทางขาเข้าของเครื่องรับ ดังนั้นระดับแรงดันสัญญาณที่ขาออกของวงจรตีเทกเตอร์แบบสมนัยแสดงได้ดังนี้

$$V = \pm\sqrt{E_b} + V_j \quad (2.12)$$

เมื่อ  $E_b$  เป็นพลังงานสัญญาณที่ถูกส่งต่อบิต สัญลักษณ์บวก (+) คือการส่งลอจิก '1' และสัญญาณลักษณ์ลบ (-) คือการส่งลอจิก '0' โดยกำหนดให้มีระดับแรงดันสัญญาณของการส่งลอจิก '1' และ '0' เท่ากัน ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด (Probability of error:  $P_e$ ) แสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_e &= P(V > 0 \mid \text{symbol '0' was sent}) \\ &= P(V_j > \sqrt{E_b}) \end{aligned} \quad (2.13)$$

ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าคำนีแผ่ (SF) มากๆ ส่วนองค์ประกอบสัญญาณรบกวน  $V_j$  ที่ขาออกของวงจรตีเทกเตอร์แบบสมนัยจะถูกระบุประมาณให้เป็นตัวแปรแบบเกาส์ (Gaussian random variable) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 และค่าผันผวน (Variance) เท่ากับ  $JT_c/2$  ด้วยการประมาณการนี้จะสามารถคำนวณค่าความเป็นไปได้ของเหตุการณ์ที่  $V_j > \sqrt{E_b}$  และความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดเฉลี่ยตามสมการ ที่ 2.13 ได้ดังนี้ [4]

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{JT_c}} \right) \quad (2.14)$$

เปรียบเทียบกับความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดเฉลี่ยสำหรับระบบ BPSK แบบปกติในระบบที่ไม่ทำการสเปกตรัมที่มีสมการดังนี้ [4-5]

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.15)$$

นั่นคือ

$$\frac{N_0}{2} = \frac{JT_c}{2} \quad (2.16)$$

เนื่องจากพลังงานสัญญาณต่อบิต  $E_b = P \cdot T_b$  เมื่อ  $P$  คือค่ากำลังงานเฉลี่ยต่อบิต และ  $T_b$  คือช่วงเวลาบิต ฉะนั้นอัตราส่วนพลังงานสัญญาณต่อบิตต่อความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวน (Signal energy per bit – to - noise spectral density ratio) แสดงได้ดังนี้

$$\frac{E_b}{N_0} = \left( \frac{T_b}{T_c} \right) \left( \frac{P}{J} \right) \quad (2.17)$$

หรือเขียนในพจน์ของอัตราขยายกระบวนการนี้ได้ดังนี้

$$\left( \frac{J}{P} \right) = \frac{PG}{E_b/N_0} \quad (2.18)$$

อัตราส่วน  $J/P$  เรียกว่าขอบเขตการส่งสัญญาณรบกวน (Jamming margin) ทั้งขอบเขตการส่งสัญญาณรบกวนและอัตราขยายกระบวนการทำงานสามารถแสดงให้อยู่ในรูปเดซิเบลทั้งคู่ จะแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$(\text{Jamming margin})_{\text{dB}} = (\text{Processing gain})_{\text{dB}} - 10 \log \left( \frac{E_b}{N_0} \right)_{\text{min}} \quad (2.19)$$

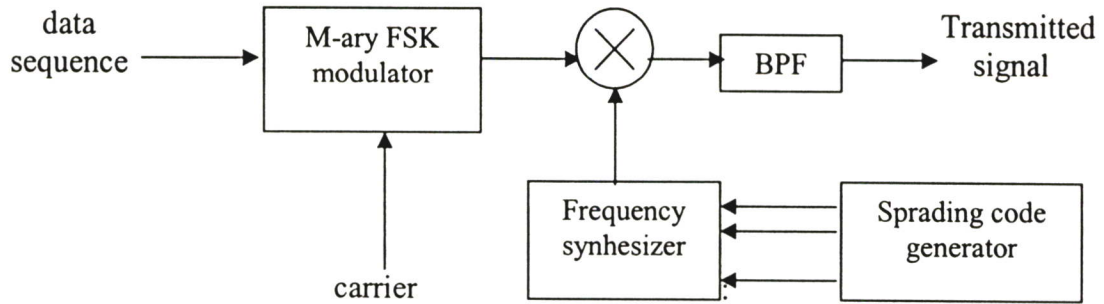
เมื่อ  $(E_b/N_0)_{\text{min}}$  คือค่า SNR ต่ำสุดที่ทำให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดเฉลี่ยไม่เกินค่าที่ตั้งไว้

สมการที่ (2.19) แสดงให้เห็นถึงขอบเขตการส่งสัญญาณรบกวนของระบบแผ่สเปกตรัมพจน์สุดท้ายในสมการที่ 2.19) สามารถทำได้โดยระบบไม่แผ่สเปกตรัม แต่พจน์ (Processing gain)<sub>dB</sub> ได้จากระบบแผ่สเปกตรัมเท่านั้น

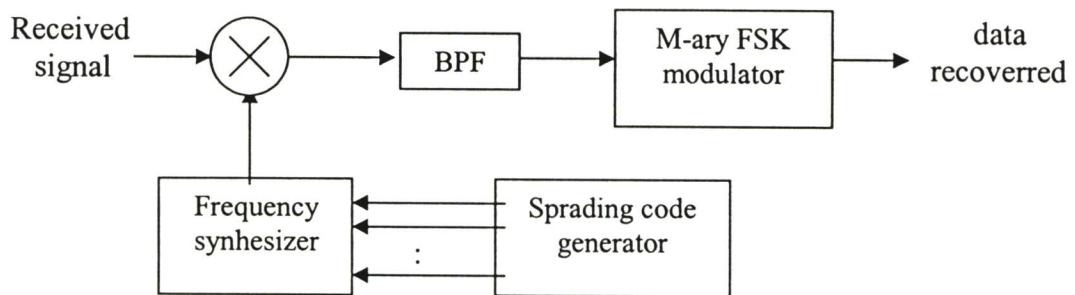
### 2.3.7 การทำสเปกตรัมแบบ FH

ในส่วนก่อนหน้านี้ได้แสดงแล้วว่าข้อดีของ DS/BPSK คือการต่อต้านการแทรกแซงของสัญญาณอื่น (Anti-Jamming) ซึ่งขึ้นอยู่กับอัตราขยายกระบวนการ (ดัชนีแผ่) อย่างไรก็ตาม บางครั้งอาจไม่เพียงพอที่จะเอาชนะสัญญาณแทรกแซงบางอย่างได้ เนื่องจากขีดความสามารถของวงจรซีพรีริจิตเตอร์แบบย้อนกลับที่ใช้ในการกำเนิดรหัสแผ่ ในกรณีนั้นจะต้องอาศัยเทคนิคอื่นเข้าแก้ไข เทคนิคที่ว่านั้นก็คือ การแผ่สเปกตรัมแบบการกระโดดของความถี่ (FH-SSMA) ซึ่งวิธีนี้พาหะจะกระโดดแบบสุ่ม (โดยใช้ลำดับ PN เป็นตัวควบคุมรูปแบบการกระโดด) จากความถี่หนึ่งไปอีกความถี่หนึ่ง เทคนิคการมอดูเลตทั่วไปที่ใช้ร่วมกับเทคนิค FH-SSMA คือ การมอดูเลตเชิงเลขทางความถี่แบบเอ็ม-อารี (M-ary frequency-shift keying: MFSK) และเรียกรวมกันว่า FH/MFSK ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โดยทั่วไประบบ FH/MFSK ถูกแบ่งออกเป็น 2 ชนิด ได้แก่

1. การกระโดดทางความถี่แบบช้า (Slow frequency hopping: SFH)
2. การกระโดดทางความถี่แบบเร็ว (Fast frequency hopping: FFH)



( ก )



( ข )

รูปที่ 2.12 ระบบ FH/MFSK (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ

### การกระโดดของความถี่แบบช้า

ระบบการกระโดดของความถี่แบบช้า (Slow-FH/MFSK) จะให้อัตราการกระโดดของความถี่พาหะน้อยกว่าอัตราสัญลักษณ์ (Symbol rate) หรือกล่าวได้ว่าหนึ่งความถี่พาหะจะส่งได้หลายสัญลักษณ์ (Symbol) จากรูปที่ 2.12 ลำดับข้อมูลที่มีอัตราบิตเท่ากับ  $R_b$  จะถูกมอดูเลตสัญญาณแบบ MFSK ได้สัญญาณขาออกที่มีอัตราสัญลักษณ์เท่ากับ  $R_s$  ความสัมพันธ์ของอัตราทั้งสองคือ  $R_s = R_b / \log_2 M$  เมื่อ  $M$  คือจำนวนสัญลักษณ์ (Binary FSK จะมีอัตราบิตเท่ากับอัตราสัญลักษณ์) สัญลักษณ์ขาออกของ MFSK จะถูกมอดูเลตกับพาหะจากเครื่องส่งเคราะห์ความถี่ (Frequency synthesizer) ซึ่งจะทำการกำเนิดพาหะขึ้นหลายความถี่ จากความถี่หนึ่งกระโดดไปสู่อีกความถี่หนึ่งอัตรากระโดด (Hopping rate) เท่ากับ  $R_h$  ส่วนรูปแบบการกระโดด (Hopping pattern) จะควบคุมให้เป็นแบบสุ่มโดยรหัสแม่ที่มีอัตราชิปเท่ากับ  $R_c = \max(R_h, R_s)$  ดังนั้นจะสรุปความสัมพันธ์ของอัตราทั้ง 4 ได้ดังนี้

$$R_c = R_s = \frac{R_b}{\log_2 M} \geq R_h \quad (2.20)$$

การแทรกแซงจากสัญญาณอื่นอาจจะส่งผลกระทบต่อเครื่องรับแบบ FM/MFSK ได้ ซึ่งมักจะเกิดที่ภาคดีเทกเตอร์ MFSK แบบไม่โคฮีเรนต์ (Noncoherent) โดยเกิดเช่นเดียวกับที่ภาค

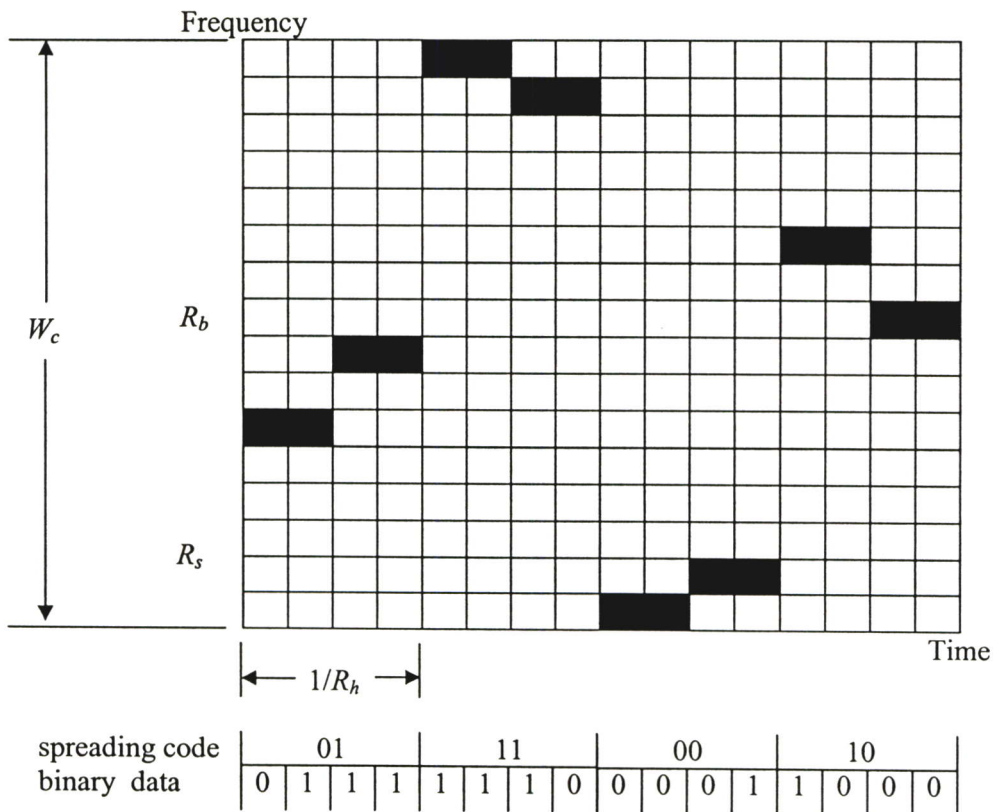
ดีเทคเตอร์ระบบ MFSK แบบไม่โคฮีเรนท์ในระบบไม่แผ่สเปกตรัม อย่างไรก็ตามเราจะมุ่งความสนใจไปยังผลกระทบกับส่วน MFSK โดยพิจารณาผลกระทบของการแทรกแซงต่อความเป็นไปได้ของการเกิดความผิดพลาดในสัญลักษณ์ที่ส่ง (Symbol error)

สมมติให้ผู้แทรกแซง (Jammer) ตัดสินใจที่จะแผ่กำลังงานเฉลี่ย  $J$  เพื่อเข้าแทรกแซงตลอดย่านสเปกตรัมของความถี่กระโดดด้วยย่านกว้างความถี่ (Bandwidth:  $W_c$ ) ทำให้ผลกระทบต่อแต่ละสัญลักษณ์ที่ส่งถูกแผ่ออกเท่ากับ  $J/W_c$  ซึ่งสมมูลกับเหตุการณ์ที่เกิดจากการรบกวนโดยสัญญาณรบกวนแบบ Additive White Gaussian Noise: AWGN ที่มีความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังเท่ากับ  $N_0/2$  ด้วยกำลังงานรบกวนเท่ากับ  $N_0 = J/W_c$  อัตราส่วนพลังงานสัญลักษณ์ต่อความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแสดงได้โดย

$$\frac{E}{N_0} = \frac{P/R_s}{J/W_c} = \frac{P/J}{R_s/W_c} \tag{2.21}$$

เมื่ออัตราส่วน  $P/J$  เป็นส่วนกลับของขอบเขตการแทรกแซงของสัญญาณ (Jamming margin) อัตราส่วนอีกอันหนึ่งคือ อัตราขยายกระบวนการของระบบ FM/MFSK แบบชานियามได้ดังนี้

$$PG = \frac{W_c}{R_s} = 2^k \tag{2.22}$$



รูปที่ 2.13 การครอบครองตำแหน่งความถี่พาหะของระบบกระโดดความถี่แบบซ้ำ

หรือเขียนในพจน์เดซิเบลได้ดังนี้

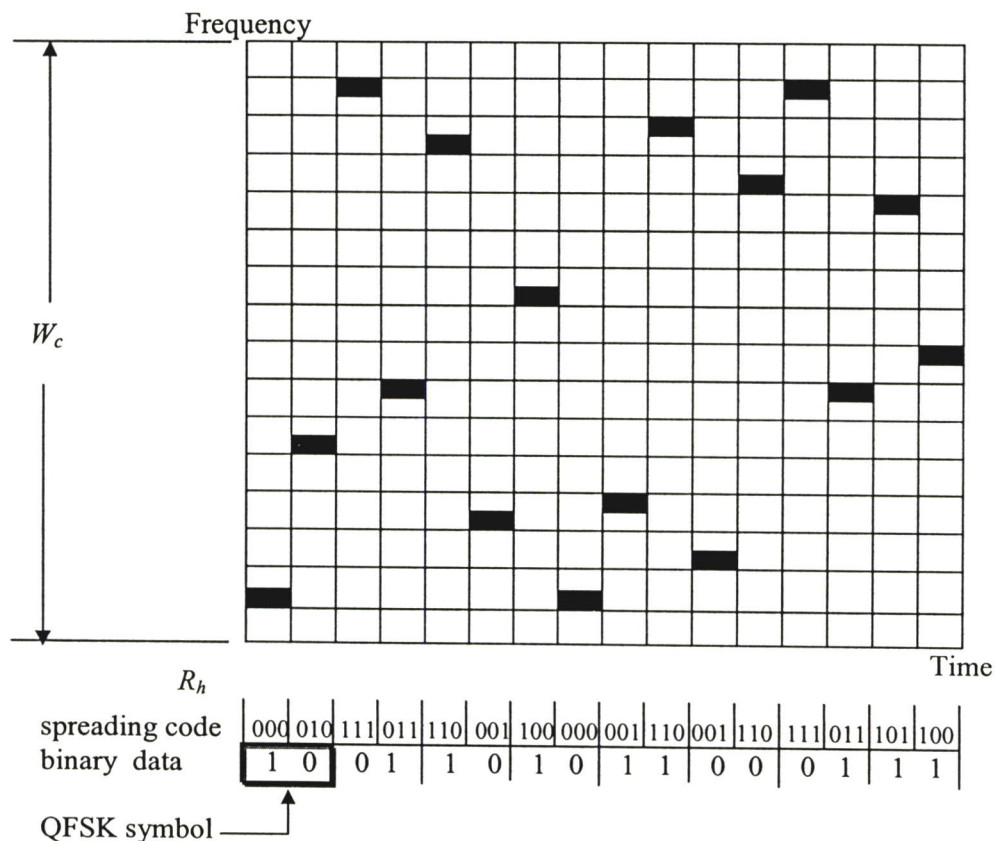
$$PG_{dB} = 10 \log(2^k) = 3k \tag{2.23}$$

เมื่อ  $k$  คือความยาวของลำดับ PN ที่แบ่งออกเป็นชิปต่อการโคจรความถี่ 1 ครั้ง

อัตราขยายกระบวนการดงนิยามในสมการที่ (2.23) ได้จากการใช้เทคนิค FH เท่านั้น ไม่รวมไปถึงส่วน MFSK จากสมการข้างต้น ผู้แทรกแซงไม่สามารถแย่งกำลังงานของสัญญาณแทรกแซงให้ครอบคลุมย่านกว้างความถี่ทั้งหมดได้ ถ้ายังสามารถแทรกแซงความถี่กระโดดได้บางส่วน จะทำให้อัตราขยายกระบวนการของเครื่องรับลดลงเหลือน้อยกว่า  $3k$  เดซิเบล

รูปที่ 2.13 แสดงการครองตำแหน่งความถี่พาหะของสัญญาณ FH/MFSK แบบช้า สังเกตว่าการแบ่งจำนวนชิปของลำดับ PN คือ  $k = 2$  บิต ต่อการกระโดดหนึ่งครั้ง จะทำให้แบ่งพาหะได้เท่ากับ  $2k = 4$  ความถี่ที่แตกต่างกัน ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ QFSK (ข้อมูล 2 บิตต่อ 1 สัญญาณลักษณะ) และพาหะหนึ่งตัวส่งครั้งละสองสัญญาณลักษณะ ฉะนั้นพาหะหนึ่งตัวส่งข้อมูลครั้งละ 4 บิต จะสรุปความสัมพันธ์จากรูปที่ 2.13 ได้ดังนี้

$$R_b = 2R_s = 4R_h \tag{2.24}$$



รูปที่ 2.14 การครอบครองตำแหน่งความถี่พาหะของระบบกระโดดความถี่แบบเร็ว

### การกระโดดทางความถี่แบบเร็ว

ระบบการกระโดดทางความถี่แบบเร็ว (Fast-FH/MFSK) จะให้มีการกระโดดของความถี่พาหะมากกว่าหนึ่งครั้งต่อการส่งหนึ่งสัญลักษณ์ ( $R_b > R_s$ ) ข้อดีของระบบ FH/MFSK แบบเร็วเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ FH/MFSK แบบช้า คือ การต่อต้านการแทรกแซงของสัญญาณอื่น เพราะว่าถ้าผู้แทรกแซงจะทำกระบวนการแทรกแซงสัญญาณเสร็จพาหะก็กระโดดไปยังความถี่ใหม่แล้ว การแทรกแซงจึงยากขึ้นนั่นเอง

รูปที่ 2.14 แสดงการครองตำแหน่งความถี่พาหะของสัญญาณ FM/MFSK แบบเร็วสังเกตว่าการแบ่งจำนวนชิปของลำดับ PN คือ  $k = 3$  บิตต่อการกระโดดหนึ่งครั้งจะทำให้แบ่งพาหะได้เท่ากับ  $2k = 8$  ความถี่ที่แตกต่างกัน ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ QFSK (ข้อมูล 2 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) และจะใช้พาหะสองตัวในการส่งหนึ่งสัญลักษณ์ ฉะนั้นจะสรุปความสัมพันธ์จากรูปที่ 2.14 ได้ดังนี้

$$R_b = R_s = 2R_s \quad (1.23)$$

ข้อกำหนดที่ระบบ FH/MFSK แบบเร็วต้องการคือ อุปกรณ์ที่สามารถปฏิบัติการได้รวดเร็ว ขั้นตอนการตีเทคสัญญาณจึงแตกต่างจากที่ใช้ในเครื่องรับ FH/MFSK แบบช้า ด้วยเทคโนโลยีที่มีในปัจจุบัน สามารถเพิ่มจำนวนชิปของลำดับ PN ต่อหนึ่งการกระโดดได้มากกว่า 1 ชิป ฉะนั้นย่านกว้างความถี่ที่ต้องการของระบบการกระโดดความถี่จึงเพิ่มขึ้นหลายเมกะเฮิร์ตซ์ (MHz) ทำให้ค่าอัตราขยายกระบวนการของระบบและความน่าจะเป็นของบิดผิดพลาดเฉลี่ยดีขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม ระบบกระโดดทางความถี่แบบเร็วมีข้อเสียที่สำคัญคือ ความยุ่งยากในการสร้างตัวอุปกรณ์ ด้วยเทคโนโลยีที่ทำได้ในปัจจุบัน จะนิยมใช้ระบบกระโดดทางความถี่แบบช้ามากกว่าระบบกระโดดทางความถี่แบบเร็ว แต่ในอนาคต คาดว่าระบบกระโดดทางความถี่แบบเร็วจะได้รับความนิยมในการใช้งานมากขึ้น

