

**การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MT-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณ**

**การจางแบบนาคาгами**

**PERFORMANCE ANALYSIS OF MT-CDMA ON NAKAGAMI FADING**

**CHANNELS**

**เจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ**

**CHARERNKIAT POCHAIYA**

**วิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต**

**สาขาวิชาวิศวกรรม ไฟฟ้า**

**บัณฑิตวิทยาลัย**

**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

**พ.ศ. 2545**

**ISBN 974-648-719-1**

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MT- CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคาгами

PERFORMANCE ANALYSIS OF MT- CDMA ON NAKAGAMI FADING  
CHANNELS

เจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ

CHARERNKIAT POCHAIYA

เลขหมึก.....  
เลขทะเบียน..... 43257  
วัน, เดือน, ปี..... 8 ส.ค. 2545

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-719-1

**PERFORMANCE ANALYSIS OF MT- CDMA ON NAKAGAMI FADING  
CHANNELS**

**CHARERNKIAT POCHAIYA**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
2002  
ISBN 974-648-719-1**

**COPYRIGHT 2002**

**SCHOOL OF GRADUATE STUDIES**

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

|                             |   |
|-----------------------------|---|
| หัวข้อวิทยานิพนธ์           | การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MT- CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคาгами |
| นักศึกษา                    | นายเจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ  |
| รหัสประจำตัว                | 43061043  |
| ปริญญา                      | วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  |
| สาขาวิชา                    | วิศวกรรมไฟฟ้า   |
| พ.ศ.                        | 2545  |
| อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ | รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ   |

### บทคัดย่อ

เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MT- CDMA ซึ่งมีลำดับข้อมูลแบบเลขฐานสอง และใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami หลายวิถี ซึ่งเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่สามารถใช้ในการอธิบายแบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบ Rayleigh แบบ Rice แบบเกาส์เซียนข้างเดียว และแบบล็อกนอร์มัลได้ ทำให้ได้ผลการวิเคราะห์ที่ครอบคลุม ทางด้านเครื่องรับจะใช้แบบจำลองเครื่องรับแบบเรค ซึ่งเป็นเครื่องรับไคเวอร์ซิดีหลายวิถีเพื่อลดผลของการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณซึ่งมีผลต่อสมรรถนะของระบบ และทำการเลียนแบบการทำงานของระบบโดยใช้โปรแกรม MATLAB ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขแสดงให้เห็นว่า ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีผลต่อสมรรถนะของระบบ รวมถึงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคที่มีจำนวนมากขึ้น เป็นผลทำให้สมรรถนะของระบบด้านอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง

|                       |  |
|-----------------------|--|
| <b>Thesis Title</b>   | Performance Analysis of MT- CDMA on Nakagami Fading Channels |
| <b>Student</b>        | Mr.Charernkiat Pochaiya                                      |
| <b>Student ID</b>     | 43061043   |
| <b>Degree</b>         | Master of Engineering  |
| <b>Programme</b>      | Electrical Engineering                                       |
| <b>Year</b>           | 2002   |
| <b>Thesis Advisor</b> | Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan                                 |

### **ABSTRACT**

This paper concerns about the analysis of bit error rate (BER) performance of MT-CDMA system with binary data sequence by using the phase modulation in Nakagami multipath fading channel. This paper proposes a model of channels which can be described by the distribution of Rayleigh, Rice one-side Gaussian and log-normal. This analysis covers the RAKE receiver model, which is multi-path diversity receiver in order to reduce the fading signal which effects directly with the system performance. The simulations have been carried out based on MATLAB program simulator, the numerical results show that the auxiliary fading parameter effect with the system performance including with the number of RAKE receivers, so the bit error rate can be reduced.

## กิตติกรรมประกาศ

การทำวิจัยนี้สำเร็จด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการทำวิจัยที่กรุณาให้แนวความคิดและคำปรึกษาแนะนำในการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนการแก้ปัญหาต่างๆอันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ บิดา-มารดาของข้าพเจ้า คุณไพบูรณ์ ผู้ประภาย ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแนะนำการเขียนวิทยานิพนธ์และให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ และขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆและน้องๆทุกคนที่เป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

เจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ

# สารบัญ

|  | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย.....   | I    |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....  | II   |
| กิตติกรรมประกาศ.....   | III  |
| สารบัญ.....  | IV   |
| สารบัญตาราง.....   | VII  |
| สารบัญรูป.....   | VIII |
| บทที่ 1 บทนำ.....  | 1    |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....                              | 1    |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....                      | 2    |
| 1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....   | 2    |
| 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....                         | 2    |
| บทที่ 2 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส.....              | 4    |
| 2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง.....                             | 4    |
| 2.1.1 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA).....          | 4    |
| 2.1.2 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA).....             | 5    |
| 2.1.3 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการแบ่งรหัส (CDMA).....          | 6    |
| 2.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่.....                                    | 8    |
| 2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง.....   | 9    |
| 2.2.1.1 คุณสมบัติของระบบ DS-SS.....                                  | 11   |
| 2.2.2 วิธีการกระโดดของความถี่.....                                   | 12   |
| 2.2.2.1 คุณสมบัติของระบบ FH-SS.....                                  | 14   |
| 2.2.3 วิธีการกระโดดของเวลา.....                                      | 15   |
| 2.2.3.1 คุณสมบัติของระบบ TH-SS.....                                  | 16   |
| 2.4 ระบบไฮบริด.....  | 17   |
| 2.3 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหายเส้นทาง..... | 18   |
| 2.3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....  | 20   |
| 2.3.1.1 แบบจำลองของ Rayleigh.....                                    | 20   |

# สารบัญ (ต่อ)

|   | หน้า |
|---|------|
| 2.3.1.2 แบบจำลองของ Rician.....   | 21   |
| 2.3.1.3 แบบจำลองของ Nakagami.....   | 21   |
| 2.3.1.4 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....  | 22   |
| 2.3.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....   | 24   |
| 2.3.2.1 DS-CDMA.....  | 25   |
| 2.3.2.2 MC-CDMA.....  | 27   |
| 2.3.2.3 MC DS-CDMA.....   | 29   |
| 2.3.2.4 MT-CDMA.....  | 30   |
| บทที่ 3 อัตราความผิดพลาดของระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ MT-CDMA ในช่อง<br>สัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami..... | 33   |
| 3.1 แบบจำลองระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์.....   | 33   |
| 3.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....   | 33   |
| 3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....   | 34   |
| 3.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ.....   | 36   |
| 3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ.....   | 37   |
| 3.2.1 ฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของกำลังของสัญญาณ.....   | 37   |
| 3.2.2 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ.....   | 38   |
| บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์เชิงเลข.....  | 41   |
| 4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) .....   | 42   |
| 4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่า<br>กับ 1.....              | 42   |
| 4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่า<br>กับ 25.....             | 46   |
| 4.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L).....   | 51   |
| 4.3 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( ).....  | 56   |
| 4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K).....  | 61   |

## สารบัญ (ต่อ)

|  | หน้า |
|--|------|
| บทที่ 5 สรุปผลการวิเคราะห์.....  | 66   |
| เอกสารอ้างอิง.....   | 68   |
| ภาคผนวก.....   | 69   |
| ก. สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจงแบบ Nakagami .....   | 70   |
| ข. ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม.....                         | 79   |
| ค. IS-95 มาตรฐานร่วมระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐอเมริกา..... | 92   |
| ง. โปรแกรม.....  | 109  |
| จ. การเผยแพร่งานวิจัย.....   | 117  |
| ประวัติผู้เขียน.....   | 119  |

# สารบัญตาราง

| ตารางที่   | หน้า |
|--|------|
| ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของ Nakagami.....  | 73   |
| ค.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา.....                  | 94   |
| ค.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 Hz..... | 103  |

# สารบัญรูป

| รูปที่   | หน้า |
|--|------|
| 2.1 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม.....   | 7    |
| 2.2 การลดผลของการแทรกสอดของระบบ CDMA.....  | 8    |
| 2.3 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA.....   | 9    |
| 2.4 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA ที่ดัดแปลงแล้ว.....  | 9    |
| 2.5 ลักษณะของสัญญาณในระบบ DS-CDMA.....   | 10   |
| 2.6 เครื่องรับแบบ DS-CDMA .....  | 10   |
| 2.7 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ ของระบบ DS และ FH.....  | 12   |
| 2.8 (ก) รูปเครื่องส่งของระบบ FH-CDMA .....   | 12   |
| 2.8 (ข) รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA.....  | 13   |
| 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA.....   | 15   |
| 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA.....  | 16   |
| 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH.....  | 17   |
| 2.12 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิด จากสัญญาณพัลส์แคบ<br>หลายๆ .....               | 19   |
| 2.13 แสดง MIP.....   | 23   |
| 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ .....                                       | 24   |
| 2.15 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS- CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก<br>(ค) เครื่องรับของระบบ DS- CDMA..... | 26   |
| 2.16 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก<br>(ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA .....  | 28   |
| 2.17 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-CDMA .....  | 29   |
| 2.17 (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MC DS-CDMA.....                                 | 30   |
| 2.18 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....                                    | 31   |
| 2.18 (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA.....  | 32   |
| 3.1 แบบจำลองระบบ MT-CDMA ที่ศึกษา.....   | 33   |
| 3.2 เครื่องรับแบบ Rake.....  | 37   |





## สารบัญรูป (ต่อ)

| รูปที่  | หน้า |
|---|------|
| 4.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 127, K = 25, m = 3, L = 4$ และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) ที่ค่าต่างๆ..... | 60   |
| 4.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 127, E_b = 20, \delta = 0, m = 0.5$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ.....                                | 61   |
| 4.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 127, E_b = 20, \delta = 0, m = 0.75$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ.....                               | 62   |
| 4.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 127, E_b = 20, \delta = 0, m = 1$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ.....                                  | 63   |
| 4.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 127, E_b = 20, \delta = 0, m = 2$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ.....                                  | 64   |
| 4.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ $N = 127, E_b = 20, \delta = 0, m = 3$ และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ.....                                  | 65   |
| ก.1 การแจกแจงแบบ m.....   | 75   |
| ก.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $M(x,m,1)$ และตัวแปรสุ่ม (x).....   | 76   |

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบการสื่อสารในปัจจุบันมีมากมายหลายรูปแบบด้วยกัน ซึ่งแต่ละรูปแบบก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน แต่โดยส่วนใหญ่ในการสื่อสารมักจะมีข้อจำกัดในหลายๆด้าน เช่น ทรัพยากรทางด้านความถี่ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากสาเหตุต่างๆ เป็นต้น จึงทำให้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าถึงของการสื่อสารในรูปแบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) ขึ้นมาโดยจุดเด่นของระบบ CDMA ที่เห็นได้ชัดเจนคือไม่จำเป็นต้องทราบถึงเวลาและความถี่ในการเข้าถึงข้อมูลที่ถูกต้องและเที่ยงตรงในการใช้งานเหมือนกับระบบ TDMA (Time Division Multiple Access) และระบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) มีความปลอดภัยของข้อมูลสูง สามารถป้องกันและแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ ส่วนข้อเสียของการสื่อสารในระบบนี้คือ โครงสร้างทางด้านฮาร์ดแวร์ค่อนข้างจะซับซ้อน และในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายก็ยังคงได้รับผลกระทบที่เกิดจากการจางหายของสัญญาณ (fading) ซึ่งมีสาเหตุมาจากการเดินทางหลายเส้นทางของสัญญาณเพื่อมายังด้านรับ เป็นผลทำให้เกิดการหักเหของสัญญาณ การสะท้อนและการกระจายของสัญญาณ โดยสัญญาณทางด้านรับเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่เดินทางมาจากเส้นทางต่างๆ และสมรรถนะของระบบ CDMA จะถูกจำกัดจากการแทรกสอดแบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง (multiple access interference) โดยที่สมรรถนะของระบบจะลดลงเมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้น [1] ด้วยเหตุผลดังกล่าวได้มีนักวิจัยทำการศึกษาไว้ โดย Vandendorpe [1] ได้นำเสนอถึงจำนวนของผู้ใช้งานที่มากที่สุดในการสื่อสารแบบอะซิงโครนัสของระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบมัลติโทนที่ใช้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (spread spectrum) และใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Rician ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นี้จะช่วยลดผลจากการสอดแทรกและสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการสื่อสารในช่องสัญญาณหลายวิถี Xi Zhang, Tung-Sang Ng และ Jiangzhonu Wang [2] ได้ทำการศึกษาถึงความจุของระบบมัลติโทนว่าสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากน้อยเพียงใดเมื่อเทียบกับระบบซิงเกิ้ลโทน

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MT – CDMA โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami และทางด้านรับใช้แบบจำลองเครื่องรับแบบเรค

## 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาวិเคราะห์

1.2.1 ศึกษากระบวนการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบมัลติโทน และสามารถอธิบายลักษณะของสัญญาณ การอธิบายทำงานของระบบคือ เครื่องส่งช่องสัญญาณ และเครื่องรับ

1.2.2 ศึกษาแบบจำลองช่องสัญญาณแบบ Nakagami ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สามารถนำไปทำการเปรียบเทียบกับแบบจำลองอื่นๆ ได้ และเครื่องรับแบบเรค

1.2.3 ศึกษาสมรรถนะของระบบด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MT - CDMA ในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami

1.2.4 ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค และค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

## 1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สมรรถนะของระบบที่ทำการศึกษาคงจะเปลี่ยนแปลงตามตัวแปรเหล่านี้คือ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งถ้าหากจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะลดลงอันเนื่องมาจากมีสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานอื่นเพิ่มขึ้นเมื่อพิจารณาผู้ใช้งานคนใดคนหนึ่งในระบบเป็นผู้ใช้งานอ้างอิง จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคที่ใช้หากเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบจะดีขึ้น เพราะระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากขึ้นทำให้โอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดของสัญญาณน้อยลง อัตราการลดทอนของสัญญาณเมื่อมีค่าเพิ่มขึ้นควรจะทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ส่วนค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งถ้ามีค่าเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบควรจะดีขึ้นเนื่องจากเมื่อค่าตัวแปรเสริมดังกล่าวมีค่าต่ำสุด ( $m=0.5$ ) จะเกิดการจางของสัญญาณรุนแรงที่สุด และเมื่อค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์จะตรงกับกรณีในอุดมคติคือจะไม่เกิดการจางของสัญญาณขึ้น

## 1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ MT - CDMA โดยกำหนดให้รูปแบบของข้อมูลและรหัสการแผ่เป็นแบบเลขฐานสอง เนื่องจากเป็นมาตรฐานของการส่งข้อมูล และจากเหตุผลของข้อจำกัดทางด้านแบนด์วิธของช่องสัญญาณจึงกำหนดให้ใช้เทคนิคการมอดูเลตทางเลขเชิงเฟส ในระบบการสื่อสารช่องสัญญาณที่เกิดการเฟดดิ้งจะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบเลวลง เครื่องรับแบบเรคที่มีหลักการเดียวกับเครื่องรับการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining) จึงถูกนำมาแก้ปัญหาดังกล่าว หากมีการประมาณค่าอย่างถูกต้องสมรรถนะของเครื่องรับก็จะดี แต่หากค่าดังกล่าวไม่ถูกต้องสมรรถนะของเครื่องรับจะลดลง

อย่างมาก ดังนั้นเครื่องรับดังกล่าวจึงมีความซับซ้อนสูง ในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอเทคนิคการมอดูเลตแบบ MT – CDMA ซึ่งแบนด์วิดท์ของคลื่นพาห่อย่อยแต่ละอันจะมีขนาดเล็กลงจึงทำให้สามารถประมาณได้ ทางด้านรับก็สามารถใช้เครื่องรับแบบสหสัมพันธ์ที่ไม่ต้องมีการประมาณค่าถ่วงน้ำหนักของสัญญาณทำให้มีความซับซ้อนของเครื่องรับน้อยลง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของ Nakagami เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่มีความเหมาะสมคือ เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด ซึ่งสามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆได้ด้วยการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดคิง ( $m$ ) เช่น กรณีตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเท่ากับ 0.5 คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบ Rayleigh และกรณีตัวแปรเสริมเฟดคิงมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือสภาวะที่ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ โดยทำการเปรียบเทียบสมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่จำนวนของตัวแปรเสริมเฟดคิงค่าต่างๆ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค อัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบ เพื่อนำไปสรุปผลของตัวแปรต่างๆดังกล่าวว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร

## บทที่ 2

# ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการแบ่งรหัส

### 2.1 ระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง (Multiple access system)

ระบบสื่อสารอาจแบ่งได้เป็นระบบสื่อสารอนาล็อกและระบบสื่อสารดิจิทัล เมื่อระบบสื่อสารอนาล็อกเริ่มเกิดปัญหาเกี่ยวกับความจุช่องสัญญาณที่ไม่พอ ทำให้การติดต่อผ่านเครือข่ายระบบสื่อสารอนาล็อกเกิดปัญหาและหยุดชะงัก ดังนั้นจึงเริ่มมีการพัฒนาระบบสื่อสารดิจิทัลขึ้นเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้มากขึ้น สามารถแบ่งวิธีการเข้าถึงระบบเครือข่ายช่องสัญญาณดังนี้

- 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้งานที่ความถี่ไม่ตรงกัน
- 2) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งช่วงเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้แบนด์วิดท์ที่มีช่วงคาบเวลา (Time-sharing)
- 3) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแยกความแตกต่างของรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะใช้แบนด์วิดท์เดียวกันและเวลาเดียวกันก็ได้และแต่ละช่องสัญญาณจะมีรหัสต่างกัน
- 4) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยโพลาไรซ์เซชัน (Polarization Division Multiple Access : PDMA) แต่ละช่องสัญญาณใช้โพลาไรซ์ต่างกัน ซึ่งวิธีนี้ไม่ถูกนำมาใช้กับระบบวิทยุโทรศัพท์เคลื่อนที่
- 5) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแยกด้วยสเปซ (Space Division Multiple Access : SDMA) วิธีนี้ถูกกำหนดเพื่อนำมาใช้กับดาวเทียมที่มีสายอากาศต่างกัน สามารถใช้ความถี่เดียวกันก็ได้

#### 2.1.1 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

FDMA เป็นระบบการเข้าถึงข้อมูลที่ใช้ในระบบอนาล็อกแบบแบ่งความถี่และใช้กันอย่างกว้างขวาง ในระบบดาวเทียมสื่อสารทั่วโลกหลายระบบด้วยกันรวมทั้งระบบอินเทลแซต โดยการทำงานของโครงข่ายไมโครเวฟ ภาคพื้นดินแม้ว่าประสิทธิภาพการใช้งานจริงจะต่ำก็ตาม จากการเข้าถึงหลายทางในระบบดาวเทียมอินเทลแซต IV-A ปรากฏว่าประสิทธิภาพการใช้งานความถี่ของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ผันแปรตามขนาดของคลื่นพาห้เช่น 9.6 ช่อง/MHz สำหรับตัวพาห้คลื่นเดียวที่มีความกว้างแถบ 2.5 MHz และ 31.7 ช่อง/MHz ที่มีความกว้างแถบ 25 MHz ปัจจุบันระบบอินเทลแซต ใช้ระบบคลื่นพาห้ปลายทาง (multi-destination carrier) ซึ่งสัญญาณเบสแบนด์หลายๆ สัญญาณที่จะส่งไปตามสถานีคมนาคมภาคพื้นดินจำนวนหนึ่งจะมอดูเลตคลื่นพาห้ร่วมกัน (common carrier) แล้วส่งไปโดยวิธีการของระบบนี้ อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพ

ภาพของการใช้วงจรจะลดลงถ้าจำนวนสถานีคมนาคมภาคพื้นดินเพิ่มขึ้น ในกรณีของการสื่อสารที่ต้องการความจุต่ำ (low capacity traffic) เรานิยมใช้ระบบ FDMA ชนิด เอสซีพีซี (SCPC) ที่ใช้การกำหนดล่วงหน้าหรือ สเปค (SPADE) ที่ใช้กำหนดตามคำขอเป็นเทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางที่นับได้ว่าเป็นมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ชนิดเคลื่อนที่ เทคนิค FDMA กำหนดให้ผู้ใช้บริการรายหนึ่งครอบครองช่องสื่อสารวิทยุช่องหนึ่งไปตลอดเวลาที่มีการใช้

### 2.1.2 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)

ระบบ TDMA เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดจากการใช้ระบบ FDMA ในระบบนี้ สัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์ โดยการแบ่งเวลาจะมอดูเลตตัวคลื่นพาห်คลื่นเดียวส่งและรับโดยสถานีคมนาคมภาคพื้นดินจำนวนหนึ่ง โดยผ่านทางทรานส์สปอนเดอร์ของดาวเทียมสื่อสารร่วมกันแม้ว่าระบบจะต้องการเทคนิคการชิงโครโมส และความกว้างแถบที่ใช้ความถี่กำหนดมาสามารถใช้อย่างมีประสิทธิภาพสูงได้เนื่องจากสามารถใช้เทคนิค DSI (Digital Speech Interpolation) ได้ง่ายกว่า ระบบนี้ให้ความคล่องตัวในการปฏิบัติการสื่อสาร เทคนิคการเข้าถึงแบบ TDMA เป็นระบบ IS-54 การแบ่งช่องสื่อสารวิทยุแต่ละช่องของเทคนิค TDMA กำหนดให้มีแบนด์วิดท์ช่องละ 30 kHz แต่ละจุดเด่นที่ระบบ IS-54 เหนือกว่าแบบ FDMA ก็คือในหนึ่งช่องสื่อสารวิทยุจะมีการแบ่งช่วงเวลาในการใช้งานออกเป็น 3 ช่วงสลับกันไป ทำให้สามารถรองรับผู้ใช้บริการได้ถึง 3 รายการต่อหนึ่งช่องความถี่ การใช้งานของผู้ใช้บริการแต่ละรายจะเป็นไปตามเวลาที่ถูกกำหนดไว้ เรียกว่าช่วงเวลา (time slot) หากพิจารณาให้ละเอียดจะพบว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งใช้เทคนิค TDMA ทุกระบบต่างก็ใช้เทคนิคของ FDMA เป็นพื้นฐาน เพราะยังมีการแบ่งช่องสื่อสารวิทยุออกเป็นช่องๆ ตามช่องความถี่ แล้วจึงนำแต่ละช่องมาแบ่งตามช่วงเวลา

ภายในช่องสื่อสารวิทยุของระบบ IS-54 ซึ่งได้ประกอบไปด้วยเวลา 3 ช่องจะมีการแบ่งแต่ละช่วงเวลาให้ผู้ใช้บริการแต่ละรายที่กำหนดโทรศัพท์ผู้ใช้แต่ละคนจะสามารถรับหรือส่งข้อความได้เฉพาะช่วงเวลาที่ได้รับสิทธิเท่านั้น ช่วงเวลาอื่นๆ จะถูกใช้งานโดยผู้ใช้บริการรายอื่น แต่เนื่องจากช่วงเวลาแต่ละช่องกินเวลาระยะสั้นมากจนประสาทของมนุษย์ไม่สามารถแยกแยะได้ว่ามีการแบ่งเวลาออกเป็นช่วงให้ใช้งาน ทำให้ผู้ใช้โทรศัพท์สามารถใช้โทรศัพท์พูดคุยได้ตลอดเวลา ไม่มีการติดขัดแต่อย่างใด

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM เป็นอีกระบบหนึ่งที่ใช้เทคนิค TDMA เพียงแต่แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณวิทยุแต่ละช่องมีขนาดเป็น 200 kHz และมีการแบ่งช่องสื่อสารวิทยุออกเป็น 8 ช่วงเวลา เมื่อพิจารณาแล้วจะเห็นว่าระบบ GSM ก็มีได้เพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ย่านความถี่ให้เหนือระบบอนาล็อกแต่ประการใดทั้งนี้เนื่องจากการใช้ย่านความถี่ความถี่กว้าง 200 kHz สำหรับรองรับผู้ใช้บริการ 8 ราย ซึ่งก็เป็นตัวเลขเดียวกับระบบอนาล็อกซึ่งผู้ใช้บริการแต่ละรายใช้ช่องสื่อสารวิทยุขนาด 25 kHz รวม 8 ราย ก็ยังคงใช้แบนด์วิดท์ขนาด 200 kHz อยู่เช่นเดียวกัน

### 2.1.3 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบการแบ่งรหัส (CDMA)

ระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติของการเข้าถึงหลายทางโดยการเข้ารหัส (Coding) โดยแต่ละผู้ใช้งานจะมีรหัสเฉพาะที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน เพื่อใช้ในการเข้ารหัสข้อมูลที่ต้องการส่ง โดยที่เครื่องรับจะรู้รหัสของผู้ใช้งานและจะทำการถอดรหัสหลังจากรับสัญญาณได้และนำไปแปลงเพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา เมื่อแบนด์วิธของสัญญาณรหัสมากกว่าแบนด์วิธของข้อมูลที่ต้องการส่ง ซึ่งการเข้ารหัสจะเป็นการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณและเรียกว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum modulation)

ข้อกำหนดในการบ่งบอกว่าเป็นการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่มี 2 ข้อ คือ

- 1) แบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งออกไปต้องมากกว่าแบนด์วิธของข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่
- 2) แบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งออกไปไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ยังไม่เข้ารหัสสเปกตรัมแผ่