## 2.4 หลักการทั่วไปของ Multi-rate SSMA

ระบบเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งตามรหัสที่รองรับการส่งข้อมูลได้หลายอัตราส่ง เรียกว่า Multi-rate SSMA เทคนิคที่กำลังวิจัยและพัฒนาเพื่อใช้งานจริงมี 3 วิธีคือ

### 2.4.1 ระบบหลายช่องสัญญาณ

ระบบหลายช่องสัญญาณ (Multi-channel System) ระบบนี้จะแบ่งความถี่พาหะเป็นหลายย่านความถี่ย่อย ในแต่ละย่านความถี่ย่อยนี้จะเข้ารหัสข้อมูลแบบ DS SSMA ด้วยรหัส shot PN การเข้าใช้ช่องสัญญาณจะเริ่มต้นจากการเข้าครอบครอง 1 ความถี่ 1 shot PN แต่เมื่อใดที่มีช่องสัญญาณว่างขึ้น ก็สามารถเพิ่มอัตราส่งสูงขึ้นด้วยการเข้าครอบครองช่องสัญญาณที่ว่างนั้น (กล่าวคือใช้รหัส shot PN และช่องความถี่ย่อยมากกว่า 1 นั่นเอง)

### 2.4.2 ระบบมอดูเลตหลายระดับ

ระบบมอดูเลตหลายระดับ (Multi-modulation system) ระบบนี้จะใช้เทคนิคมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสเอ็มอาร์แบบแผ่ลำดับโดยตรง (Direct-sequence spread M-ary phase-shift keying: DS/BPSK) ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (แทน BPSK ด้วย M-ary PSK) ระบบนี้จะอาศัยการเปลี่ยนระดับการมอดูเลต M-ary PSK จาก  $M=2$  (BPSK) เป็น  $M=4$  (QPSK) เพื่อเพิ่มอัตราส่งข้อมูลสูงขึ้นเป็น 2 เท่า (ที่อัตราสัญลักษณ์เท่าเดิม) และเปลี่ยนระดับการมอดูเลต M-ary PSK จาก  $M=4$  (QPSK) เป็น  $M=8$  (8PSK) เพื่อเพิ่มอัตราส่งข้อมูลสูงขึ้นไปอีก 2 เท่า นั่นคือการเพิ่มค่า  $M$  ขึ้นทีละสองเท่า จะเป็นการเพิ่มอัตราส่งข้อมูลขึ้นทีละสองเท่า ในทำนองเดียวกัน การลดอัตราส่งข้อมูลลงทีละสองเท่าจะอาศัยการลดค่า  $M$  ลงทีละสองเท่า นั่นเอง

### 2.4.3 ระบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายขบวนการหลายค่า

ระบบปรับเปลี่ยนอัตราขยายขบวนการหลายค่า (Multi-Processing-gain) เป็นระบบที่จะใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่งระบบนี้จะกำหนดให้อัตราชิปส์ ( $R_c$ ) มีค่าคงตัว การปรับอัตราการส่งข้อมูล ( $R_b$ ) นั้นจะอาศัยการเปลี่ยนอัตราขยายขบวนการของระบบ (PG) จากสมการความสัมพันธ์  $PG = R_c / R_b$  ตัวอย่างเช่น ที่อัตราส่งข้อมูลต่ำที่สุด  $R_0$  ระบบมีค่า  $PG=64$  ถ้าเพิ่มอัตราบิตข้อมูลสูงขึ้น 2 เท่าระบบจะมีค่า  $PG=32$  ถ้าเพิ่มอัตราบิตข้อมูลสูงขึ้น 4 เท่าระบบจะมีค่า  $PG=16$  เป็นต้น รายละเอียดการปรับอัตราส่งข้อมูลในระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA จะอธิบายในหัวข้อที่ 3.3.2

## บทที่ 3

# แบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของ Single-rate และ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้

### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเสนอแบบจำลองระบบ Hybrid DS/SFH SSMA สำหรับการส่งข้อมูลรูปแบบอัตราส่งเดียวและรูปแบบหลายอัตราส่ง หลังจากนั้นจะแสดงวิธีการวิเคราะห์สมรรถนะ ของระบบ กล่าวคือ ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด (probability of bit error) ของการส่งข้อมูล ทั้งบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh จากนั้นจะนำสมการความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลที่ได้ ไปทำการวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical Analysis) เพื่อพล็อตกราฟความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลเทียบกับจำนวนผู้เข้าใช้ระบบในสถานะต่างๆ ทั้งในรูปแบบอัตราส่งเดียว [11] ดังรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.2 และรูปแบบหลายอัตราส่ง ดังแสดงรายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3 [12]

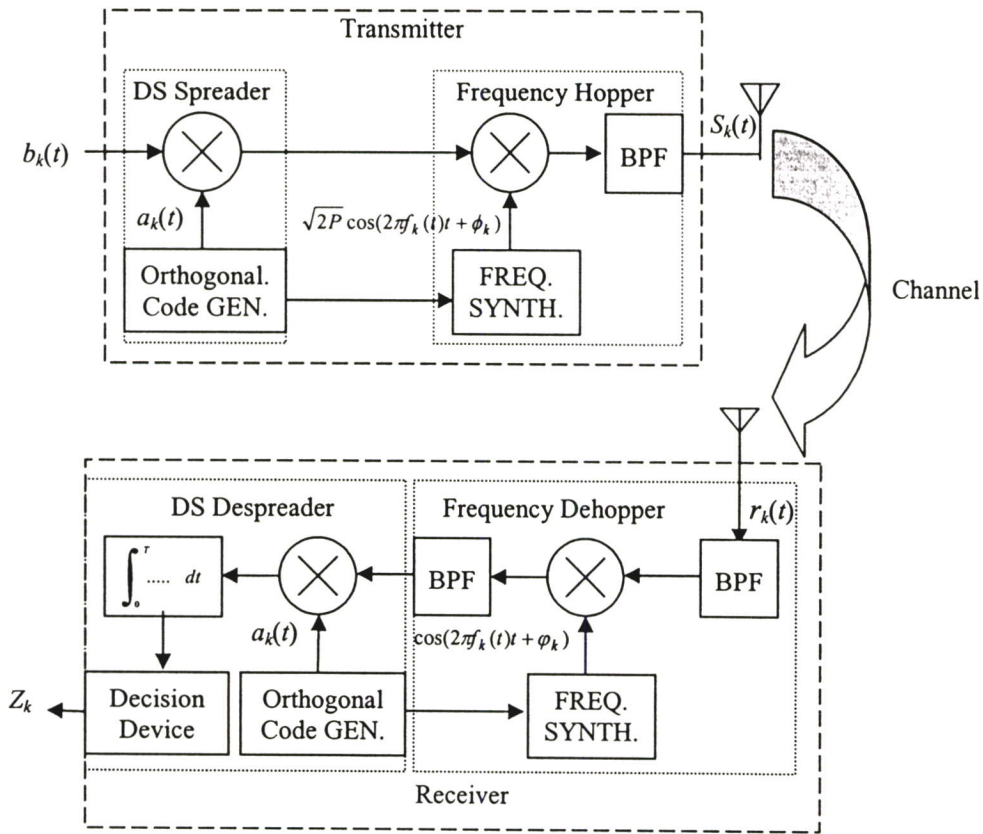
### 3.2 Single-rate Hybrid DS/SFH SSMA

#### 3.2.1 แบบจำลองระบบ

แบบจำลองระบบที่ใช้ในงานวิจัยนี้แสดงดังรูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบประกอบด้วยตัวส่ง (Transmitter) ช่องสัญญาณ (Channel) และตัวรับ (Receiver) รายละเอียดของแต่ละส่วนแสดงในหัวข้อย่อยต่อไปนี้

#### ตัวส่ง

ลำดับข้อมูล (Data sequence) จะถูกมอดูเลตด้วยลำดับรหัสแม่ที่มีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (Orthogonal spreading sequence) ด้วยอัตราขยายขบวนการ (Processing gain) เท่ากับ  $N$  หลังจากนั้น ลำดับผลลัพธ์ที่ได้จะถูกมอดูเลตเชิงเลขทางเฟส (Phase shift keying) กับคลื่นพาหะที่ภาคมอดูเลตแบบแม่สเปกตรัมด้วยวิธีการกระโดดทางความถี่ (Frequency hopper: FH) คลื่นพาหะที่สามารถเลือกใช้ได้จะแบ่งเป็นจำนวน  $q$  ช่วงความถี่ (ค่า  $q$  นี้จะเรียกว่าอัตราขยายขบวนการของ FH) และให้กระโดดแบบสุ่มด้วยอัตรากระโดด (Hopping rate) เท่ากับอัตราลำดับข้อมูล จากภาคตัวส่งดังแสดงในบล็อกไดอะแกรม (รูปที่ 3.1) จะเขียนสมการของสัญญาณส่งสำหรับผู้ใช้ที่  $k$  ที่เวลา  $t$  ได้ดังสมการต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบ Single-rate Hybrid DS/SFH SSMA

$$s_k(t) = \sqrt{2P}b_k(t)a_k(t)\cos[2\pi f_k(t)t + \phi_k] \tag{3.1}$$

เมื่อ  $P$ ,  $b_k(t)$ ,  $a_k(t)$ ,  $f_k(t)$ , และ  $\phi_k$  คือ กำลังงานสัญญาณ, ลำดับข้อมูล, ลำดับรหัสแพร่, ความถี่กระโดด, และเฟสสัญญาณส่งของผู้ใช้ที่  $k$  ตามลำดับ

**ช่องสัญญาณ**

ช่องสัญญาณการส่งจะถูกกำหนดให้เป็นตัวกลางไร้สาย ที่มีฟังก์ชันส่งผ่านของช่องสัญญาณที่เวลา  $t$  เป็นไปตามสมการต่อไปนี้

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \beta_l \delta(t - \tau_l) \exp(j\gamma_l) \tag{3.2}$$

เมื่อ  $\beta_l$ ,  $\tau_l$ , และ  $\gamma_l$  คือ ค่าอัตราขยาย, ค่าเวลาประวิงการแพร่กระจาย (Propagation delay), เฟสของสัญญาณในเส้นทางที่  $l$  ในจำนวนทั้งหมด  $L$  เส้นทาง และ  $\delta$  คือฟังก์ชันเดลต้า (Delta function) ที่มีนิยามดังสมการต่อไปนี้

$$\delta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}$$

ในงานวิจัยนี้จะกำหนดให้ช่องสัญญาณมีคุณสมบัติการจางหลายวิถี (multipath fading) ที่มีการแจกแจง 2 รูปแบบ คือ Nakagami และ Rayleigh สมการการแจกแจงของช่องสัญญาณที่มีการจางหลายวิถีแบบ Nakagami แสดงได้ดังนี้

$$p(\beta) = 2/\Gamma(m)(m/\Omega)^m \beta^{(2m-1)} e^{-(m/\Omega)/\beta^2}, \beta \geq 0, m \geq 1/2 \quad (3.3)$$

และสมการการแจกแจงของช่องสัญญาณที่มีการจางหลายวิถีแบบ Rayleigh แสดงได้ดังนี้

$$p(\beta) = \frac{2\beta}{\Omega} e^{-\beta^2/\Omega}, \beta \geq 0 \quad (3.4)$$

เมื่อ  $\beta$  คือค่าอัตราขยายของเส้นทาง,  $\Gamma(x)$  คือฟังก์ชันแกมมาของตัวแปร  $x$ ,  $\Omega = E[\beta^2]$  และ  $m = \Omega^2 / E[(\beta^2 - \Omega)^2]$  โดยที่  $E[X]$  คือค่าเฉลี่ยของตัวแปรสุ่ม  $X$  สังเกตว่าค่าแจกแจงของ Rayleigh จะเท่ากับค่าแจกแจงของ Nakagami ที่มีค่า  $m = 1$  ค่าพารามิเตอร์  $m$  นี้จะปรับตามสภาพแวดล้อมที่นำระบบไปใช้ ตัวอย่างเช่น สภาพแวดล้อมในเมืองที่มีตึกสูงจะมีค่า  $m$  ที่แตกต่างจากสภาพแวดล้อมชนบทที่มีพื้นที่โล่งกว้าง

### ตัวรับ

เป็นที่ทราบคือว่า ระบบมอดูเลตสัญญาณแบบแอมป์สเปกตรัมด้วยวิธีกระโดดทางความถี่หรือเรียกสั้นๆ ว่า FH นั้นมีคุณลักษณะการต่อต้านการแทรกสอดหลายวิถี (Anti-multipath) ที่ดี การที่แบบจำลองระบบในงานวิจัยนี้ ใช้วิธีมอดูเลตแบบ FH ที่ภาคสุดท้ายจะทำให้ลดผลที่เกิดจากการแทรกสอดหลายวิถีนี้ เราจึงสมมุติให้สัญญาณที่ส่งไปถึงตัวรับเสมือนมีหนึ่งเส้นทางเท่านั้น [7, 8] ฉะนั้น สมการของสัญญาณขาเข้าที่ตัวรับใดๆ ในระบบจะเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \beta_k b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos[2\pi f_k(t) + \phi_k] + n(t) \quad (3.5)$$

เมื่อ  $\beta_k$ ,  $\tau_k$ , และ  $\phi_k = \phi_k - 2\pi f_k(t)\tau_k$  คือ ค่าอัตราขยาย, ค่าเวลาประวิง, เฟสของเส้นทางที่สัมพันธ์กับผู้รับที่  $k$  จากผู้ใช้งานระบบทั้งหมด  $K$  และ  $n(t)$  คือฟังก์ชันสัญญาณรบกวน

กระบวนการที่ทำให้ได้ลำดับข้อมูลอ้างอิง (Original data sequence) กลับคืนจากสัญญาณ  $r(t)$  ที่รับเข้ามาทางด้านขาเข้าของเครื่องรับ แบ่งเป็น 5 ขั้นตอนคือ ขั้นแรก สัญญาณ  $r(t)$  จะถูกคูณด้วยความถี่กระโดดภายใน ที่มีความถี่และรูปแบบกระโดดเหมือนที่ใช้ในตัวส่งทุกประการ ขั้นที่ 2 สัญญาณผลคูณจะเข้าสู่ตัวกรองความถี่แถบผ่าน (Band pass filter : BPF) ที่ถูกตั้งไว้ที่ความถี่ผลต่างที่เกิดจากการคูณ ขั้นที่ 3 สัญญาณขาออกของตัวกรองจะถูกคูณด้วยลำดับแอมป์ที่มี

คุณลักษณะและรูปแบบเหมือนกับลำดับแม่ที่ใช้ในตัวส่งทุกประการ ขั้นที่ 4 สัญญาณผลคูณจะถูกอินทิเกรต (Integrate) ในช่วงเวลาเท่ากับช่วงเวลาของบิตข้อมูล (จาก 0 ถึง  $T$ ) ขั้นสุดท้าย สัญญาณผลลัพธ์จากการอินทิเกรตจะเข้าสู่ตัวตัดสินใจ (Decision device) ที่ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าระดับความแรงของสัญญาณขาเข้า ณ ช่วงเวลานั้นคือระดับ '1' หรือ '0' ด้วยการเปรียบเทียบกับจุดเปลี่ยนแปลง (Threshold) กระบวนการทั้ง 5 นี้จะอยู่ในส่วนของภาคตัวรับของรูปที่ 1 สมการของสัญญาณขาออกจากตัวรับของผู้ใช้ที่ 1 จึงแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned} Z_1 &= \int_0^T r(t) a_1(t) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] dt \\ &= D + I_1 + I_2 + \eta \end{aligned} \quad (3.6)$$

เมื่อ  $D$ ,  $I_1$ ,  $I_2$ , และ  $\eta$  คือ สัญญาณส่วนที่ต้องการ, สัญญาณรบกวนส่วนที่เกิดจากผู้ใช้อื่นในระบบ เข้าใช้ความถี่กระโดดตรงกับตัวส่งอ้างอิง ณ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลบิตนั้นๆ, สัญญาณรบกวนส่วนที่เกิดจากผู้ใช้อื่นในระบบเข้าใช้ความถี่กระโดดข้างเคียงกับตัวส่งอ้างอิง ณ ช่วงเวลาที่ทำการส่งข้อมูลบิตนั้นๆ, และสัญญาณรบกวน Additive white Gaussian noise (AWGN) ที่ผ่านตัวรับ

ถ้าบิตข้อมูลปัจจุบันที่ผู้ใช้ที่ 1 ทำการส่งในช่วงเวลา  $0-T$  คือ  $b_1^0$  ดังนั้น สมการของสัญญาณส่วนที่ต้องการ (เมื่อตัวรับอ้างอิงต้องการรับสัญญาณจากตัวส่งอ้างอิง) จะหาได้จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) โดยการตั้งค่า  $K = 1$  ดังสมการต่อไปนี้ [4, 5, 6]

$$D = \sqrt{2P}\beta_1 \int_0^T b_1(t - \tau_1) a_1(t - \tau_1) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] a_1(t) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] dt \quad (3.7)$$

กำหนดให้แต่ละเส้นทางมีอัตราขยายเท่ากัน ( $\beta_k = \beta$ ) และเนื่องจากกำหนดให้ระบบเป็นการสื่อสารแบบอะซิงโครนัส จึงกำหนดค่าการประวิงเวลาของผู้ใช้อ้างอิงเป็น 0 ได้นั้นคือ  $\tau_1 = 0$  ดังนั้นจะเขียนสมการข้างต้นใหม่ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} D &= \sqrt{2P}\beta \int_0^T b_1(t) a_1^2(t) \cos^2[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] dt \\ &= \sqrt{2P}\beta \int_0^T b_1(t) \left[ \frac{1 + \cos[4\pi f_1(t)t + 2\varphi_1]}{2} \right] dt \\ &= \sqrt{2P}\beta b_1^0 \frac{T}{2} \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \beta b_1^0 T \end{aligned} \quad (3.8)$$

สัญญาณรบกวนส่วนที่เกิดจากผู้ใช้อื่นในระบบเข้าใช้ความถี่พาหะตรงกับตัวส่งอ้างอิง ณ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลบิตนี้ จะหาได้จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) โดยการตั้งค่า  $K > 1$  และ  $f_k(t) = f_1(t)$  ดังสมการต่อไปนี้ [1, 4]

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \beta_k \int_0^T b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_k] a_1(t) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \beta_k \int_0^T b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) a_1(t) \left[ \frac{\cos[\varphi_k + \varphi_1] + \cos[4\pi f_1(t)t + \varphi_k + \varphi_1]}{2} \right] dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \beta_k \cos[\varphi_k + \varphi_1] \int_0^T b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) a_1(t) dt
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

พจน์อินทิเกรต  $\int_0^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) dt$  คืออัตราสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของสัญญาณจาก [4] โดยมีนิยามดังนี้

$$R_{k,1}(\tau_k) = \int_0^{\tau_k} a_k(t - \tau_k) a_1(t) dt \tag{3.10}$$

และ

$$\tilde{R}_{k,1}(\tau_k) = \int_{\tau_k}^T a_k(t - \tau_k) a_1(t) dt \tag{3.11}$$

เมื่อ  $R_{k,1}(\tau_k)$  และ  $\tilde{R}_{k,1}(\tau_k)$  คือค่าสหสัมพันธ์ข้ามย่อย (Partial cross-correlation) ระหว่างรหัสสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ที่ 1 และผู้ใช้ที่  $k$  เมื่อแทนสมการที่ (3.10) และ (3.11) ในสมการที่ (3.9) จะได้สมการของสัญญาณรบกวน  $I_1$  ใหม่ดังนี้ [1, 4]

$$I_1 = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \beta_k \cos[\varphi_k + \varphi_1] [b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \tilde{R}_{k,1}(\tau_k)] \tag{3.12}$$

เมื่อ  $b_k^{-1}$  และ  $b_k^0$  คือบิตข้อมูลก่อนหน้าและบิตข้อมูลปัจจุบันที่ส่งโดยผู้ใช้ที่  $k$  ตามลำดับต่อไปจะทำการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน,  $E[I_1^2]$ , ซึ่งจะหาได้จากสมการความผันผวนของสัญญาณรบกวนดังนี้

$$\sigma_{I_1}^2 = E[I_1^2] - E^2[I_1] \tag{3.13}$$

แต่เนื่องจากสัญญาณรบกวน AWGN มีค่ากลางเป็นศูนย์ นั่นคือ  $E^2[I_1] = 0$  ฉะนั้นค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนจึงมีค่าเท่ากับค่าความผันผวนของตัวเอง ซึ่งจะหาได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 \sigma_{I_1}^2 &= E[I_1^2] \\
 &= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K E[\beta_k^2] E[\cos^2(\varphi_k - \varphi_1)] E[b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \hat{R}_{k,1}(\tau_k)]^2 \\
 &= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K E[\beta_k^2] E\left[\frac{1 + \cos 2(\varphi_k - \varphi_1)}{2}\right] E\left[\left(b_k^{-1} R_{k,1}(\tau_k) + b_k^0 \hat{R}_{k,1}(\tau_k)\right)^2\right] \quad (3.14) \\
 &= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K E[\beta_k^2] \frac{1}{2} \frac{T^2 r_{k,1}}{3N^3} \quad ; \quad E[\beta_k^2] = \Omega_k = \Omega, r_{k,1} = 2N^2 \\
 &= \frac{PT^2}{2N} (K-1)\Omega
 \end{aligned}$$

เมื่อ  $N$  คืออัตราขยายขบวนการ (หรือเรียกอีกอย่างว่า spreading factor) ของส่วน DS

สัญญาณรบกวนส่วนที่เกิดจากผู้ใช้อื่นในระบบเข้าใช้ความถี่กระโดดข้างเคียงกับตัวส่ง อ้างอิง ณ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลบิตนี้ จะหาได้จากสมการที่ (3.5) และ (3.6) โดยการตั้งค่า  $K > 1$  และ  $f_k(t) \neq f_1(t)$  [5, 6] ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \beta_k \int_0^T b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) \cos[2\pi f_k(t)t + \varphi_k] a_1(t) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \beta_k \int_0^T b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) a_1(t) \frac{\cos\{2\pi[f_k(t) - f_1(t)]t + [\varphi_k - \varphi_1]\}}{2} dt \\
 &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \beta_k \int_0^T b_k(t - \tau_k) a_k(t - \tau_k) a_1(t) \cos\{2\pi[f_k(t) - f_1(t)]t + [\varphi_k - \varphi_1]\} dt \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกัน ทำการหาค่าความผันผวนของสัญญาณรบกวน  $I_2$  ได้ดังสมการต่อไปนี้ [5, 6]

$$\sigma_{I_2}^2 = \frac{PT^2}{4\pi^2 N} (K-1)\Omega \quad (3.16)$$

สัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่ผ่านตัวรับแบบสหสัมพันธ์ หาได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\eta = \int_0^T \beta n(t) a_1(t) \cos[2\pi f_1(t)t + \varphi_1] dt \quad (3.17)$$

สามารถหาค่าความผันผวนของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่ผ่านตัวรับแบบ สหสัมพันธ์ ได้ดังสมการต่อไปนี้ [5]

$$\begin{aligned}
 \sigma_{\eta}^2 &= E[\eta^2] \\
 &= \int_0^T E[\beta^2] E[n^2(t)] E[a_1^2(t)] E\{\cos^2[2\pi f_1(t)t + \varphi_1]\} dt \\
 &= \Omega \int_0^T E[n^2(t)] E\left\{\frac{1 + \cos[4\pi f_1(t)t + 2\varphi_1]}{2}\right\} dt ; E[n^2(t)] = N_0/2 \\
 &= \frac{N_0 T}{4} \Omega
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

### 3.2.2 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบในที่นี้ จะพิจารณาได้จากค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด (Probability of bit error:  $P_e(K)$ ) ของการส่งข้อมูล โดยกำหนดให้ระบบเป็น ช่องสัญญาณการส่งที่มีความสมมาตรทางการส่ง (binary symmetrical channel) และกำหนดให้บิตข้อมูลที่ส่งคือ  $b_1^0 = 1$  จะหาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดได้จากกรรมวิธี Improved Gaussian approximation ดังสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 P_e(K) &= \int_0^{\infty} P(Z < 0) p(\beta) d\beta \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \text{erfc}[SNR(K)] p(\beta) d\beta
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

เมื่อ  $\text{erfc}(x)$  คือฟังก์ชัน Complementary error ของตัวแปร  $x$  มีนิยามดังสมการต่อไปนี้

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-y^2) dy \tag{3.20}$$

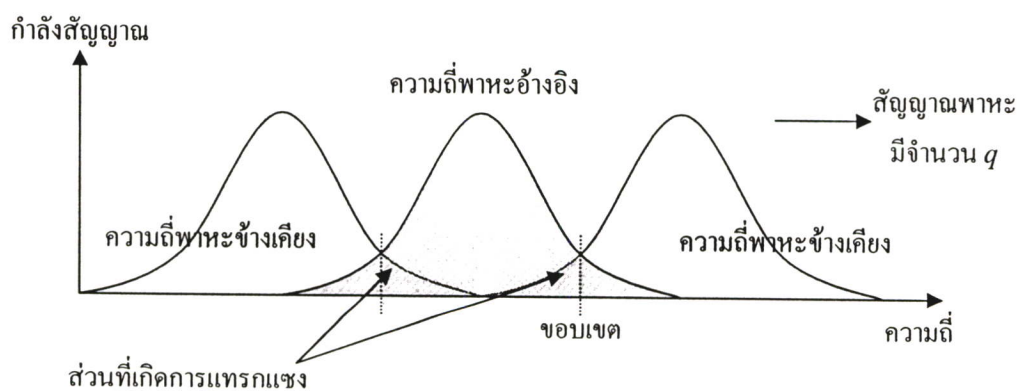
และ  $SNR(K)$  คืออัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ย (Average signal- to - noise power ratio) ของการส่งข้อมูลบิตนั้นๆ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้งานระบบ จะเขียนแทนได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 SNR(K) &= \frac{\text{ค่าเฉลี่ยกำลังงานของสัญญาณ}}{\text{ค่าเฉลี่ยกำลังงานของสัญญาณรบกวน}} \\
 &= \frac{E[D^2]}{E[I^2]} \\
 &= \frac{E[D^2]}{\sigma_I^2}
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

เมื่อ  $D$  คือ สัดส่วนสัญญาณข้อมูลที่ต้องการเมื่อผ่านขบวนการรับสัญญาณเรียบร้อยแล้ว และ  $I$  คือสัญญาณรบกวนผลรวม เนื่องจากสัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดขึ้นในระบบถูกกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนขาวที่มีค่ากลางเป็นศูนย์ ฉะนั้นค่าเฉลี่ยสัญญาณรบกวนจึงเท่ากับค่าความผันผวนของตัวเอง

เนื่องจากแบบจำลองระบบในงานวิจัยนี้ได้แบ่งย่านความถี่พาหะรวมออกเป็น  $q$  ช่องความถี่ (ที่มีการกระโดดแบบสุ่ม) สำหรับใช้ในการส่งสัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสแบบลำดับโดยตรงหรือ DS การส่งบิตข้อมูลใดๆ ของผู้ใช้หนึ่งๆ สามารถเลือกความถี่พาหะได้ 1 ช่องความถี่จากทั้งหมด  $q$  ช่องความถี่นี้ ผลที่เกิดจากสัญญาณรบกวนจึงแยกพิจารณาได้ 2 กรณีคือ

1. กรณีที่มีผู้ใช้ในระบบเข้าใช้ความถี่พาหะตรงกับตัวส่งอ้างอิง ในสภาวะนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนสองส่วนคือ สัญญาณรบกวนส่วนที่เกิดจากการแทรกแซงทางความถี่โดยผู้ใช้อื่นในระบบที่เข้าใช้ความถี่พาหะตรงกับตัวส่งอ้างอิง ณ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลบิตนั้นๆ และสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่เกิดขึ้นอยู่แล้วในทุกกรณี ฉะนั้นจะแทนสมการแสดงอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยในสภาวะนี้ด้วย  $SNR_{hit}(K)$  และเขียนสมการได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 แสดงการเข้าใช้ความถี่พาหะ

$$\begin{aligned}
SNR_{hit}(K) &= \frac{D^2}{\sigma_{i_1}^2 + \sigma_\eta^2} \\
&= \frac{\frac{PT^2}{2} E[\beta^2] (b_1^0)^2}{\frac{PT^2}{6N} (K-1)\Omega + \frac{N_0 T}{4} \Omega}; \quad E[\beta^2] = \Omega, b_1^0 = 1 \\
&= \frac{\frac{PT^2}{2} \Omega}{\frac{PT^2}{2} \Omega \left[ \frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2PT} \right]}; \quad E_b = PT = \text{energy/bit} \\
&= \left[ \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right]^{-1}
\end{aligned} \tag{3.22}$$

ค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในสภาวะนี้ จะแทนด้วย  $P_{e,hit}(K)$  ด้วยการแทนอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ย  $SNR_{hit}(K)$  และค่าการแจกแจงของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami  $p(\beta)$  ดังสมการที่ (3.22) และ (3.3) ตามลำดับลงในสมการที่ (3.19) ดังแสดงต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
P_{e,hit}(K) &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{2}{\Gamma(m)} \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m \beta^{2m-1} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\beta \\
&= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m \beta^{2m-1} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\beta \\
&= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \left( \frac{m}{\Omega} \right)^{m-1} \beta^{2m-2} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\left( \frac{m}{\Omega} \right) \beta^2 \\
&= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \left( \frac{m}{\Omega} \beta^2 \right)^{m-1} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\left( \frac{m}{\Omega} \right) \beta^2
\end{aligned} \tag{3.23}$$

จากนิยามของฟังก์ชัน Incomplete Gamma ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$\tilde{\Gamma}[b, a] = \frac{1}{\Gamma(a)} \int_0^b t^{a-1} e^{-t} dt \tag{3.24}$$

ฉะนั้นจะลดรูปสมการ  $P_{e,hit}(K)$  ได้ดังนี้

$$P_{e,hit}(K) = \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \tilde{\Gamma}[\infty, m] \tag{3.25}$$

2. กรณีที่มีผู้ใช้ในระบบเข้าใช้ความถี่พาหะข้างเคียงกับตัวส่งอ้างอิง ในสภาวะนี้จะเกิดสัญญาณรบกวนสองส่วนดังรูปที่ 3.2 คือ สัญญาณรบกวนส่วนที่เกิดจากการแทรกแซงทางความถี่โดยผู้ใช้อื่นในระบบที่เข้าใช้ความถี่พาหะข้างเคียงกับตัวส่งอ้างอิง ณ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลบิตนั้นๆ และสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ที่เกิดขึ้นอยู่แล้วในทุกกรณี ฉะนั้นจะแทนสมการแสดงอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ยในสภาวะนี้ด้วย  $SNR_{adj}(K)$  และเขียนสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 SNR_{adj}(K) &= \frac{D^2}{\sigma_{I_2}^2 + \sigma_\eta^2} \\
 &= \frac{\frac{PT^2}{2} E[\beta^2] (b_1^0)^2}{\frac{PT^2}{4\pi^2 N} (K-1)\Omega + \frac{N_0 T}{4} \Omega}; \quad E[\beta^2] = \Omega, b_1^0 = 1 \\
 &= \frac{\frac{PT^2}{2} \Omega}{\frac{PT^2}{2} \Omega \left[ \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{N_0}{2PT} \right]}; \quad E_b = PT = \text{energy/bit} \\
 &= \left[ \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b / N_0} \right]^{-1}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

ค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในสภาวะนี้ จะแทนด้วย  $P_{e,adj}(K)$  ด้วยการแทนอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเฉลี่ย  $SNR_{adj}(K)$  และค่าการแจกแจงของช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami  $p(\beta)$  ดังสมการที่ (3.26) และ (3.3) ตามลำดับลงในสมการที่ (3.19) ดังแสดงต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 P_{e,adj}(K) &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{2}{\Gamma(m)} \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m \beta^{(2m-1)} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\beta \\
 &= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \left( \frac{m}{\Omega} \right)^m \beta^{(2m-1)} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\beta \\
 &= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \left( \frac{m}{\Omega} \right)^{m-1} \beta^{2m-2} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\left( \frac{m}{\Omega} \right) \beta^2 \\
 &= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{1}{\Gamma(m)} \int_0^\infty \left( \frac{m}{\Omega} \beta^2 \right)^{m-1} e^{-(m/\Omega)\beta^2} d\left( \frac{m}{\Omega} \right) \beta^2
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

และเขียนในเทอมของฟังก์ชัน Incomplete Gamma ได้ดังนี้

$$P_{e,adj}(K) = \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \tilde{\Gamma}[\infty, m] \quad (3.28)$$

จากการที่ระบบอนุญาตให้ผู้ใช้สามารถเลือกใช้ความถี่พาหะใดๆ จากจำนวนทั้งหมด  $q$  ช่องความถี่ และขบวนการเลือกใช้เป็นแบบสุ่ม ความน่าจะเป็นที่มีผู้ใช้อื่นในระบบเข้าใช้ความถี่พาหะตรงกับตัวส่งอ้างอิงในเวลาเดียวกัน จะถูกกำหนดให้มีการกระจายแบบ Binomial แทนด้วยสัญลักษณ์  $P_{hit}(K)$  มีนิยามดังสมการต่อไปนี้ [1]

$$P_{hit}(K) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{K-1} \binom{K-1}{k} \left(\frac{1}{q}\right)^k \left(1-\frac{1}{q}\right)^{K-1-k}, & K > 1 \\ 0, & K \leq 1 \end{cases} \quad (3.29)$$

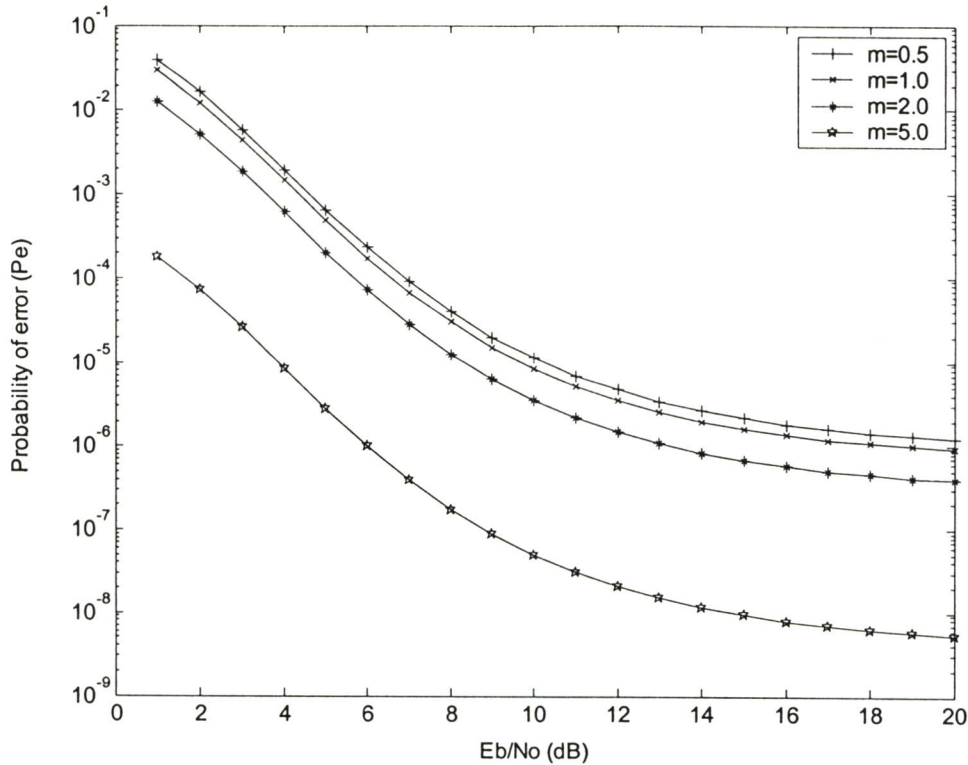
นอกจากนี้ ความน่าจะเป็นที่มีผู้ใช้เหล่านี้จะเข้าใช้ความถี่พาหะข้างเคียงกับตัวส่งอ้างอิง (ทั้งด้านซ้ายและขวารวมเป็น 2 ความถี่) ก็จะถูกกำหนดให้มีการกระจายแบบ Binomial เช่นเดียวกัน และจะแทนด้วยสัญลักษณ์  $P_{adj}(K)$  มีนิยามดังสมการต่อไปนี้

$$P_{adj}(K) = \begin{cases} \sum_{k=1}^{K-1} \binom{K-1}{k} \left(\frac{2}{q-1}\right)^k \left(1-\frac{2}{q-1}\right)^{K-1-k}, & K > 1 \\ 0, & K \leq 1 \end{cases} \quad (3.30)$$

เพราะฉะนั้น ค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลที่สมบูรณ์ของแบบจำลองจึงเขียนได้ดังนี้

$$P_e(K) = P_{hit}(K)P_{e,hit}(K) + P_{adj}(K)P_{e,adj}(K) \quad (3.31)$$

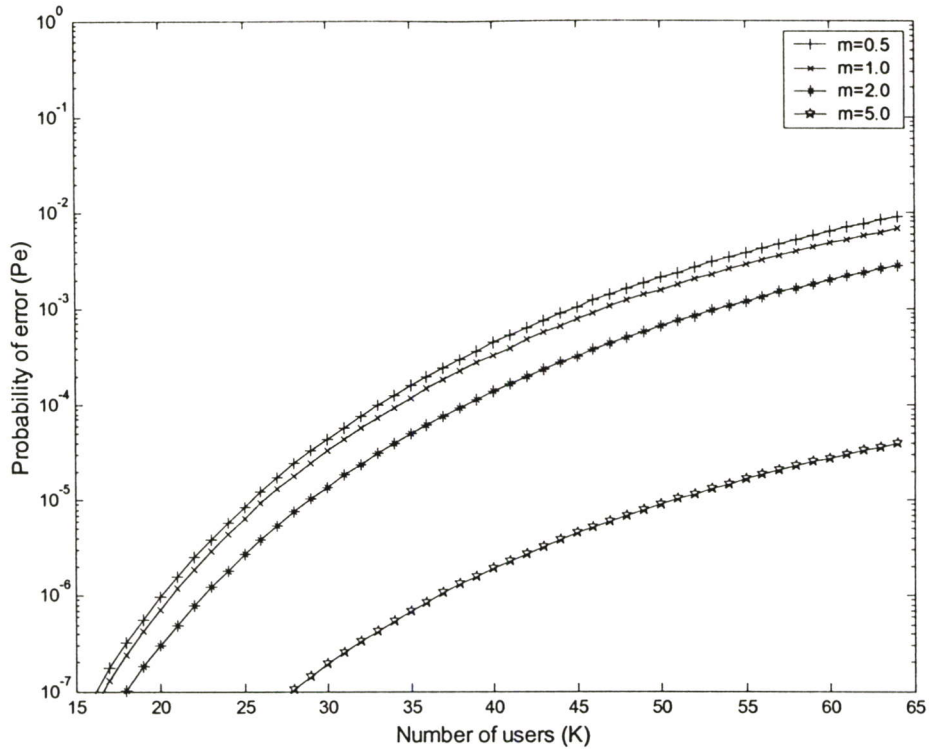
เมื่อแทนสมการที่ (3.25) (3.28) (3.29) และ (3.30) ในสมการที่ (3.31) ก็จะได้สมการที่สมบูรณ์ของค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และสามารถนำไปคำนวณหาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลเทียบกับจำนวนผู้เข้าใช้ระบบในสภาวะต่างๆ ด้วยวิธีวิเคราะห์เชิงเลข ดังแสดงต่อไปนี้



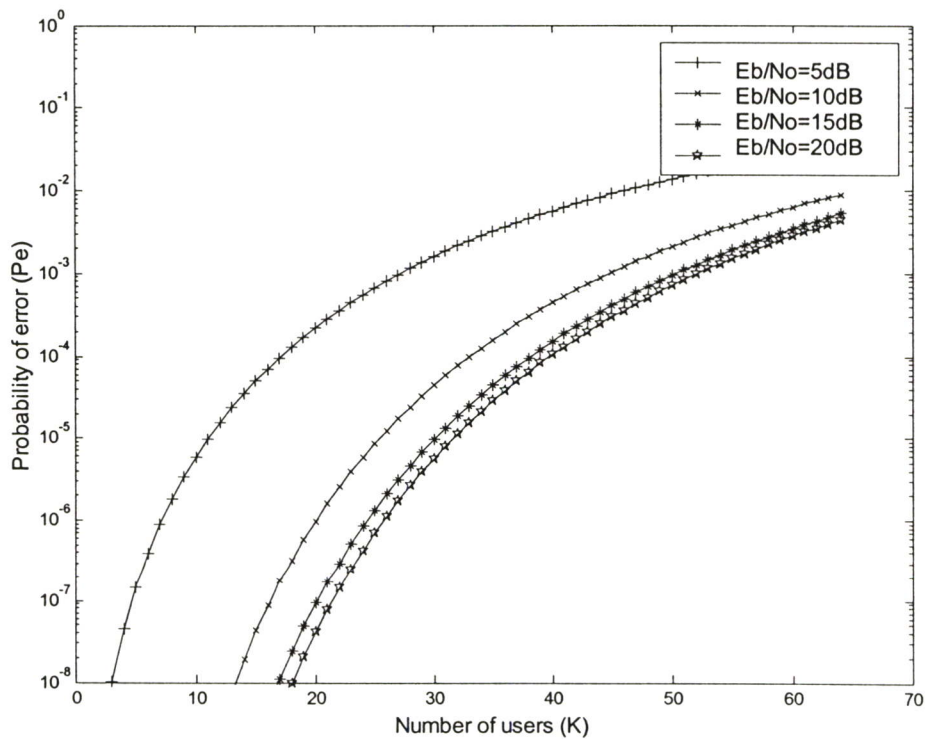
รูปที่ 3.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับ  $E_b / N_0$  บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่มีผู้ใช้  $K=64$ ,  $N=16$  และ  $q=4$

จากรูปที่ 3.3 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล ( $P_e$ ) เทียบกับพลังงานการส่งบิตต่อสัญญาณรบกวน AWGN ( $E_b / N_0$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami จะเห็นว่า  $P_e$  แปรผกผันกับ  $E_b / N_0$  ในทุกๆ ค่า  $m$  (หรือทุกสภาพแวดล้อมนั่นเอง) การเพิ่มค่า  $E_b / N_0$  จะทำให้ค่า  $P_e$  ลดลงได้อย่างต่อเนื่อง แต่อย่างไรก็ตาม ถ้าผู้ใช้ทุกคนต่างพร้อมใจกันเพิ่มค่า  $E_b / N_0$  สูงเกินไป ก็จะทำให้เกิดการแทรกแซงซึ่งกันและกัน (Multiuser Interference) ส่งผลให้การลดลงของ  $P_e$  น้อยมาก จนถึงจุดหนึ่งที่  $P_e$  ไม่สามารถลดลงได้อีก ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก การแทรกแซงซึ่งกันและกันมีผลมากกว่าสัญญาณรบกวน AWGN