นั่นคือการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะแปลงสัญญาณข้อมูลข่าวสารไปเป็นสัญญาณส่งออกอากาศที่มีแบนด์วิธมากขึ้น ซึ่งทำได้โดยการเข้ารหัสสัญญาณข้อมูลโดยสัญญาณรหัสนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลและจะกระจายกำลังของสัญญาณตลอดช่วงแบนด์วิธที่กว้างทำให้ มีความหนาแน่นกำลังที่ต่ำ อัตราส่วนของแบนด์วิธที่ทำการส่งกับแบนด์วิธของข้อมูลเรียกว่า อัตราขยายประมวลผล (Processing Gain : Gp) ของระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{B_t}{B_i}$$

โดย  $B_t$  คือแบนด์วิธที่ทำการส่งหลังการเข้ารหัส

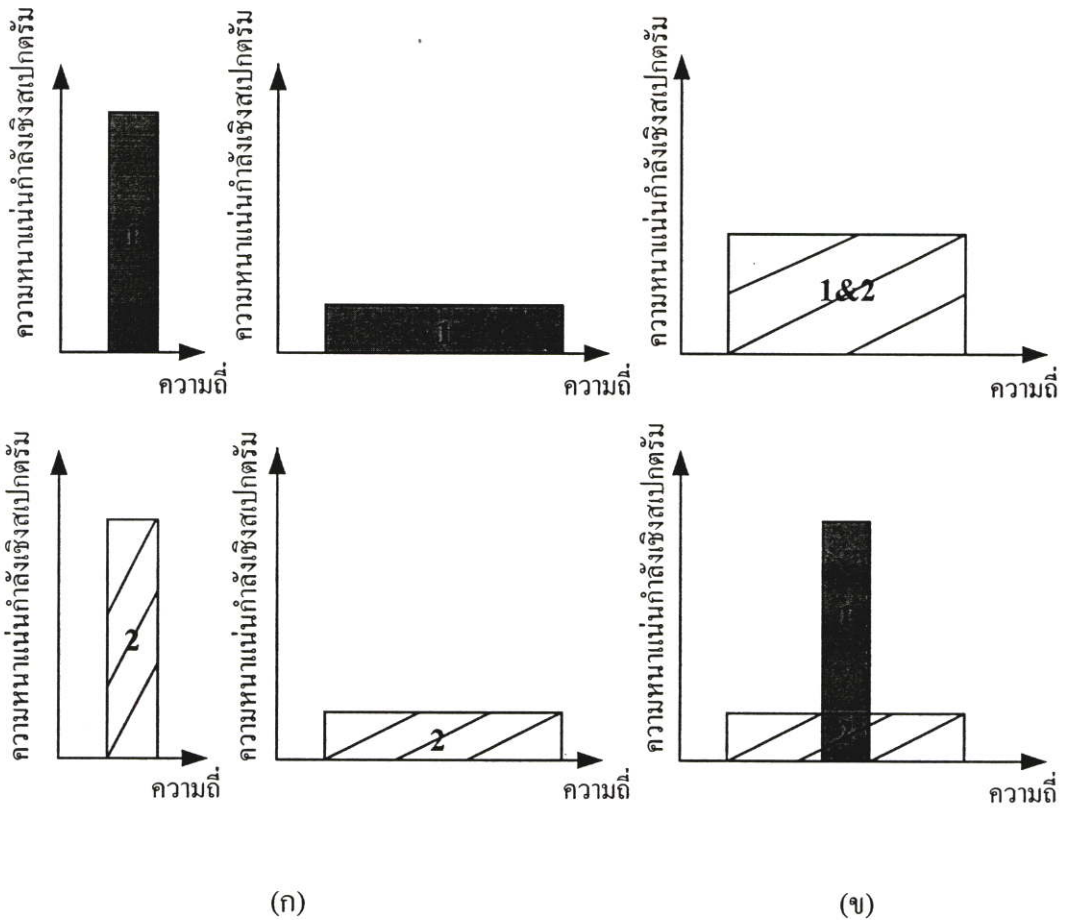
$B_i$  คือแบนด์วิธของข้อมูลก่อนการเข้ารหัส

ที่เครื่องรับจะเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมก่อนการเข้ารหัสออกมานั้นคือเครื่องรับจะต้องรู้รหัสที่ใช้ในการมอดูเลตก่อน สัญญาณสเปกตรัมแผ่จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างจากสัญญาณแถบแคบนี้

- 1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีการส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม เมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนในเวลาเดียวกัน ทางเครื่องรับก็สามารถแยกผู้ใช้งานแต่ละรายได้โดยใช้รหัสที่แตกต่างกันของแต่ละผู้ใช้งานซึ่งรหัสดังกล่าวต้องมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ที่ต่ำพอ การหาค่าสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสสเปกตรัมแผ่จะดีสเปกตรัมสัญญาณของผู้ใช้งานนั้นแต่จะทำการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นแทน นั่นคือกำลังของสัญญาณในแบนด์วิธของข้อมูลจะมากกว่ากำลังของสัญญาณการแทรกสอดซึ่งทำให้สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการได้ โดยความสามารถของการเข้าถึงหลายทาง

แสดงในรูปที่ 2.1 โดยรูปที่ 2.1(ก) แสดงผู้ใช้งาน 2 ผู้ใช้งานสร้างสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัม จากสัญญาณข้อมูลแถบแคบ ในรูปที่ 2.1(ข) ผู้ใช้งานทั้ง 2 ส่งสัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมในเวลาเดียวกัน แต่สัญญาณจาก 1 เท่านั้นที่จะถูกคิสเปสกลับมาที่เครื่องรับ



รูปที่ 2.1 หลักการเข้าถึงหลายทางของระบบที่มีการแผ่สเปกตรัม

## 2) การป้องกันการแทรกสอดแบบหลายวิถี

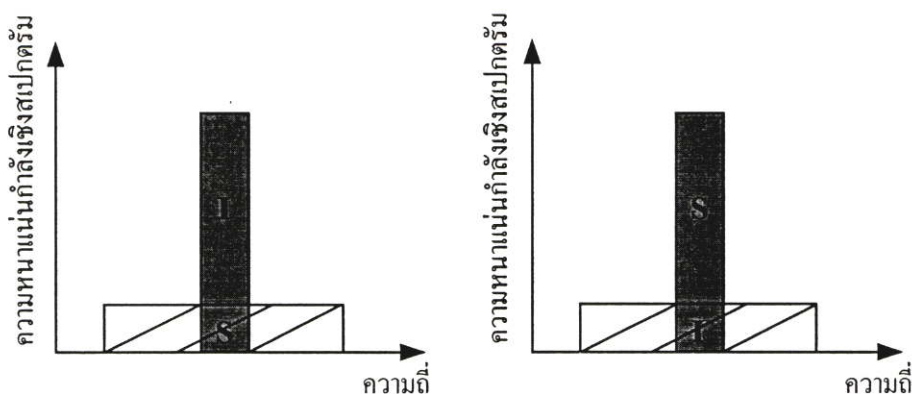
ในช่องสัญญาณวิทยุสัญญาณระหว่างเครื่องรับ-ส่งจะมีจำนวนเส้นทางมากกว่า 1 วิถี อันเนื่องมาจากการสะท้อนและการหักเห ซึ่งสัญญาณในวิถีต่างๆ คือสัญญาณที่ถูกส่งมาต่างกันที่ขนาดแอมพลิจูดและเฟสเมื่อรวมสัญญาณดังกล่าวที่เครื่องรับก็จะเกิดการเสริมกันบางความถี่และหักล้างกันบางความถี่ ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้ โดยขึ้นกับชนิดของวิธีการมอดูเลตที่ใช้

## 3) เป็นระบบส่วนบุคคล

นั่นคือเครื่องรับจะคิสเปสได้ต้องรู้รหัสของสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น

## 4) ลดผลจากการแทรกสอด

สหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณรบกวนกับสัญญาณแถบแคบจะเป็นการกระจายกำลังงานของสัญญาณแถบแคบนั้นคือ ไปลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูล ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.2 โดยสัญญาณที่มีการแผ่กระจายสเปกตรัม (S) กับสัญญาณการแทรกสอดแถบแคบ (I) ที่เครื่องรับ สัญญาณที่มีการแผ่สเปกตรัมจะดีสเปสในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่สเปกตรัมกลายเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ดีสเปส



รูปที่ 2.2 การลดผลของการแทรกสอดของระบบ CDMA

## 2.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Modulation : SS Modulation)

ระบบ CDMA ใช้หลักการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ ทำให้ข้อมูลสื่อสารที่ใช้ในการสื่อสารถูกแผ่กระจายไปบนแบนความถี่ทำให้มีแบนด์วิดท์กว้างกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาก ซึ่งสามารถแบ่งได้ดังนี้

2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS) โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกคูณโดยตรงกับรหัสข้อมูลที่มีความเร็วสูง

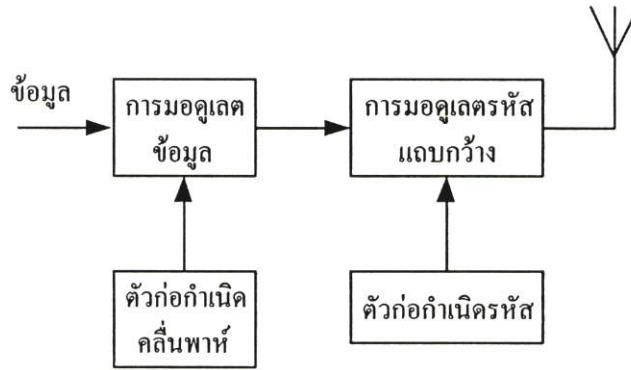
2.2.2 การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping : FH) โดยความถี่คลื่นพาห်ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วอันเนื่องมาจากรหัสข้อมูล

2.2.3 การกระโดดทางเวลา (Time Hopping : TH) สัญญาณข้อมูลไม่ได้ส่งอย่างต่อเนื่องแต่จะส่งเป็นเบิร์สต์สั้น ๆ โดยเวลาที่ส่งจะเป็นไปตามรหัสข้อมูล

2.2.4 วิธีการมอดูเลตแบบไฮบริดเป็นการรวมเอาเทคนิค 2 หรือมากกว่าของเทคนิคที่กล่าวมาข้างต้น ใช้ด้วยกันเพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของแต่ละวิธี

### 2.2.1 การจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence : DS)

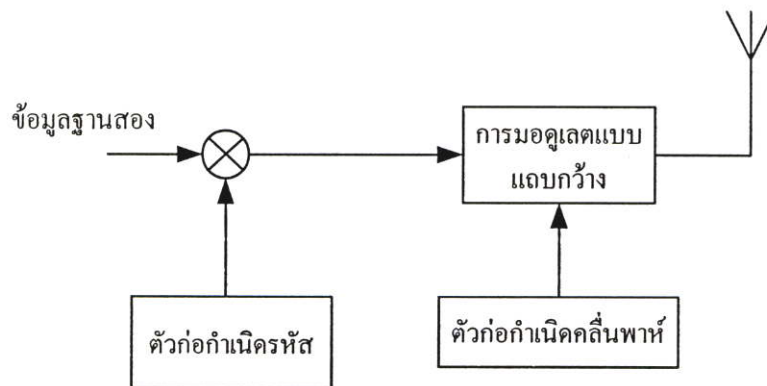
ใน DS-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยสัญญาณข้อมูลอาจจะเป็นสัญญาณดิจิทัลหรืออนาล็อกก็ได้ สัญญาณข้อมูลจะถูกคูณกับสัญญาณรหัสและได้สัญญาณที่มอดูเลตเป็นคลื่นพาห์แบบแถบกว้างซึ่งเป็นเหตุผลที่เรียกวิธีนี้ว่า DS-CDMA



รูปที่ 2.3 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA

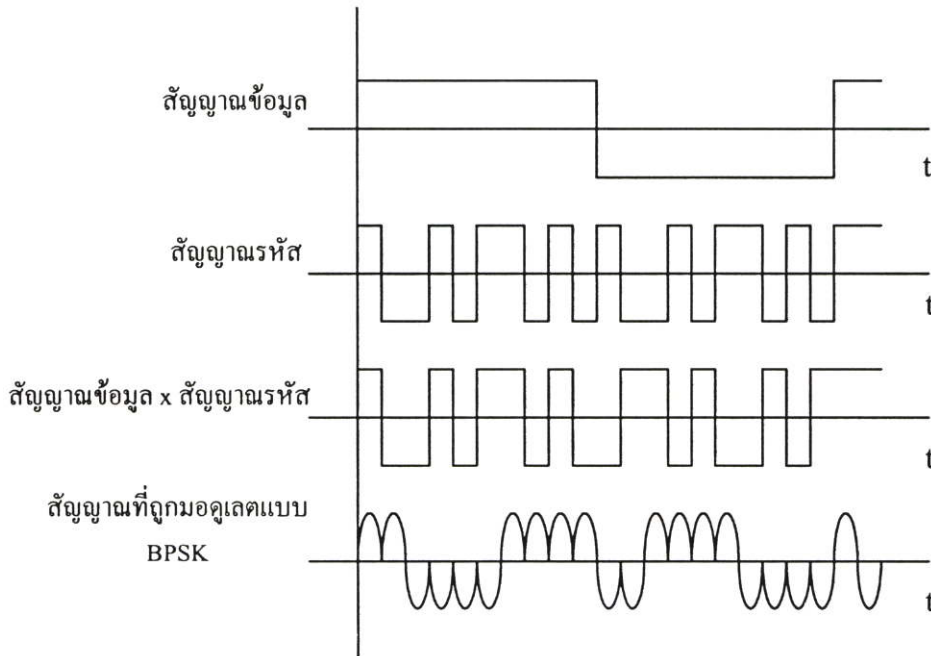
ในรูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรม ของเครื่องส่ง DS-CDMA โดยข้อมูลฐานสองจะมอดูเลตกับเครื่องพาห์ RF แล้วจึงนำไปมอดูเลตกับสัญญาณรหัสอีกครั้งซึ่งสัญญาณรหัสจะประกอบไปด้วยบิตรหัส หรือ ชิพ (Chips) ที่เป็น + 1 หรือ - 1 เพื่อให้เกิดการแผ่สเปกตรัมสำหรับส่วนของการมอดูเลตรหัส มีการนำเทคนิคการมอดูเลตหลายอย่างมา เช่น BPSK, DBPSK, QPSK, หรือ MPSK

เมื่อไม่สนใจส่วนของการมอดูเลตข้อมูลและใช้เทคนิค BPSK สำหรับการมอดูเลต รหัสแสดงดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.4



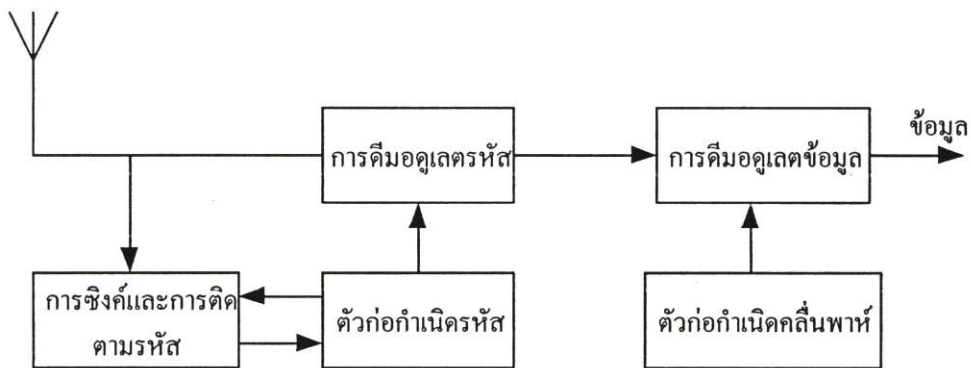
รูปที่ 2.4 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA ที่ดัดแปลงแล้ว

สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งดังกล่าว แสดงในรูปที่ 2.5 โดยใช้รหัสข้อมูล 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต ซึ่งมีอัตราขยายการประมวลผลจะมากกว่านี้มาก (ระหว่าง  $10^2$  ถึง  $10^3$ )



รูปที่ 2.5 ลักษณะของสัญญาณในระบบ DS-SS

ที่เครื่องรับดังรูปที่ 2.6 โดยใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent) เพื่อดีสเปตสัญญาณสเปกตรัมแม่โดยใช้ตัวกำหนดลำดับรหัส ซึ่งกระบวนการดีสเปตทางเครื่องรับนอกจากนี้ต้องรู้รหัสแล้วรหัสที่ได้จากสัญญาณที่รับได้และที่สร้างใหม่ต้องซิงโครไนซ์ตลอดจนกว่าจะได้รับสัญญาณทั้งหมด ซึ่งส่วนของการซิงโครไนซ์และการติดตามของรหัส (synchronize / tracking code) จะทำหน้าที่ดังกล่าว หลังจากผ่านส่วนดีสเปตและดีมอดูเลตแล้วจะได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.6 เครื่องรับแบบ DS-SS

### 2.2.1.1 คุณสมบัติของระบบ DS-CDMA

#### 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

เมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนใช้งานช่องสัญญาณพร้อมกันในเวลาเดียวกัน สัญญาณ DS จะเกิดการซ้อนทับกันในเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับแบบร่วมนัยที่ถูกใช้ในการดีมอดูเลตส่วนของรหัสออกไป เมื่อพิจารณากำลังงานของผู้ใช้งานที่ต้องการในแบนด์วิดท์ของข้อมูล ถ้าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้งานที่ต้องการกับรหัสของสัญญาณแทรกสอดมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้เกิดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดในแบนด์วิดท์ของข้อมูลในขนาดที่ต่ำ

#### 2) การแทรกสอดหลายวิถี

ถ้าลำดับรหัสมีคุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) เป็นแบบอุดมคติ ซึ่งจะมีค่าเป็น 0 เมื่ออยู่นอก  $[-T_c, T_c]$  โดย  $T_c$  คือค่าความกว้างของชิป นั่นคือถ้าสัญญาณที่ต้องการมีค่าประวิงเวลามากกว่า  $2T_c$  การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้สัญญาณดังกล่าวเป็นสัญญาณการแทรกสอด ซึ่งทำให้กำลังงานในแบนด์วิดท์ของข้อมูลมีขนาดที่ต่ำ

#### 3) การแทรกสอดแบบแถบแคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับรวมถึงการคูณสัญญาณที่ได้รับได้กับลำดับของรหัสที่สร้างขึ้นใหม่โดยแหล่งกำเนิดรหัส อย่างไรก็ตามที่เครื่องส่งการคูณสัญญาณแถบแคบด้วยรหัสแถบกว้างจะทำการแผ่สเปกตรัมสัญญาณแถบแคบ ดังนั้นกำลังงานในแบนด์วิดท์ของข้อมูลจะลดลงโดยตัวประกอบที่มีค่าเท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

จากคุณสมบัติดังกล่าว สามารถสรุปถึง ข้อดี และข้อเสียของ DS-CDMA ได้ดังนี้

#### ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) สัญญาณรหัสนี้สร้างได้ง่ายโดยการคูณธรรมดา
- 2) ใช้ความถี่คลื่นพาห้เพียงความถี่เดียวทำให้การสังเคราะห์ความถี่ทำได้ง่ายสร้างได้ง่าย
- 3) สามารถใช้ในการดีมอดูเลตแบบร่วมนัยได้

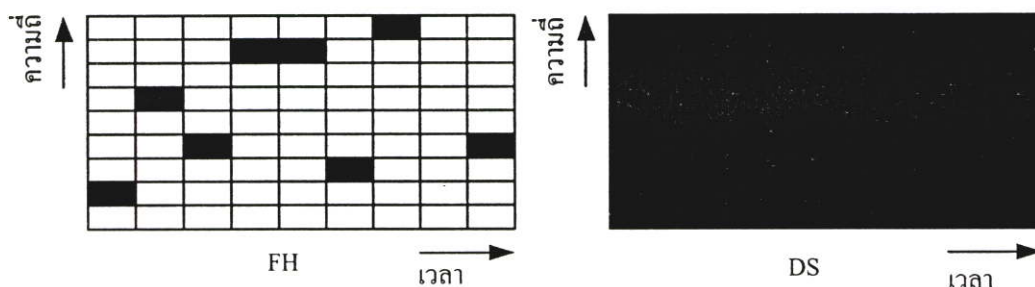
#### ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

- 1) การค้นเป้า (Acquire) และการรักษาสภาพการซิงโครไนซ์ (Synchronize) ของสัญญาณที่รับได้ และสัญญาณรหัสนี้ทำได้ยาก เนื่องจากต้องทำในขนาดความกว้างชิปซึ่งมีขนาดเล็ก
- 2) เนื่องจากการซิงโครไนซ์ของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสนี้ที่สร้างขึ้นใหม่ทำได้ยากทำให้แบนด์วิดท์ทั้งหมดที่กระจายถูกจำกัดในช่วง 10 ถึง 20 MHz
- 3) กำลังงานที่รับได้จาก ผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐาน (base station) มีค่ามากกว่าที่รับได้จากที่ไกลกว่าทำให้ผู้ใช้งานที่ใกล้สถานีฐานจะสร้างสัญญาณแทรกสอดให้กับผู้ใช้งานที่อยู่ไกลออกไปทำให้รับสัญญาณได้ยากขึ้นซึ่งผลของความใกล้-ไกล (near - far effect) แก้ได้โดยการควบคุมกำลังงานเพื่อให้ทุกสัญญาณจากทุกผู้ใช้งานมีกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากันที่สถานีฐาน แต่อย่างไรก็ดีการควบคุมดังกล่าวทำได้ยาก

## 2.2.2 วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping : FH)

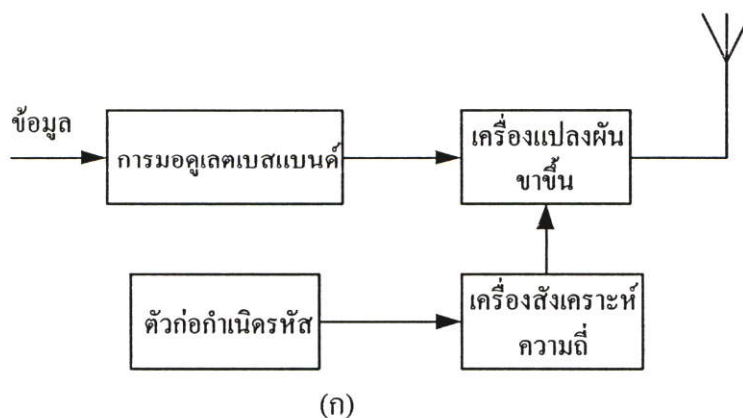
ในวิธีการนี้ความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตจะไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบในช่วงเวลา T ความถี่คลื่นพาห้จะคงที่แต่จะเปลี่ยนไปในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นไปตามสัญญาณรหัสซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด (Hop-Set) ซึ่งการครอบครองความถี่จะแตกต่างกันกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจะใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมด เพื่อใช้ในการส่งข้อมูลในขณะที่วิธีการกระโดดความถี่จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆ เพื่อใช้ในการส่งแต่ความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่ต่างกัน

สมมติว่าวิธีการกระโดดความถี่ส่งในความถี่ที่ 2 ในช่วงคาบเวลาแรกดังรูปที่ 2.7 ระบบ DS จะส่งในช่วงเวลาเดียวกันตลอดช่วงความถี่ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่ 1 จะน้อยกว่าในระบบ FH อย่างไรก็ตามถ้าระบบ DS ส่งความถี่ 1 ตลอดช่วงเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะส่งในช่วงความถี่นี้เฉพาะในช่วงเวลาเท่านั้น ในระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน ความแตกต่างของการใช้ความถี่ในระบบ FH และ DS แสดงดังรูปที่ 2.7

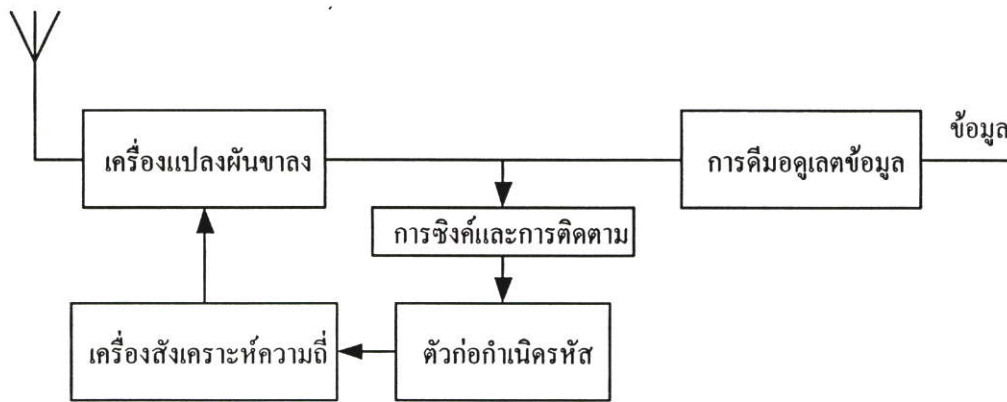


รูปที่ 2.7 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา/ความถี่ ของระบบ DS และ FH

สำหรับบล็อกไดอะแกรมของระบบ FH แสดงในรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 (ก) รูปเครื่องส่งแบบ FH-CDMA



(ข)