จากรูปที่ 3.4 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล ( $P_e$ ) เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami จะเห็นว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ระบบเพิ่มขึ้นก็จะทำให้ค่า  $P_e$  สูงขึ้นตามไปด้วย ในทุกๆ ค่า  $m$  (หรือทุกสภาพแวดล้อมนั่นเอง) เมื่อจำนวนผู้ใช้น้อยมากเมื่อเทียบกับจำนวนช่องสัญญาณเทียบเคียง ( $N \cdot q = 64$  จะมีย่านกว้างความถี่เทียบเท่ากับระบบ FDMA ที่มี 64 ช่องสัญญาณ) ระบบจะมีค่า  $P_e$  ที่ต่ำมากๆ แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้นจนเข้าใกล้กับจำนวนช่องสัญญาณเทียบเคียง (64) ค่า  $P_e$  จะค่อนข้างใกล้เคียงกัน สังเกตได้จากความชันของกราฟแต่ละเส้นลดลง



รูปที่ 3.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่มี  $E_b / N_0 = 10\text{dB}$ ,  $N=16$  และ  $q=4$



รูปที่ 3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่มี  $m=0.5$ ,  $N=16$  และ  $q=4$

จากรูปที่ 3.5 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล ( $P_e$ ) เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Nakagami จะเห็นว่า การเพิ่มค่า  $E_b/N_0$  จะส่งผลให้ค่า  $P_e$  ลดลงได้ การเพิ่มค่า  $E_b/N_0$  ในช่วงแรกจะทำให้ค่า  $P_e$  ลดลงอย่างมากมาย สังเกตได้จากความห่างของเส้นกราฟรูป + และเส้นกราฟรูป × แต่การเพิ่มค่า  $E_b/N_0$  มากๆ ก็ทำให้ค่า  $P_e$  ลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น สังเกตได้จากความห่างของเส้นกราฟรูป \* และเส้นกราฟรูปดาว ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก การแทรกแซงซึ่งกันและกันดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้น

### 3.2.3 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh

การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Rayleigh จะทำได้ในทำนองเดียวกับการวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami ด้วยการกำหนดค่าการแจกแจงของช่องสัญญาณให้เป็นไปตามสมการที่ (3.4) คือ

$$p(\beta) = \frac{2\beta}{\Omega} e^{-\beta^2/\Omega}, \beta \geq 0$$

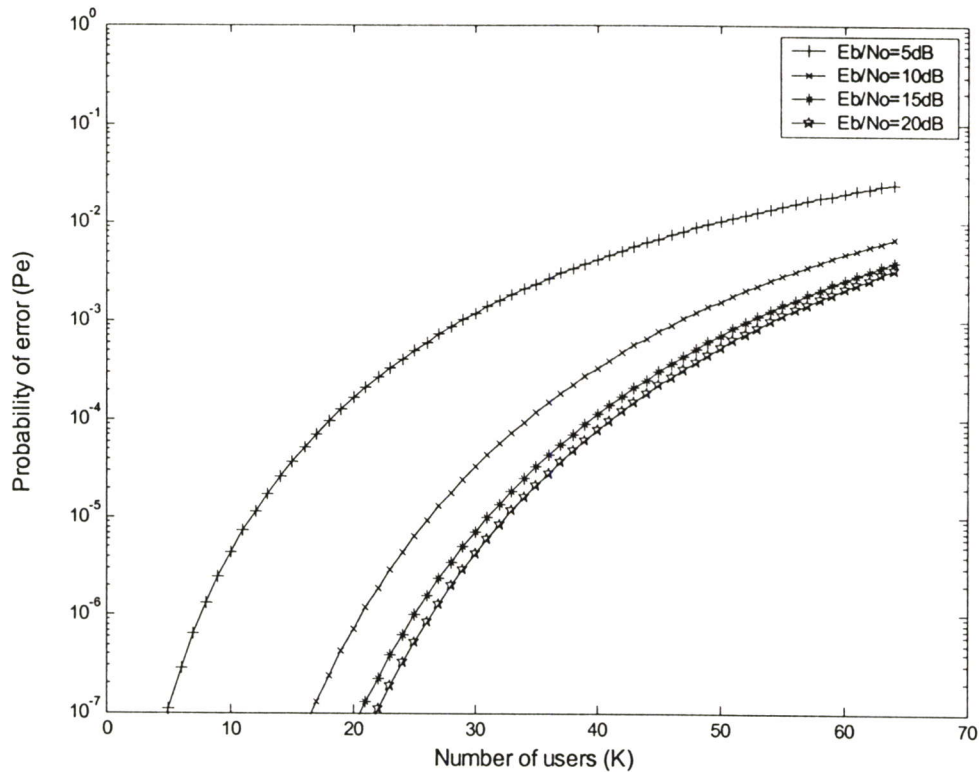
แทนสมการที่ (3.4) และ (3.22) ในสมการที่ (3.19) จะจัดสมการ  $P_{e,hit}(K)$  ได้ใหม่ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} P_{e,hit}(K) &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{2\beta}{\Omega} e^{-\beta^2/\Omega} d\beta \\ &= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{3N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \int_0^\infty \frac{\beta}{\Omega} e^{-\beta^2/\Omega} d\beta \end{aligned} \quad (3.32)$$

ในทำนองเดียวกัน ทำการแทนสมการที่ (3.4) และ (3.26) ในสมการที่ (3.19) จะจัดสมการ  $P_{e,adj}(K)$  ได้ใหม่ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} P_{e,adj}(K) &= \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \frac{2\beta}{\Omega} e^{-\beta^2/\Omega} d\beta \\ &= \text{erfc} \left[ \left( \frac{K-1}{2\pi^2 N} + \frac{1}{2E_b/N_0} \right)^{-1} \right] \int_0^\infty \frac{\beta}{\Omega} e^{-\beta^2/\Omega} d\beta \end{aligned} \quad (3.33)$$

เมื่อแทนสมการที่ (3.29) (3.30) (3.32) และ (3.33) ในสมการที่ (3.31) ก็จะได้สมการที่สมบูรณ์ของค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Rayleigh และสามารถนำไปคำนวณหาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลเทียบกับจำนวนผู้เข้าใช้ระบบในสถานะต่างๆ ด้วยวิธีวิเคราะห์เชิงเลข ดังแสดงต่อไปนี้



รูปที่ 3.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่มี  $N=16$  และ  $q=4$

จากรูปที่ 3.6 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล ( $P_e$ ) เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) บนช่องสัญญาณ Rayleigh จะเห็นว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ระบบเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่า  $P_e$  สูงขึ้นตามไปด้วย การเพิ่มค่า  $E_b/N_0$  จะช่วยให้ค่า  $P_e$  ลดลงได้ แต่ก็เช่นเดียวกับช่องสัญญาณ Nakagami ที่การเพิ่มค่า  $E_b/N_0$  มากเกินไปนั้นจะทำให้ค่า  $P_e$  ลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากจำนวนผู้ใช้งานระบบมากๆ นั้น การแทรกแซงซึ่งกันและกันดังที่กล่าวไปแล้วข้างต้น จะมีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของระบบมากกว่าสัญญาณรบกวน AWGN เสียอีก ดังนั้น ความห่างของเส้นกราฟรูป \* และเส้นกราฟรูปดาว จึงน้อยกว่าความห่างของเส้นกราฟรูป + และเส้นกราฟรูป x ทั้งๆ ที่ความแตกต่างของค่า  $E_b/N_0$  นั้นเท่ากัน โปรดสังเกตว่ากราฟในรูปที่ 3.6 นี้จะคล้ายกับกราฟในรูปที่ 3.5 ถ้าตั้งค่า  $m=1$  จะทำให้ช่องสัญญาณ Nakagami มีค่าการแจกแจงเท่ากับช่องสัญญาณ Rayleigh

### 3.2.4 การวิเคราะห์ผล

จากกราฟแสดงผลการวิเคราะห์เชิงเลขในหัวข้อที่ 3.2.2 และ 3.2.3 จะสามารถสรุปการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลของระบบ Single-rate Hybrid DS/SFH SSMA ทั้งในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh แยกเป็นข้อ ได้ดังนี้

1. ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้งานระบบ
2. การเพิ่มค่า  $E_b / N_0$  จะช่วยให้ค่า  $P_e$  ลดลงได้ แต่การเพิ่มค่า  $E_b / N_0$  มากเกินไปนั้นจะทำให้ค่า  $P_e$  ลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากผลของการแทรกแซงซึ่งกันและกันมีแนวโน้มมากกว่าผลของสัญญาณรบกวน AWGN
3. ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลจะลดลง เมื่อช่องสัญญาณ Nakagami มีค่าพารามิเตอร์  $m$  มากขึ้น (สภาพแวดล้อมที่ใช้งานโล่งขึ้น) สภาพแวดล้อมใช้งานที่แย่มากที่สุดคือ  $m=0.5$
4. ถ้าตั้งค่า  $m=1$  จะทำให้ช่องสัญญาณ Nakagami มีค่าการแจกแจงเท่ากับช่องสัญญาณ Rayleigh ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากช่องสัญญาณ Rayleigh เป็นสภาพแวดล้อมอีกรูปแบบหนึ่งของ Nakagami

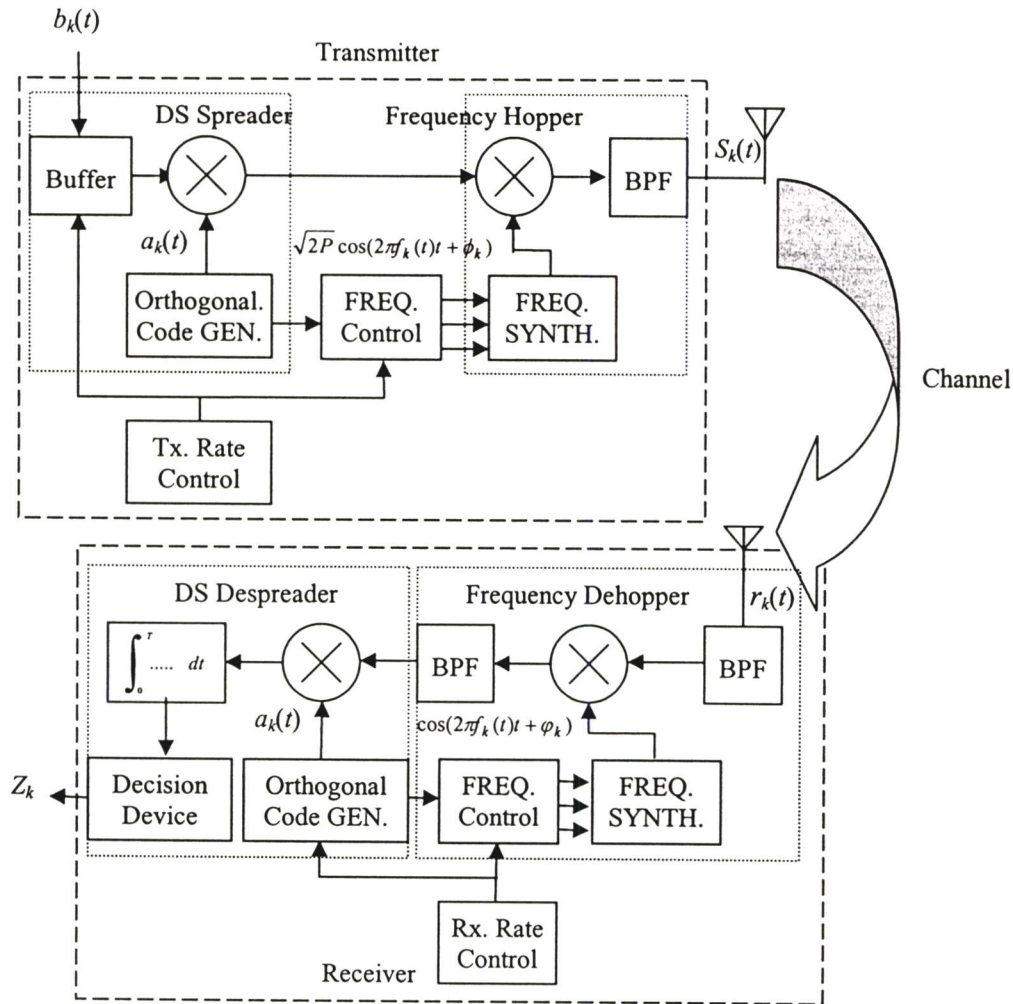
## 3.3 Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA

### 3.3.1 แบบจำลองระบบ

แบบจำลองที่ใช้ในระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA จะคล้ายกับแบบจำลอง Single-rate ที่แสดงในรูป 3.1 โดยจะทำการเพิ่มกระบวนการปรับอัตราการมอดูเลตทั้งในภาคมอดูเลตแบบแผ่สเปกตรัมด้วยวิธีลำดับตรง (DS) และภาคมอดูเลตแบบแผ่สเปกตรัมด้วยวิธีกระโดดทางความถี่ (FH)

กระบวนการปรับอัตราการมอดูเลตจะอาศัยบัฟเฟอร์ (Buffer) ทำหน้าที่พักลำดับข้อมูลไว้ก่อน แล้วจึงส่งเข้ามอดูเลตแบบแผ่สเปกตรัมกับลำดับรหัสแผ่และความถี่พาหะกระโดดตามลำดับ จำนวนความถี่พาหะที่ขอมให้เลือกใช้ได้ ( $q$ ) จะถูกปรับด้วยรหัสควบคุมทางด้านขาเข้าของเครื่องส่งเคราะห์ความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 สัญญาณนาฬิกาในภาค Tx. Rate Control จะทำหน้าที่ในการควบคุมอัตราการส่งลำดับข้อมูลเข้ามอดูเลตกับลำดับรหัสแผ่ ในขณะเดียวกัน มันยังทำหน้าที่คอยควบคุมอัตรากระโดดของความถี่พาหะที่จะเข้ามอดูเลตกับรหัสที่จะส่งออก

ในระบบนี้ใช้วิธีแผ่สเปกตรัมด้วยการกระโดดทางความถี่อย่างช้า (Slow Frequency Hopping: SFH) ดังนั้นอัตราการกระโดดทางความถี่ (Hopping rate :  $R_h$ ) จะถูกกำหนดให้เท่ากับอัตราบิตข้อมูล ( $R_b$ ) ส่วนอัตรารหัสแผ่หรืออัตราชีพส์ ( $R_c$ ) จะกำหนดให้มีค่าคงตัว ความสัมพันธ์ของอัตราทั้ง 3 นี้จะแสดงในหัวข้อที่ 3.3.2



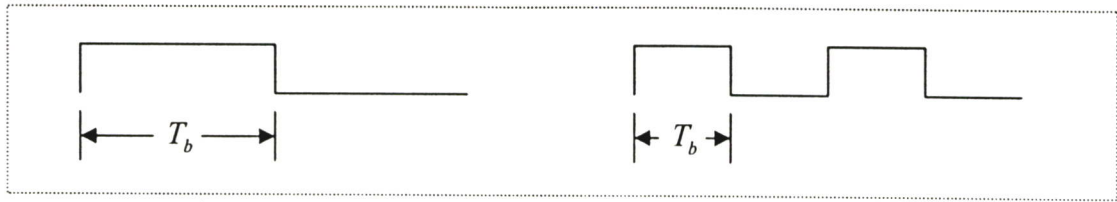
รูปที่ 3.7 แบบจำลองระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA

### 3.3.2 การพิจารณาแถบกว้างความถี่และ Processing-gain โดยรวมของระบบ

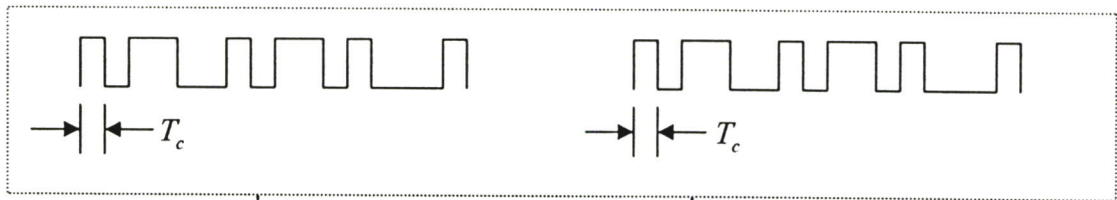
สำหรับระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA ที่จะใช้ในงานวิจัยนี้ จะใช้เทคนิคปรับเปลี่ยนอัตราขยายขบวนการของระบบ ซึ่งจะกำหนดให้อัตราชีพส์ ( $R_c$ ) มีค่าคงตัว การปรับอัตราการส่งข้อมูล ( $R_b$ ) นั้นจะอาศัยการเปลี่ยนอัตราขยายขบวนการของภาค DS ( $N = R_c / R_b = T_b / T_c$ ) และอัตราขยายขบวนการของภาค SFH ( $q =$  จำนวนความถี่พาหะที่ใช้ในการส่งข้อมูล 1 บิต) ดังรูปที่ 3.8

พิจารณารูปที่ 3.8 ด้านซ้ายมือ ลำดับข้อมูล 1 บิต จะถูกแผ่สเปกตรัมด้วยรหัส 8 บิต แล้วทำการส่งบนพาหะ 1 ตัว จะได้  $N = 8$  และ  $q = 1$  เพราะฉะนั้นจะได้  $PG=8$  ส่วนรูปด้านขวามือมีอัตราข้อมูลเร็วขึ้น 2 เท่า โดยที่ลำดับข้อมูล 1 บิต จะถูกแผ่สเปกตรัมด้วยรหัส 4 บิต แล้วทำการส่งบนพาหะ 2 ตัว จะได้  $N = 4$  และ  $q = 2$  เพราะฉะนั้นจะได้  $PG=8$  จะเห็นว่า ทั้ง 2 อัตราส่งนี้ใช้แถบกว้างความถี่ (Bandwidth) ของระบบเท่ากัน ฉะนั้น การเพิ่มอัตราส่งข้อมูลสูงขึ้น 2 เท่า จึงเป็นการปรับค่า  $N$  ลดลงครึ่งหนึ่ง และปรับค่า  $q$  เพิ่มขึ้น 2 เท่า ทำให้แถบกว้างความถี่และอัตราขยายขบวนการโดยรวมของระบบ ( $PG = N \cdot q$ ) เท่าเดิม

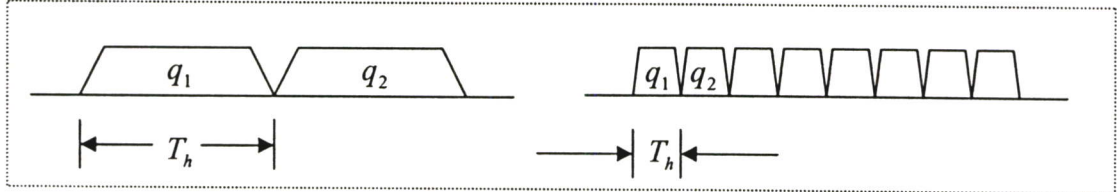
### บิตข้อมูล



### รหัสแฉ่หรือชีพส์



### การครอบครองความถี่พาหะหรือช่วงเวลากระโดดทางความถี่



รูปที่ 3.8 แสดงช่วงเวลาบิตข้อมูล ช่วงเวลาชีพส์ และช่วงเวลากระโดดทางความถี่

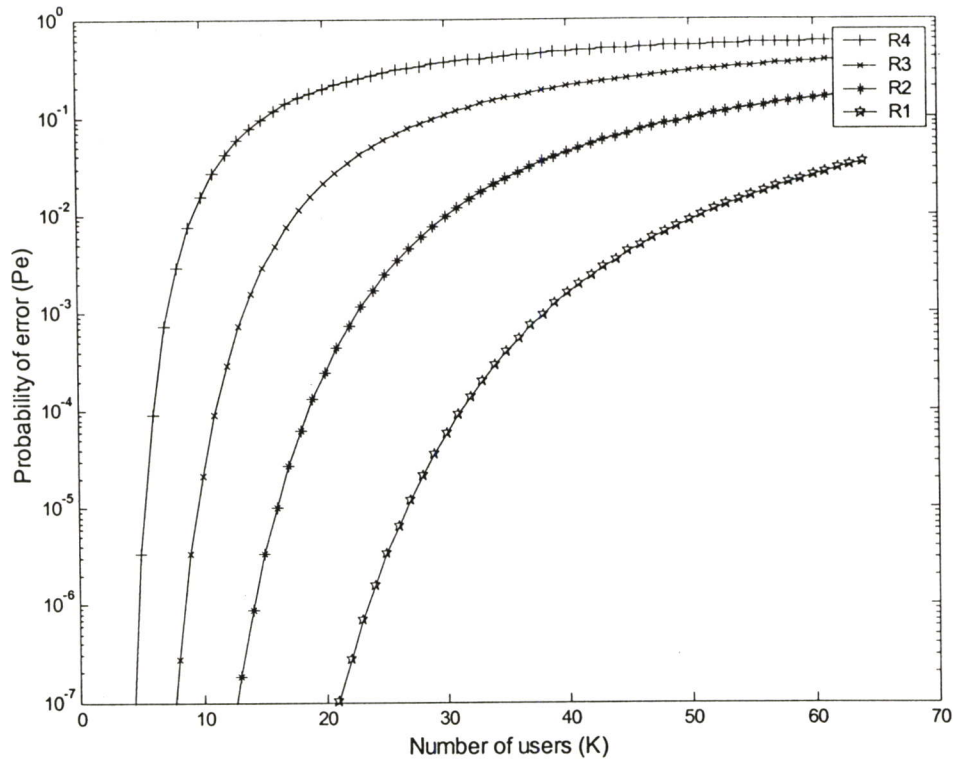
ตารางที่ 3.1 จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $N$  และ  $q$  ของระบบ DS, SFH และ Hybrid DS/SFH SSMA จะเห็นว่า ค่าอัตราขยายขบวนการโดยรวมของระบบ DS และ SFH ในแต่ละอัตราส่งนั้นไม่เท่ากัน ส่วนระบบ Hybrid DS/SFH จะมีอัตราขยายขบวนการโดยรวมเท่ากันทุกอัตราส่ง สำหรับระบบ SFH นั้นอัตราขยายขบวนการจะขึ้นกับจำนวนความถี่พาหะที่ใช้ในการส่งข้อมูล 1 บิต การเพิ่มอัตราส่ง 2 เท่าจึงต้องลดจำนวนความถี่พาหะลง 1/2 เท่า ส่วนระบบ Hybrid DS/SFH จำนวนความถี่พาหะถูกแบ่งไว้ตายตัว การแต่การส่งข้อมูล 1 บิตนั้น อัตราส่งสูงขึ้น 2 เท่า จะกำหนดให้ส่งบนพาหะเพิ่มขึ้น 2 ตัว การเลือกพาหะเป็นแบบสุ่มที่ควบคุมด้วยรหัสแฉ่อีกชั้นหนึ่ง ทำให้โอกาสในการใช้ความถี่พาหะตรงกันในการส่งข้อมูล 1 บิตมีน้อยมาก ส่วนย่านกว้างความถี่ยังเท่าเดิมทุกอัตราส่ง เนื่องจากได้ซัดเซยในส่วน DS แล้ว (ลำดับขาออกของ DS มีอัตราเท่ากันทุกอัตราส่ง) ตารางที่ 1.3 เป็นค่าอัตราขยายขบวนการที่จะใช้ในการวิเคราะห์เชิงเลข