รูปที่ 2.8 (ต่อ) (ข) รูปเครื่องรับของระบบ FH-CDMA

สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ซึ่งนิยมใช้วิธีการมอดูเลตแบบ FM กับสัญญาณอนาล็อกและ GSK ในการมอดูเลตแบบดิจิทัลและการใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่ความเร็วสูงที่ถูกควบคุมโดยสัญญาณรหัสและความถี่คลื่นพาห์จะถูกแปลงความถี่ขึ้นกลายเป็นความถี่ที่ใช้ในการส่งที่เครื่องรับโดยใช้แหล่งกำเนิดลำดับรหัสสัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงความถี่เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวจะได้กลับมาหลังจากการดีมอดูเลต ส่วนของวงจรซิงโครไนซ์ / ติดตาม (Synchronize/tracking) ทำให้แน่ใจว่าการกระโดดที่เกิดจากแหล่งกำเนิดคลื่นพาห์จะซิงโครไนซ์กับรูปแบบการกระโดดของคลื่นพาห์ที่รับได้เพื่อให้เกิดการดีสเพลตที่ถูกต้อง

ในระบบกระโดดความถี่ของ CDMA ยังสามารถแบ่งได้ 2 ชนิด คือ ถ้าจำนวนของการกระโดดมากกว่าอัตราข้อมูล กล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบเร็ว (Fast Frequency Hop CDMA : F-FH CDMA) ในกรณีนี้ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งตลอดการส่ง 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1 บิต จะถูกส่งในความถี่แตกต่างกัน ถ้าจำนวนการกระโดดน้อยกว่าอัตราข้อมูลกล่าวได้ว่าเป็นการกระโดดแบบช้า (Slow Frequency Hop CDMA : S-FH CDMA) ในกรณีนี้ข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งที่ความถี่เดียวกับแบนด์วิดท์ของสัญญาณในการกระโดดแต่ละครั้งจะขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลและรูปร่างของสัญญาณการกระโดด (Hopping signal) และความถี่การกระโดด (Hopping Frequency) ถ้ากรณีของการกระโดดแบบช้า แบนด์วิดท์ของสัญญาณจะเป็นตัววัดตัวแปรสำคัญในการกำหนดขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้งาน ถ้ากรณีการกระโดดแบบเร็วรูปร่างของสัญญาณการกระโดด (Hopping signal) จะเป็นตัวแปรสำคัญในการกำหนดขนาดของแบนด์วิดท์ที่ใช้งานในการกระโดดแต่ละครั้ง

### 2.2.2.1 คุณสมบัติของระบบ FH-CDMA

#### 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

ในกรณีของการกระโดดแบบเร็วข้อมูลจำนวน 1 บิตจะถูกส่งในความถี่ที่แตกต่างกันหลายความถี่ ถ้าแถบความถี่ส่วนใหญ่ถูกใช้งานโดยผู้ใช้เดียวกำลังงานของสัญญาณที่รับได้จะมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดและจะรับสัญญาณได้ถูกต้อง

ในกรณีของการกระโดดแบบช้าข้อมูลหลายบิตจะถูกส่งในความถี่เดียวกันต่ำพอ สัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการจะรับได้อย่างถูกต้องหากเกิดมีสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานที่ส่งในช่วงเวลาดังกล่าว การใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error – correcting code) จะทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา

#### 2) การแทรกสอดแบบหลายวิถี

ในกรณีการกระโดดแบบเร็ว ความถี่คลื่นพาห์จะเปลี่ยนหลายครั้งในช่วง 1 บิต ดังนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลตและถูกส่งไปบนความถี่คลื่นพาห์หลายความถี่ ผลของการแทรกสอดหลายวิถีจะแตกต่างกันในความถี่คลื่นพาห์ที่แตกต่างกัน นั่นคือสัญญาณจะถูกขยายที่ความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่อีกความถี่หนึ่ง ที่เครื่องรับผลตอบสนองที่ความถี่ที่แตกต่างกันจะถูกเฉลี่ยทำให้ลดผลของการแทรกสอดหลายวิถี ซึ่งในระบบ DS-CDMA จะลดส่วนการแทรกสอดหลายวิถีได้ดีกว่า

#### 3) สัญญาณการแทรกสอดแบบแถบแคบ

สมมติให้เกิดการแทรกสอดแบบแถบแคบที่ความถี่หนึ่งในความถี่ของการกระโดด ถ้าให้  $G_p$  คือความถี่ของการกระโดด ( $G_p$  คือ อัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้งานที่ต้องการส่งจะใช้ความถี่การกระโดด โดยการแทรกสอดจะมีโอกาสเกิด  $1/G_p$  ที่เวลาใดๆ ซึ่งการแทรกสอดดังกล่าว จะลดลงด้วยตัวประกอบ  $G_p$

#### 4) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ความยากในการรับสัญญาณของระบบ FH ไม่ได้ขึ้นอยู่กับการมีกำลังส่งที่ต่ำเหมือนในระบบ DS-CDMA แต่อาศัยความถี่ที่สัญญาณทำการส่งซึ่งต้องรู้ล่วงหน้าและช่วงเวลาในการส่งแต่ละความถี่มีค่าน้อย

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถสรุปถึงข้อดีและข้อเสียของ FH-CDMA ได้ดังนี้

#### ข้อดีของระบบ FH-CDMA

1) การชิงโครโนซ์ในระบบ FH-CDMA จะง่ายกว่าในระบบ DS-CDMA เนื่องจากในระบบ FH-CDMA การชิงโครโนซ์จะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาในการกระโดดที่ความถี่สูงแต่ขึ้นอยู่กับเซตของการกระโดดที่มาก ซึ่งช่วงเวลาการกระโดดจะมีค่ามากกว่าช่วงเวลาของชิปของระบบ DS-CDMA ดังนั้นระบบ FH-CDMA จึงยอมให้มีความผิดพลาดของการชิงโครโนซ์ได้มากกว่า

2) เนื่องจาก FH-CDMA มีความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานต่างกันจะใช้ช่วงความถี่เดียวกันมีค่าต่ำ นั่นคือถ้าผู้ใช้งานที่ไกลจากสถานีฐานส่งข้อมูลมาและที่สถานีฐานได้รับพร้อมกันสัญญาณของผู้ใช้งานที่

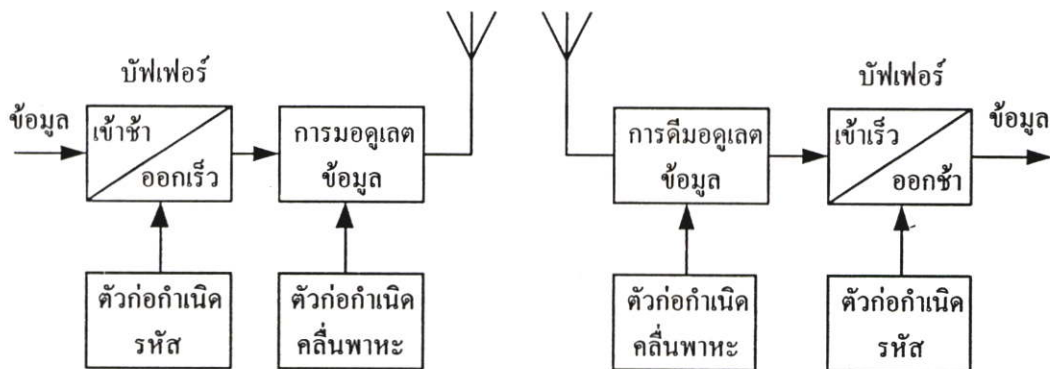
ใกล้กับสถานีฐานส่งมา แต่โอกาสที่จะเกิดในช่วงความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันต่ำ นั่นคือจะลดผลของความใกล้-ไกล (near-far effect) ได้

### ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

- 1) ต้องใช้การสังเคราะห์ความถี่ที่มีความซับซ้อนสูง
- 2) การใช้การคิ่มอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ทำได้ยาก เนื่องจากมีปัญหาที่ต้องรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงการกระโดด

### 2.2.3 วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping : TH)

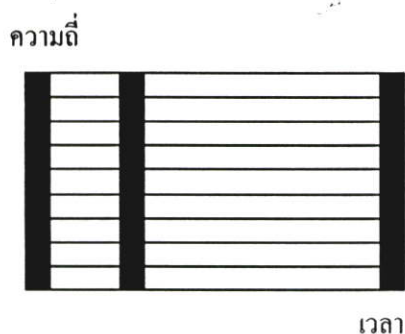
ในระบบ TH-CDMA สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งในช่วงเวลาที่กำหนดโดยรหัสของผู้ใช้งานแต่ละคน



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง-รับของระบบ TH-CDMA

แกนของเวลาจะถูกแบ่งเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น  $M$  ไทม์สล็อต ผู้ใช้งานแต่ละคนจะส่งเฟรมในไทม์สล็อตใดใน  $M$  จะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละผู้ใช้งานเมื่อผู้ใช้งานสามารถส่งข้อมูลทั้งหมดได้ใน 1 ไทม์สล็อต ความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยตัวประกอบ  $M$  โดยรูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA

รูปที่ 2.10 แสดงกราฟในแกนของเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA ทำการเปรียบเทียบรูปที่ 2.10 กับรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าในระบบ TH-CDMA จะใช้สเปกตรัมแถบกว้างในช่วงเวลาสั้นๆ แทนที่จะใช้ทุกช่วงเวลา



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และเวลาที่ใช้ในระบบ TH-CDMA

### 2.2.3.1 คุณสมบัติของระบบ TH-CDMA

#### 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง

โดยกำหนดให้ความน่าจะเป็นของการส่งในช่วงเวลาเดียวกันของผู้ใช้งานมีค่าต่ำ โดยการกำหนดรหัสที่แตกต่างกันในแต่ละผู้ใช้งาน หากเกิดการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นการใช้รหัสแก้ความผิดพลาด (Error – detecting and feedback) จะทำให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมา

#### 2) การแทรกสอดแบบแถบแคบ

สัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งโดยใช้เวลาที่น้อยลง ซึ่งจะลดลงเท่ากับ  $1/G_p$  โดย  $G_p$  คืออัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับจะรับสัญญาณการแทรกสอด ในช่วงที่สัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ดังนั้นจะรับสัญญาณการแทรกสอดในช่วงเวลาที่เป็น  $1/G_p$  เปอร์เซนต์ของเวลาซึ่งลดกำลังของการแทรกสอดด้วยตัวแปรเสริม  $G_p$

#### 3) ความน่าจะเป็นของการถูกดักจับของสัญญาณมีค่าต่ำ (LPI)

ในระบบ TH-CDMA ความถี่ของแต่ละผู้ใช้งานที่ใช้ส่งจะคงที่ แต่จะแตกต่างกันที่เวลาและช่วงเวลาที่ใช้ในการส่งก็จะสั้นและเมื่อมีผู้ใช้งานหลายคนส่งจะทำให้เครื่องรับยากในการหาช่วงเริ่มต้นและช่วงสิ้นสุดของการส่งและยากที่จะรู้ว่าผู้ใช้งานไหนส่งมา

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถแสดงข้อดีและข้อเสียของระบบ TH-CDMA ได้

#### ข้อดีของระบบ TH-CDMA

##### 1) ง่ายในการสร้างกว่าระบบ FH-CDMA

2) มีประโยชน์เมื่อข้อมูลถูกส่งในกำลังเฉลี่ยแบบจำกัดแต่ไม่จำกัดกำลังค่าสูงสุด (peak power) เมื่อข้อมูลถูกส่งแบบเบิร์ตส์สั้นๆ ที่กำลังสูงๆ

3) ระบบ TH-CDMA ก็ลดผลของความใกล้ไกล (near-far effect) เช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งานที่ต่างกัน จะใช้ช่วงเวลาเดียวกันมีค่านั่นคือผู้ใช้งานที่ใกล้กับสถานีฐานและไกลสถานีฐานจะมีรูปแบบของการกระโดดทางเวลาที่แตกต่างกัน จึงลดผลของความใกล้ไกล (near-far effect) ได้

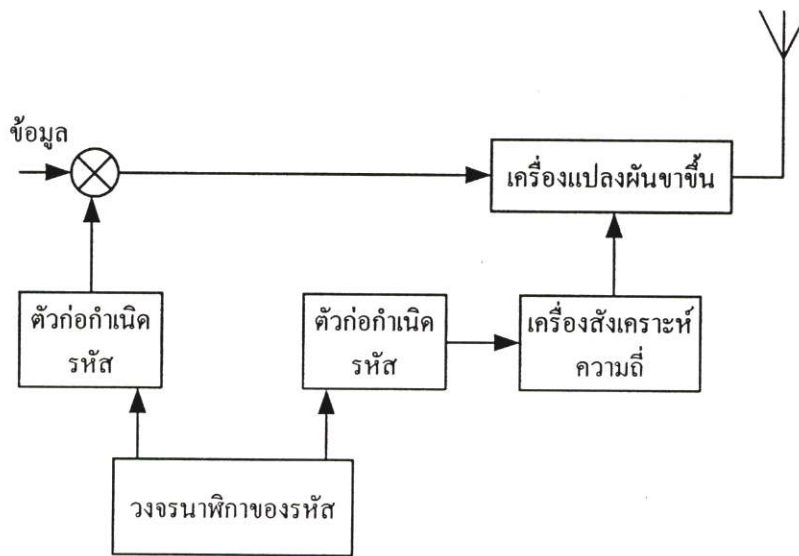
ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

1) หากมีการส่งพร้อมกันเกิดขึ้นจะเกิดการสูญเสียข้อเสียข้อมูลมากจึงต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาด และการวางสลับ (Interleave) ที่ดี

**2.2.4 ระบบไฮบริด (Hybrid System)**

ระบบไฮบริดจะเป็นการรวมเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ 2 เทคนิคหรือมากกว่าเข้าด้วยกัน หากพิจารณาแค่ DS-CDMA FH-CDMA และ TH-CDMA สามารถมีไฮบริดได้ถึง 4 แบบ คือ DS/FH – CDMA DS/TH – CDMA FH/TH – CDMA และ DS/FH/TH – CDMA

ซึ่งไฮบริดเป็นการนำข้อดีของระบบที่จะนำมารวมกันเข้าด้วยกัน เช่น DS/FH/ - CDMA ได้คุณสมบัติส่วนดีของ DS – CDMA คือ การลดผลของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี และ FH – CDMA คือ การลดผลของความใกล้เคียง (near – far effect) แต่ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจะเพิ่มขึ้น รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH – CDMA



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งแบบไฮบริด DS-FH

โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกแผ่สเปกตรัมก่อนโดยใช้รหัสส่วนของ DS และถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห์ที่เกิดจากการกระโดดทางความถี่ที่สอดคล้องกับรหัส การใช้รหัสสัญญาณนาฬิกาจะช่วยให้ความสัมพันธ์ระหว่างรหัสทั้ง 2 คงที่

### 2.3 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายเส้นทาง

ในการสื่อสารด้วยเทคโนโลยีไร้สาย ทางด้านส่งเมื่อส่งสัญญาณออกไปผ่านไปยังช่องสื่อสารต่างๆ จะเกิดการสอดแทรก การสะท้อนและการลดทอน สัญญาณที่มาถึงทางด้านรับจะเกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมกันหรือหักล้างกัน

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆ ไปบนช่องสัญญาณหลายเส้นทางตามการเปลี่ยนแปลงเวลา สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนของพัลส์แสดงดังรูปที่ 2.12 ดังนั้นคุณลักษณะของตัวกลางแบบหลายเส้นทางคือ การกระจายช่วงเวลาของสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ เมื่อทำการส่งสัญญาณเดิมออกไปหลายๆ ครั้ง ด้านรับจะรับได้ขบวนสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งไม่สามารถจะคาดคะเนสัญญาณที่รับได้ สามารถเขียนเป็นสมการทางภาครับแสดงได้เป็น

$$x(t) = \sum_n \beta_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.1)$$

โดย  $\beta_n(t)$  เป็นอัตราการลดทอนของสัญญาณในเส้นทางที่  $n$

$\tau_n(t)$  เป็นเวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของเส้นทางที่  $n$

$s(t)$  เป็นสัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ  $\text{Re}[s_i(t)e^{j2\pi f_c t}]$

$x(t)$  เป็นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

สัญญาณที่รับได้หลังผ่านการกรองสัญญาณ สัญญาณที่ได้สามารถแสดงได้เป็น

$$r_i(t) = \sum_n \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} s_i(t - \tau_n(t)) \quad (2.2)$$

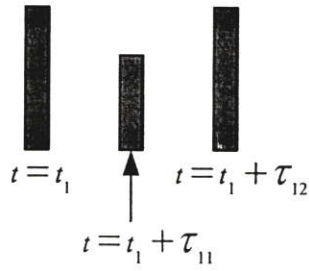
โดย  $\gamma_n = 2\pi f_c \tau_n(t)$

แบบจำลองช่องสัญญาณหลายเส้นทาง ซึ่งจะมีสัญญาณที่รับได้แสดงดังสมการที่ 2.2 เรียกว่าสัญญาณเฟดดิ้ง โดยปรากฏการณ์เฟดดิ้งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเวลาในเทอมของเฟส  $\gamma_n$  ในบางครั้งการเปลี่ยนแปลงของ  $\gamma_n$  เป็นผลทำให้สัญญาณด้านรับมีค่าลดลง แต่บางครั้งทำให้มีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดของสัญญาณด้านรับเกิดจากคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงเวลาของช่องสัญญาณหลายเส้นทาง

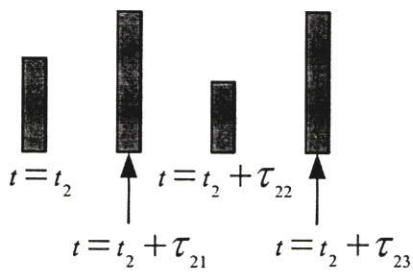
สัญญาณด้านส่ง



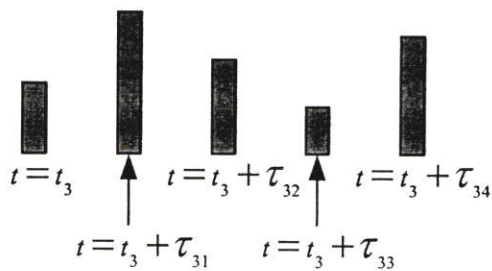
สัญญาณด้านรับ



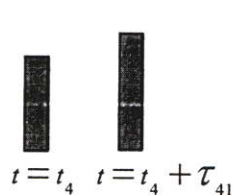
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.12 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิธีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

### 2.3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$c(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2.3)$$

- โดยที่  $\beta_n$  เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ
- $\tau_n$  เป็นเวลาหน่วง (time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง  $[0, T]$
- $\gamma_n$  เป็นความหน่วงเชิงเฟส (phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรแบบสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง  $[0, 2\pi]$
- $L$  เป็นจำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ เป็นต้น

ฟังก์ชันการแจกแจงของความหนาแน่นความน่าจะเป็นมีหลายรูปแบบดังนี้

#### 2.3.1.1 แบบจำลองของ Rayleigh (Rayleigh Model)

เป็นระบบที่อธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบท ซึ่งมีบ้านเรือนที่มีขนาดไม่สูงมากนักหรือภูเขา การใช้งานในชนบทก็พบกับปัญหาซึ่งมีผลกระทบต่อระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายเส้นทางเกิดขึ้นเมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการหักเหจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งจะตกกระทบมาเช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่จะมีเส้นยาว (line of sight) ระหว่างตัวส่งและตัวรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงตัวรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันซึ่งมีความต่างเฟสกันเล็กน้อย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.4)$$

### 2.3.1.2 แบบจำลองของ Rician (Rician Model)

เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ซึ่งประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่าและมีค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\beta^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\beta}{\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.5)$$

เมื่อ  $I_0(x)$  คือ ฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

### 2.3.1.3 แบบจำลองของ Nakagami (Nakagami Model)

เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เวกต์พูดของสัญญาณด้านรับจะเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาด้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ดีอีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p\beta_l(\beta) = 2 \left(\frac{m_l}{\Omega_l}\right)^{m_l} \frac{\beta^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp\left[-\frac{m_l}{\Omega_l} \beta^2\right] \quad \text{เมื่อ } \beta \geq 0 \quad (2.6)$$

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E[(\beta_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5 \quad (2.7)$$

โดยจุดเด่นของแบบจำลอง Nakagami คือ

- (ก) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลองและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบท และเมืองใหญ่
- (ข) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) ต่างๆ ดังนี้

$m = 0.5$  คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1$  คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m \rightarrow \infty$  คือ กรณีอุดมคติที่ไม่มีการเฟี้ยนของสัญญาณ

### 2.3.1.4 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางแบบหลายวิถี โดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม โดยกำหนดให้  $c(\tau; t)$  เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อน ในตัวแปร  $t$  โดยสมมติว่า  $c(\tau; t)$  เป็นช่องสัญญาณที่มีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (wide – sense – stationary) ซึ่งค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของ  $c(\tau; t)$  คือ

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.8)$$

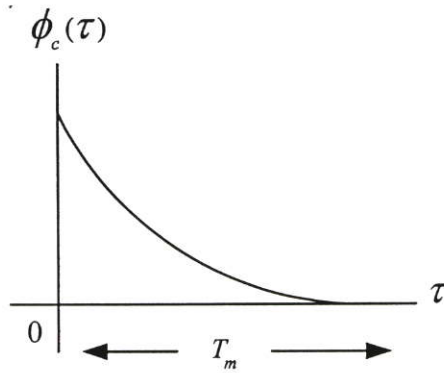
โดยกำหนดให้ค่าการลดทอนและมุมเฟสที่มีการประวิงเวลาของช่องสัญญาณที่มีค่าหนึ่งช่วงเวลา  $\tau_1$  และ  $\tau_2$  มีลักษณะไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelate) กัน ดังนั้นสมการที่ 2.8 เขียนได้เป็น

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.9)$$

หากกำหนดให้  $\Delta t = 0$  ค่าฟังก์ชันการลดทอน  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  คือค่ากำลังงานเอาท์พุตเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา  $\tau$  โดย  $\phi_c(\tau)$  คือ MIP (multipath intensity profile) หรือกำลังงานสเปกตรัมที่มีการประวิงทางเวลา โดยทั่วไป  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  คือค่ากำลังงานเอาท์พุตเฉลี่ยที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา  $\tau$  และ  $\Delta t$

ค่า  $\phi_c(\tau; \Delta t)$  สามารถวัดได้โดยการส่งพัลส์ที่แคบมาก ๆ และทำการวัดค่าสหสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณที่เกิดการหน่วง โดยค่า  $\phi_c(\tau)$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.13 โดย  $T_m$  คือค่าการแผ่หลายวิถี (multipath spread) ของช่องสัญญาณ

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.10)$$



รูปที่ 2.13 แสดง MIP

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (Wide-sense-stationary) ทำการค้นหาค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ได้โดย

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1, t) C(f_2, t + \Delta t)] \quad (2.11)$$

แทนสมการที่ 2.10 ในสมการที่ 2.11 ดังนั้น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [C^*(\tau_1, t) C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.12)$$

โดย  $\Delta f = f_2 - f_1$  จากสมการที่ 2.12 เห็นว่า  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  คือผลการแปลงฟูริเยร์ของ MIP เรียก  $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$  ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของการกระจายทางความถี่และทางเวลาของช่องสัญญาณ

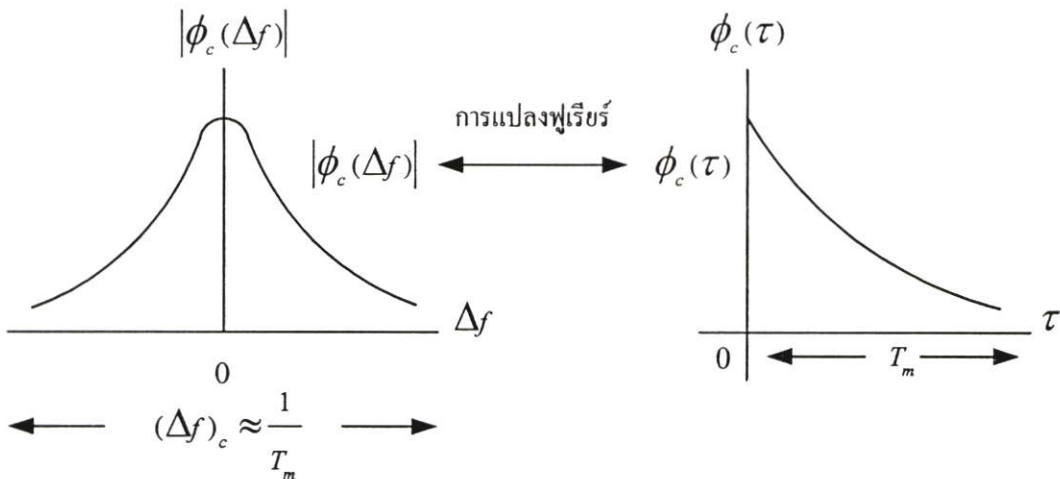
แทนค่า  $\Delta t = 0$  ในสมการที่ 2.12 จะได้  $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$  ดังนั้น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.13)$$

ความสัมพันธ์ข้างต้นแสดงในรูปที่ 2.12 จากรูปค่าแบนด์วิคที่ร่วมนัย (coherent bandwidth) แสดงได้โดย

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.14)$$

โดย  $(\Delta f)_c$  เป็นค่าแบนด์วิคท์ร่วมนัยถ้าค่า  $(\Delta f)_c$  มีค่าน้อยกว่าค่าแบนด์วิคท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตามความถี่ ในทางกลับกันถ้า  $(\Delta f)_c$  มีค่ามากกว่าค่าแบนด์วิคท์ของสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $\phi_c(\Delta f)$  และ  $\phi_c(\tau)$

### 2.3.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้

การสื่อสารไร้สายในปัจจุบันได้มีการนำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกันซึ่งเรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ลดผลจากการแทรกสอดแบบแถบแคบ (narrow band interference) ผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชิพของรหัสต่ำกว่า ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนส์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห้เดี่ยว โดยทั่วไป CDMA แบบคลื่นพาห้เดี่ยว แบนด์วิคท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิคท์ร่วมนัยของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรค (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิคท์ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิคท์ร่วมนัยของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (frequency non-selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเครื่องรับสหสัมพันธ์ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่า ระบบ MC-CDMA แบ่งได้ 3 ประเภทคือ

- 1) Multi-carrier CDMA
- 2) Multi-carrier DS-CDMA
- 3) Multitone CDMA

ในตอนต้นจะขอกล่าวถึง DS-CDMA ก่อนเพื่อให้ง่ายต่อการเปรียบเทียบกับระบบข้างต้นดังนี้

### 2.3.2.1 DS-CDMA (Direct Sequence CDMA)

เครื่องส่งแบบ DS-CDMA จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลา ความสามารถในการลดผลการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น อธิบายได้โดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟคดิงเป็นแบบเจาะจงความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (superimposition) ของสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการแยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับได้อธิบายโดยคุณลักษณะอัตสหสัมพันธ์ (auto-correlation) ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.15 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิค CBPSK (binary phase shift keying/coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีอัตราขยายประมวลผล ( $G_{DS}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่  $j$  แสดงได้โดย

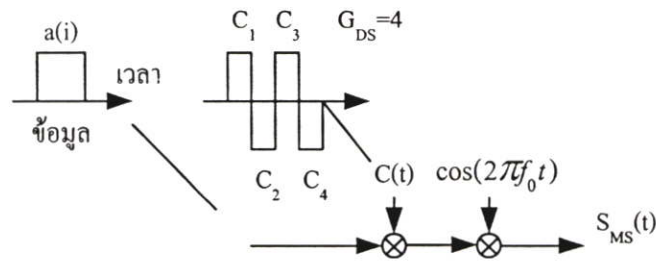
$$S_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.15)$$

โดย  $a^j(i) = +1$  หรือ  $-1$  และ  $c_m^j$  คือข้อมูลลำดับที่  $i$  และชิปที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ตามลำดับ  $T_s, T_c (= T_s / G_{DS})$  และ  $f_0$  คือความกว้างของซิมโบล (symbol duration) ความกว้างของชิปและความถี่คลื่นพาห้ตามลำดับ และ  $p_c(t)$  คือพัลส์ ซึ่งอธิบายในสมการที่ 2.16

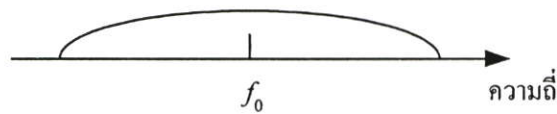
$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (2.16)$$

ทางด้านเครื่องรับแบบเรคซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัวแต่ละตัวจะซิงโครไนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงรูป 2.15 (ค) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค โดยปกติจะเป็น 1, 2, 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-CDMA ที่ใช้เครื่องรับแบบเรคนั้นจำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (self interference : SI) และการแทรกสอดจากการเข้าถึง

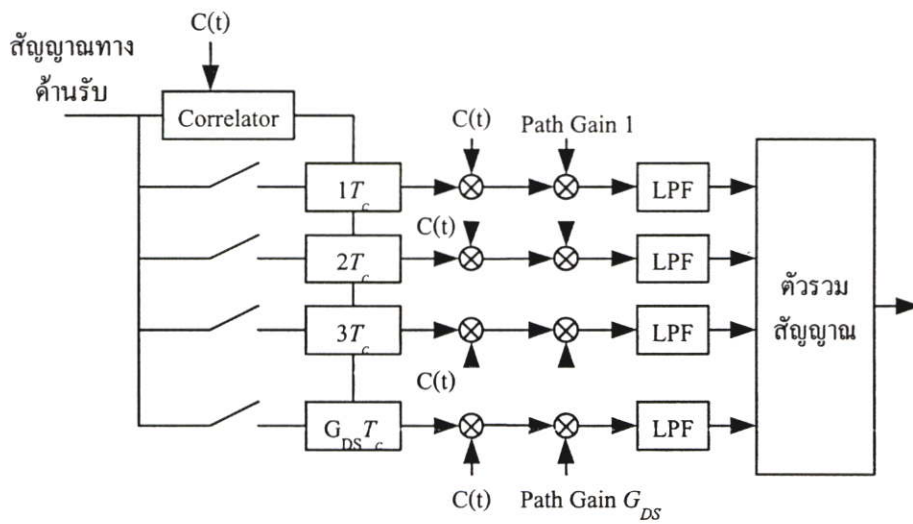
หลายทาง (multiple access interference : MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมีคุณลักษณะของอัตรหัสสัมพันธ์ และสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.15 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA

### 2.3.2.2 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องส่งจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ ในช่องสัญญาณการสื่อสารด้านขาของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh ทำให้ไม่ต้องสนใจถึงคุณลักษณะอัตรสหสัมพันธ์ของรหัสการแผ่

รูปที่ 2.16 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตรขยายประมวลผล ( $G_{MC}$ ) เท่ากับ 4 ( $=N_c$ ) ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  คือ

$$S_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) C_m^j p_s(t - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (2.17)$$

โดย  $\Delta f = (1/T_s)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อยและ  $p_s(t)$  คือพัลส์ แสดงดังสมการที่ (2.18)

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (otherwise) \end{cases} \quad (2.18)$$

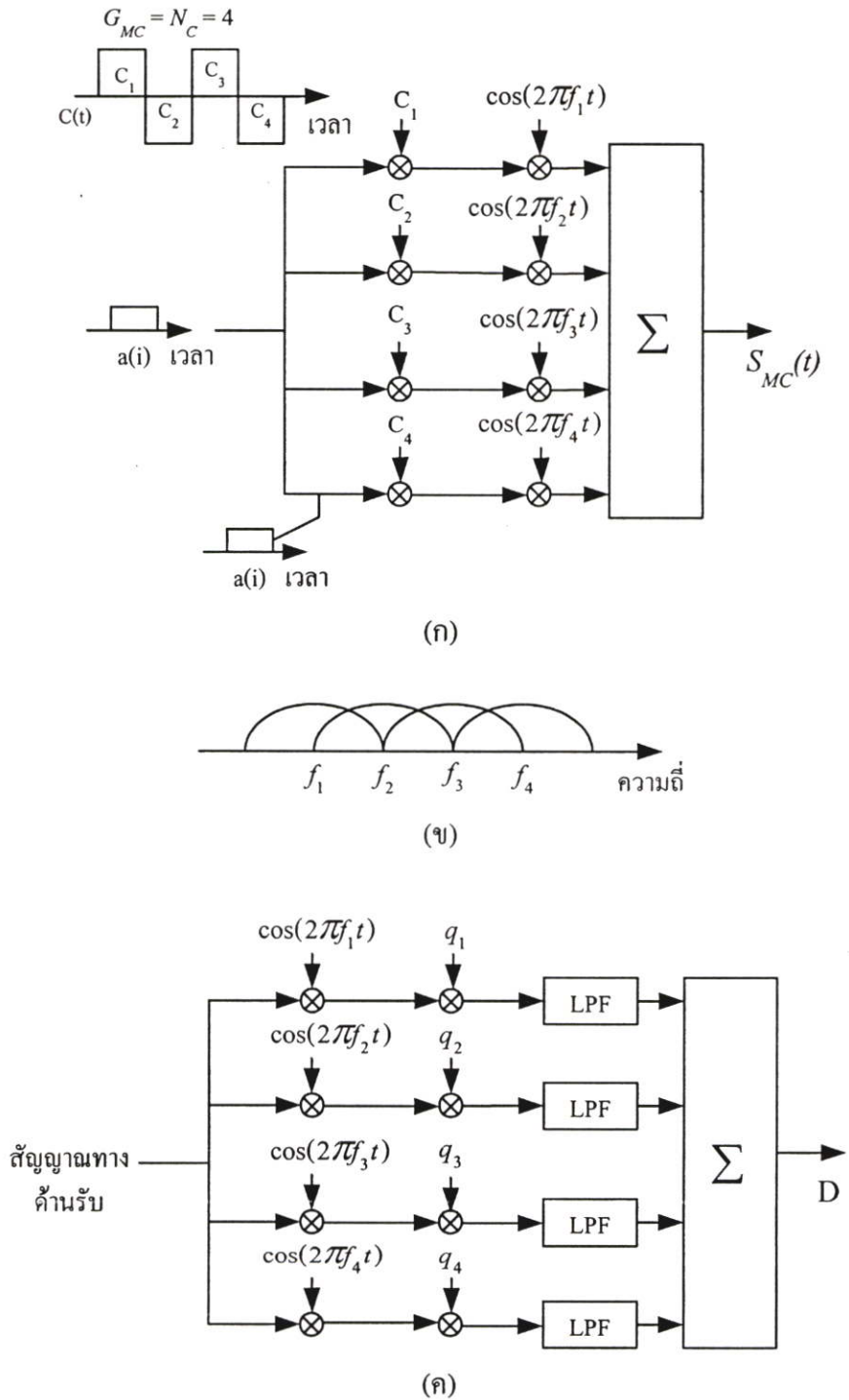
รูปที่ 2.16 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่  $j$  หลังจากการตีมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้วจะถูกคูณด้วยตัวขยาย  $q_m$  เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโดเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (2.19)$$

$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (2.20)$$

โดย  $y_m$  และ  $n_m$  คือส่วนประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้หลังจากการเปลี่ยนแปลงขาของด้วยความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่ซิงโครไนซ์และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวกเชิงซ้อนที่คลื่นพาห่อย่อยที่  $m$  ตามลำดับ  $z_m^j$  คือแอมพลิจูดเชิงซ้อนของคลื่นพาห่อย่อยที่  $m$  สำหรับผู้ใช้งานที่  $j$  ซึ่งสามารถสมมติให้  $z_m^j = z_m$  ( $j=1,2,\dots,J$ ) ในช่องสัญญาณขาของ โดยค่า  $q_m^j$  มีค่าเท่ากับ

$$q_m^j = \begin{cases} c_m^j z_m^{j*} / |z_m^j| & (EGC) \\ c_m^j z_m^{j*} & (MRC) \end{cases} \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.16 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA

### 2.3.2.3 MC DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA)

ทางเครื่องส่งจะมีการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน ก่อนทำการแผ่ทางสเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา สเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีคุณสมบัติตั้งฉากในเชิงความถี่ (Orthogonal) โดยมีระยะห่างระหว่างความถี่ต่ำสุด วิธีการนี้ความกว้างของชิปที่กว้างขึ้นทำให้ง่ายต่อการชิงโครไนซ์กับรหัสการแผ่

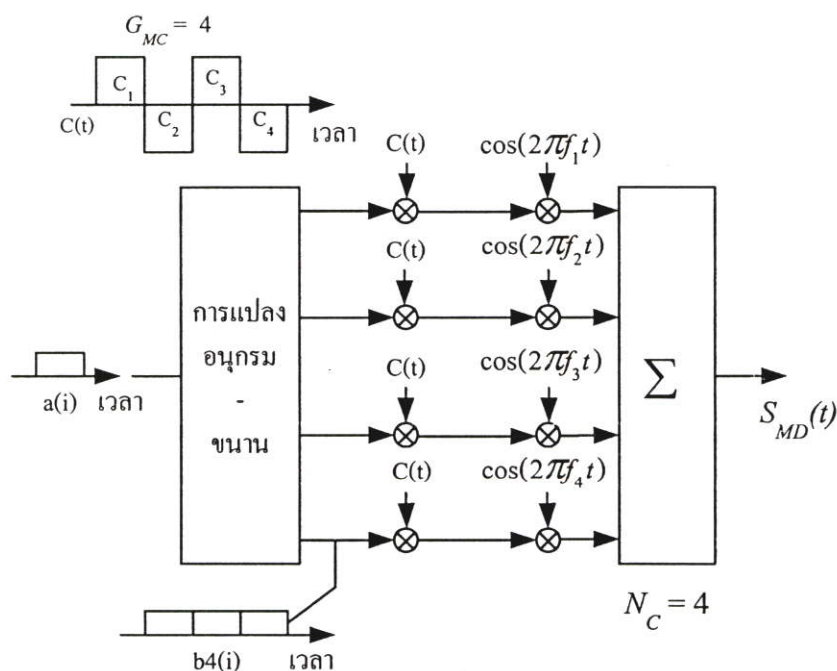
รูปที่ 2.17 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกโดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (2.22)$$

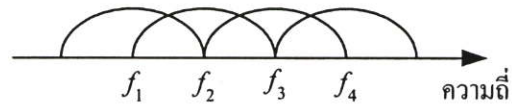
โดย  $b_k^j(i)$  คือ บิตข้อมูลลำดับที่  $i$  ที่คลื่นพหุย่อย  $k$  (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม - ขนาน)  $T_s (= N_c T_s)$  และ  $T_c (= T_s / G_{MD})$  คือ ความกว้างของซิมโบลและความกว้างชิปของแต่ละคลื่นพหุย่อยตามลำดับ และ  $\Delta f = 1/T_c$  คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อย

รูปที่ 2.17 (ค) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน  $N_c$  สาขาเนื่องจากแต่ละคลื่นพหุย่อยจะเกิดการเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่

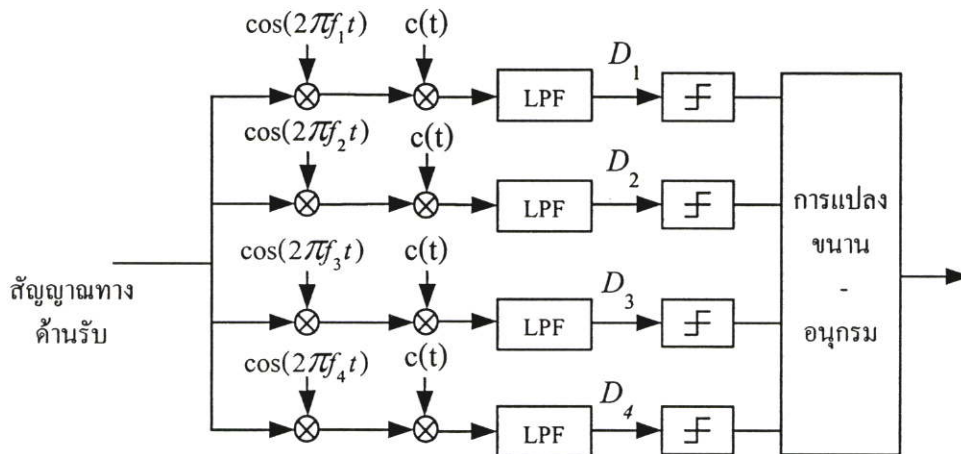


(ก)

รูปที่ 2.17 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-CDMA



(จ)



(ค)

รูปที่ 2.17 (ต่อ) (จ) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

(ค) เครื่องรับของระบบ MC DS-CDMA

#### 2.3.2.4 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ทางเครื่องส่งทำการแปลงข้อมูลจาก อนุกรม-ขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยก่อนจะทำการแผ่ทางสเปกตรัมจะมีเงื่อนไขตั้งฉากทางความถี่โดยมีระยะห่างทางความถี่ต่ำสุด ดังนั้นผลของสเปกตรัมที่ได้ของแต่ละคลื่นพหุย่อยเงื่อนไขตั้งฉากทางความถี่จะคลาดเคลื่อนไป MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพหุย่อยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-CDMA ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-CDMA

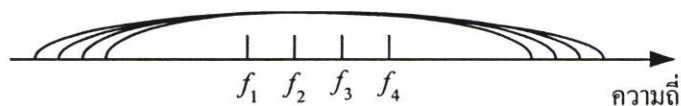
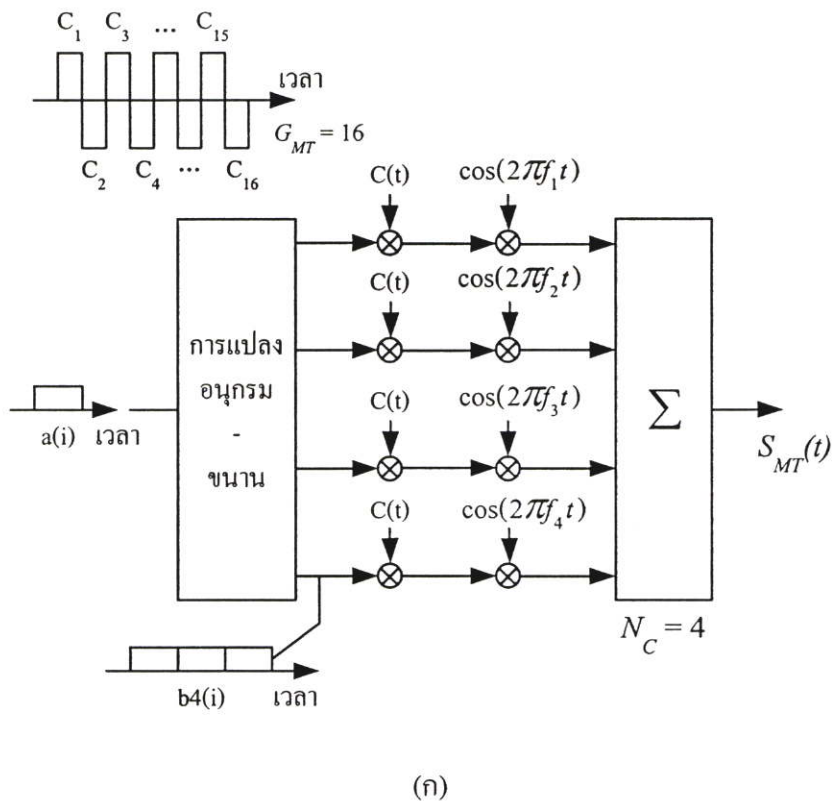
รูปที่ 2.18 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของระบบ MT-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพหุย่อย ( $N_c$ ) เท่ากับ 4 และอัตราขยายการประมวลผล ( $G_{MD}$ ) เท่ากับ 16 ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

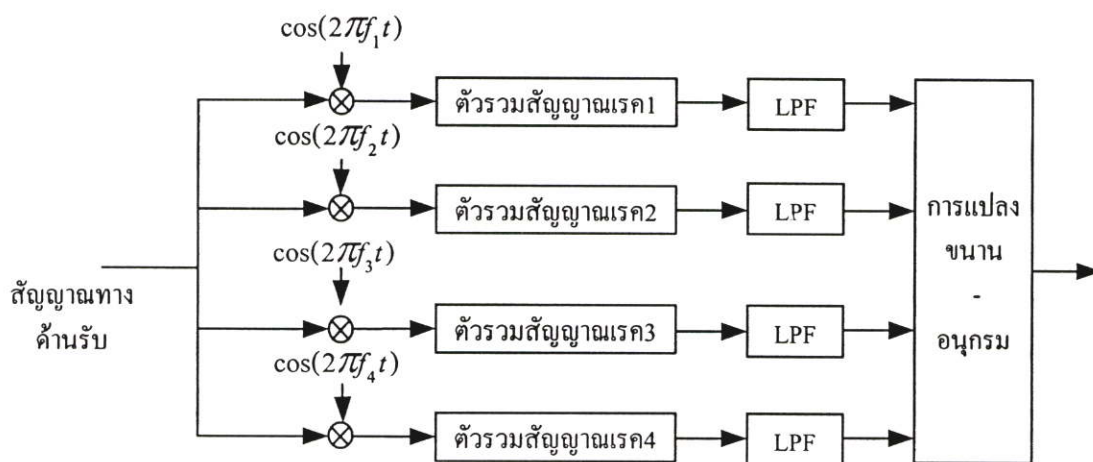
$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f'')t\} \quad (2.23)$$

โดย  $\Delta f (=1/T_c)$  คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้อย่อย

รูปที่ 2.18 (ก) แสดงเครื่องรับที่ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบเรดจำนวน  $N_c$  เครื่อง ซึ่งเป็นโครงสร้างที่ดีที่สุดในช่องสัญญาณเกาส์แบบบวก โดย MT-CDMA จะมีสัญญาณรบกวนการแทรกสอดจากคลื่นพาห้อื่นสูงในขณะที่ใช้รหัสการแผ่ที่มีความยาวจะช่วยลดผลของ SI และ MAI



รูปที่ 2.18 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก



(ค)

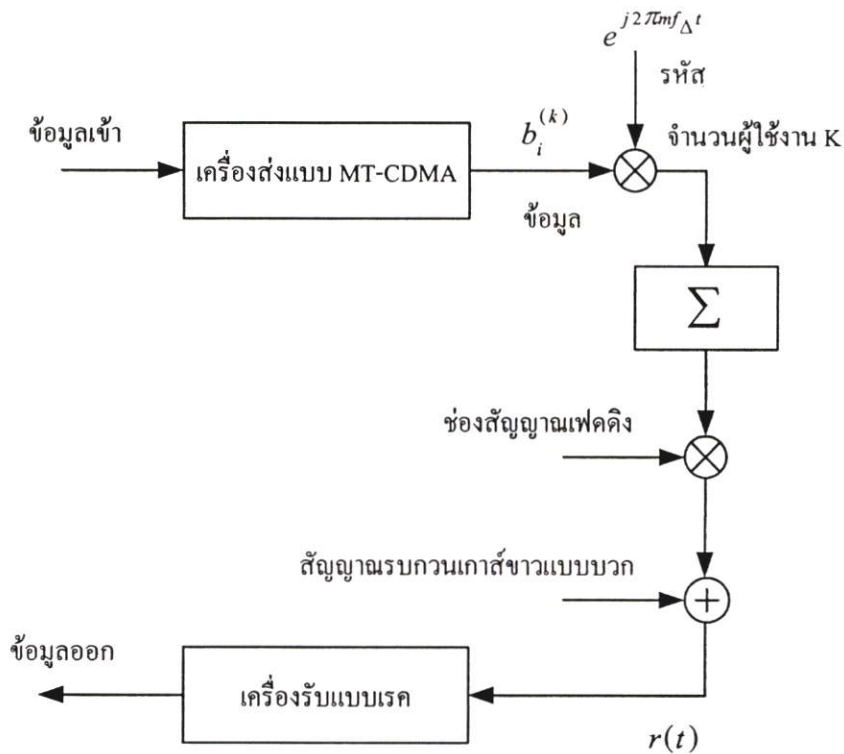
รูปที่ 2.18 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA

### บทที่ 3

## อัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลาย ทางแบบ MT – CDMA ในช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami

### 3.1 แบบจำลองระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์

ระบบ MT - CDMA ที่ศึกษาจะประกอบด้วย เครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ แสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบ MT-CDMA ที่ศึกษา

#### 3.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง (Transmitter model)

ระบบ MT-CDMA ที่ทำการศึกษากำหนดให้มีผู้ใช้งานเท่ากับ  $K$  และกำหนดให้ข้อมูลกับรหัสการแผ่สเปกตรัมที่พิจารณาเป็นแบบเลขฐานสอง หลักการของระบบ MT-CDMA จะทำการคูณกันระหว่างลำดับรหัส (code sequence) กับลำดับข้อมูล (data sequence) หลังจากนั้นจะทำการมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย (binary phase shift keying) ดังนั้นสัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  แสดงได้เป็น [2]

$$s_k(t) = \sqrt{2Pb} e^{j\theta_k} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} b_{i,m}^{(k)} e^{j2\pi f_{\Delta} t} u_k(t - iT_b) \quad (3.1)$$

โดยที่

$Pb$  คือ กำลังงานของสัญญาณต่อบิต ดังนั้น  $MPb$  คือกำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่ง

$\theta_k$  คือ เฟสที่เริ่มต้นการสุ่มสำหรับผู้ใช้งานที่  $k$

$b_{i,m}^{(k)} \in (+1, -1)$  คือ บิตที่  $i$  ที่ถูกส่งบนคลื่นพาห่อย่อย  $m$  ของผู้ใช้งาน  $k$

$T_b$  คือ ระยะห่างระหว่างบิต

$$f_{\Delta} = \frac{1}{T_b} \text{ Hz}$$

และ

$$u_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(k)} \Psi(t - nT_c) \quad (3.2)$$

สมการที่ (3.2) เป็นรูปแบบการกระจายสเปกตรัมของผู้ใช้งานที่  $k$  กำหนดโดย

$$\begin{aligned} \Psi(t) &= 1 \quad t \in [0, T_c) \\ &= 0 \quad \text{ที่อื่นๆ} \end{aligned}$$

### 3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

สัญญาณที่ทำการพิจารณาจะมีคุณสมบัติเป็นการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอย่างช้าๆ สัญญาณจะมีลักษณะของการเฟดของคลื่นในหลายวิถี (multipath fading) เช่นการสะท้อน การหักเห หรือเป็นการรับสัญญาณได้โดยตรงภายในช่องสัญญาณ และวงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งสอดคล้องกับผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) สำหรับผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  แสดงได้ดังสมการ [3], [6]

$$h_k(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta(\tau - \tau_l^{(k)}) \quad (3.3)$$

โดย

$\beta_l$  คือ อัตราการลดทอนของแอมพลิจูด ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบไม่เจาะจง

$\theta_l$  คือ มุมเฟสที่มีการหน่วงเวลา เป็นการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง  $[0, 2\pi]$

$\tau_l$  คือ เวลาที่ถูกหน่วง ซึ่งเป็นการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง  $[0, T]$