ตารางที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า  $N$  และ  $q$  ของระบบ DS, SFH และ Hybrid DS/SFH

Rate	DS		SFH		Hybrid DS/SFH	
	$N$	$q$	$N$	$q$	$N$	$q$
$R_1$	64	1	1	64	32	2
$R_2=2R_1$	32	1	1	32	16	4
$R_3=4R_1$	16	1	1	16	8	8
$R_4=8R_1$	8	1	1	8	4	16

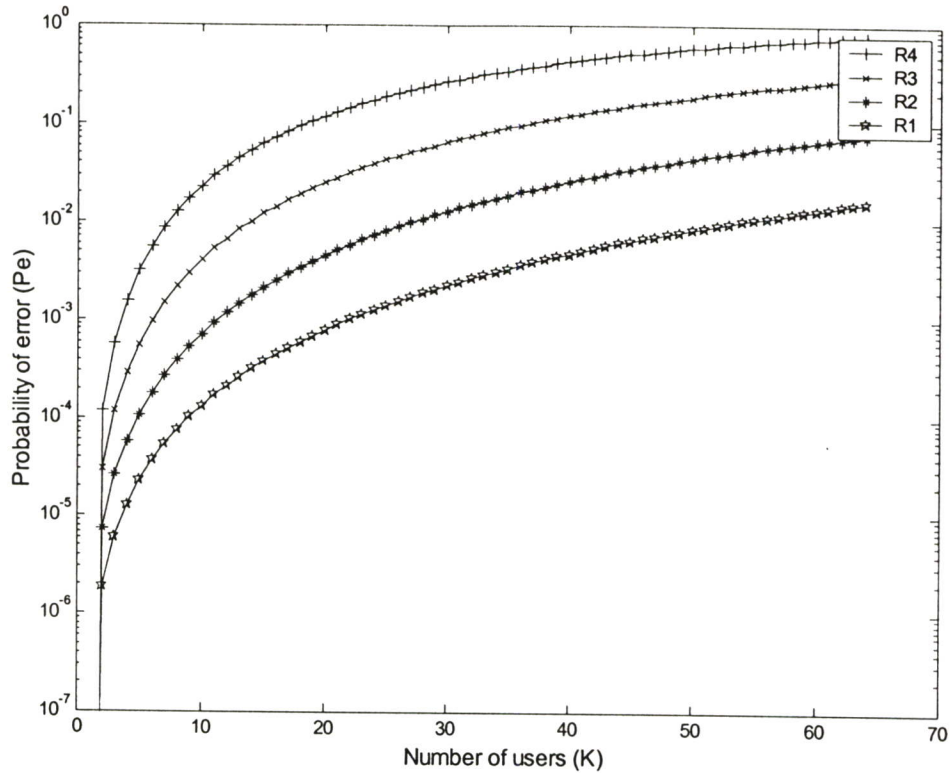
### 3.3.3 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Nakagami fading

ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณแบบ Nakagami fading เราจะทำเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 3.2.2 ด้วยการนำสมการความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลที่สมบูรณ์ในสมการที่ 3.31 ไปทำการวิเคราะห์เชิงเลขด้วยการใส่ค่าพารามิเตอร์ของแต่ละอัตราส่ง ดังตารางที่ 3.1 ในสมการดังกล่าว ซึ่งผลการวิเคราะห์แสดงดังนี้



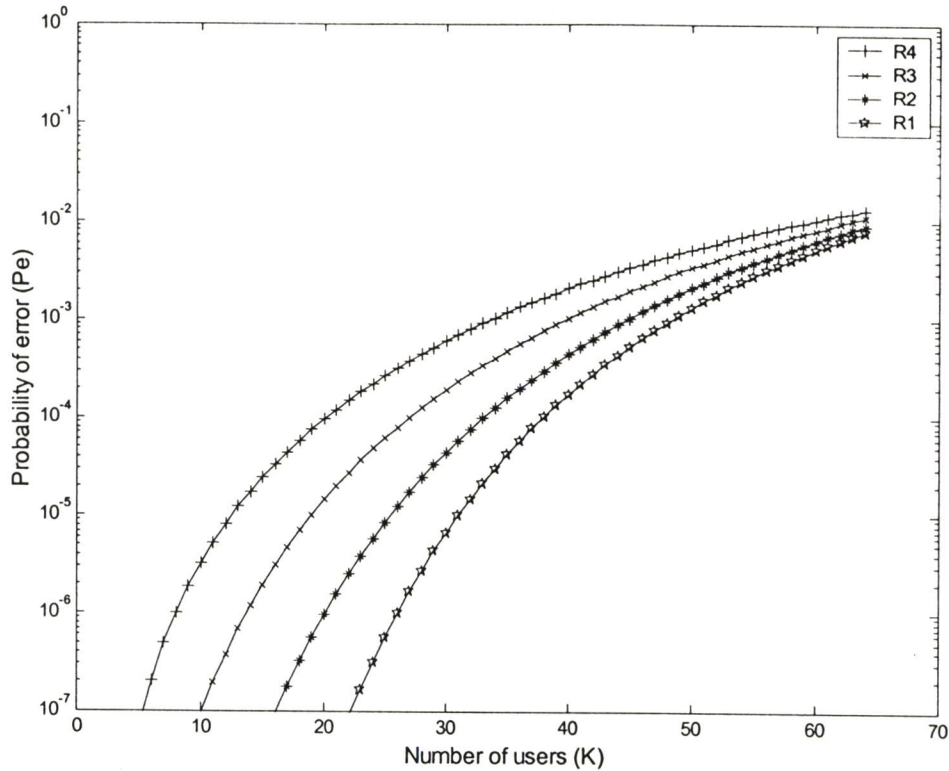
รูปที่ 3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ DS-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่าง 4 ระดับ โดยมีพารามิเตอร์  $m=0.5$  และ  $E_b/N_0=10$  dB

จากรูปที่ 3.9 จะเห็นว่า ในระบบ DS-SSMA นั้นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลคืออัตราขยายขบวนการ ( $N$ ) ที่อัตราส่ง  $R_1$  ซึ่งเป็นอัตราส่งต่ำที่สุด นั้น ระบบจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลต่ำที่สุด เพราะว่าขณะนี้ระบบมีค่าอัตราขยายขบวนการมากที่สุด ( $N=64$ ) เมื่อปรับอัตราการส่งสูงขึ้น 2 เท่าจะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นมาก ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากระบบมีค่าอัตราขยายขบวนการลดลงครึ่งหนึ่ง ( $N=32$ ) และที่อัตราส่งสูงที่สุด ซึ่งระบบมีค่าอัตราขยายขบวนการ ( $N=8$ ) จะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นมากนับตั้งแต่มีผู้ใช้ระบบมากกว่า 8 สถานี เนื่องจากระบบมีความถี่พาหะเดียวทำให้มีการแทรกแซงซึ่งกันและกันมากนั่นเอง



รูปที่ 3.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ SFH-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $m=0.5$  และ  $E_b/N_0=10$  dB

จากรูปที่ 3.10 จะเห็นว่า ในระบบ SFH-SSMA นั้นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลคือจำนวนความถี่พาหะที่ใช้ในการส่งข้อมูล 1 บิต ( $q$ ) ที่อัตราส่ง  $R_1$  ซึ่งเป็นอัตราส่งต่ำที่สุดนั้น ระบบจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลต่ำที่สุด เพราะว่าขณะนี้ระบบมีจำนวนความถี่พาหะมากที่สุด ( $q=64$ ) เมื่อปรับอัตราการส่งสูงขึ้น 2 เท่าจะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นตาม ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากการเพิ่มอัตราส่งขึ้น 2 เท่าทำให้ต้องการย่านกว้างความถี่ในการส่งเพิ่มขึ้น 2 เท่า จึงต้องลดจำนวนความถี่พาหะ (ที่แบ่ง) ลงครึ่งหนึ่ง เพื่อให้ย่านกว้างความถี่โดยรวมของระบบคงเดิม เมื่อจำนวนความถี่พาหะน้อยลงย่อมส่งผลให้เกิดการแทรกแซงซึ่งกันและกันมากขึ้น ส่งผลให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นนั่นเอง โปรดสังเกตว่า เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นต่ำ ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ SFH-SSMA มีค่ามากกว่า(แย่กว่า)ระบบ DS-SSMA ที่แสดงในรูปที่ 3.9 แต่เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นสูง ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ SFH-SSMA จะมีค่าน้อยกว่า(ดีกว่า)ระบบ DS-SSMA

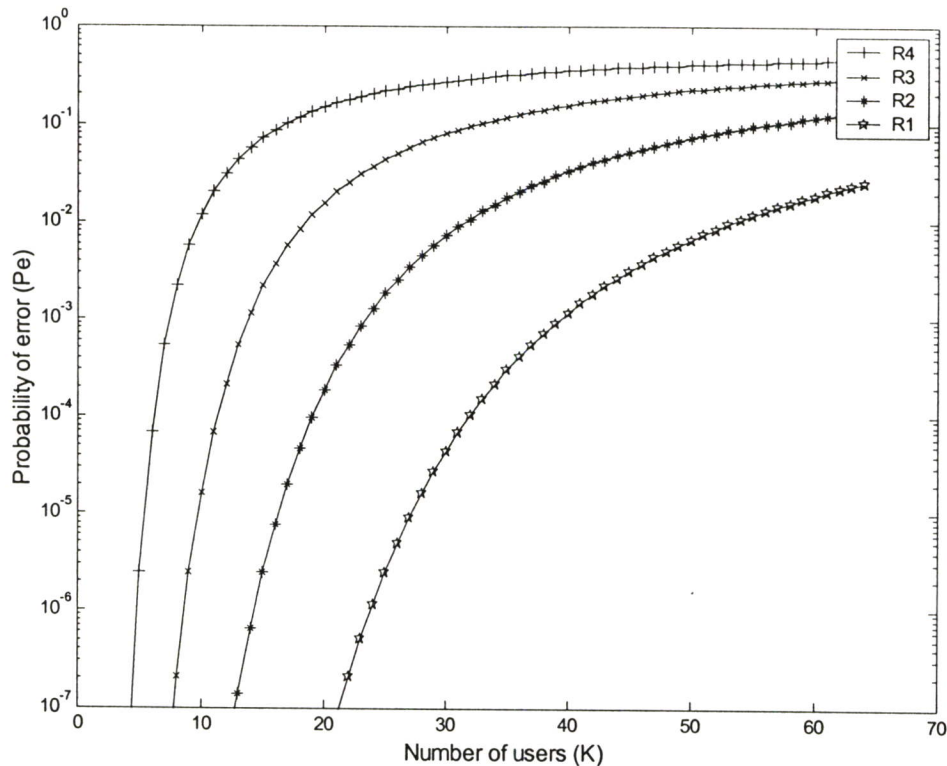


รูปที่ 3.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $m=0.5$  และ  $E_b/N_0=10$  dB

จากรูปที่ 3.11 จะเห็นว่า ในระบบ Hybrid DS/SFH SSMA นั้นทั้ง  $N$  และ  $q$  ต่างก็มีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูล ที่อัตราส่ง  $R_1$  ซึ่งเป็นอัตราส่งต่ำที่สุดนั้น ระบบจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลต่ำที่สุด เมื่อปรับอัตราการส่งสูงขึ้นจะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นตาม โปรดสังเกตว่า เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นต่ำ ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA จะต่ำกว่า (ดีกว่า)ระบบ DS-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ SFH-SSMA มากๆ โดยเฉพาะที่อัตราส่งสูงๆ เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นสูง ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA ยังต่ำกว่า(ดีกว่า)ระบบ SFH-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ DS-SSMA มากๆ ดังนั้นระบบ Hybrid DS/SFH SSMA จึงเหมาะแก่การส่งข้อมูลแบบหลายอัตราส่งที่สุด เพราะสามารถรวมจุดดีและชดเชยจุดด้อยของระบบ DS-SSMA และระบบ SFH-SSMA

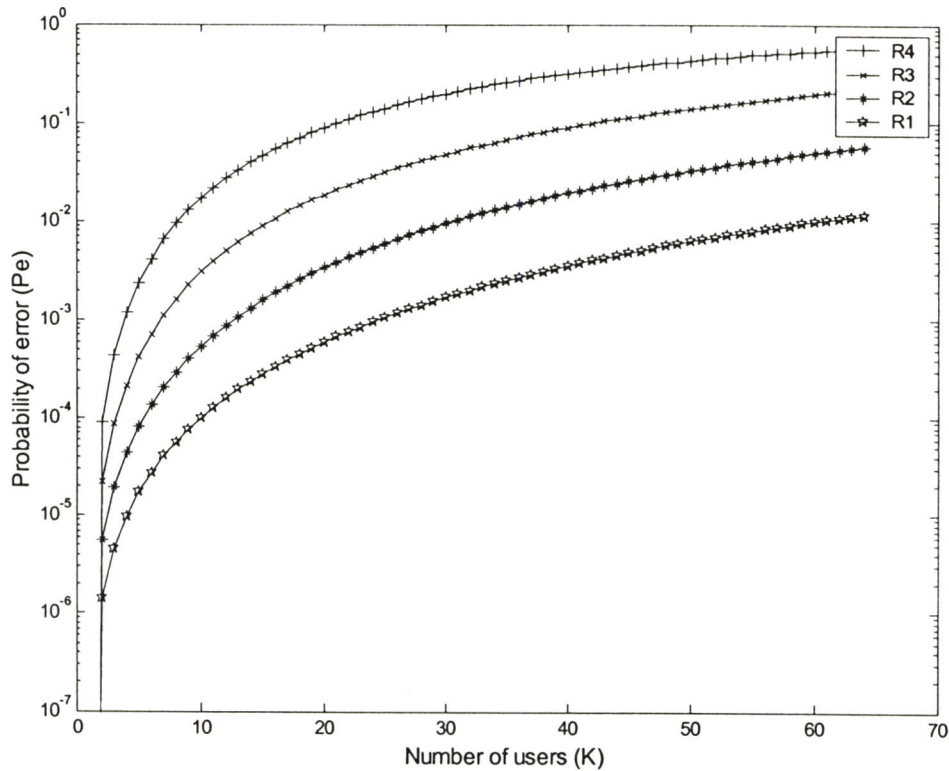
### 3.3.4 การวิเคราะห์สมรรถนะบนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh fading

ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณแบบ Rayleigh fading เราจะทำเช่นเดียวกับหัวข้อข้างต้น แต่จะแทนสมการที่ (3.29) (3.30) (3.32) และ (3.33) ในสมการความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลที่สมบูรณ์ (สมการที่ 3.31) ซึ่งผลการวิเคราะห์แสดงดังนี้



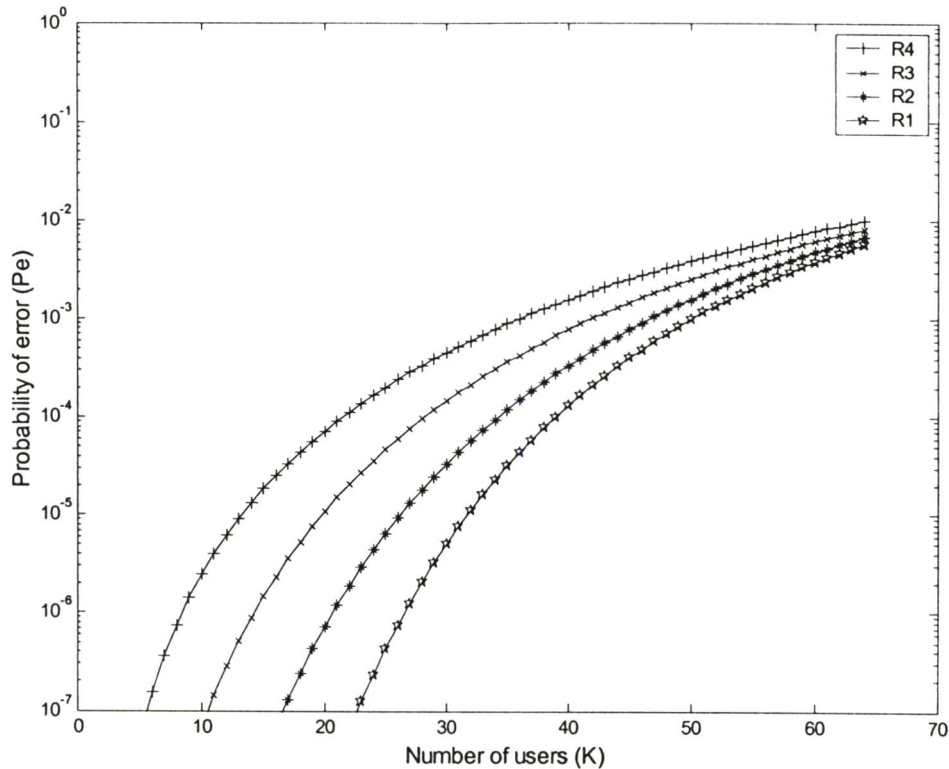
รูปที่ 3.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ DS-SSMA บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $E_b/N_0=10$  dB

จากรูปที่ 3.12 จะเห็นว่า ในระบบ DS-SSMA นั้นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลคืออัตราขยายขบวนการ ที่อัตราส่ง  $R_1$  ซึ่งเป็นอัตราส่งต่ำที่สุดนั้นระบบจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลต่ำที่สุด เพราะว่าขณะนั้นระบบมีค่าอัตราขยายขบวนการมากที่สุด เมื่อปรับอัตราการส่งสูงขึ้นจะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นตาม ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากระบบมีค่าอัตราขยายขบวนการลดลง และที่อัตราส่งสูงที่สุด ซึ่งระบบมีค่าอัตราขยายขบวนการ ( $N=8$ ) จะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นมากนับตั้งแต่มีผู้เข้าใช้ระบบมากกว่า 8 สถานี เนื่องจากระบบมีความถี่พาหะเดียวทำให้มีการแทรกแซงซึ่งกันและกันมากนั่นเอง โปรดสังเกตว่ากราฟจะคล้ายกับการวิเคราะห์เชิงเลขในช่องสัญญาณ Nakagami ถ้ากำหนดให้  $m=1$  ช่องสัญญาณ Nakagami ก็จะแทนช่องสัญญาณ Rayleigh ได้



รูปที่ 3.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ SFH-SSMA บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $E_b N_0 = 10$  dB

จากรูปที่ 3.13 จะเห็นว่า ในระบบ SFH-SSMA นั้นพารามิเตอร์ที่มีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลคือจำนวนความถี่พาหะที่ใช้ในการส่งข้อมูล 1 บิต ที่อัตราส่ง  $R_1$  ซึ่งเป็นอัตราส่งต่ำที่สุดนั้น ระบบจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลต่ำที่สุด เพราะว่าจะขณะนี้ระบบมีจำนวนความถี่พาหะมากที่สุด เมื่อปรับอัตราการส่งสูงขึ้น จะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นตาม ทั้งนี้ก็เนื่องมาจากการเพิ่มอัตราส่งขึ้น 2 เท่าต้องลดจำนวนความถี่พาหะลงครึ่งหนึ่ง เพื่อให้ย่านกว้างความถี่โดยรวมของระบบคงเดิม เมื่อจำนวนความถี่พาหะน้อยลงย่อมส่งผลให้เกิดการแทรกแซงซึ่งกันและกันมากขึ้น ส่งผลให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นนั่นเอง โปรดสังเกตว่า เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นต่ำ ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ SFH-SSMA มีค่ามากกว่า(แย่กว่า)ระบบ DS-SSMA ที่แสดงในรูปที่ 3.12 แต่เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นสูง ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดที่แต่ละอัตราส่งของระบบ SFH-SSMA มีค่าน้อยกว่า(ดีกว่า)ระบบ DS-SSMA



รูปที่ 3.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ  $P_e$  เทียบกับจำนวนผู้ใช้ ( $K$ ) ของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $E_b/N_0=10$  dB

จากรูปที่ 3.14 จะเห็นว่า ในระบบ Hybrid DS/SFH SSMA นั้นทั้ง  $N$  และ  $q$  ต่างก็มีผลต่อความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูล ที่อัตราส่ง  $R_i$  ซึ่งเป็นอัตราส่งต่ำที่สุดนั้น ระบบจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลต่ำที่สุด เมื่อปรับอัตราการส่งสูงขึ้นจะพบว่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นตาม โปรดสังเกตว่า เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นต่ำ ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA จะต่ำกว่า (ดีกว่า)ระบบ DS-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ SFH-SSMA มากๆ โดยเฉพาะที่อัตราส่งสูงๆ เมื่อการเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นสูง ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA ยังต่ำกว่า(ดีกว่า)ระบบ SFH-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ DS-SSMA มากๆ ดังนั้นระบบ Hybrid DS/SFH SSMA จึงเหมาะแก่การส่งข้อมูลแบบหลายอัตราส่งที่สุด เพราะสามารถรวมจุดดีและชดเชยจุดด้อยของระบบ DS-SSMA และระบบ SFH-SSMA โปรดสังเกตว่ากราฟจะคล้ายกับการวิเคราะห์เชิงเลขในช่องสัญญาณ Nakagami ถ้ากำหนดให้  $m=1$  ช่องสัญญาณ Nakagami ก็จะแทนช่องสัญญาณ Rayleigh ได้

### 3.3.5 การวิเคราะห์ผล

จากกราฟแสดงผลการวิเคราะห์เชิงเลขในหัวข้อที่ 3.3.3 และ 3.3.4 จะสามารถสรุปการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลของระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA ทั้งในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh แยกเป็นข้อ ได้ดังนี้

1. ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้งานระบบ
2. ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้นตามอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น
3. ที่การเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นต่ำ ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA ดีกว่าระบบ DS-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ SFH-SSMA มากๆ โดยเฉพาะที่อัตราส่งสูงๆ
4. ที่การเข้าใช้งานระบบมีความหนาแน่นสูง ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของแต่ละอัตราส่งของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA ดีกว่าระบบ SFH-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ DS-SSMA มากๆ
5. ด้วยเหตุผลข้างต้น ระบบ Hybrid DS/SFH SSMA จึงเหมาะแก่การส่งข้อมูลแบบหลายอัตราส่งที่สุด

## บทที่ 4

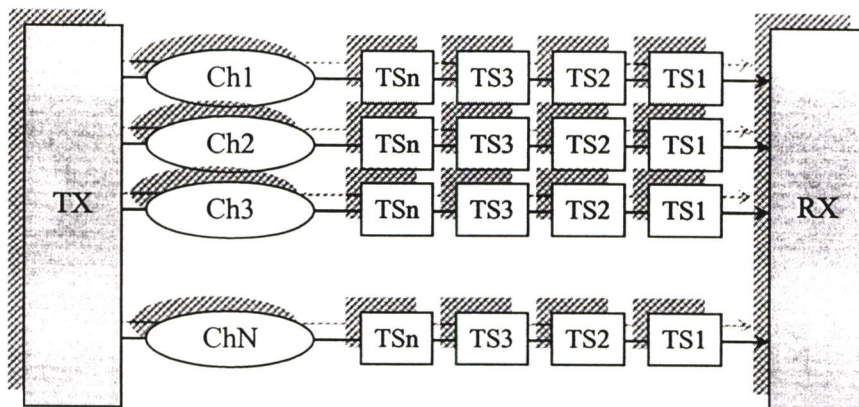
# การวิเคราะห์และปรับแต่งสมรรถนะการส่งข้อมูลของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA

### 4.1 บทนำ

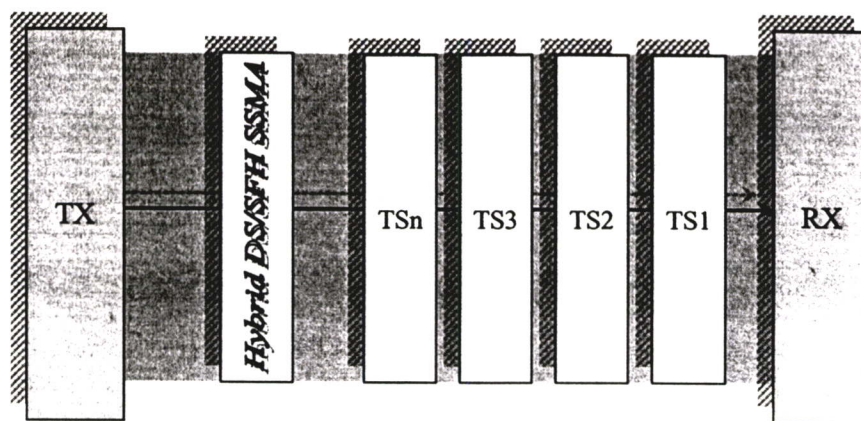
จากบทที่ 3 ทำให้ทราบว่าระบบ Hybrid DS/SFH SSMA มีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งข้อมูลที่ดี และมีความเหมาะสมต่อการประยุกต์ใช้สำหรับการสื่อสารข้อมูลแบบหลายอัตราส่ง เพราะฉะนั้น ในบทนี้จะเสนอวิธีการนำเทคนิค Hybrid DS/SFH SSMA ไปใช้ในระบบรับส่งข้อมูลแบบแพคเกจ (Packet transmission)

ในปัจจุบัน ระบบรับส่งข้อมูลแบบแพคเกจที่ใช้งานอย่างแพร่หลายได้แก่ ระบบ Multichannel narrow-band slotted ALOHA (M-ALOHA) ดังแสดงในรูปที่ 4.1 ระบบนี้จะแบ่งย่านความถี่การทำงานออกเป็นหลายช่องสัญญาณความถี่แคบ (Multi narrow-band channel) ในแต่ละช่องสัญญาณจะใช้เทคนิคเข้าถึงช่องสัญญาณด้วยการแบ่งเวลา (TDMA) สำหรับการรับส่งแพคเกจ เราจะรวมหลายช่องความถี่แคบของระบบ M-ALOHA เข้าเป็นช่องสัญญาณ Hybrid DS/SFH SSMA เพียงช่องเดียว ดังแสดงในรูปที่ 4.2 เพื่อให้ผู้ใช้แต่ละสถานีครอบครองความถี่ได้เต็มย่านในการรับส่งแพคเกจ ระบบจะทำการแยกแยะแพคเกจของผู้ใช้ด้วยรหัสแอมป์ที่แตกต่างกัน ระบบนี้จะเรียกว่า Hybrid DS/SFH SSMA slotted ALOHA (H-SSMA) [13]

ส่วนที่เหลือในบทนี้ จะอธิบายถึงวิธีการส่งข้อมูลในรูปแบบแพคเกจ (Packet) และเฟรม (Frame) กรรมวิธีปรับแต่งอัตราส่งข้อมูลระหว่างตัวส่งและตัวรับในการส่งแบบ Multi-rate การวิเคราะห์หาสมการทROUGHPUT ของระบบ M-ALOHA และ H-SSMA การวิเคราะห์เชิงเลข และการอธิบายเชิงเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในสภาพแวดล้อมต่างๆ



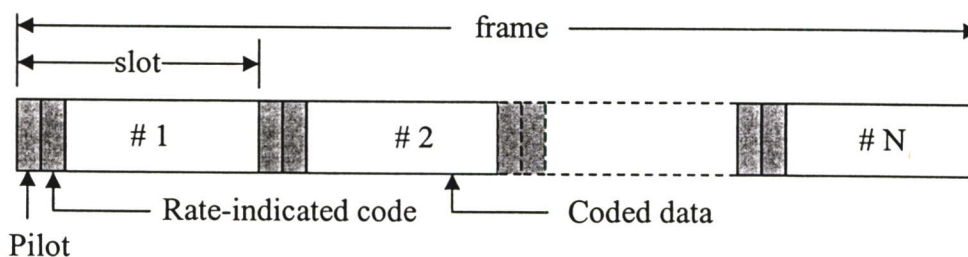
รูปที่ 4.1 ระบบ Multichannel narrow-band slotted ALOHA (M-ALOHA)



รูปที่ 4.2 ระบบ Hybrid DS/SFH SSMA slotted ALOHA (H-SSMA)

#### 4.2 การส่งข้อมูลแบบเฟรมในระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA

ในการรับส่งข้อมูลในระบบ H-ALOHA และ M-SSMA จะกำหนดให้เป็นแบบเฟรม (Frame) ที่มีอัตราส่งเฟรมขึ้นกับโครงข่ายสื่อสารที่นำไปใช้งาน ในหนึ่งเฟรมจะประกอบด้วยแพ็คเกจข้อมูลจำนวนเท่ากับช่องเวลา (Time slot) ที่กำหนดขึ้นรวมกับแพ็คเกจควบคุม ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ในแต่ละแพ็คเกจจะประกอบด้วยรหัสนำร่อง (Pilot) สำหรับกำหนดจุดเริ่มต้นของแพ็คเกจ (เป็นการส่งแบบอะซิงโครนัส) พร้อมด้วยรหัสกำหนดอัตราการส่ง จากนั้นจึงตามด้วยรหัสข้อมูลที่ทำการแผ่สเปกตรัมแบบลำดับตรง (DS) แล้ว



รูปที่ 4.3 เฟรมของระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA

วิธีปรับอัตราส่งโดยการเข้าครอบครองหลายช่องเวลาหรือหลายช่องความถี่ของผู้ใช้เดี่ยวนั้น เป็นวิธีที่ใช้โดยแพร่หลายอยู่ในระบบ TDMA หรือสวิตซ์แพ็คเกจ (Packet switching) แต่สำหรับการปรับอัตราส่งในระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA นั้นจะใช้วิธีปรับเปลี่ยนอัตราเข้ารหัส DS ดังแสดงในหัวข้อที่ 3.3.2 การทำเช่นนี้จะไม่ทำให้ย่านความถี่สำหรับการส่งทุกอัตราเปลี่ยนแปลงไป ไม่ว่าจะส่งด้วยอัตราส่งใดก็ตาม กล่าวคือ เมื่อเพิ่มอัตราส่งเร็วขึ้นจะต้องลดอัตราเข้ารหัส DS ต่ำลง และเมื่อลดอัตราส่งช้าลงจะต้องเพิ่มอัตราเข้ารหัส DS สูงขึ้น ตามตารางที่ 3.1 แต่จำเป็นต้องมีอัลกอริทึมที่รับรู้กันได้ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ว่าในแพ็คเกจนั้นๆ ใช้อัตราเข้ารหัสเท่าใด ซึ่งในส่วนนี้จะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อที่ 4.3

### 4.3 กรรมวิธีปรับแต่งอัตราส่งข้อมูลระหว่างตัวส่งและตัวรับในการส่ง Multi-rate

การปรับอัตราส่งในระบบ Multi-rate Hybrid DS/SFH SSMA นั้นจะทำได้โดย ในการรับส่งแพ็คเกจแรก อัตราการส่งจะถูกกำหนดให้เป็นอัตราส่งต่ำที่สุด ตามตารางที่ 3.1 เพราะที่อัตราส่งต่ำสุดจะมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในการส่งต่ำที่สุด เมื่อระบบมีความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดโดยรวมต่ำ (ซึ่งอาจจะเกิดจากความหนาแน่นการใช้งานต่ำหรือมีกำลังสัญญาณรบกวนต่ำชั่วขณะ) นั้นหมายความว่าระบบสามารถปรับอัตราส่งแพ็คเกจต่อไปให้เร็วขึ้นได้ โดยการลดอัตราเข้ารหัส DS ต่ำลง เครื่องส่งจะต้องส่งรหัสกำหนดอัตราส่ง (อัตราเข้ารหัสDS) ของแพ็คเกจถัดไปในแพ็คเกจปัจจุบัน เพื่อให้เครื่องรับตรวจสอบรู้ล่วงหน้าจึงจะถอดรหัสได้ถูกต้อง

การปรับอัตราส่งจะทำได้ 2 วิธีคือ การปรับอัตราส่งทีละขั้น และการปรับอัตราส่งอิสระ สำหรับการปรับอัตราส่งทีละขั้นนั้น ในแพ็คเกจที่ส่งติดกันจะสามารถปรับอัตราส่งเร็วขึ้นหรือช้าลงได้หนึ่งขั้นเท่านั้น บิตที่ใช้ในการกำหนดอัตราส่งจึงใช้เพียง 1 บิตเท่านั้น (+1 สำหรับเพิ่มอัตราส่ง และ -1 สำหรับลดอัตราส่ง) แต่การปรับอัตราส่งอิสระนั้น แต่ละแพ็คเกจเป็นอิสระต่อกัน รหัสกำหนดอัตราส่งจะใช้เท่ากับ  $\log_2 R$  บิต เมื่อ  $R =$  จำนวนอัตราส่ง

*หมายเหตุ* อัตราแพ็คเกจของระบบจะมีค่าคงที่เสมอ แต่ข้อมูลที่บรรจุในแพ็คเกจในแต่ละอัตราส่งไม่เท่ากัน ดังนั้นอัตราส่งในที่นี้หมายถึงอัตราส่งข้อมูล ไม่ใช่อัตราแพ็คเกจ

### 4.4 การวิเคราะห์สมรรถนะ

ในหัวข้อนี้ จะทำการวิเคราะห์สมรรถนะเชิงเปรียบเทียบระหว่างโครงข่าย M-ALOHA และ H-SSMA ที่เสนอขึ้นทั้งในสภาพอัตราส่งเดียวและหลายอัตราส่ง มองโดยภาพรวมจะเห็นว่าโครงข่ายทั้งสองนี้มีโครงสร้างเฟรมคล้ายคลึงกัน ความแตกต่างระหว่างโครงข่ายทั้งสองนี้คือ ในโครงข่าย M-ALOHA จะแบ่งย่านความถี่ของระบบออกเป็นหลายความถี่แคบๆ และใช้หลายความถี่นี้สำหรับการส่งแพ็คเกจของแต่ละผู้ใช้แยกกัน ในโหมดหลายอัตราส่งจะยอมให้ผู้ใช้หนึ่งๆ เข้าใช้ความถี่ที่ว่างในการส่งแพ็คเกจของตน จะส่วนโครงข่าย H-SSMA ทุกๆ ผู้ใช้จะครองครองความถี่เต็มย่านกว้าง และใช้เทคนิคสเปกตรัมแผ่ Hybrid DS/SFH SSMA ในการแยกแยะแพ็คเกจของผู้ใช้ การวิเคราะห์เปรียบเทียบจะทำบนพื้นฐานเดียวกัน คือ การหาค่าทราฟฟิค (Throughput:  $S$ ) ของโครงข่าย

การวิเคราะห์หาค่าทราฟฟิคของโครงข่าย จะอาศัยค่าความน่าจะเป็นความของบิตผิดพลาดที่หาได้จากบทที่ 3 เริ่มแรกเราจะทำการหาค่าความน่าจะเป็นของความสำเร็จในการส่งแพ็คเกจ (Probability of packet success:  $Q_E(K)$ ) จากค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด ( $P_e(K)$ ) จากนั้นจะทำการหาสมการทราฟฟิคของโครงข่ายจากค่าความน่าจะเป็นความสำเร็จแพ็คเกจที่ได้ ซึ่งจะพยายามลดค่าขอบเขตของทราฟฟิคให้แคบลง ด้วยการกำหนดค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดต่อ

การส่งแพ็คเกจที่ยอมรับได้ของระบบ ซึ่งจะพบว่าขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้ในระบบ ( $K$ ) ที่โครงข่ายสามารถรองรับได้โดยไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดเกินกว่าค่าที่ยอมรับได้ ด้วยเหตุนี้ เราจึงมุ่งหาค่าขอบเขตล่าง (Lower bound) ของทรูพุตเป็นหลัก

นอกจากนี้ เรายังจะใช้รหัสควบคุมความผิดพลาด (Error control code) ในแพ็คเกจ เพื่อช่วยให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความสำเร็จในการส่งแพ็คเกจสูงขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ค่าทรูพุตของโครงข่ายสูงขึ้นตามไปด้วย อย่างไรก็ตาม ในแพ็คเกจที่มีการจำกัดความยาว การเพิ่มรหัสควบคุมความผิดพลาดเข้าไปในแพ็คเกจ จะส่งผลให้ต้องลดจำนวนบิตข้อมูลข่าวสารในแพ็คเกจลง ด้วยเหตุนี้ เราจะมุ่งทำการหาค่าทรูพุตประสิทธิภาพของการส่งข้อมูล (Effective throughput) เป็นหลัก จากนั้น เราจะทำการเปรียบเทียบกับค่าความจุของโครงข่าย (Offered load:  $G$ )

#### 4.4.1 ความน่าจะเป็นของความสำเร็จในการส่งแพ็คเกจ

วิธีประมาณค่าแบบเกาส์เซียนที่ปรับปรุงแล้ว (Approved Gaussian approximation) นอกจากจะใช้หาค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดที่เที่ยงตรงแล้ว ยังสามารถใช้หาค่าความผิดพลาดบิตต่อบิตของข้อมูลในแพ็คเกจด้วย ซึ่งค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดที่บรรจุในแพ็คเกจนี้ จะนำมาสู่การหาค่าความน่าจะเป็นของความสำเร็จต่อการส่งแพ็คเกจ แต่ก่อนอื่น เราจะกำหนดตัวแปรให้  $Q_e(K) = 1 - P_e(K)$  คือค่าความน่าจะเป็นของความสำเร็จต่อการส่งบิตข้อมูล (Probability of data bit success) กำหนดให้แพ็คเกจที่มีความยาว  $L$  บิตถูกส่งในช่องสัญญาณสื่อสารแบบ Memoryless binary symmetric ด้วยค่าความน่าจะเป็นของความสำเร็จต่อการส่งบิตข้อมูลเท่ากับ  $Q_e(K)$  ถ้ามีการใช้รหัสควบคุมความผิดพลาดในแพ็คเกจที่สามารถแก้บิตข้อมูลที่ผิดพลาดได้ไม่เกิน  $j$  บิต สมการความน่าจะเป็นของความสำเร็จต่อการส่งแพ็คเกจจะเขียนได้ดังนี้ [7]

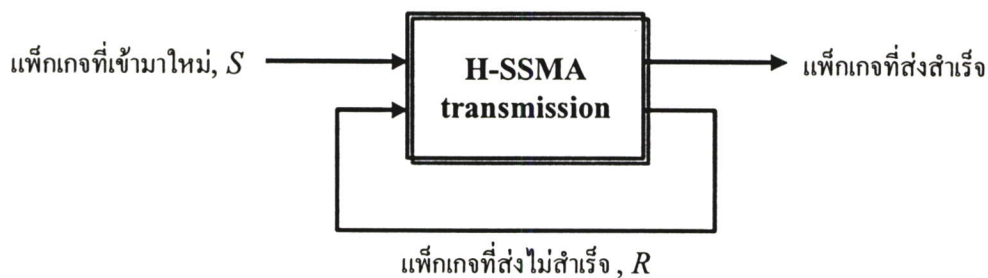
$$Q_E(K) = \sum_{i=0}^j \binom{L}{i} (1 - Q_e(K))^i (Q_e(K))^{L-i} \quad (4.1)$$

#### 4.4.2 การคำนวณทรูพุตของ H-SSMA

พิจารณาโครงข่ายที่มีผู้ใช้จำนวนมากที่เป็นอิสระต่อกัน แต่มีการใช้ช่องสัญญาณสื่อสารร่วม (Common communication channel) ผู้ใช้เหล่านี้ต่างกำเนิดแพ็คเกจข้อมูลที่มีความยาว  $L$  บิต โดยแต่ละผู้ใช้จากจำนวนทั้งหมด ( $K$ ) ผู้ใช้  $i$  นี้กำเนิดแพ็คเกจด้วยอัตราซ้ำๆ ที่  $S_i$  แพ็คเกจ/ช่วงเวลา (packet/time slot) และระยะห่างทางเวลาระหว่างแพ็คเกจมีการกระจายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลด้วยค่าเฉลี่ย  $1/S_i$  ซึ่งมีค่ามากเมื่อเทียบกับความยาวแพ็คเกจ ดังนั้นการมาถึงของแพ็คเกจใหม่จึงมีการกระจายแบบ Poisson [6] ด้วยอัตรา

$$S = \sum_{i=1}^n S_i \quad (4.2)$$

เมื่อแพ็คเกจถูกกำเนิดขึ้นโดยผู้ใดๆ ในโครงข่าย ขบวนการส่งจะเริ่มขึ้นที่จุดเริ่มต้นของช่วงเวลาถัดไป โดยที่แต่ละช่องเวลามีความยาวพอที่จะส่งแพ็คเกจได้ และช่วงเวลากันชน (Guard time) ระหว่างช่องเวลากำหนดให้มีขนาดสั้นเมื่อเทียบกับช่องเวลาการส่งแพ็คเกจ ค่าประวิงเวลาและความผิดพลาดเชิงเวลาในช่องเวลาจึงเป็นพารามิเตอร์ที่ส่งผลต่อความน่าจะเป็นของความสำเร็จในการส่งบิตหรือแพ็คเกจข้อมูล ซึ่งได้พิสูจน์หาในหัวข้อที่แล้ว