$L$  คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณที่เดินทางในช่องสัญญาณผ่านมาถึงด้านรับ ซึ่งใช้เครื่องรับแบบเรก โดยมีค่าเท่ากับ

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 \quad (3.4)$$

โดย

$T_m$  คือ เวลาที่ถูกหน่วงที่มากที่สุดของช่องสัญญาณ

$T_c$  คือ ความกว้างชิปของลำดับรหัส

จากผลตอบสนองอิมพัลส์ ตัวแปรเสริมที่ให้ความสนใจมากที่สุดคือ ตัวแปรเสริมของแอมพลิจูด ( $\beta_l$ ) เนื่องจากทำการศึกษาแบบจำลอง Nakagami ทำให้สัญญาณที่รับได้ในวิถีที่  $l$  โดย  $l = 0, 1, \dots, L-1$  สามารถที่จะแทนด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function : pdf) สำหรับวิถีที่  $l$  คือ [4]

$$p\beta_l(\beta) = 2 \left( \frac{m_l}{\Omega_l} \right)^{m_l} \frac{\beta^{2m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp\left(-\frac{m_l}{\Omega_l} \beta^2\right) \quad (3.5)$$

โดย

$$m_l = \frac{\Omega_l^2}{E[(\beta_l^2 - \Omega_l)^2]} \geq 0.5, \quad \Omega_l = E[\beta_l^2]$$

โดยค่า  $m_l$  คือ การแจกแจงของแอมพลิจูดในช่องสัญญาณที่มีการเฟดในวิถีที่  $l$  และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับที่สองยกกำลังสองต่อความแปรปรวน

$\Gamma(m)$  คือ ฟังก์ชันแกมมา (Gamma function)

$\Omega_l$  คือ โมเมนต์อันดับที่สอง (second moment)

เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงค่า  $m_l$  จะได้การแจกแจงในรูปแบบต่างๆเมื่อ [4]

$m = 0.5$  คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1.0$  คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m \rightarrow \infty$  คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

การแจกแจงแบบ Rice และแบบลอกนอรั้มัลจะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Nakagami เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง  $m > 1$  ความสัมพันธ์ระหว่างการแจกแจงแบบ Rice แสดงด้วยค่าคงตัวของ Rice (Rice factor :  $K$ ) กับการแจกแจงแบบ Nakagami ( $m$ ) แสดงได้ด้วยความสัมพันธ์ [5]

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{K}{1+K}\right)^2} \quad (3.6)$$

ในสมการที่ (3.6) จะเห็นได้ว่าไม่ใช่สมการเชิงเส้น แต่สามารถประมาณเป็นแบบเชิงเส้นระหว่าง  $m$  และ  $K$  เมื่อ  $K \geq 2$

ในวิทยานิพนธ์นี้จะแสดงการวิเคราะห์ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งในกรณีทั่วไป คือ ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิที่มีค่าเท่ากันและไม่เท่ากันในแต่ละวิถี ซึ่งค่าเฉลี่ยของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิมีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2 และ 3

### 3.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ (receiver model)

สัญญาณที่รับได้จะเป็นการรวมกันของผู้ใช้งานหลายๆคนที่ส่งมาจากเครื่องส่ง สามารถแสดงได้ดังสมการ [2]

$$r(t) = \sqrt{2Pb} \sum_{k=1}^K e^{j\theta_k} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} e^{j2\pi m f_{\Delta}(t-\tau_k)} \bullet u_k(t - iT_b - \tau_k) + n(t) \quad (3.7)$$

โดยที่

$r(t)$  คือ สัญญาณที่รับได้

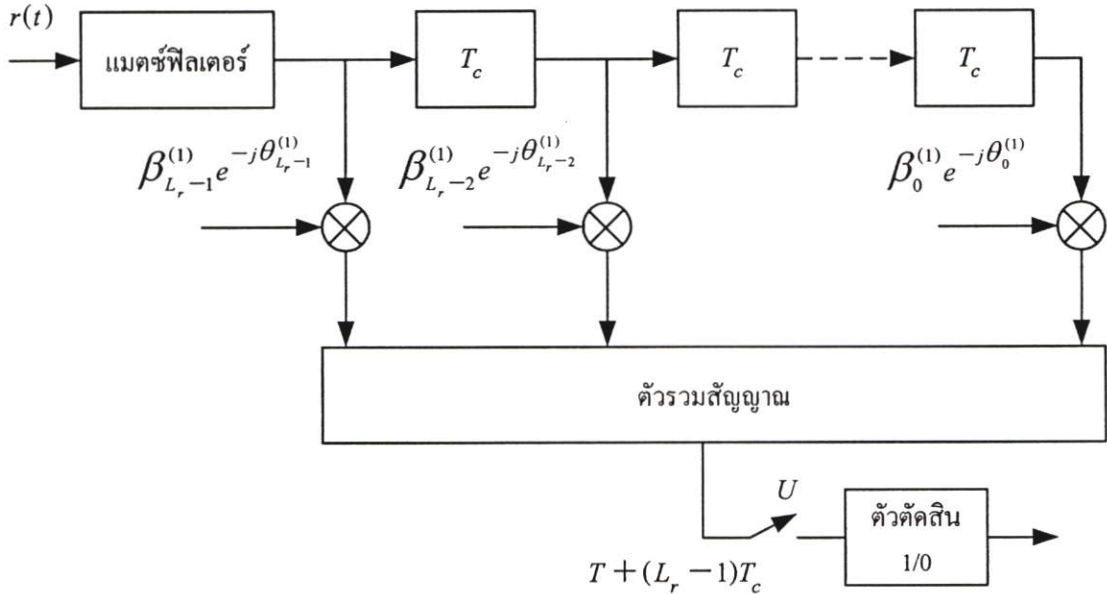
$n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

ซึ่งมีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณเท่ากับ  $\frac{N_0}{2}$

$\tau_k$  คือ สัญญาณที่ถูกหน่วงของผู้ใช้งานที่  $k$  ที่สัมพันธ์กับสัญญาณของผู้ใช้งานที่  $L$

เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะกำหนดให้การเฟดของสัญญาณในแต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกันและไม่ขึ้นแก่กัน ในที่นี้จะกำหนดให้มุมเฟสในวิถีที่  $l$  ของผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง  $[0, 2\pi]$  และการประวิงเวลาของผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  หรือ  $\tau_0^{(k)}$  จะเป็นอิสระต่อกันและมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง  $[0, T]$

ทางดั่งเครื่องรับแบบ Rake แสดงดังรูปที่ 3.2 โดยกำหนดให้ผู้ใช้งานที่เราสนใจคือผู้ใช้งานที่ 1 ( $k=1$ ) เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง ด้วยการใช้เครื่องรับแบบเรคซึ่งชิงโครไนส์กับสัญญาณที่ต้องการและเอาต์พุตของเครื่องรับแบบเรคสำหรับแต่ละเวลาในการสุ่ม (sampling time) สามารถแสดงได้คือ



รูปที่ 3.2 เครื่องรับแบบ Rake

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} r(t) \beta_n^{(1)} a^{(1)}(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \quad (3.8)$$

สมการที่ (3.8) คือเอาต์พุตของเครื่องรับแบบเรค ซึ่งตัวถูกอินทิเกรตแสดงโครงสร้างของแมตซ์ฟิลเตอร์ที่มีการประวิงเวลาออกไปที่แต่ละเวลาสุ่ม ตัวแปร  $r(t)$  คือสัญญาณที่รับได้และเป็นสัญญาณอินพุตของเครื่องรับแบบเรค พจน์  $\beta_n^{(1)}$  เรียกว่าน้ำหนักจุดแยก (tapped weight) ซึ่งเป็นตัวชดเชยทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ

## 3.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

### 3.2.1 ฟังก์ชันความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของกำลังสัญญาณ

ค่าของกำลังสัญญาณที่เอาต์พุตของเครื่องรับแบบเรค เป็นฟังก์ชันของผลรวมของตัวประกอบการลดทอนแอมพลิจูด (amplitude distortion factor :  $\beta_l$ ) ยกกำลังสองและเรียกการรวมแบบนี้ว่าการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC) จะกำหนดด้วยความสัมพันธ์

$$\gamma = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_l^2 \quad (3.9)$$

โดยที่  $\beta_l$  สอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Nakagami [4]

กำหนดให้การเฟดในแต่ละวิถีเป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นฟังก์ชันคุณลักษณะ (characteristic function) สามารถแสดงได้ดัง [5] คือ

$$\varphi_r(t) = \prod_{l=0}^{L-1} \left( 1 - \frac{jt}{\lambda_l} \right)^{-m_l} \quad (3.10)$$

โดยที่  $\lambda_l = m_l / \Omega_l$  และ  $l=0,1,\dots,L-1$  และกำหนดให้การเฟดของช่องสัญญาณ Nakagami มีอัตราส่วนของ  $\lambda_l$  เท่ากันทุกวิถี ดังนั้นความหนาแน่นความน่าจะเป็น (pdf) ของ  $\gamma$  ในสมการที่ (3.10) สามารถเขียนได้เป็น [5]

$$p(\gamma) = \left( \frac{m_T}{\Omega_T} \right)^{m_T} \frac{\gamma^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} \gamma\right)}{\Gamma(m_T)} \quad (3.11)$$

โดย

$$m_T = \sum_{l=0}^{L-1} m_l \quad (3.12)$$

$$\Omega_T = \sum_{l=0}^{L-1} \Omega_l \quad (3.13)$$

### 3.2.2 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ

ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบจะแสดงอยู่ในรูปของค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน โดยเมื่อพิจารณาระบบการคิโมดูลแบบร่วมนัย ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (probability of error) ขณะใดๆของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้เป็น [5]

$$P_e(S) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma_S\right)}{2\sqrt{\pi}} \quad (3.14)$$

โดย  $\Gamma(b, x) = \int_x^\infty y^{b-1} e^{-y} dy$  เป็นแกมมาฟังก์ชันแบบไม่สมบูรณ์ (incomplete gamma function)

เนื่องจาก  $S$  เป็นค่าแบบไม่เจาะจง ดังนั้นจึงต้องหาค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ย (average error probability) ซึ่งค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดเฉลี่ยมีค่าเท่ากับ

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty P_e(S) p(S) dS \quad (3.15)$$

และจาก [2] ค่าของ  $\gamma$  มีค่าเท่ากับ

$$\gamma = \left[ \frac{q(L, \delta) - 1}{2(N/M)} + \frac{Kq(L, \delta)}{3(N/M)} + \frac{\eta_0}{2Eb\Omega_0} \right]^{-1} \quad (3.16)$$

แทนสมการที่ (3.11) และ (3.14) ลงใน (3.15) จะได้

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma S\right)}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \frac{S^{m_T-1}}{\Gamma(m_T)} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \quad (3.17)$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_T)} \left(\frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T} \int_0^\infty \Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma S\right) S^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS \quad (3.18)$$

จาก [7]

$$\int_0^\infty x^{\mu-1} e^{-\beta x} \Gamma(v, \alpha x) dx = \frac{\alpha^v \Gamma(\mu + v)}{\mu(\alpha + \beta)^{\mu + \beta}} {}_2F_1\left(1, \mu + v; \mu + 1; \frac{\beta}{\alpha + \beta}\right) \quad (3.19)$$

โดยที่  $[\operatorname{Re}(\alpha + \beta) > 0, \operatorname{Re}(\mu) > 0, \operatorname{Re}(\mu + v) > 0]$ ,  $v = \frac{1}{2}$ ,  $\alpha = \gamma$ ,  $\mu = m_T$ ,  $\beta = \frac{m_T}{\Omega_T}$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.18) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\int_0^{\infty} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma S\right) S^{m_T-1} \exp\left(-\frac{m_T}{\Omega_T} S\right) dS = \frac{\sqrt{\gamma} \Gamma\left(m_T + \frac{1}{2}\right)}{m_T \left(\gamma + \frac{m_T}{\Omega_T}\right)^{m_T + \frac{1}{2}}} \bullet {}_2F_1\left(1, m_T + \frac{1}{2}; m_T + 1; \frac{m_T}{\gamma \Omega_T + m_T}\right) \quad (3.20)$$

จากสมการ (3.12) และ (3.13)

$$\Omega_T = \Omega_0 \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} \quad (3.21)$$

และ

$$\sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = q(L, \delta) = \frac{1 - e^{-L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \quad (3.22)$$

ดังนั้น

$$\Omega_T = \Omega_0 q(L, \delta) \quad (3.23)$$

จากสมการที่ (3.12) และการคำนวณเป็นแต่ละครั้งค่า  $m_l$  จะมีค่าคงที่ ดังนั้น

$$m_T = \sum_{l=0}^{L-1} m_l = m_l L \quad (3.24)$$

แทนสมการ (3.23) และ (3.24) ลงในสมการ (3.20) จะได้สมการที่จะนำไปใช้วิเคราะห์สมรรถนะของระบบดังนี้คือ

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \frac{1}{\Gamma(m_l L)} \left(\frac{m_l L}{\Omega_0 q(L, \delta)}\right)^{m_l L} \bullet \left[ \frac{\sqrt{\gamma} \Gamma(m_l L + \frac{1}{2})}{2} {}_2F_1\left(1, m_l L + \frac{1}{2}; m_l L + 1; \frac{m_l L}{\gamma \Omega_0 q(L, \delta) + m_l L}\right) \right] \quad (3.25)$$

## บทที่ 4

### ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

บทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เชิงเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการเลียนแบบการทำงาน อัตราความผิดพลาดของระบบ MT – CDMA สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.25) ซึ่งแทนความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ และจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบ โดยแบ่งตามหัวข้อที่ทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

#### 4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m)

4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1

4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ

25

#### 4.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L)

#### 4.3 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ )

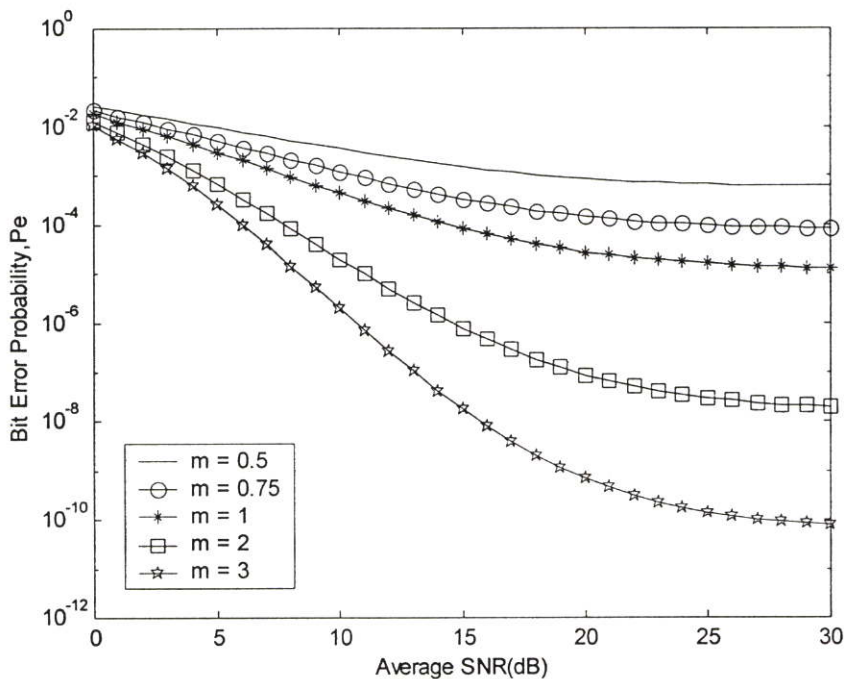
#### 4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K)

## 4.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m)

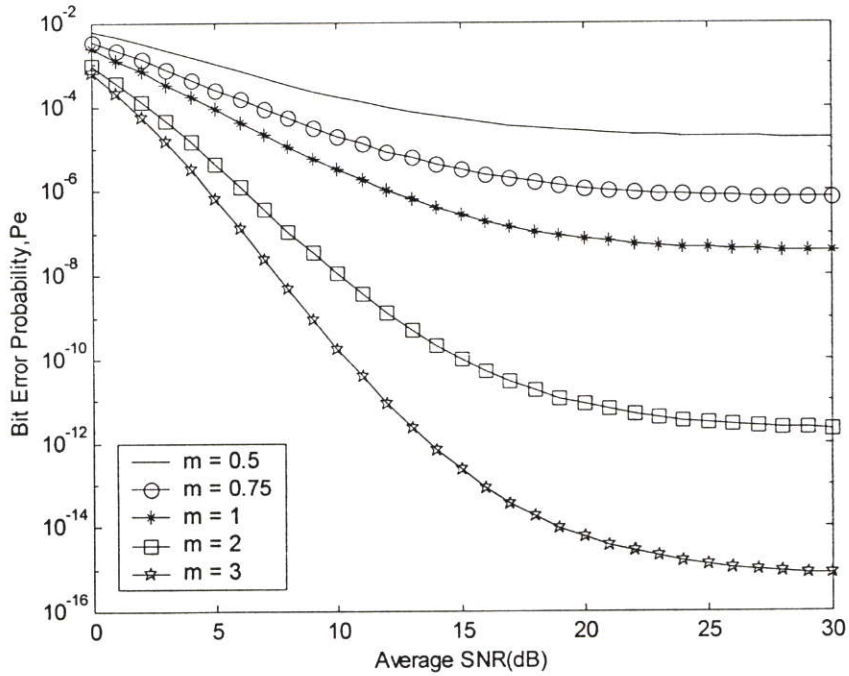
### 4.1.1 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ

1

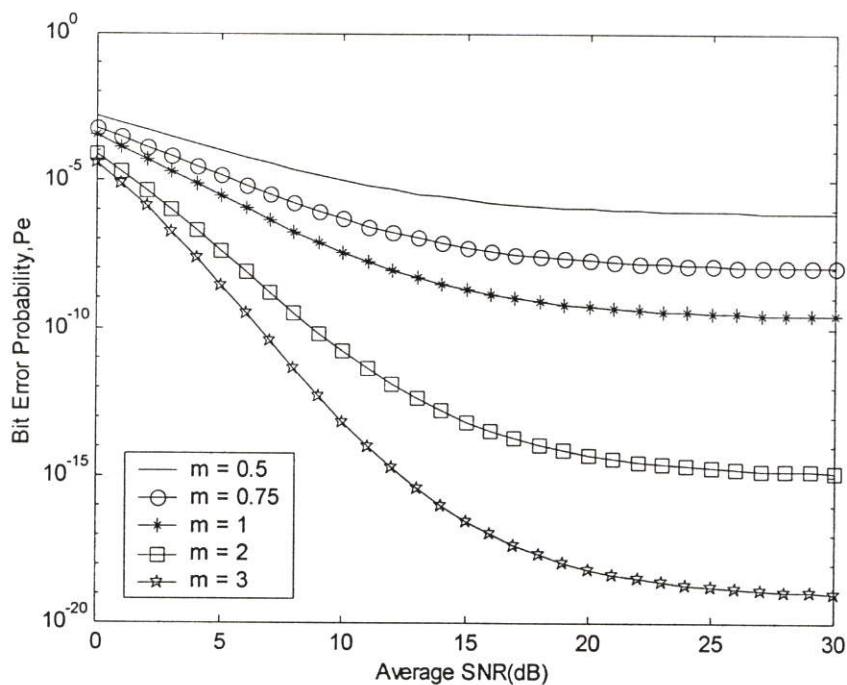
รูปที่ 4.1-4.4 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งานในระบบ ( $K$ ) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 127 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ( $L$ ) เท่ากับ 2, 4, 6, และ 8 สาขา อัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



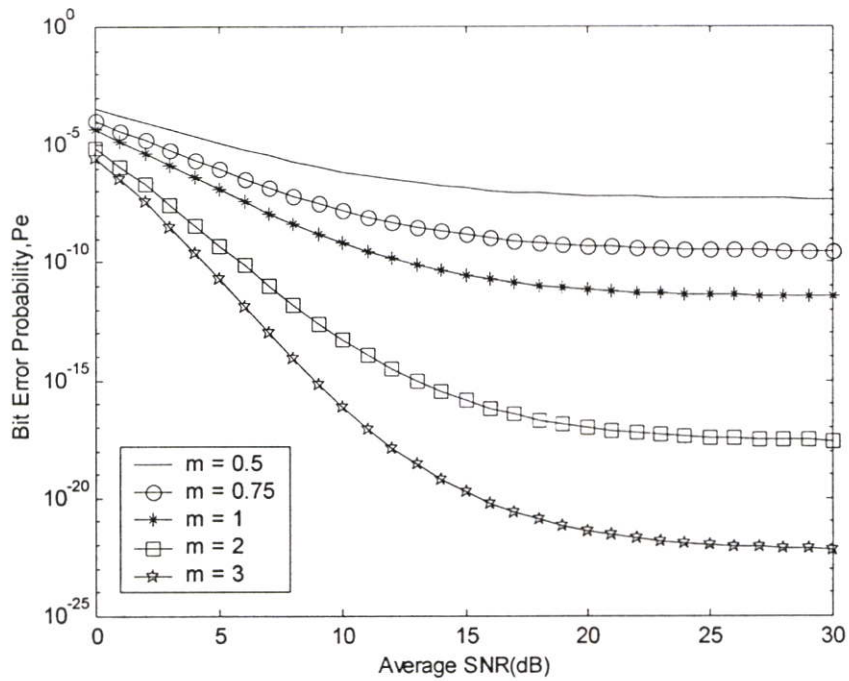
รูปที่ 4.1 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 1$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



รูปที่ 4.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 1$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 4$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



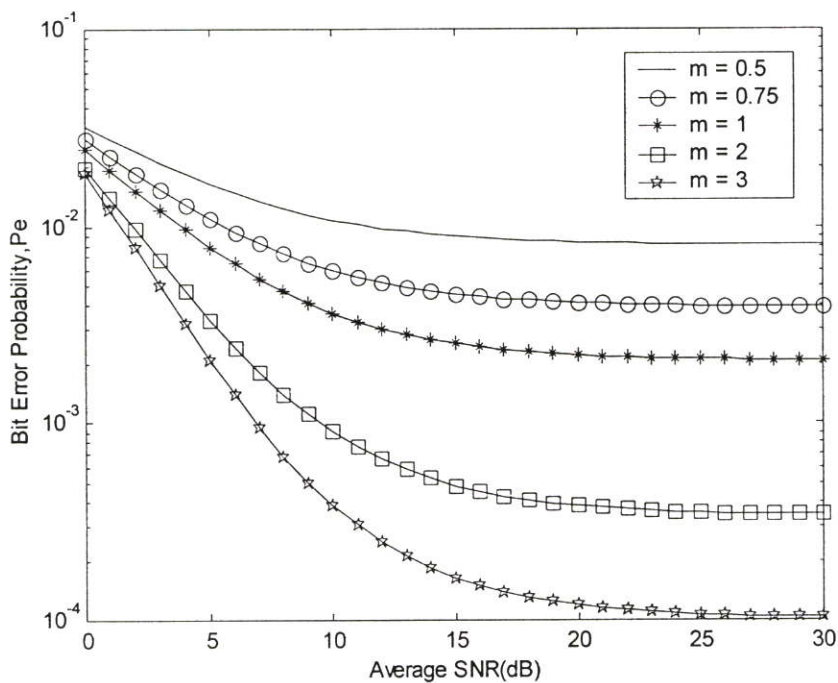
รูปที่ 4.3 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 1$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 6$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



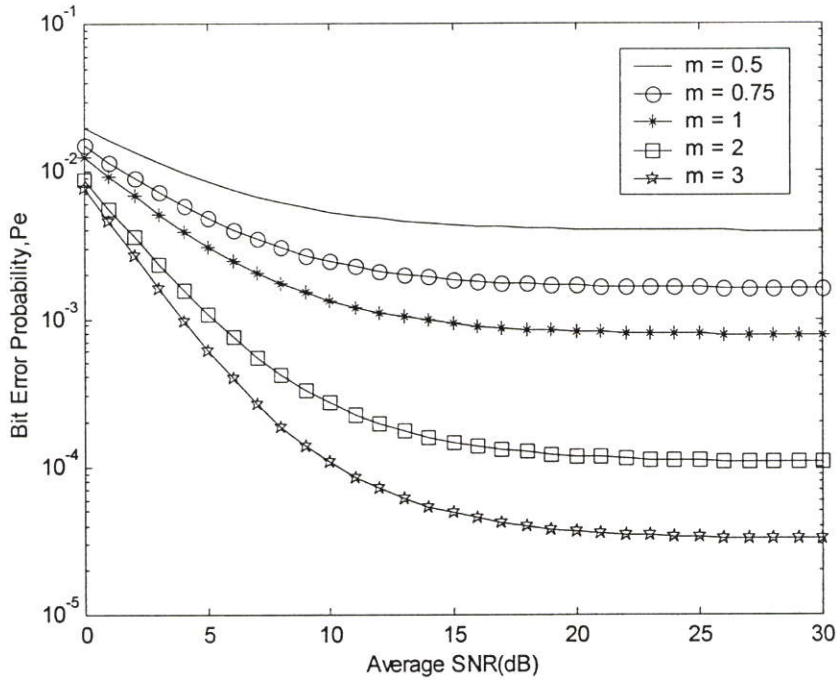
รูปที่ 4.4 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 1$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 8$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3

#### 4.1.2 ผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 25

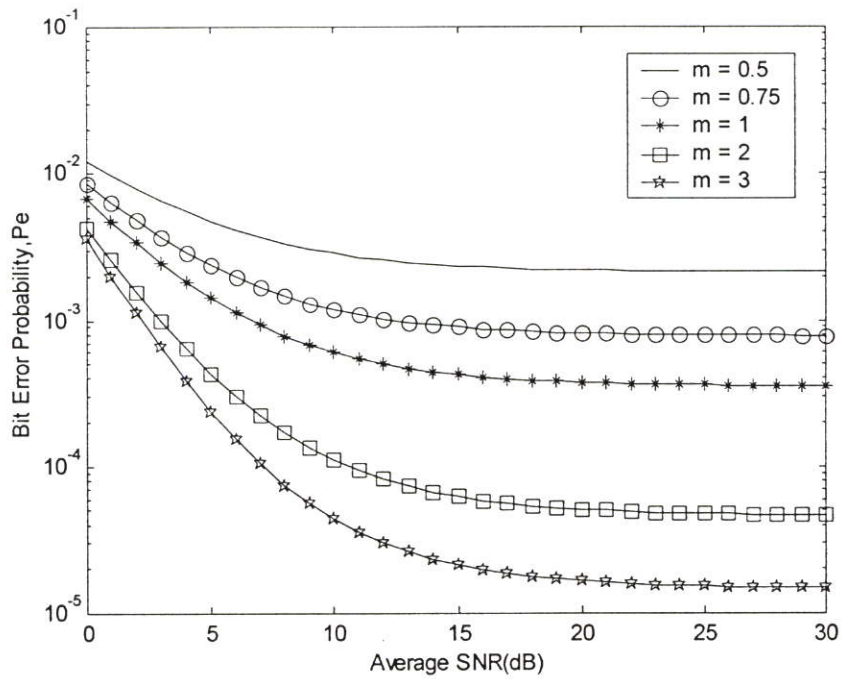
รูปที่ 4.5-4.9 แสดงอัตราความผิดพลาดของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) เท่ากับ 2, 3, 4, 5, และ 6 สาขา อัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลข แสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



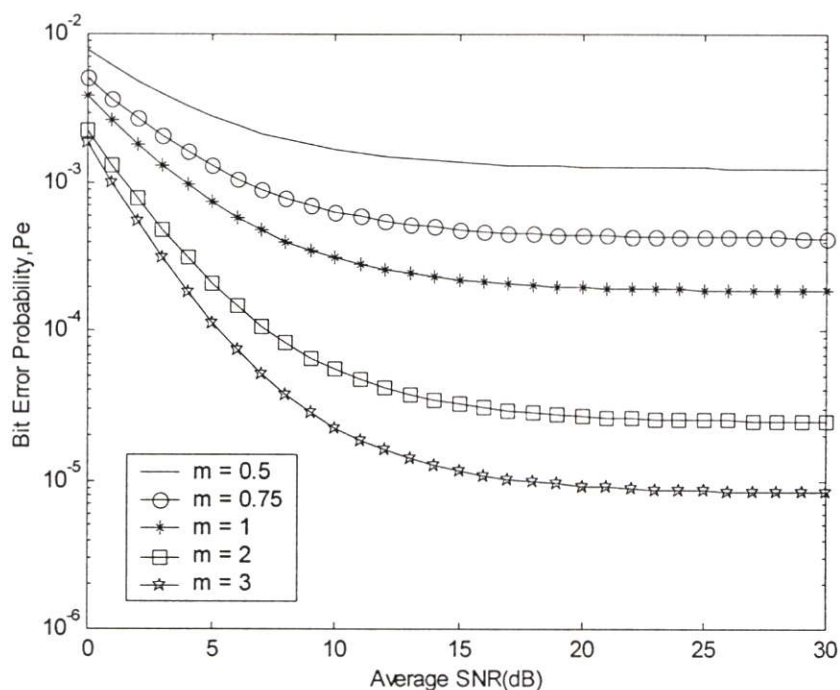
รูปที่ 4.5 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 2$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



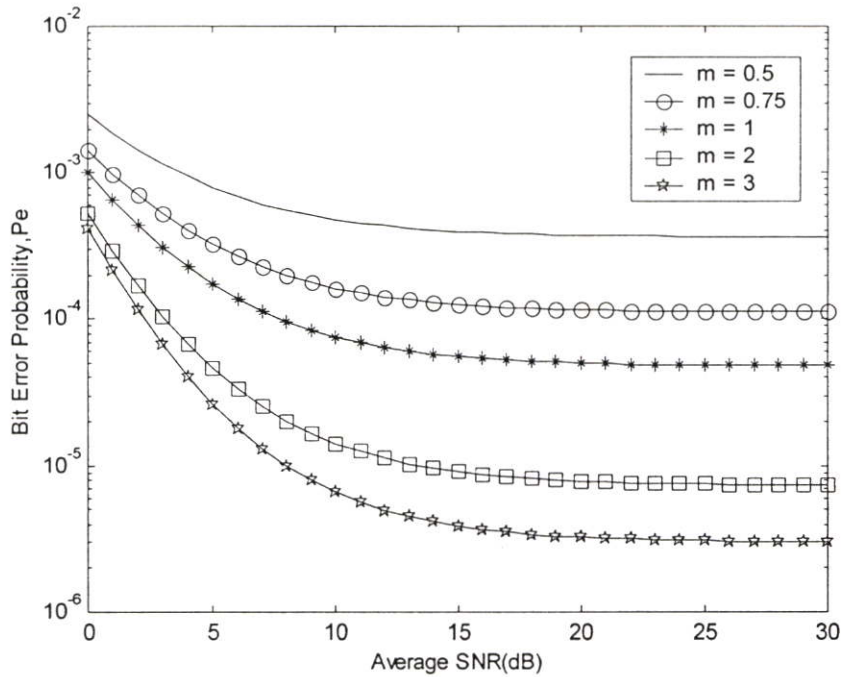
รูปที่ 4.6 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 3$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



รูปที่ 4.7 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 4$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



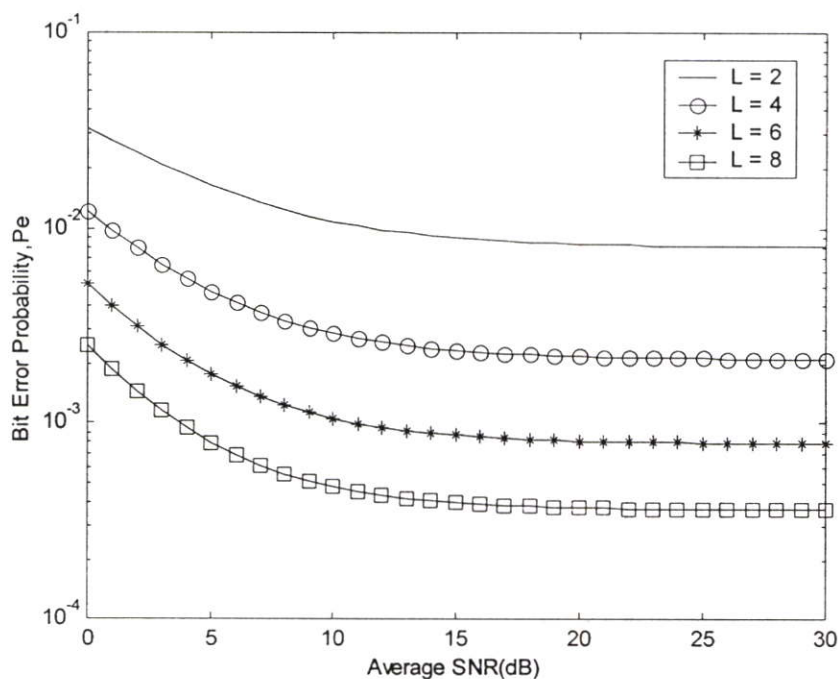
รูปที่ 4.8 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 5$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3



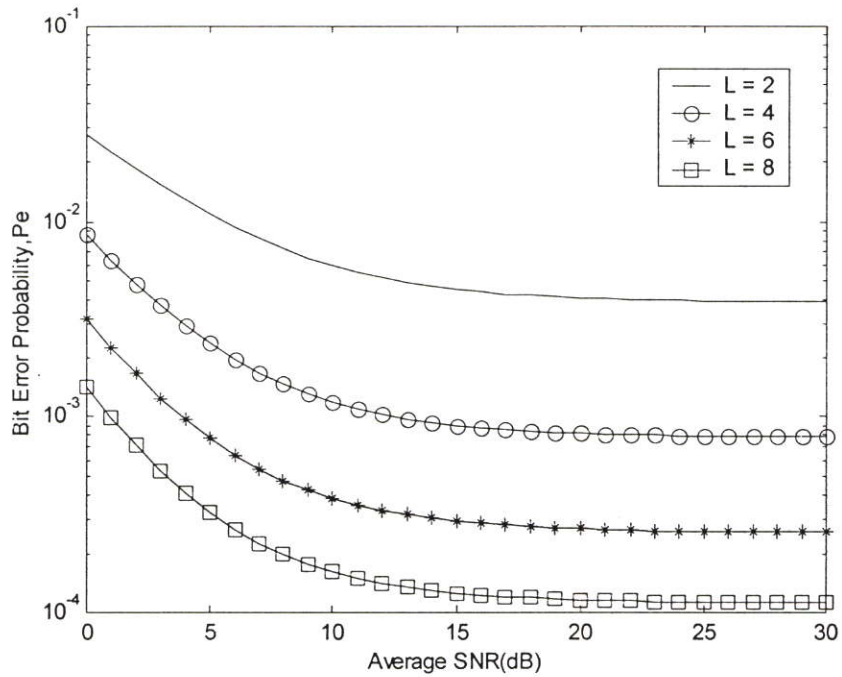
รูปที่ 4.9 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $L = 6$  และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) ที่ค่าต่างๆ คือ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3

## 4.2 ผลของการเพิ่มจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรค (L)

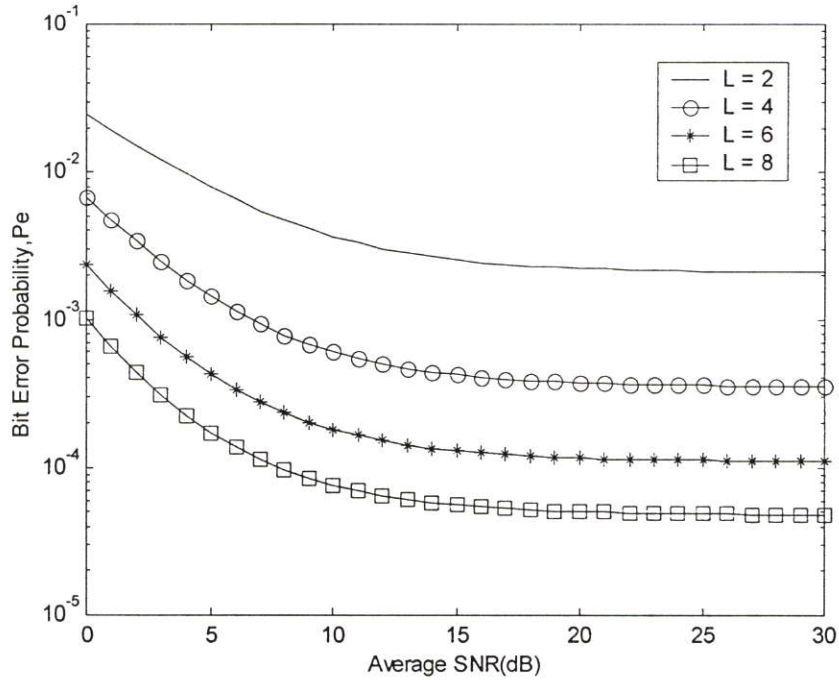
รูปที่ 4.10-4.14 แสดงอัตราความผิดพลาดของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 127 จำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3 อัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) เป็น 0 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับเรคทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



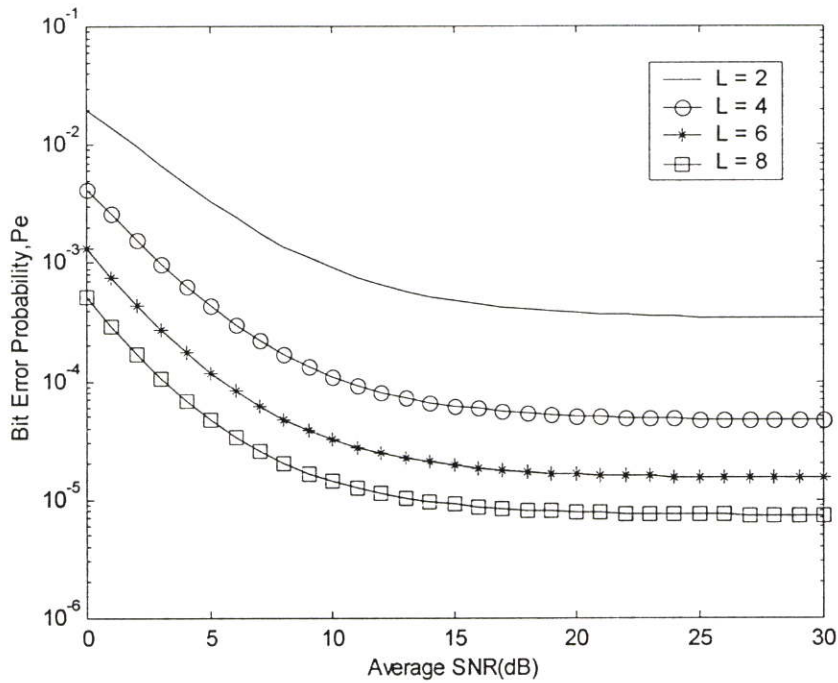
รูปที่ 4.10 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 0.5$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 4, 6, และ 8



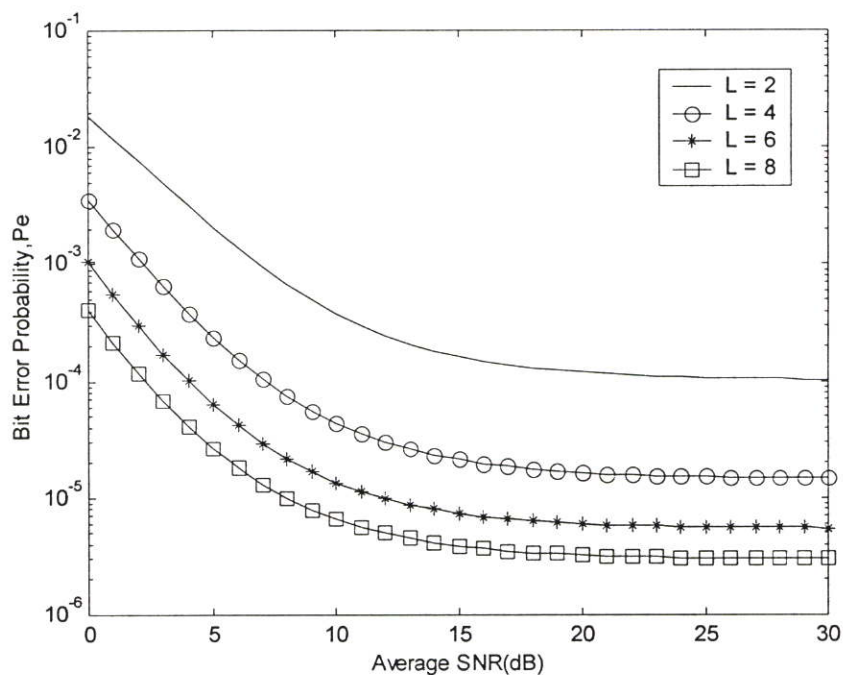
รูปที่ 4.11 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 0.75$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 4, 6, และ 8



รูปที่ 4.12 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 1$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 4, 6, และ 8



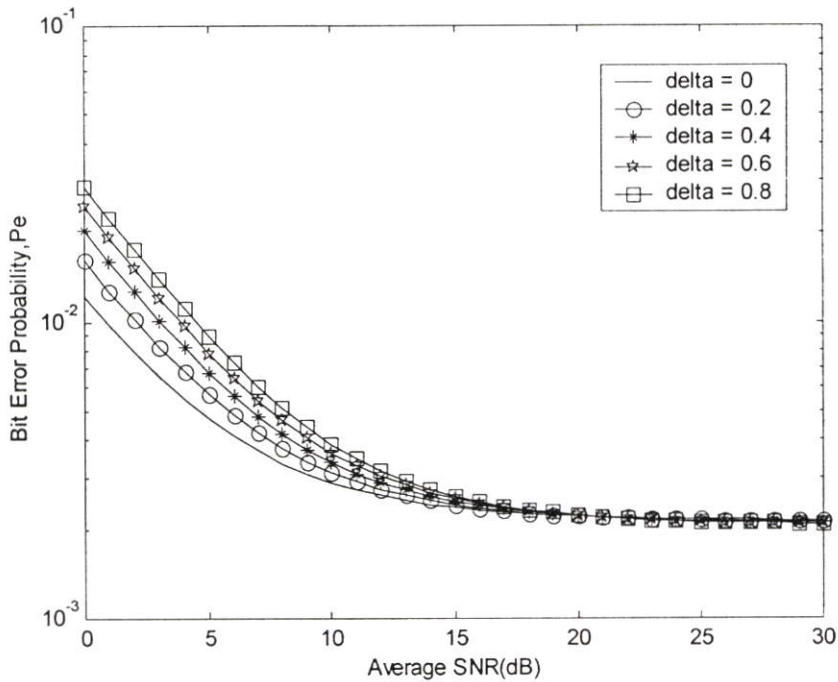
รูปที่ 4.13 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 2$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 4, 6, และ 8



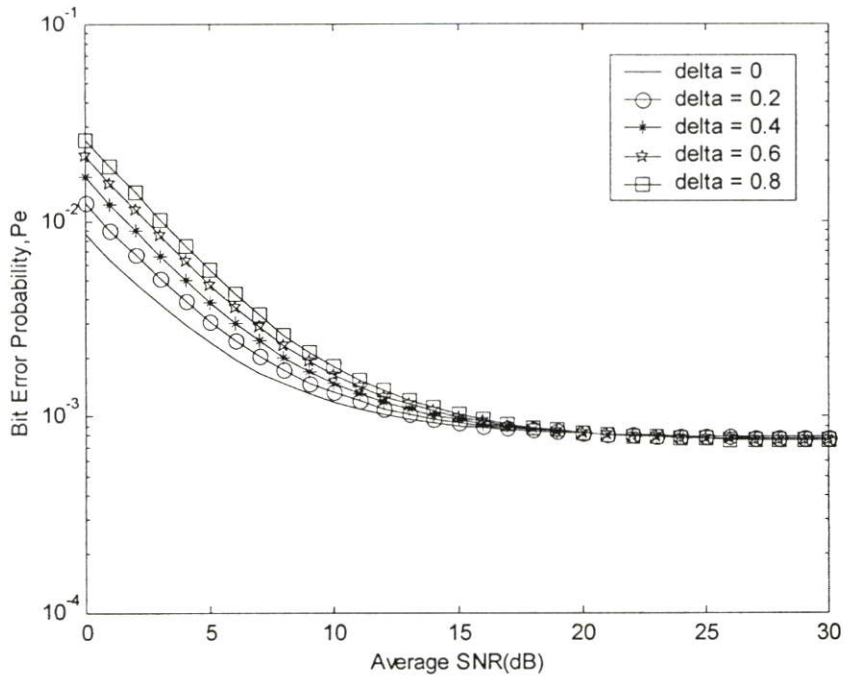
รูปที่ 4.14 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 3$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆคือ 2, 4, 6, และ 8

### 4.3 ผลของค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ )

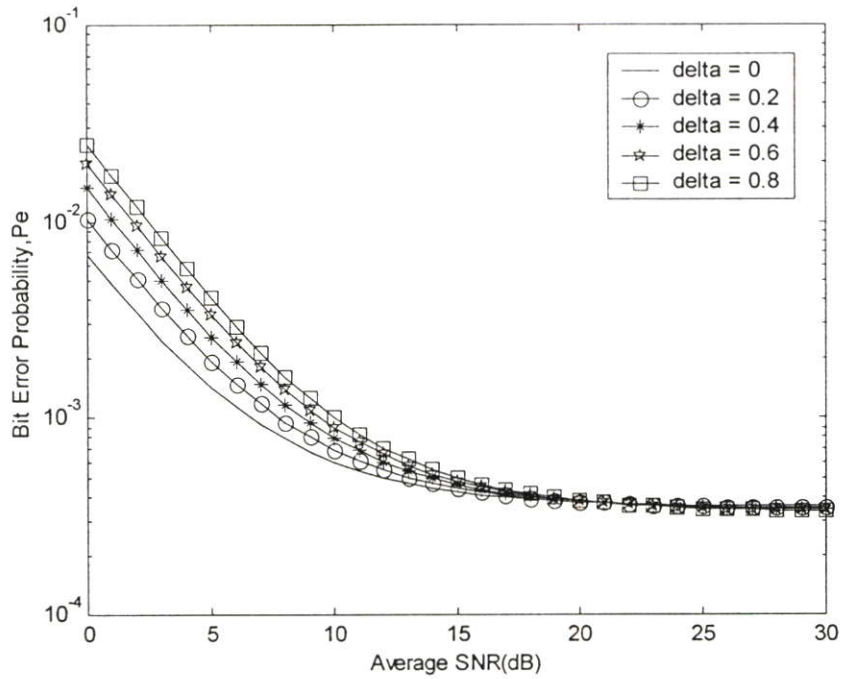
รูปที่ 4.15-4.19 แสดงอัตราความผิดพลาดของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราการขยายการประมวลผลคือ 127 จำนวนผู้ใช้งาน ( $K$ ) เท่ากับ 25 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ( $m$ ) มีค่าเท่ากับ 0.5, 1, 2, และ 3 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด ( $L$ ) มีค่าเท่ากับ 4 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง



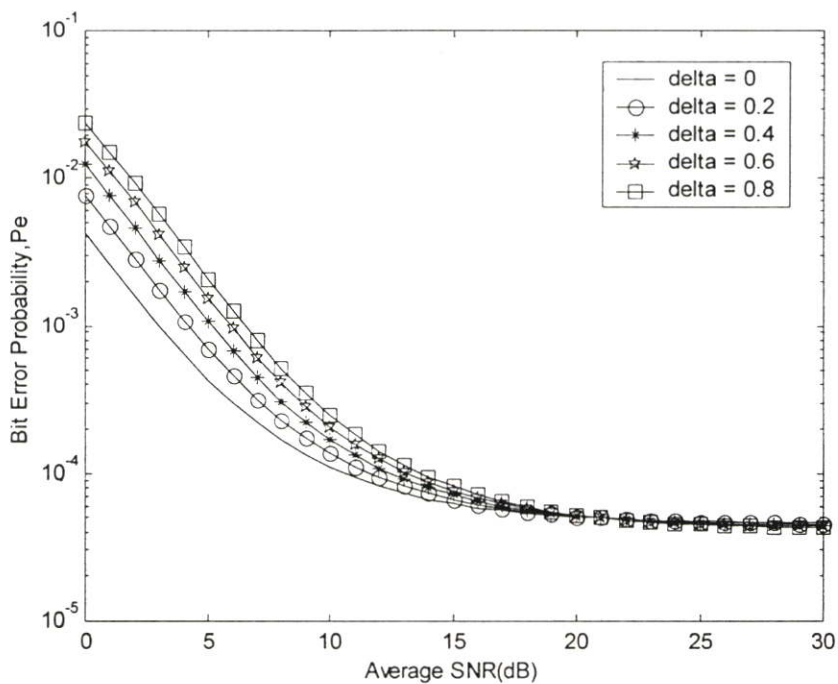
รูปที่ 4.15 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $m = 0.5$ ,  $L = 4$  และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0, 0.2, 0.4, 0.6, และ 0.8



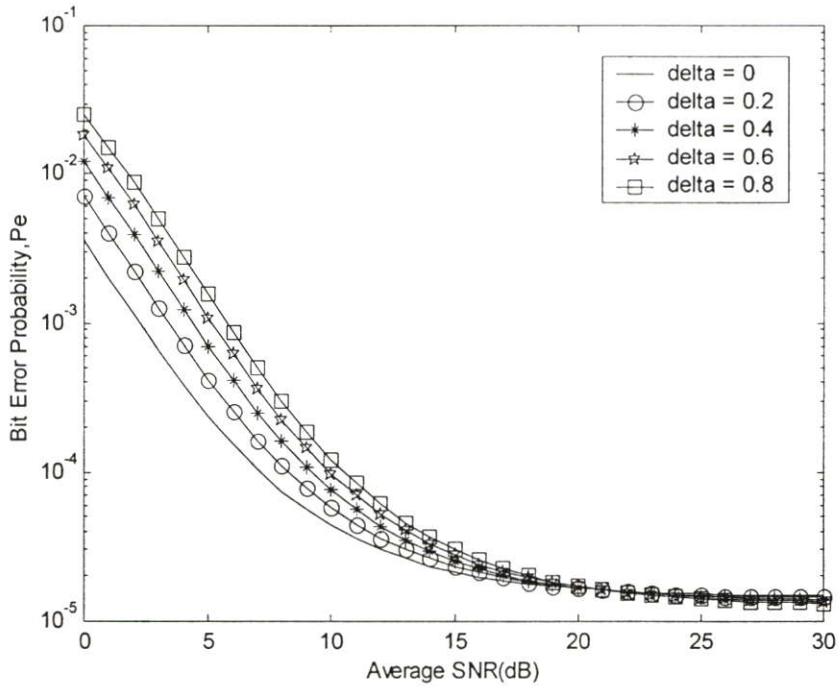
รูปที่ 4.16 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $m = 0.75$ ,  $L = 4$  และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0, 0.2, 0.4, 0.6, และ 0.8