รูปที่ 4.4 ช่องสัญญาณสื่อสารแพ็คเกจ

พิจารณาโครงข่ายสื่อสารแพ็คเกจข้อมูลที่ใช้เทคนิค H-SSMA ในการส่ง/รับข้อมูล ดังรูปที่ 4.4 ช่องสัญญาณรับแพ็คเกจใหม่ด้วยอัตรา  $S$  และแพ็คเกจก่อนหน้าที่ส่งไม่สำเร็จด้วยอัตรา  $R$  ซึ่งกำหนดให้มีการกระจายแบบ Poisson เช่นกัน ดังนั้นค่าความจุช่องสัญญาณ (Offered channel traffic:  $G$ ) จึงมีการกระจายแบบ Poisson ด้วยอัตรา  $G = S + R$  เมื่อเรากำหนดให้ช่องสัญญาณมีความเสถียรภาพ อัตราทรูพุดของโครงข่ายต้องเท่ากับ  $S$  และทุกแพ็คเกจจะถูกส่งจนสำเร็จภายในช่วงเวลาที่จำกัด จากนิยามข้างต้น  $G$  และ  $S$  จึงมีหน่วยเป็นแพ็คเกจ/ช่องเวลา (packet/slot) ส่วนจำนวนของผู้ใช้ช่องสัญญาณ  $K \in [0, 1, 2, \dots]$  ในแต่ละช่องเวลาซึ่งเป็นตัวแปรเชิงสุ่มจะใช้ในการหาค่าความน่าจะเป็นของ  $G$

ด้วยเทคนิคที่พิสูจน์แล้วใน [7] ค่าทรูพุดของโครงข่ายสื่อสารแบบ DS/SSMA Slotted ALOHA สามารถเขียนสมการได้ว่า

$$S = Ge^{-G} + Ge^{-G} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{G^k}{k!} Q_E(k+1) \quad (4.3)$$

โดยที่เทอม  $Ge^{-G}$  แสดงค่าทรูพุดที่ได้จาก 1 แพ็คเกจใน 1 ช่องเวลา ซึ่งเป็นค่าเฉพาะทรูพุดของช่องสัญญาณแบบ Single narrow-band slotted ALOHA อยู่แล้ว ส่วนเทอมที่เหลือในสมการ (4.3) เป็นส่วนที่เพิ่มขึ้นจริงจากการใช้เทคนิค SSMA ร่วมในระบบรับส่งสัญญาณ

อย่างไรก็ตาม ถึงแม้ระบบที่เสนอจะใช้กรรมวิธีทางผสมสัญญาณที่แตกต่างออกไป กล่าวคือจาก DS/SSMA เป็นแบบ Hybrid DS/SFH SSMA แต่กรรมวิธีทั้งสองนี้เป็นกระบวนการทางด้านเทคนิคการผสมคลื่นที่จะส่งไปในช่องสัญญาณ ซึ่งกรรมวิธีทั้งสองจะต่างกันที่ความน่าจะเป็น

เป็นการส่งบิตข้อมูลสำเร็จ ที่ส่งผลให้ความน่าจะเป็นของการส่งแพ็คเกจข้อมูลในแต่ละช่วงเวลาแตกต่างกัน (ซึ่งพิสูจน์ในบทที่แล้ว) ด้วยเหตุนี้สมการที่ (4.3) จึงสามารถใช้หาค่าทรูพุดของระบบผสม DS/SFH SSMA slotted ALOHA ได้เช่นกัน ด้วยการแทนค่า  $Q_E$  ของระบบ Hybrid DS/SFH SSMA ในสมการที่ (4.3) นั้นเอง

การหาค่าในสมการที่ (4.3) ยังทำไม่ได้โดยดี ทั้งนี้ก็เนื่องจากการรวมถึงค่าอนันต์ของ  $k$  แต่สามารถใช้หลักความจริงที่ว่า  $Q_E(K)$  เป็นฟังก์ชันลดค่าตามตัวแปร  $K$  ดังนั้นเราสามารถประมาณค่าของผลรวมนี้ได้ด้วยการตัดเทอมที่มีค่าเกินไปออกได้ ตัวอย่างเช่น ในกรณีของการหาค่าขอบเขตล่าง (Lower bound) ของ  $S$  จะหาได้โดยการตัดเทอมหลังของการรวมที่มีค่า  $Q_E(K)$  ต่ำกว่าค่าจุดเปลี่ยนแปลง (Threshold) ซึ่งค่า  $k$  ที่ทำให้  $Q_E(K)$  มีค่าเท่ากับค่าจุดเปลี่ยนแปลงนี้จะเรียกว่า  $K_u$  เพราะฉะนั้น

$$S_l = Ge^{-G} \sum_{k=0}^{K_u-1} \frac{G^k}{k!} Q_E(k+1) \quad (4.4)$$

ในขณะที่ค่าขอบเขตบน (Upper bound) ของ  $S$  จะหาได้โดยการแทนค่า  $Q_E(K) = Q_E(K_u)$  สำหรับทุกค่า  $k \geq K_u$  เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} S_u &= Ge^{-G} \sum_{k=0}^{K_u-1} \frac{G^k}{k!} Q_E(k+1) + Ge^{-G} \sum_{k=K_u}^{\infty} \frac{G^k}{k!} Q_E(K_u) \\ &= S_l + Ge^{-G} \sum_{k=K_u}^{\infty} \frac{G^k}{k!} Q_E(K_u) \\ &= S_l + Q_E(K_u) \left[ G - Ge^{-G} \sum_{k=0}^{K_u-1} \frac{G^k}{k!} \right] \end{aligned} \quad (4.5)$$

ค่าของ  $S$  จะอยู่ในช่วงระหว่าง  $S_l$  ถึง  $S_u$  เท่านั้น และค่า  $S_u - S_l$  จะบ่งบอกความกว้างของขอบเขตที่  $S$  สามารถเป็นไปได้ เป็นเรื่องยากที่จะกำหนดค่าที่แน่นอนของความกว้างนี้ เพราะมันจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่า  $G$  อย่างไรก็ตาม ค่า  $S_l$  เป็นค่าทรูพุดต่ำสุดที่โครงข่ายสามารถทำได้โดยไม่ต้องสงสัย ดังนั้นในงานวิจัยนี้ จะแสดงค่าทรูพุดของโครงข่ายด้วยค่า  $S_l$  และค่าจุดเปลี่ยนแปลงที่จะใช้คือค่า  $K_u$  ที่มากที่สุดที่ทำให้  $Q_E(K_u) \geq 10^{-3}$

การใช้รหัสควบคุมความผิดพลาดหรือ Error Control Code ในแพ็คเกจข้อมูล จะทำให้เครื่องรับมีความสามารถตรวจสอบและแก้ไขข้อมูลบางส่วนที่อาจจะเกิดความผิดพลาดในระหว่างการส่งที่เป็นผลมาจาก MAI ของโครงข่าย SSMA การเพิ่มรหัสควบคุมความผิดพลาดเข้าไปในแพ็คเกจร่วมกับข้อมูล จะทำให้การส่งแพ็คเกจนั้นมีโอกาสที่จะสำเร็จสูงขึ้น ส่งผลให้ค่าทรูพุดของโครงข่าย (Actual throughput) สูงขึ้นตามไปด้วย แต่ในกรณีที่แพ็คเกจมีความยาวจำกัด จะส่งผลให้พื้นที่ของข้อมูลข่าวสารในแพ็คเกจมีขนาดเล็กลง อย่างเช่น แพ็คเกจที่มีความยาว  $L$  บิต จะ

สามารถบรรจุข้อมูลข่าวสารได้น้อยกว่า  $L$  บิต เราจะสมมติให้เท่ากับ  $M$  บิต และส่วนที่เหลือ  $L-M$  บิตจะบรรจุรหัสควบคุมความผิดพลาด จะเห็นว่าค่าทรูพุดประสิทธิผล ซึ่งหมายถึงค่าทรูพุดของการส่งข้อมูลข่าวสารที่แท้จริง (Information data) จะน้อยกว่าค่าทรูพุดของโครงข่ายที่ภายในแต่ละแพ็คเกจบรรจุทั้งข้อมูลข่าวสารและรหัสควบคุม การจะหาค่าทรูพุดประสิทธิผลได้จะต้องรู้อัตราส่วนของข้อมูลข่าวสารและรหัสควบคุมที่บรรจุภายในแพ็คเกจ

เราจะใช้สูตรของ Varsharmov-Gilbert [10] ในการหาค่า  $M$  ที่มากที่สุดภายในแพ็คเกจความยาว  $L$  บิต โดยแพ็คเกจนี้ถูกเข้ารหัสควบคุมที่มีความสามารถแก้ไขบิตผิดพลาดได้  $j$  บิต จากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\frac{d_m}{L} \geq A \quad (4.6)$$

เมื่อ  $d_m \geq 2j+1$  คือระยะแฮมมิงต่ำสุด (Minimum Hamming distance) ของรหัสควบคุม โดย  $A$  มีความสัมพันธ์กับอัตราเข้ารหัส (coded rate :  $R_c$ ) ดังนี้

$$R_c = 1 + A \log_2 A + (1 - A) \log_2 (1 - A); \quad 0 \leq A \leq \frac{1}{2} \quad (4.7)$$

ทรูพุดประสิทธิผล นิยามได้ว่า  $T = S \cdot R_c$  คือจำนวนแพ็คเกจที่บรรจุข้อมูล  $L$  บิต ที่ให้ค่าทรูพุดเท่ากับค่าทรูพุด ( $S$ ) ของแพ็คเกจที่บรรจุข้อมูลข่าวสาร  $M$  บิตบวกกับรหัสควบคุม  $L-M$  บิต ค่าของ  $T$  จะแปรตามค่า  $G$  และเช่นเดียวกับการหาค่า  $S$  การหาค่าขอบเขตล่างของ  $T$  จะทำได้โดยการแทน  $S = S_1$  และสมการที่ (4.7) ในสมการ  $T = S \cdot R_c$  เพราะฉะนั้นค่าของ  $T$  จะเขียนได้ดังนี้

$$T \geq S_1 [1 + \tilde{A} \log_2 \tilde{A} + (1 - \tilde{A}) \log_2 (1 - \tilde{A})] \quad (4.8)$$

เมื่อ

$$\tilde{A} = \frac{2j+1}{L} \quad (4.9)$$

ถึงแม้ว่าการเพิ่มความสามารถแก้ไขบิตผิดพลาดให้การรับส่งข้อมูลจะทำให้โอกาสที่จะส่งแพ็คเกจนั้นๆ มีความสำเร็จสูงขึ้น แต่การเพิ่มบิตที่สามารถแก้ไขได้ ( $j$ ) มากๆ ก็ไม่ได้รับประกันว่าจะทำให้ทรูพุดของข้อมูลข่าวสารดีขึ้นหรือแย่ลง ทั้งนี้ก็เนื่องจากจำนวนบิตข้อมูลข่าวสารในแพ็คเกจต้องลดลงไป ตัวอย่างเช่น กรณีที่ต้องการให้สามารถแก้ไขบิตผิดพลาดได้ 10 บิตในแพ็คเกจที่มีความยาว 1000 บิต จะต้องใช้รหัสควบคุมทั้งหมด  $d_m \geq 2 \times 10 + 1 \geq 21$  บิต ทำให้บรรจุข้อมูลในแพ็คเกจได้ไม่เกิน 1000-21 บิต ถ้าเพิ่มความสามารถในการแก้ไขบิตผิดพลาดเป็น 50 บิต

จะต้องใช้รหัสควบคุมทั้งหมด  $d_m \geq 2 \times 50 + 1 \geq 101$  บิต ทำให้บรรจุข้อมูลในแพ็คเกจได้ไม่เกิน 1000-101 บิต ในงานวิจัยนี้ เราจะแสดงค่า  $T$  เทียบกับ  $G$  ที่ค่า  $j = \{0, 5, 10, 25\}$  โดยที่  $j = 0$  หมายความว่าไม่มีการใช้รหัสควบคุมความผิดพลาดในแพ็คเกจ นั่นคือ  $T_j = S_j$  นั่นเอง

#### 4.4.3 การคำนวณทรูพุดของ M-ALOHA

โครงข่าย M-ALOHA เป็นโครงข่ายสื่อสารร่วม Single narrow-band slotted ALOHA: S-ALOHA จำนวน  $M$  ช่องสัญญาณคู่ขนานกัน ซึ่งจะมีแถบกว้างความถี่รวมเทียบเท่ากับโครงข่าย H-SSMA ที่มีค่าอัตราขยายขบวนการรวมของระบบเท่ากับ  $M = N \cdot q$  ในการหาค่าทรูพุดของ M-ALOHA เริ่มแรกจะพิจารณา S-ALOHA ที่ไม่จำกัดจำนวนผู้ใช้ ซึ่งมีค่าทรูพุดช่องสัญญาณเท่ากับ

$$S_c = Ge^{-G} \quad (4.10)$$

เมื่อ M-ALOHA มีทั้งหมด  $M$  ช่องสัญญาณที่คู่ขนานกัน และการเลือกใช้ช่องสัญญาณของผู้ใช้ใดๆ เป็นแบบสุ่ม และให้ค่าความจุโครงข่ายคือ  $G$  เพราะฉะนั้นค่าความจุของแต่ละช่องสัญญาณในจำนวน  $M$  ช่องสัญญาณนี้จะเท่ากับ

$$G_c = \frac{G}{M} \quad (4.11)$$

ค่าทรูพุดของ S-ALOHA เขียนได้ว่า

$$S_c = G_c e^{-G_c} \quad (4.12)$$

ทรูพุดของ M-ALOHA ที่มี  $M$  ช่องสัญญาณที่คู่ขนานกันจะมีค่าเท่ากับทรูพุดในแต่ละช่องสัญญาณเดี่ยวรวมกัน  
ดังนั้น

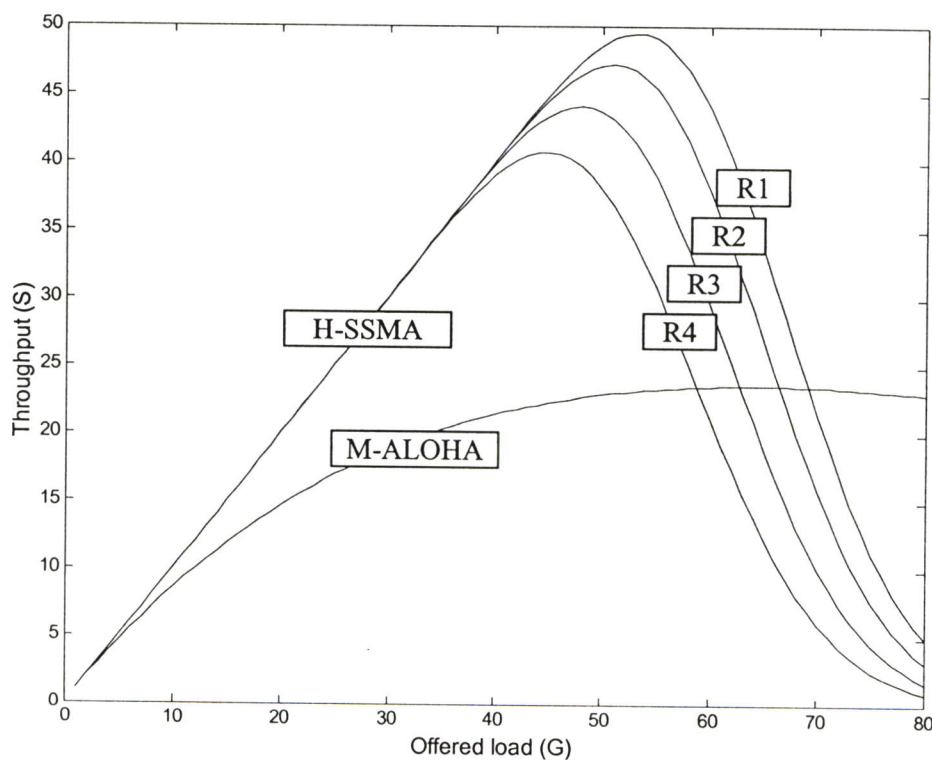
$$S = MS_c = Ge^{-G/M} \quad (4.13)$$

จะเห็นว่า M-ALOHA มีค่าทรูพุดเป็น  $M$  เท่าของระบบ S-ALOHA ถึงแม้ว่า S-ALOHA จะสามารถให้บริการผู้ใช้ไม่จำกัดจำนวน แต่มันจะให้บริการได้เพียงครั้งละ 1 ผู้ใช้เท่านั้น ถ้าในขณะเวลาเดียวกันมีแพ็คเกจส่งเข้ามามากกว่าหนึ่งก็จะเกิดการชนกัน (Collision) ทุกแพ็คเกจที่เกิดการชนกันก็จะถูกบล็อก (Blocked) และต้องส่งใหม่ทุกแพ็คเกจ ด้วยเหตุนี้ S-ALOHA จึงไม่เหมาะต่อการสื่อสารแบบเข้าใช้หลายช่องทาง

## 4.5 การวิเคราะห์ผล

ในหัวข้อนี้ จะนำเสนอผลการทบทวนของโครงข่าย H-SSMA และ M-ALOHA (สมการที่ 4.4, 4.8, และ 4.13) ไปวิเคราะห์เชิงเลขด้วยโปรแกรม MatLab version 5.3 และทำการพล็อตกราฟเปรียบเทียบในสภาพแวดล้อมต่างๆ กัน ได้ดังนี้

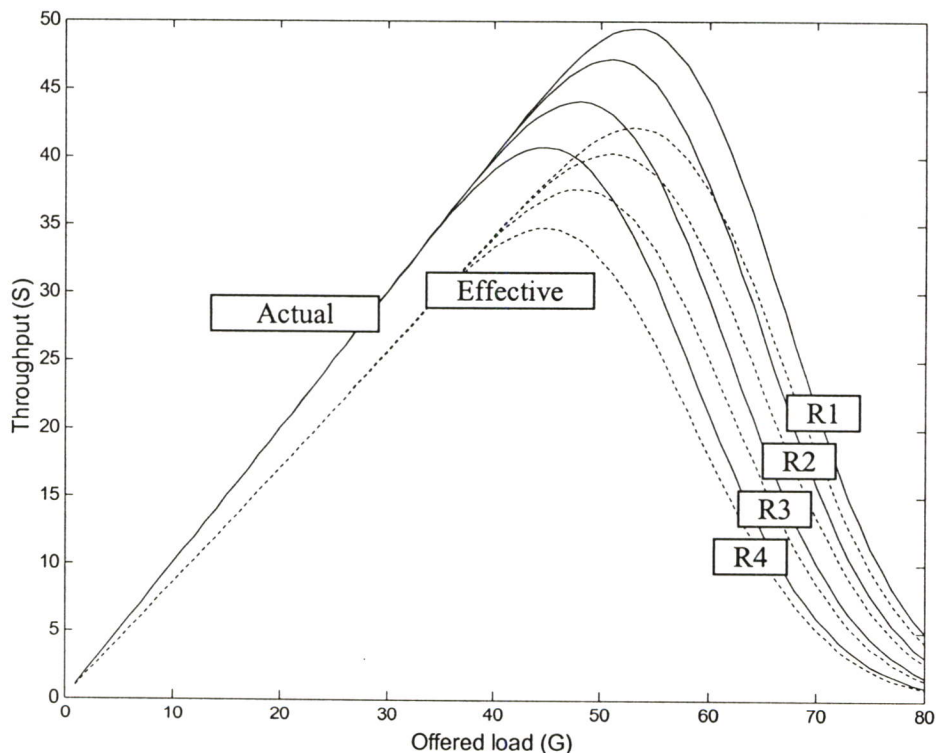
จากรูปที่ 4.5 เมื่อความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) น้อยกว่า 64 (ซึ่งเป็นจำนวนช่องสัญญาณ M-ALOHA และเป็นค่าอัตราขยายขบวนการของ H-SSMA) จะเห็นว่า การเพิ่มขึ้นของความจุช่องสัญญาณจะทำให้ทราฟฟิค ( $S$ ) ของโครงข่าย H-SSMA และ M-ALOHA มีลักษณะสูงขึ้นด้วยกันทั้งคู่ แต่ทราฟฟิคของ H-SSMA สูงกว่า M-ALOHA โดยเฉพาะบริเวณจุดยอด (Peak) ที่มีค่าทราฟฟิคสูงกว่ามากๆ ณ ช่วงความจุช่องสัญญาณ ตั้งแต่ 0 จนถึงจุดยอดนี้ โครงข่ายจะมีความเสถียรภาพในการทำงาน แต่หลังจากจุดยอดนี้ทราฟฟิคของ H-SSMA จะลดลงจนกระทั่งมีค่าใกล้เคียงกับ M-ALOHA (ซึ่งมีจุดยอดเท่ากับจำนวนช่องสัญญาณเสมอ) เมื่อความจุช่องสัญญาณมากกว่า 64 จะเห็นว่า ทราฟฟิคของ M-ALOHA และ H-SSMA ต่างก็ลดลงอย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะทราฟฟิคของ H-SSMA ที่ลดลงอย่างรวดเร็ว ที่สภาวะนี้โครงข่ายจะไม่มีเสถียรภาพการทำงาน ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก จำนวนแพคเกจ



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทราฟฟิค ( $S$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA ที่มีแถบกว้างความถี่เทียบเคียงกับ M-ALOHA จำนวน 64 ช่องสัญญาณ บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $m=0.5$ ,  $j=10$ ,  $L=1000$ , และ  $E_b/N_0=10$  dB