รูปที่ 4.17 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $m = 1$ ,  $L = 4$  และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0, 0.2, 0.4, 0.6, และ 0.8



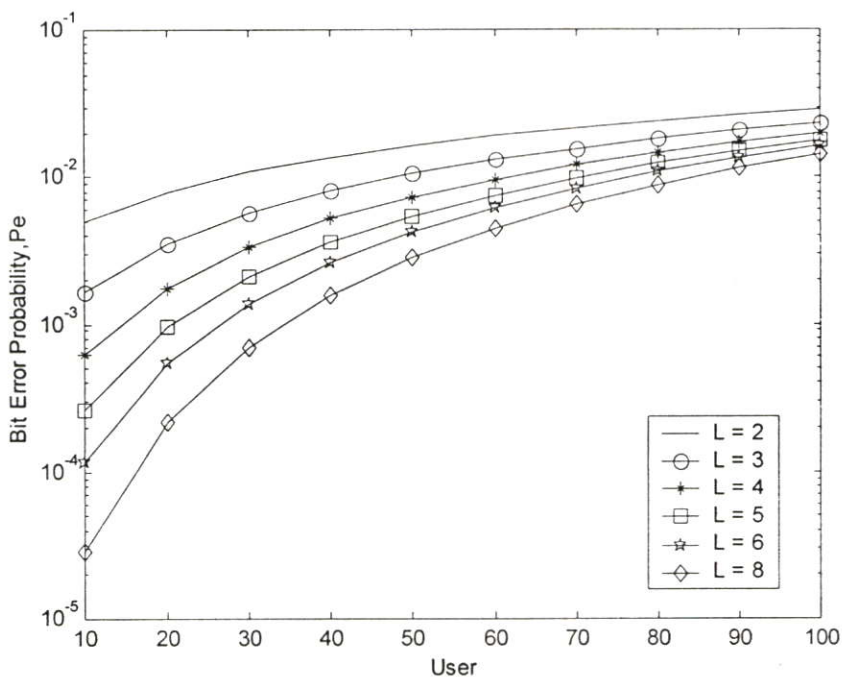
รูปที่ 4.18 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $m = 2$ ,  $L = 4$  และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0, 0.2, 0.4, 0.6, และ 0.8



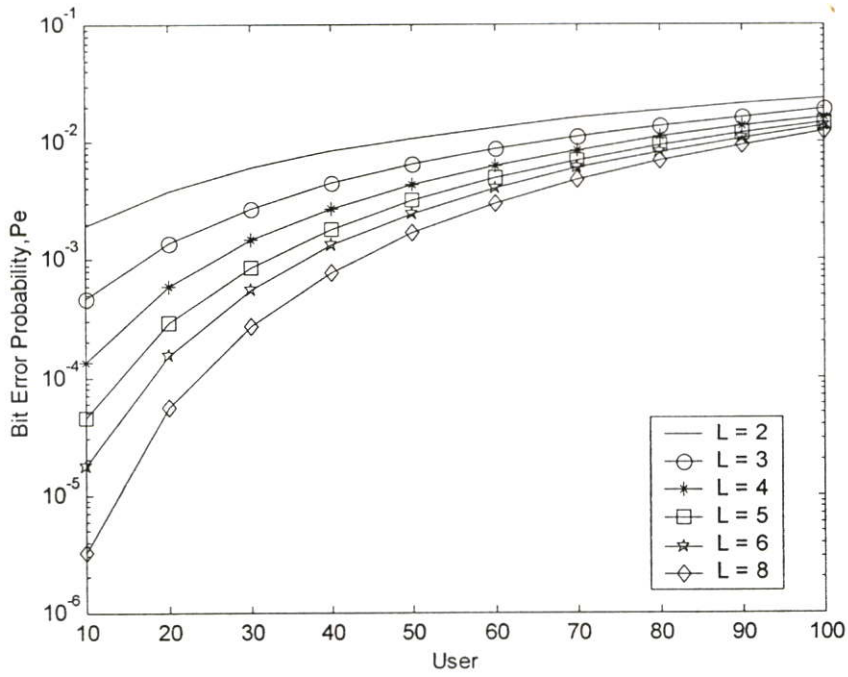
รูปที่ 4.19 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $K = 25$ ,  $m = 3$ ,  $L = 4$  และอัตราการลดทอนกำลังของสัญญาณ ( $\delta$ ) ที่ค่าต่างๆคือ 0, 0.2, 0.4, 0.6, และ 0.8

#### 4.4 ผลของจำนวนผู้ใช้งานในระบบ (K)

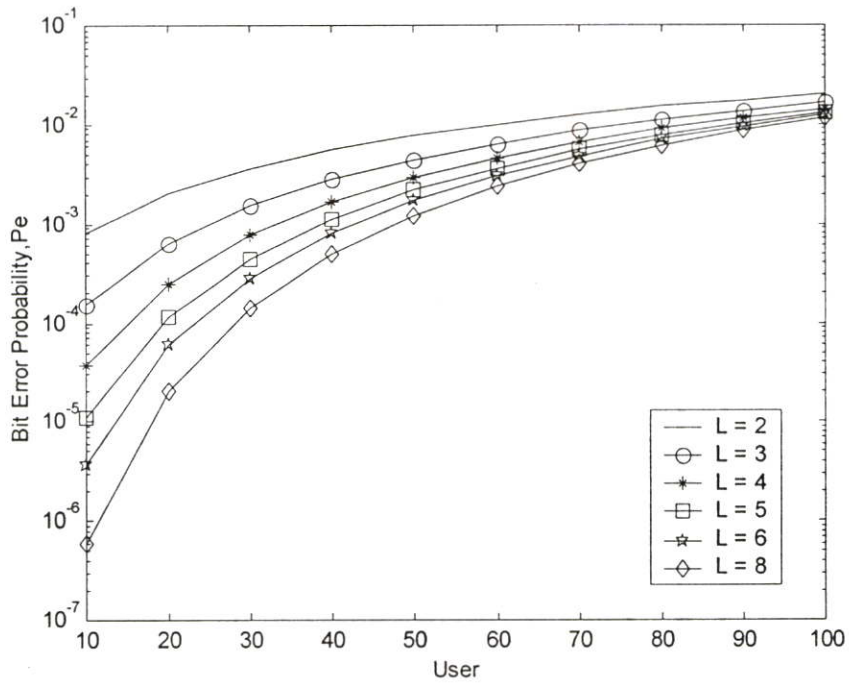
รูปที่ 4.20-4.24 แสดงอัตราความผิดพลาดของระบบ โดยมีตัวแปรเสริมอัตราขยายการประมวลผลคือ 127 สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิตเท่ากับ 20 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) มีค่าเท่ากับ 0.5, 0.75, 1, 2, และ 3 อัตราการลดทอนของสัญญาณ ( $\delta$ ) เป็น 0 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) มีค่าเท่ากับ 2, 3, 4, 5, และ 6 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้น



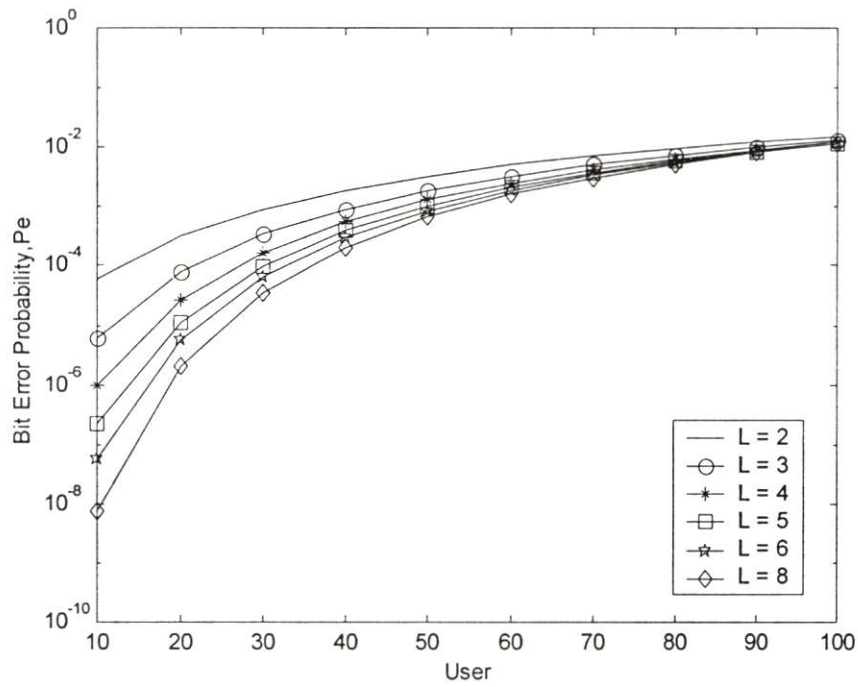
รูปที่ 4.20 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $E_b = 20$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 0.5$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, และ 6



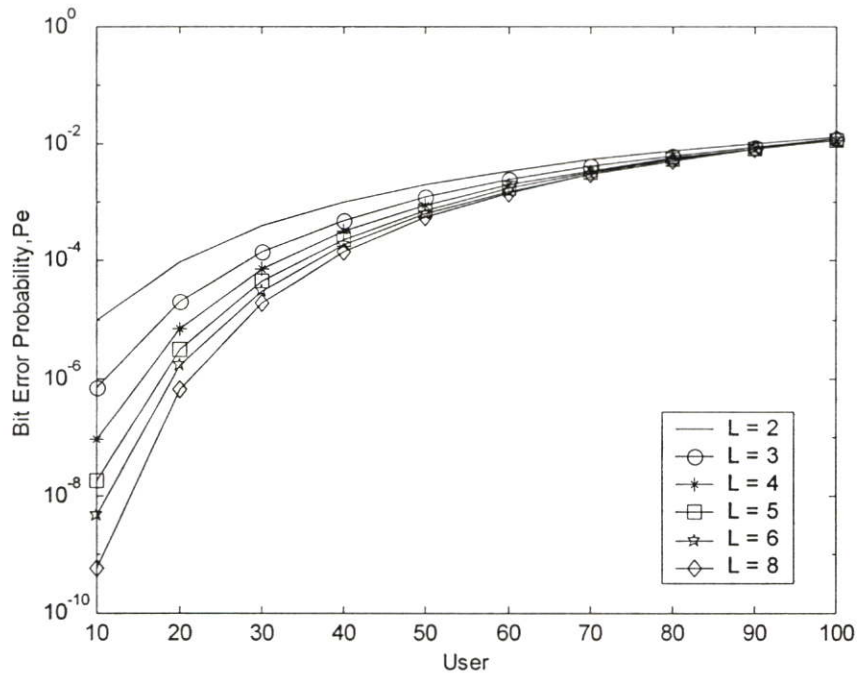
รูปที่ 4.21 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $E_b = 20$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 0.75$  และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, และ 6



รูปที่ 4.22 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $E_b = 20$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 1$  และ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, และ 6



รูปที่ 4.23 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $E_b = 20$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 2$  และ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, และ 6



รูปที่ 4.24 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย กับจำนวนผู้ใช้งาน โดยมีตัวแปรเสริมค่าต่างๆ คือ  $N = 127$ ,  $E_b = 20$ ,  $\delta = 0$ ,  $m = 3$  และ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) ที่ค่าต่างๆ คือ 2, 3, 4, 5, และ 6

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิเคราะห์

ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) เป็นระบบที่มีคุณสมบัติสามารถแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ และป้องกันการดักฟัง ทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัย ซึ่งระบบดังกล่าวมีหลายรูปแบบ แต่ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะทำการศึกษาระบบ MT – CDMA โดยระบบที่ทำการศึกษาจะประกอบด้วยเครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ โดยเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยลำดับข้อมูล และทำการคูณด้วยลำดับรหัสซึ่งมีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง สัญญาณที่ได้จะนำไปทำการมอดูเลตเพื่อส่งข้อมูลให้ได้ระยะทางที่ไกลขึ้น และมีความปลอดภัยจากสัญญาณรบกวนต่างๆ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ใช้รูปแบบการมอดูเลตเชิงเลขฐานสอง (BPSK) จากนั้นสัญญาณจะส่งผ่านช่องสัญญาณคืออากาศ เนื่องจากการสื่อสารจะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นซึ่งกำหนดให้เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) และจากลักษณะของช่องสัญญาณทำให้เกิดการเฟดดิ้งแบบหลายวิถี เป็นผลทำให้ขนาดและเฟสของสัญญาณมีการผันแปรไป ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami เนื่องมาจากเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด ซึ่งสามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆได้ด้วยการเปลี่ยนตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ( $m$ ) เช่น กรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 0.5 คือการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว กรณีที่ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเท่ากับ 1 คือการแจกแจงแบบ Rayleigh และกรณีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือสถานะที่ไม่มีการลดทอนของสัญญาณ จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังเครื่องรับ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้เครื่องรับแบบเรก ซึ่งใช้การรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ทำให้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงสุด โดยที่เครื่องรับแบบเรกจะมีตัวชดเชยผลของการประวิงเวลา เฟส และอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูด เป็นผลให้การวิเคราะห์ระบบที่ทำการศึกษาจะประกอบไปด้วยส่วนของสัญญาณและสัญญาณรบกวน ซึ่งแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน การรบกวนระหว่างกันของสัญญาณ และสัญญาณรบกวนอื่นเนื่องมาจากช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก ในการวิเคราะห์นั้นใช้ตัวแปรเสริมคือ ค่าออร์มัลไลซ์อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนใน 1 บิต ทำการวิเคราะห์ระบบโดยใช้การตีความแบบร่วมนัย (coherent detection) ทำให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาด

ผลการวิเคราะห์เชิงตัวเลขของระบบ MT –CDMA พบว่า การเปลี่ยนแปลงตัวแปรเสริมเฟดดิ้งของระบบมีผลต่อความน่าจะเป็นของความผิดพลาด โดยเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่เมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งมีค่าเข้าใกล้อนันต์คือจะไม่มีการลดทอนสัญญาณ ทำให้การรับส่งข่าวสารไม่มีความผิดพลาด

นอกจากนี้การเปลี่ยนแปลงจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรดก็ส่งผลกับระบบ โดยเมื่อจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรดมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตมีค่าลดลง

นอกจากทำการวิเคราะห์ในรูปแบบของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแล้ว ยังทำการวิเคราะห์เพื่อศึกษาผลกระทบของจำนวนผู้ใช้งานกับประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งผลที่ได้เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นทำให้ค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานคนอื่นมีจำนวนเพิ่มขึ้นด้วย

## เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Vandendorpe, "Multitone spread spectrum multiple access communications system in a multipath Rician fading channel," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 44, pp. 327-337, May 1995.
- [2] Xi Zhang, Tung-Sang Ng and Jiangzhou Wang, "Capacity Comparison of Single-tone and Multitone CDMA Systems," IEEE Vehicular Technology Conference., vol. 1, pp. 243-247, 1999.
- [3] J. G. Proakis, Digital Communications. New York; McGraw Hill, 1995.
- [4] N. Nakagami, "The m-distribution a general formula for intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, Ed. Oxford, England : Pergamon, pp. 3-36, 1960.
- [5] G. Efthymoglou and V. Aalo "Performance analysis of Coherent DS-SS-CDMA Systems in a Nakagami fading Channel with Arbitrary Parameters," IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 46, No.2, pp. 289-297, May 1997.
- [6] E. A. Sourour and M. Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in multipath fading channel," IEEE Trans. Commun., vol. 44, pp. 356-367, Mar. 1996.
- [7] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik. Table of Integrals, Series and Products. New York : Academic. 1980.
- [8] T. Eng and L. B. Milstein, "Coherent DS-SS-CDMA performance in Nakagami multipath fading," IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp. 1134-1143, Feb./Apr. 1995.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

**สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจง  
แบบ Nakagami**

การแจกแจงแบบนาคากามีเสนอแนวคิดและหลักการทั่วไปของการศึกษาด้านความเข้มของสัญญาณและเกิดการเฟดคิงของสัญญาณ วิธีการได้มาของการแจกแจงนี้ได้มาจากทดลองย่านความถี่สูง การแจกแจงแบบนี้จะเหมาะกับชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ และโทรโพสเฟียร์สามารถยืนยันได้ว่ามาจากการทดลองและการสังเกต โดยทฤษฎีของการแจกแจงแบบล็อกนอร์มัลเป็นรูปแบบหนึ่งของการแจกแจงแบบนาคากามี นอกจากนี้วิธีการที่น่าเสนอจะปรับปรุงเป็นสูตรทั่วไปในการอธิบายการแจกแจงแบบอื่นๆ สุดท้ายแสดงความสัมพันธ์แบบอื่นๆกับการแจกแจงแบบนาคากามีด้วยสูตรของ  $m$  และอธิบายค่าตัวแปรเสริมของการแจกแจงแบบนาคากามี

### ก.1 บทนำ

ปัจจุบันวิศวกรสื่อสารได้ศึกษาและเน้นความสำคัญรายละเอียดไม่เพียงแต่ด้านความเข้มของสัญญาณ แต่จะมุ่งเน้นผลของการเฟดของสัญญาณทางสถิติ ซึ่งมีการศึกษาทดลองไว้เป็นจำนวนมากและรองรับด้วยทฤษฎีทางด้านความเข้มของสัญญาณภายใต้การเกิดเฟดคิงของสัญญาณ ซึ่งได้มีการอธิบายการแจกแจงด้านความเข้มของสัญญาณ ดังนี้

การแจกแจงแบบเรย์เลย์

$$p(R) = \frac{2}{R} \exp(-R^2 / \Omega) \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่  $\Omega = \langle R^2 \rangle$  เป็นค่าเฉลี่ยของ  $R^2$  ซึ่งค้นพบโดย Lord Rayleigh [3] และการทดลองของ Pawsey [3] พิสูจน์ด้วยการทดลองยืนยันการแจกแจงแบบเรย์เลย์ในโหมดของการแจกแจง และการกระจายคลื่น

การแจกแจงแบบล็อกนอร์มัล

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-(x-\bar{x})^2 / 2\sigma_x^2} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่  $x$  คือความเข้มของสัญญาณในเทอมเดซิเบล (dB) ค้นพบโดย Grosskopf [3] ซึ่งได้มาจากสังเกตในช่วงเวลาที่นานๆ โดยมีค่าทางทฤษฎีสันับสนุนได้ว่าเป็นการแจกแจงซึ่งมีคุณสมบัติของล็อกการิทึมของจำนวนเต็มบวกค่าต่างๆกัน และการแจกแจงแบบ  $m$  ได้นำเสนอโดยนาคากามี ซึ่งอธิบายการแจกแจงของสัญญาณในเทอมของค่าเฉลี่ยความเข้มของสัญญาณซึ่งอธิบายการศึกษาของ Grosskopf และใช้ได้ในช่วงที่กว้างกว่า มีสมการดังนี้

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (\text{ก.3})$$

โดยที่  $\Omega = \langle R^2 \rangle$  และ

$$m = \frac{(\overline{R^2})^2}{(R^2 - \overline{R^2})^2} \geq \frac{1}{2} \quad (\text{ก.4})$$

เมื่อ  $m$  เป็นค่าส่วนกลับของค่าออร์เมทัลไลซ์ของแควเรียนซ์ของ  $R^2$  ซึ่งค้นพบโดยนาคาгами โดยใช้ในช่วงกว้างของการทดลองย่านความถี่สูง และซึ่งได้ยืนยันผลการศึกษาโดย Wambeck และ Ross [3] โดยการค้นพบนี้ทำให้ยืนยันได้ว่า การแจกแจงแบบเรย์เลย์เหมือนการแจกแจงแบบนาคาгами เมื่อ  $m=1$  และแสดงได้ในรูปแบบดังนี้

$$p(R) = \frac{2R}{\sigma} e^{-(R^2+R_0^2)/\sigma} I_0\left(\frac{2RR_0}{\sigma}\right) \quad (\text{ก.5})$$

และ

$$p(R) = \frac{2R}{\sqrt{\alpha\beta}} e^{-(R^2/2)\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{1}{\beta}\right)} I_0\left[\frac{R^2}{2}\left(\frac{1}{\beta} - \frac{1}{\alpha}\right)\right] \quad (\text{ก.6})$$

ค้นพบโดย Nakagami และ Nakagami กับ Sasaki [3] ตามลำดับ สำหรับในทางทฤษฎีเรียกปัญหาที่พบว่าการแทรกแซงแบบสุ่ม ซึ่งเป็นปัญหาหลักของการเฟดของสัญญาณ ในทางวิศวกรรมสื่อสารแล้ว เรียกว่าการแจกแจงแบบ  $n$  และการแจกแจงแบบ  $q$  ตามลำดับ นอกจากนี้แล้ว Nakagami Wada และ Fujimura [3] ได้พิสูจน์ว่าการแจกแจงแบบ  $m$  จะเป็นผลเฉลยทั่วไปในการแก้ปัญหาทางเวกเตอร์สุ่ม นอกจากนี้แล้วการแจกแจงแบบนาคาгами  $m$  สามารถอธิบายการแจกแจงแบบ  $n$  และ  $q$  ได้ดี และมีความเหมาะสมโดยที่การแจกแจงแบบ  $m$  จะเป็นฟังก์ชันการแจกแจงร่วม (joint distribution) ของตัวแปร 2 ค่าและเป็นไปตามการแจกแจงแบบ  $m$

## ก.2 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m และคุณสมบัติพื้นฐาน

### ก.2.1 การได้มาซึ่งการแจกแจงแบบ m

#### ก.2.1.1 ช่วงเวลาของการสังเกต

การสังเกตผลของการเฟดดิ้งของสัญญาณตามลำพัง ตัวอย่างเช่นการไม่คิดผลของการเฟดดิ้งอย่างช้าๆระยะเวลาของการสังเกตควรจะเลือกให้เหมาะสมเนื่องจากผลของเฟดดิ้งอย่างช้าๆจะมีลักษณะเด่นเมื่อเวลาในการศึกษามีค่ามากๆดังนั้นในทางสถิติควรจะเลือกช่วงเวลาให้มีค่าน้อยๆซึ่งทางปฏิบัติต้องพยายามเลือกช่วงเวลาให้เหมาะสม และความยาวของช่วงเวลานี้จะขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยเช่น ความถี่ เส้นทาง ช่วงเวลาในวันนั้นๆ หลังจากทำการศึกษาแล้วจะพบว่าในการทดลองหนึ่งๆค่าเวลาที่เหมาะสมคือ 3-7 นาที

#### ก.2.1.2 เครื่องมือ

ในการทดลองใช้สายอากาศแบบตั้งซึ่งมีความยาว 1.5 เมตร และเอาต์พุตที่ได้จะมีการขยาย การบีบอัดตัวแบบล็อก และการตีเทคชันขอบด้วยแผ่นป้ายเบน (deflecting plate) ของหลอดรังสีแคโทด (cathode ray tube) ซึ่งจะมีการเคลื่อนตำแหน่งของจุดบนจอฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งก็คือการแปรผันของสัญญาณ และทำการบันทึกบนแผ่นของจอภาพด้านหน้าของจอ และการแจกแจงแบบนี้ได้มาจากการวัดค่าความหนาแน่นของน้ำยาเคลือบฟิล์มของแผ่น ซึ่งจะได้ค่าคงตัวทางเวลามีค่ามากที่สุดเท่ากับ 2 ms ตัวอย่างผลการสังเกตและการทดลองแสดงดังตาราง

ตารางที่ ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของนาคากามิ

| สถานี            | ระยะทาง<br>(km) | สัญญาณ | ความถี่<br>(kHz) | วันที่                  | จำนวน<br>แผ่น | จำนวน<br>แผ่น $m < 0.5$ |
|------------------|-----------------|--------|------------------|-------------------------|---------------|-------------------------|
| Changehum        | 1,500           | JMP2   | 10,065           | Apr. 1941               | 34            | 0                       |
| Pulau            | 3,200           | JRAK   | 11,740           | Oct. 1941               | 15            | 0                       |
| San<br>Francisco | 3,240           | KNY/   | 19,080           | Nov. 1940-<br>Oct. 1941 | 67            | 1                       |
|                  |                 | KGEN/  | 9,670            | Oct. 1941               | 17            | 0                       |
|                  |                 | KWU    | 15,355           | Oct. 1941               | 14            | 0                       |
| Berlin           | 8,900           | DFZ    | 20,020           | Apr. 1941               | 19            | 0                       |
| Taipei           | 2,200           | JIB    | 10,535           | Oct. 1941-<br>Dec. 1941 | 265           | 0                       |

### ก.2.1.3 การได้มาของฟังก์ชันการแจกแจง

จากผลการทดลองนำไปแสดงความสัมพันธ์ด้วยกราฟในแกนล็อก-ล็อก ซึ่งก็คือพิกัดที่หนึ่ง และพิกัดที่สอง ซึ่งแทนด้วยเส้นตรงที่มีความชันเป็นค่า  $m$  ต่างๆดังรูป ก.1 ซึ่งแสดงฟังก์ชันได้ดังนี้

$$p'(x) = \exp\left[m\left(1 + \frac{2x}{m} - e^{2x/m}\right)\right] \quad (ก.7)$$

โดยที่  $x$  คือ ความเข้มของสัญญาณเป็น เดซิเบล

$$M \text{ คือ } 20 \log_{10} e = 8.686$$

ทำการนอร์มัลไลซ์สมการที่ (ก.7) แล้วแปลงเป็น เดซิเบล จะได้

$$p(x) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2x}{M} - e^{2x/M}\right)\right] \quad (ก.8)$$