ที่ต้องการส่งมากกว่าความสามารถในการรองรับของโครงข่าย สำหรับโครงข่าย M-ALOHA จะเกิดการชนกันของแพ็คเกจที่มีจำนวนมากกว่าช่องสัญญาณที่สามารถรองรับได้พร้อมกัน ส่วนโครงข่าย H-SSMA จะไม่มีการชนกันของแพ็คเกจใดๆ แต่จะเกิดการแทรกแซงสัญญาณของกันและกัน (MAI) เป็นผลให้ความผิดพลาดในการส่งแพ็คเกจสูงขึ้น

เมื่อพิจารณาเฉพาะ H-SSMA จะเห็นว่า ที่อัตราส่งช้า (R1) จะทำให้โครงข่ายจะมีทรูพุดสูงกว่าที่อัตราส่งเร็ว (R4) ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก ที่อัตราส่งช้า ระบบใช้อัตราขยายขบวนการมาก ทำให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดต่ำ (เป็นที่ทราบกันดีว่าอัตราขยายขบวนการยิ่งมาก ยิ่งทำให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดลดลง ดังแสดงในบทที่ 3) ส่งผลให้การส่งแพ็คเกจมีโอกาสสำเร็จสูง โครงข่ายจึงมีค่าทรูพุดสูงตามไปด้วย ส่วนที่อัตราส่งเร็ว ระบบใช้อัตราขยายขบวนการต่ำ ทำให้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดสูงขึ้น ส่งผลให้การส่งแพ็คเกจมีโอกาสสำเร็จต่ำลง โครงข่ายจึงมีค่าทรูพุดต่ำลงตามไปด้วย อย่างไรก็ตาม ค่าทรูพุดนี้ เป็นค่าพุดของโครงข่าย ที่มองว่าในแพ็คเกจเป็นข้อมูลทั้งหมด แต่ถ้าต้องการพิจารณาค่าทรูพุดของการส่งข้อมูลข่าวสารที่แท้จริงต้องใช้ทรูพุดประสิทธิผล ดังรูปที่ 4.6

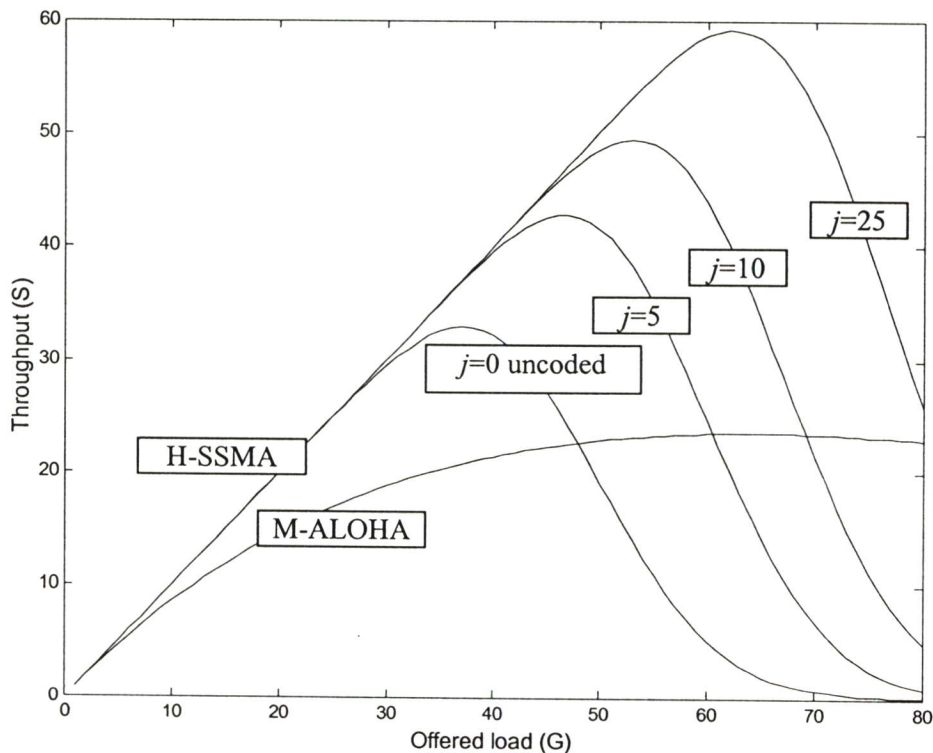


รูปที่ 4.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทรูพุดโครงข่าย (Actual:  $S$ ) และทรูพุดประสิทธิผล (Effective:  $T$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราส่งต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $m=0.5$ ,  $j=10$ ,  $L=1000$ , และ  $E_b/N_0=10$  dB

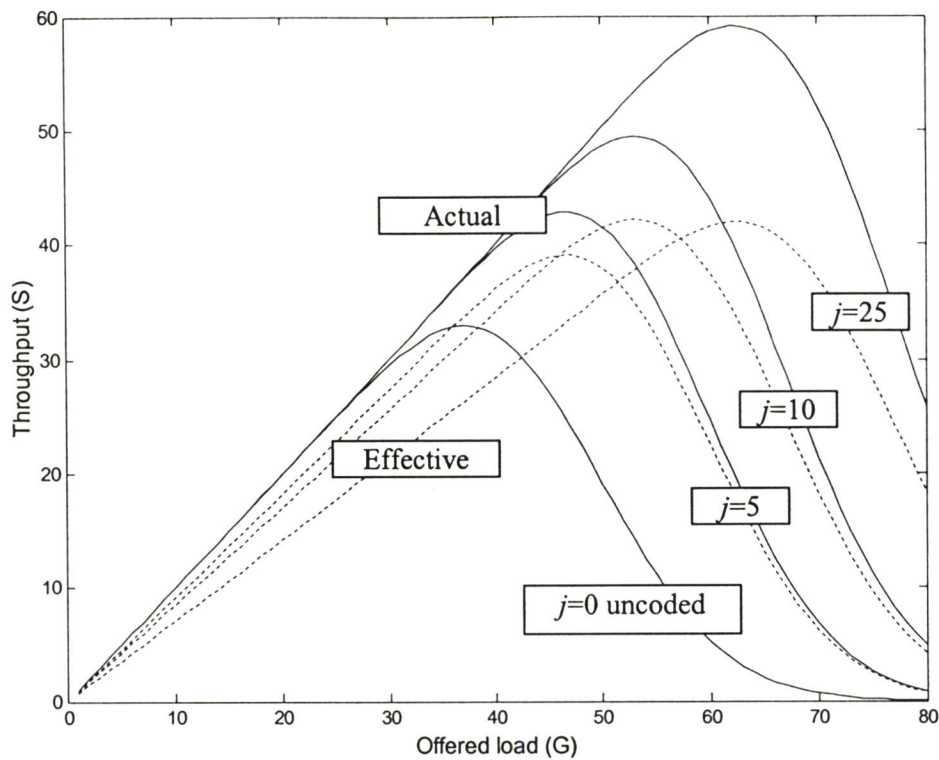
จากรูปที่ 4.6 จะเห็นว่า ที่ทุกๆ อัตราส่ง ค่าทรูพุตประสิทธิผล ( $T$ ) จะต่ำกว่าค่าทรูพุตโครงข่าย ( $S$ ) เสมอ ทั้งนี้ก็เนื่องมาจาก ค่าทรูพุตประสิทธิผลคำนวณได้จากข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วลำดับโดยตรง (DS coded) แล้วเท่านั้น ไม่คิดรหัสควบคุมความผิดพลาดที่บรรจุเพิ่มเข้าไปในแพคเกจ

ที่ความจุช่องสัญญาณต่ำๆ ทุกอัตราส่งจะมีทรูพุตประสิทธิผลเท่ากัน เพราะว่าการนำจะเป็นของบิตผิดพลาดในทุกอัตราส่งต่ำมากๆ แต่ที่ความจุช่องสัญญาณสูงๆ ค่าทรูพุตประสิทธิผลจะแตกต่างกัน โดยมีจุดยอดในแต่ละอัตราส่งเท่ากับ  $R_1=43$ ,  $R_2=40$ ,  $R_3=37$ , และ  $R_4=34$  แต่ถ้ามองภายในแพคเกจจะพบว่า สัดส่วนบิตข้อมูลข่าวสารที่แท้จริง (ก่อนเข้ารหัส DS) ของแต่ละอัตราส่งคือ  $R_4=2 \times R_3$ ,  $R_3=2 \times R_2$ ,  $R_2=2 \times R_1$  ถ้าเทียบเคียง ณ จุดยอดของทรูพุตประสิทธิผลนี้ จะได้ว่าสัดส่วนในการส่งบิตข้อมูลที่แท้จริงสำเร็จของอัตราส่ง  $R_4$  มีค่าเท่ากับ  $4 \times 34 = 136$  ในขณะที่อัตราส่ง  $R_1$  มีค่าเท่ากับ  $1 \times 43 = 43$  ดังนั้น โครงข่ายสามารถเลือกอัตราส่งที่เหมาะสมให้กับผู้ใช้ได้ โดยพิจารณาจากค่าบิตผิดพลาดที่ระบบสามารถยอมรับได้ในการส่งข้อมูล ณ ช่วงเวลานั้นๆ

การเพิ่มบิตควบคุมความผิดพลาดในแพคเกจ เพื่อให้เครื่องรับสามารถตรวจสอบและแก้ไขบิตที่อาจจะเกิดความผิดพลาดขึ้นในขบวนการส่งได้บางส่วน จะช่วยให้ค่าทรูพุตของโครงข่ายสูงขึ้น ดังรูปที่ 4.7 ที่  $j=0$  (ไม่ใช้รหัสควบคุมความผิดพลาด) จะได้ค่าทรูพุตแย่งที่สุด



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของทรูพุต ( $S$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราเข้ารหัสควบคุมความผิดพลาดต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $N = 16$ ,  $q = 4$ ,  $m = 0.5$ ,  $L = 1000$ , และ  $E_b/N_0 = 10$  dB



รูปที่ 4.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ throughput โคจรข่าย (Actual:  $S$ ) และ throughput ประสิทธิภาพ (Effective:  $T$ ) เทียบกับความจุช่องสัญญาณ ( $G$ ) ของโครงข่าย H-SSMA บนช่องสัญญาณ Nakagami ที่อัตราเข้ารหัสควบคุมความผิดพลาดต่างๆ โดยมีพารามิเตอร์  $N = 16$ ,  $q = 4$ ,  $m = 0.5$ ,  $L = 1000$ , และ  $E_b/N_0 = 10$  dB

เมื่อเพิ่มรหัสควบคุมเข้าไปจะทำให้ throughput ดีขึ้น ยิ่งเพิ่มรหัสควบคุมมากขึ้น throughput ของโครงข่ายก็ยิ่งดีขึ้นตามไปด้วย แต่มีข้อจำกัดว่า ถ้ารหัสควบคุมมากขึ้น จำนวนบิตข้อมูลต้องลดลง เพื่อให้แพ็คเกจมีขนาดเท่าเดิม (โดยทั่วไประบบ TDMA จะมีขนาดแพ็คเกจในแต่ละเฟรมเท่ากันเสมอ) เพราะฉะนั้น การใช้จำนวนรหัสควบคุมมากๆ ถึงจะส่งผลดีต่อ throughput ของโครงข่ายก็จริง แต่ทำให้การส่งข้อมูลที่แท้จริงช้าลงไป

จากรูปที่ 4.8 จะเห็นว่า ถ้าไม่ใช้รหัสควบคุมความผิดพลาดในแพ็คเกจ throughput โครงข่าย และ throughput ประสิทธิภาพจะมีค่าเท่ากัน การเพิ่มรหัสควบคุมความผิดพลาดจำนวนหนึ่งในแพ็คเกจ ( $j=5, 10$ ) จะทำให้ค่าของ throughput ประสิทธิภาพสูงขึ้น และเลื่อนไปตามแกนความจุช่องสัญญาณ แสดงว่าการเพิ่มรหัสควบคุมความผิดพลาดส่งผลให้โครงข่ายสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้ได้มากขึ้น แต่ถ้าใส่รหัสควบคุมความผิดพลาดมากเกินไป ( $j=25$ ) นอกจากจะไม่ทำให้ throughput ประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นแล้ว ค่า throughput ที่ความจุช่องสัญญาณต่ำๆ ยังลดลงอีกด้วย สังเกตได้จากความชันของกราฟลดลง ดังนั้นจำนวนรหัสควบคุมความผิดพลาดต้องเหมาะสมกับขนาดแพ็คเกจที่ใช้ในระบบ

## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 บทสรุป

ในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอแบบจำลองและการวิเคราะห์สมรรถนะของ Hybrid DS/SFH SSMA: H-SSMA บนช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Nakagami และ Rayleigh ที่สามารถจำลองสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณสื่อสารได้หลายรูปแบบ ด้วยการปรับแต่งค่าสัมประสิทธิ์การจางหาย โดยทำการวิเคราะห์ในสภาพแวดล้อมแบบหลายผู้ใช้ และหลายอัตราส่ง เปรียบเทียบกับระบบ DS-SSMA และ SFH-SSMA ที่ได้เสนอโดยนักวิจัยก่อนหน้านี้

ในแบบจำลองได้มุ่งเน้นที่ผลของการใช้ความถี่พาหะซ้ำซ้อนกัน และผลของการใช้ความถี่พาหะเหลื่อมล้ำกัน ซึ่งเป็นการบริหารย่านความถี่ใช้งานในการสื่อสารไร้สาย ที่ผู้วิจัยต้องการนำไปประยุกต์ใช้ในอนาคต นอกจากนี้ยังเสนอแนวคิดในการประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารมัลติมีเดียแบบหลายอัตราส่ง ด้วยการดัดแปลงและปรับแต่งค่าอัตราขยายขบวนการของภาค DS และความถี่พาหะที่อนุญาตให้เข้าใช้ของภาค SFH ได้ผลสรุปดังนี้

1. พิจารณาความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูลโดยรวมทุกอัตราส่ง จะพบว่าระบบ H-SSMA ดีกว่าระบบ DS-SSMA เล็กน้อย แต่ดีกว่าระบบ SFH-SSMA มาก
2. ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดในแต่ละอัตราส่งของระบบ H-SSMA มีค่าใกล้เคียงกันเมื่อเทียบกับระบบ SFH-SSMA และ DS-SSMA การปรับแต่งอัตราส่งของ H-SSMA จึงมีความเสถียรภาพกว่าระบบ SFH-SSMA และ DS-SSMA ระบบ H-SSMA จึงเหมาะแก่การสื่อสารข้อมูลแบบหลายอัตราส่งที่สุด

จากนั้นได้ประยุกต์แบบจำลอง H-SSMA เข้ากับโครงข่ายการสื่อสารแพ็คเกจแบบ Multi-channel slotted ALOHA: M-ALOHA ที่ใช้ย่านกว้างความถี่เท่ากัน แล้วทำการวิเคราะห์สมรรถนะเชิงเปรียบเทียบได้ผลสรุปดังนี้

1. พิจารณาทรูพุตของโครงข่าย H-SSMA เทียบกับ M-ALOHA ในสภาพความหนาแน่นการใช้งานไม่เกินจำนวนช่องสัญญาณคู่ขนาน ( $M=N \times q$ ) จะพบว่า H-SSMA มีทรูพุตดีกว่า M-ALOHA ทั้งทรูพุตของโครงข่ายและทรูพุตประสิทธิผล
2. ทรูพุตโครงข่ายที่อัตราส่งความเร็วต่ำจะดีกว่าทรูพุตโครงข่ายที่อัตราส่งความเร็วสูง แต่ถ้าพิจารณาถึงทรูพุตของการส่งบิตข้อมูลข่าวสารที่แท้จริงในแพ็คเกจ จะพบว่า อัตราส่งความเร็วสูงดีกว่าอัตราส่งความเร็วต่ำ การเลือกความเร็วการส่งที่เหมาะสมขึ้นอยู่กับความหนาแน่นการใช้งานระบบและการตั้งค่าความผิดพลาดบิตที่ระบบสามารถยอมรับได้

สำหรับข้อเสียของระบบ Hybrid DS/SFH คือ ความยุ่งยากในการสร้างวงจรนั่นเอง

## 5.2 การประยุกต์ใช้

ระบบ H-SSMA ที่ได้นำในงานวิจัยนี้ สามารถประยุกต์ใช้ได้กับระบบสื่อสารไร้สายหลายรูปแบบ ตัวอย่างเช่น

1. ระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ไร้สาย IEEE 802.11 Wireless LAN มาตรฐาน ปัจจุบันใช้เทคนิค DS-SSMA ย่านความถี่ 2.4 GHz ในอนาคตอาจจะประยุกต์ใช้เทคนิค H-SSMA แทนได้
2. ระบบ Bluetooth ปัจจุบันใช้เทคนิค DS-SSMA และ FH-SSMA ในการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เครือข่ายไร้สายยุคใหม่ ในอนาคตสามารถประยุกต์ใช้เทคนิค H-SSMA แทนได้
3. ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ UMTS (Universal Mobile Telecommunication System) ปัจจุบันใช้เทคนิค DS-SSMA ร่วมกับ TDMA ในโหมด TDD และ DS-SSMA ร่วมกับ FDMA ในโหมด FDD [8] ในอนาคตอาจจะประยุกต์ใช้เทคนิค H-SSMA ให้ทำงานร่วมกันได้

## 5.3 แนวทางการศึกษาต่อ

แนวทางการศึกษาสำหรับงานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้ มีดังนี้

1. ศึกษาและสร้างบอร์ดเข้าและถอดรหัส PN ด้วยบอร์ด CPLD หรือบอร์ดตระกูล FPGA
2. ศึกษาการซิงโครไนซ์ของเครื่องส่งและเครื่องรับ H-SSMA
3. ศึกษาการประยุกต์ใช้เทคนิค H-SSMA กับระบบสื่อสารไร้สายที่กล่าวข้างต้น

## เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Prasad, "CDMA for wireless personal communications," Artech House Inc., Boston, 1996.
- [2] T.Ottosson and A.Svensson, "Multi-rate schemes in DS/CDMA systems," in *Proc. IEEE Vehic. Tech. Conf.*, Chicago, IL, July 25-28 1995, pp.1006-1010.
- [3] T.Ottosson and A.Svensson, "Multi-rate schemes for multimedia application in DS/CDMA systems," in *RVK'96, SNRV, and NUTEK conference on radio sciences and telecommunications*, Sweden, June 3-6, 1996
- [4] W. Byun, S. Baek and K. Sung, "Probability of error for hybrid DS/SFH spread-spectrum system over a Nakagami fading channel in the presence of multiple tone jamming," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E82-B, no. 10, pp. 1699-1701, October 1999.
- [5] S. Haykin, *Communication System*, John Wiley & Son Inc. New York, 1994.
- [6] A.J. Viterbi, *CDMA: Principles of spread spectrum communications*, Addison-Wesley, New York, 1995
- [7] G. Efthymoglou and V. Aalo, "Performance analysis of coherent DS-CDMA system in a Nakagami fading channel with arbitrary parameters," *IEEE trans. Vehicular Tech.*, vol.46, no.2, pp.289-297, May. 1997.
- [8] R. K. Morrow, Jr. and J. S. Lehnert, "Packet throughput in slotted ALOHA DS/SSMA radio systems with random signature sequences," *IEEE trans. Commun.*, vol. 40, pp.1223-1230, July 1992.
- [9] P. W. de Graaf and J. S. Lehnert, "Performance comparison of a slotted ALOHA DS/SSMA network and a multichannel narrow-band slotted ALOHA network," *IEEE trans. Commun.*, vol. 46, no. 4 pp.544-551, April 1998.
- [10] Y. Okumura and F. Adachi, "Variable rate data transmission with blind rate detection for coherent DS-CDMA mobile radio," *Electron. Lett.*, Issue 32, pp. 1865-1866, 1996
- [11] P. Dabbang and R. Varakulsiripunth, "Performance analysis of hybrid DS/SFH SSMA over A Nakagami fading channel in multi-user environment," *EECON-23*, pp.365-368, Chiang Mai, Thailand, November 2000
- [12] P. Dabbang and R. Varakulsiripunth, "Performance analysis of multi-processing gain hybrid DS/SFH CDMA for multirate wireless communications," *WPMC'00*, pp.336-339, Bangkok, Thailand, November 2000
- [13] P. Dabbang and R. Varakulsiripunth, "Packet throughput in Slotted ALOHA hybrid DS/SFH CDMA systems for wireless communications," *ISCIT 2001*, pp.95-98, Chiang Mai, Thailand, November 2001

## ภาคผนวก

## ผลงานวิจัยและบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

ผลงานวิจัยและบทความทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์ มี 3 ชิ้นดังนี้

1. P. Dabbang and R. Varakulsiripunth, "Performance analysis of hybrid DS/SFH SSMA over A Nakagami fading channel in multi-user environment," *EECON-23*, pp.365-368, Chiang Mai, Thailand, November 2000
2. P. Dabbang and R. Varakulsiripunth, "Performance analysis of multi-processing gain hybrid DS/SFH CDMA for multirate wireless communications," *WPMC'00*, pp.336-339, Bangkok, Thailand, November 2000
3. P. Dabbang and R. Varakulsiripunth, "Packet throughput in Slotted ALOHA hybrid DS/SFH CDMA systems for wireless communications," *ISCIT 2001*, pp.95-98, Chiang Mai, Thailand, November 2001

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อผู้เขียน	นายปราชญ์ ดาบบัง
วันเดือนปีเกิด	11 กุมภาพันธ์ 2516
สถานที่เกิด	จังหวัดขอนแก่น
วุฒิการศึกษาระดับปริญญาตรี	สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า วิชาเอกอิเล็กทรอนิกส์
สถานที่สำเร็จการศึกษา	สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล
ปีที่สำเร็จการศึกษา	2539
แนวทงานวิจัย	3G System, Wireless Communication, Communication Devices Implementation and Related topics