จากตารางที่ ก.1 จะเห็นได้ว่ามีค่า  $m$  ที่เป็นไปตามเงื่อนไขคือ

$$m \geq \frac{1}{2} \quad (ก.9)$$

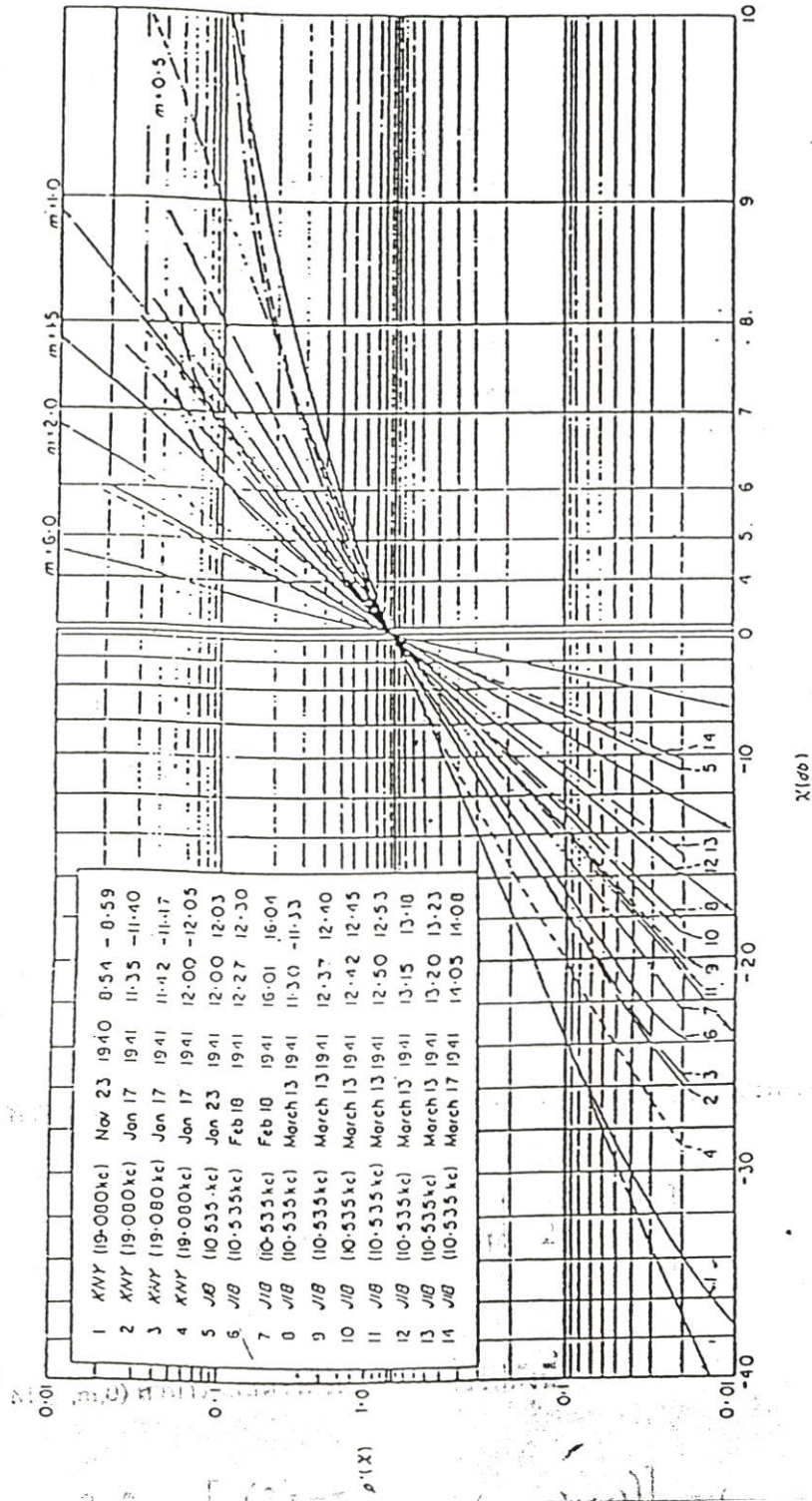
โดยการแปลงจาก  $e^{x/M} = X = R/\Omega^{1/2}$  ซึ่ง  $\Omega = \langle R^2 \rangle$  เป็นค่าเฉลี่ยของค่ากำลังสองของความเข้มของสัญญาณ สุดท้ายจะได้การแจกแจงดังนี้

$$p(x) = \frac{2m^m x^{2m-1} e^{-mx^2}}{\Gamma(m)} = M(x, m, 1) \quad (ก.10)$$

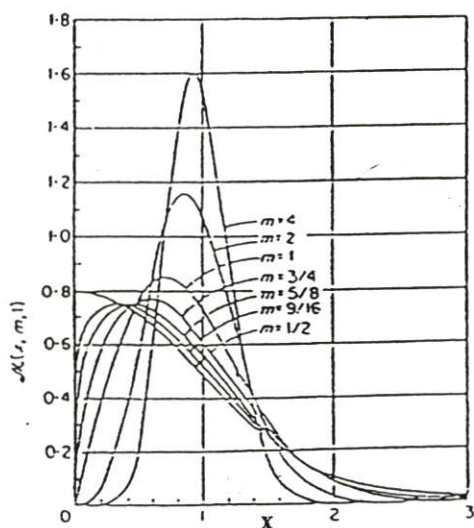
โดยความสัมพันธ์ระหว่าง  $M(x, m, 1)$  และตัวแปรสุ่ม  $(x)$  แสดงได้ดังรูปที่ ก.2 และสมการที่ ก.10 จัดรูปใหม่ได้ว่า

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1} e^{-(m/\Omega)R^2}}{\Gamma(m)\Omega^m} = M(R, m, \Omega) \quad (ก.11)$$

โดยสมการที่ ก.11 เป็นการรวมกรณีที่เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว เมื่อ  $m=0.5$  และการแจกแจงแบบเรย์เลย์เมื่อ  $m=1$  ตามลำดับ



รูปที่ ก.1 การแจกแจงแบบ m



รูปที่ ก.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $M(x, m, 1)$  และตัวแปรสุ่ม ( $x$ )

### ก.3 คุณสมบัติของการแจกแจงแบบ $m$

#### ก.3.1 ค่ามากที่สุดของ $M_2(x, m, 0)$

$$p(0) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)e^m} = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \quad (\text{ก.12})$$

ที่  $x=0$  หรือ  $R=\Omega^{1/2}$

จากสมการที่ ก.12 ถ้า  $x \leq M$  ทำให้  $M_2(x, m, 0)$  มีค่าเข้าใกล้การแจกแจงแบบลือกนอร์มัล

$$p(x) = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{2m}{\pi}} \exp\left[-2m\left(\frac{x}{M}\right)^2\right] \quad (\text{ก.13})$$

นอกจากนี้  $M_2(x, m, 0)$  สามารถแสดงได้ในรูปแบบทั่วไปดังนี้

$$p(\tau) = \frac{2m^m}{M\Gamma(m)} \exp\left[m\left(\frac{2(\tau - \tau_0)}{M} - \exp(2(\tau - \tau_0)/M)\right)\right] = u_\tau(\tau, m, \tau_0) \quad (\text{ก.14})$$

โดยที่  $\tau$  และ  $\tau_0$  เป็นความเข้มของสัญญาณใน dB และ  $R=\Omega^{1/2}$  ซึ่งมีค่าความเข้มเป็น 1 และฟังก์ชันการแจกแจงรวม จะกำหนดดังนี้

$$M(x, m) = \int_{-\infty}^x M_z(x, m, 0) dx \quad (ก.15)$$

สมการฟังก์ชันคุณลักษณะ

$$\Phi(z) = \int_{-\infty}^{\infty} u_z(x, m, 0) e^{-2x} dx = \frac{\Gamma\left(m - \frac{M}{2} z\right)}{\Gamma(m)} m^{\left(\frac{M}{2}\right)z} \quad (ก.16)$$

โมเมนต์และเวเรียนซ์

$$\overline{R^n} = \frac{\Gamma\left(m + \frac{n}{2}\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{\Omega}{m}\right)^{\frac{n}{2}}, \overline{R^{2n}} = \left(\frac{\Omega}{m}\right)^n (m+n-1)(m+n-2)\dots m \quad (ก.17)$$

$$V(R^2) = \frac{\Omega^2}{m}, V(R) = \Omega \left[ 1 - \left( \frac{\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right)}{\sqrt{m}\Gamma(m)} \right)^2 \right] \cong \frac{\Omega}{5m} \quad (ก.18)$$

โดยที่  $n$  และ  $n$  เป็นจำนวนเต็มบวก

สำหรับโมเมนต์และเวเรียนซ์จัดรูปในหน่วย dB แสดงได้ดังนี้

$$\overline{x} = \frac{M}{2} \{\varphi(m) - \log_e m\} \quad (ก.19)$$

$$\overline{x^2} = \left(\frac{M}{2}\right)^2 \{\varphi(m) - \log_e m\}^2 + \varphi'(m) \quad (ก.20)$$

$$\overline{x^3} = \left(\frac{M}{2}\right)^3 \{\varphi(m) - \log_e m\}^3 + 3\varphi'(m) [\varphi(m) - \log_e m] + \varphi''(m) \quad (ก.21)$$

โดยที่  $\varphi(x)$ ,  $\varphi(x)'$  และ  $\varphi(x)''$  คือ ฟังก์ชันแกมมาลำดับที่สอง แกมมาลำดับที่สาม และ แกมมาลำดับที่สี่ ตามลำดับ

### ก.3.2 ตัวแปรเสริม $m$

ตัวแปรเสริม  $m$  แสดงได้ในพจน์ดังนี้

$$m = \frac{\Omega^2}{V(R^2)} = \frac{1}{V_N(R^2)} \quad (\text{ก.22})$$

โดย  $V_N(R^2)$  คือ นอร์แมลไลซ์แวลูเอชันของ  $R^2$  ดังนั้น  $m$  คือส่วนกลับค่านอร์แมลไลซ์แวลูเอชันของ  $R^2$  ความสัมพันธ์ในการเฟดของสัญญาณในช่วง  $N(P)$  หรือ  $X_2 - X_1$

$$P = \int_{-\infty}^{x_1} M_z(x, m, 0) dx = \int_{x_2}^{\infty} M_z(x, m, 0) dx \quad (\text{ก.23})$$

จากการวิเคราะห์เชิงตัวเลขได้ว่า

$$N(P) = 10 \left( \frac{1}{m} + 0.2 \right) \log_{10} \frac{1}{P} + 1.5 \text{dB}, (m < 8) \quad (\text{ก.24})$$

จะเห็นได้ว่า  $N(P)$  เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับ  $1/m$  หรือรูปร่างเฟดดิ้ง (fading figure)

ภาคผนวก ข.

**ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม**

## ข.1 ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม

ทฤษฎีความน่าจะเป็นและกระบวนการเฟ้นสุ่ม (stochastic process) เป็นเครื่องมือทางคณิตศาสตร์ที่สำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารแบบดิจิทัล ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในแบบจำลองทางสถิติของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูล ในการแปลงเป็นเชิงเลข (digitization) ของแหล่งกำเนิดเอาต์พุต (output) ในการอธิบายคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่ทำการส่งสัญญาณทางดิจิทัลออกไป ในการออกแบบเครื่องรับที่จะทำการประมวลผลข้อมูลที่ผ่านมาทางช่องสัญญาณและในการหาค่าสมรรถนะของระบบสื่อสาร ในหัวข้อนี้จะทำการกล่าวถึงคำนิยามและพื้นฐานของทฤษฎีความน่าจะเป็นและ กระบวนการเฟ้นสุ่มและกล่าวถึงส่วนที่มีความสำคัญในการออกแบบระบบสื่อสารดิจิทัลที่มีคุณภาพและในการวิเคราะห์ค่าสมรรถนะของระบบ

### ข.1.1 ความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองโดยการทอดลูกเต๋ากับจำนวนผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในเอกภพสัมพัทธ์  $s$  ของการทดลองประกอบไปด้วย เซต ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกที่เป็นผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในที่นี้

$$s = \{1,2,3,4,5,6\} \quad (\text{ข.1})$$

โดยที่จำนวนเต็ม  $1, \dots, 6$  แสดงถึงจำนวนจุดบนหน้าลูกเต๋าสี่ค่าทั้ง 6 นี้เป็นสมาชิกในเอกภพสัมพัทธ์ของการทดลอง เหตุการณ์ที่เป็นเซตย่อยของ  $s$  ประกอบด้วยสมาชิกที่เป็นส่วนหนึ่งของเอกภพสัมพัทธ์ของการทดลอง ตัวอย่างเช่นพิจารณาเหตุการณ์  $A$

$$A = \{2,4\} \quad (\text{ข.2})$$

ซึ่งประกอบไปด้วยสมาชิกคือ  $\{2,4\}$  คอมพลีเมนต์ของ  $A$  เขียนเป็น  $\bar{A}$  คือสมาชิกที่อยู่ใน  $s$  แต่ไม่อยู่ใน  $A$  เขียนได้เป็น

$$\bar{A} = \{1,3,5,6\} \quad (\text{ข.3})$$

เหตุการณ์ 2 เหตุการณ์กล่าวว่าจะเป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม (mutually exclusive event) กันถ้า เหตุการณ์ทั้ง 2 ไม่มีสมาชิกร่วมกัน เช่นถ้าเหตุการณ์  $B$  คือ

$$B = \{1,3,6\} \quad (\text{ข.4})$$

นั่นคือเหตุการณ์  $A$  และ  $B$  เป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม ต่อกัน ในทำนองเดียวกัน  $A$  และ  $\bar{A}$  ก็ เป็นเหตุการณ์ที่ เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม ต่อกัน

การยูเนียนของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะเป็นเหตุการณ์ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกรวมของเหตุการณ์ทั้ง 2 เช่นกำหนดเหตุการณ์  $C$  เป็น

$$C = \{1,2,3\} \quad (\text{ข.5})$$

ให้  $D$  เป็นผลของการยูเนียนเหตุการณ์  $B$  และ  $C$  จะได้ว่า

$$\begin{aligned} D &= B \cup C \\ D &= \{1,2,3,6\} \end{aligned} \quad (\text{ข.6})$$

ในทำนองเดียวกัน  $A \cup \bar{A} = S$  จะได้เอกภพสัมพัทธ์ของเหตุการณ์ ในทางกลับกันการ อินเตอร์เซกชัน ของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะได้เหตุการณ์ที่เป็นสมาชิกร่วมของเหตุการณ์ทั้ง 2 เช่น ถ้าให้  $E = B \cap C$  จะได้ว่า

$$E = \{1,3\} \quad (\text{ข.7})$$

เมื่อเหตุการณ์ทั้ง 2 เป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันผลของการอินเตอร์เซกชันจะได้เซตว่าง  $\phi$  เช่น  $A \cap B = \phi$  ซึ่งผลของการยูเนียนและอินเตอร์เซกชันสามารถนำไปใช้กับกรณีที่มีมากกว่า 2 เหตุการณ์ได้เช่นกัน

โอกาสของการเกิดเหตุการณ์ใดๆคือค่าความน่าจะเป็นของเหตุการณ์นั้น ซึ่งสอดคล้องกับสัม พจน์ดังต่อไปนี้

สัมพจน์ที่ 1  $P(A) \geq 0$  สำหรับทุกเหตุการณ์  $A$

สัมพจน์ที่ 2  $P(S) = 1$  สำหรับทุกเหตุการณ์  $S$

ถ้า  $A_i, i=1,2,\dots$  เป็นเหตุการณ์ที่เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกัน ทั้งหมดในเอกภพสัมพัทธ์  $S$  นั่นคือ

$$A_i \cap A_j = \phi \quad (\text{ข.8})$$

โดยที่  $i \neq j = 1, 2, \dots$  ดังนั้นความน่าจะเป็นของยูเนียนของเหตุการณ์ที่เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมดังกล่าวจะมีเงื่อนไขดังนี้

$$P(\cup_i A_i) = \sum_i P(A_i) \quad (\text{ข.9})$$

### ข.1.2. เหตุการณ์ร่วมและความน่าจะเป็นร่วม (joint events and joint probability)

เมื่อทำการทดลอง 2 การทดลองและพิจารณาผลลัพธ์ที่ได้เช่นการทดลองทั้งสองอาจเป็นการทอดลูกเต๋าลูกเดียว 2 ครั้ง หรือการทอดลูกเต๋า 2 ลูก 1 ครั้ง ในแต่ละกรณีเอกภพสัมพัทธ์  $s$  จะประกอบไปด้วยสมาชิก 36 สมาชิก ซึ่งแสดงได้โดยพิกัด  $(i, j)$  โดย  $i, j = 1, 2, \dots, 6$  ถ้ากำหนดให้ลูกเต๋าดังกล่าวมีความน่าจะเป็นของการเกิดหน้าต่างๆเท่ากัน ดังนั้นแต่ละสมาชิกในเอกภพสัมพัทธ์ จะมีความน่าจะเป็นเท่ากับ  $1/36$  เราอาจพิจารณาถึงเหตุการณ์ร่วมเช่น  $\{i \text{ เป็นจำนวนคู่}, j=3\}$  และหาความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ดังกล่าวได้

โดยทั่วไปการทดลองที่ 1 มีผลลัพธ์ที่ได้คือ  $A_i, i=1, 2, \dots, n$  และการทดลองที่ 2 มีผลลัพธ์ที่ได้คือ  $B_j, j=1, 2, \dots, m$  ดังนั้นการทดลองร่วมจะได้ผลลัพธ์คือ  $(A_i, B_j), i=1, 2, \dots, n$  และ  $j=1, 2, \dots, m$  ให้ความน่าจะเป็นของผลลัพธ์ร่วม  $(A_i, B_j)$  คือ  $P(A_i, B_j)$  ซึ่งตรงกับเงื่อนไขดังนี้คือ

$$0 \leq P(A_i, B_j) \leq 1 \quad (\text{ข.10})$$

สมมติให้ผลลัพธ์  $B_j, j=1, 2, \dots, m$  เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมจะได้ว่า

$$\sum_{j=1}^m P(A_i, B_j) = P(A_i) \quad (\text{ข.11})$$

ในทำนองเดียวกัน  $A_i, i=1, 2, \dots, n$  เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมจะได้ว่า

$$\sum_{i=1}^n P(A_i, B_j) = P(B_j) \quad (\text{ข.12})$$

และถ้าผลลัพธ์ของการทดลองทั้ง 2 เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันดังนั้น

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m P(A_i, B_j) = 1 \quad (\text{ข.13})$$

ซึ่งสามารถนำไปใช้กับการทดลองมากกว่า 2 การทดลองได้

### ข.1.3 ความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข

พิจารณาเหตุการณ์ร่วมที่มีความน่าจะเป็นคือ  $P(A,B)$  สมมติให้เหตุการณ์ B เกิดขึ้นแล้วและต้องการแสดงความน่าจะเป็นของการเกิดเหตุการณ์ A เรียกว่าความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของเหตุการณ์ A เมื่อเกิดเหตุการณ์ B ขึ้นแสดงได้โดย

$$P(A|B) = \frac{P(A,B)}{P(B)} \quad \text{โดย } P(B) > 0 \quad (\text{ข.14})$$

ในทำนองเดียวกันความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ B เมื่อเกิดเหตุการณ์ A ขึ้นคือ

$$P(B|A) = \frac{P(A,B)}{P(A)} \quad \text{โดย } P(A) > 0 \quad (\text{ข.15})$$

ความสัมพันธ์ของเหตุการณ์ทั้ง 2 แสดงได้โดย

$$P(A,B) = P(A|B)P(B) = P(B|A)P(A) \quad (\text{ข.16})$$

### ข.1.4 การมีอิสระเชิงสถิติ (Statistical Independence)

พิจารณาเหตุการณ์ A และ B และความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข  $P(A|B)$  สมมติว่าเหตุการณ์ A ไม่ขึ้นอยู่กับเหตุการณ์ B จะได้ว่า

$$\begin{aligned} P(A|B) &= P(A) \\ P(A,B) &= P(A)P(B) \end{aligned} \quad (\text{ข.17})$$

เมื่อเหตุการณ์ A และ B เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว เหตุการณ์ A และ B จะเป็นเหตุการณ์อิสระเชิงสถิติต่อกัน

### ข.1.5 ตัวแปรสุ่ม การแจกแจงของความน่าจะเป็น และความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองที่มีเอกภพสัมพัทธ์ S และให้  $s \in S$  กำหนดให้  $X(s)$  มีโดเมนคือ S ซึ่งมีพิสัย (range) คือเซตของจำนวนจริง ดังนั้นเรียก  $X(s)$  ว่าตัวแปรสุ่ม เช่นทำการทอยเหรียญผลลัพธ์ที่เป็น

ไปได้จะเป็นหัว (H) และก้อย (T) ดังนั้น S ประกอบไปด้วยสมาชิก 2 ตัวคือ H และ T สมมติให้ X (s) คือ

$$X(s) = \begin{cases} 1, (s = H) \\ -1, (s = T) \end{cases} \quad (\text{ข.18})$$

ดังนั้นสามารถโยกผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ทั้งสองของการทอยเหรียญกับจุดทั้งสอง (1 -1) บนแกนจำนวนจริงได้

พิจารณาตัวแปรสุ่ม X ที่เหตุการณ์  $\{X \leq x\}$  โดย x คือจำนวนจริงใดๆ ในช่วง  $(-\infty, +\infty)$  ดังนั้นความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ดังกล่าวแสดงได้โดย  $P(X \leq x)$  หรือ  $F(x)$  นั่นคือ

$$F(x) = P(X \leq x), (-\infty < x < +\infty) \quad (\text{ข.19})$$

เรียก  $F(x)$  ว่าฟังก์ชันการแจกแจงของความน่าจะเป็น (Probability Distribution Function) ของตัวแปรสุ่ม X หรือเรียกอีกอย่างได้ว่า ฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (Cumulative Distribution Function: CDF)

คุณสมบัติของ  $F(x)$

- 1)  $0 \leq F(x) \leq 1$
- 2)  $F(x_1) \leq F(x_2)$  ถ้า  $x_1 \leq x_2$
- 3)  $F(-\infty) = 0$
- 4)  $F(+\infty) = 1$

เมื่อทำการหาค่าเชิงอนุพันธ์ของ  $F(x)$  แสดงได้โดย  $p(x)$  ซึ่งเรียกว่าความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: PDF) ของตัวแปรสุ่ม X ดังนั้น

$$p(x) = \frac{dF(x)}{dx}, (-\infty < x < +\infty) \quad (\text{ข.20})$$

หรือ

$$F(x) = \int_{-\infty}^x p(x) dx, (-\infty < x < +\infty) \quad (\text{ข.21})$$

และ

$$\begin{aligned} p(x_1 \leq X \leq x_2) &= p(X \leq x_2) - p(X \leq x_1) \\ &= F(x_2) - F(x_1) \\ &= \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \end{aligned} \quad (\text{ข.22})$$

คุณสมบัติของ PDF

- 1)  $p(x) \geq 0$
- 2)  $\int_{-\infty}^{+\infty} p(x) dx = F(+\infty) - F(-\infty) = 1$

### ข.1.6 การหาค่าเฉลี่ยทางสถิติของตัวแปรสุ่ม

พิจารณาตัวแปรสุ่ม  $X$  ซึ่งมี PDF คือ  $p(x)$  ค่าเฉลี่ยหรือค่าคาดคะเนของ  $X$  แสดงได้โดย

$$E(x) \equiv m_x = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x) dx \quad (\text{ข.23})$$

โดย  $E()$  แสดงถึงค่าคาดคะเน ซึ่งเป็นโมเมนต์แรกของตัวแปรสุ่ม  $X$  สำหรับกรณีของโมเมนต์ที่  $m$  แสดงได้โดย

$$E(x^m) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^m p(x) dx \quad (\text{ข.24})$$

กำหนดให้  $Y=g(X)$  โดย  $g(X)$  คือ ฟังก์ชันใดๆของตัวแปรสุ่ม  $X$  ค่าคาดคะเนของ  $Y$  คือ

$$E(y) = E[g(x)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x)p(x) dx \quad (\text{ข.25})$$

ถ้าให้  $Y=(x-x_0)^n$  จะได้ว่า

$$E[(x-x_0)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x-x_0)^n p(x) dx \quad (\text{ข.26})$$

ถ้า  $x_0$  เป็นค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม  $X$  หรือ  $m_x$  แทนค่าลงไปจะได้ว่า

$$E[(x - m_x)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_x)^n p(x) dx \quad (\text{ข.27})$$

เรียกสมการที่ ข.27 ว่าเป็นค่าโมเมนต์กลางของตัวแปรสุ่ม  $X$

ถ้าให้  $n=2$  สมการที่ ข.27 จะเรียกว่า ความแปรปรวน (variance) ของตัวแปรสุ่มแสดงได้โดย  $\sigma_x^2$  นั่นคือ

$$\sigma_x^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - m_x)^2 p(x) dx = E(X^2) - m_x^2 \quad (\text{ข.28})$$

ในกรณีของตัวแปรสุ่ม 2 ตัว  $X_1$  และ  $X_2$  ซึ่งมี PDF ร่วมคือ  $p(x_1, x_2)$  ทำการแสดงโมเมนต์ร่วมคือ

$$E[(X_1^k X_2^n)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1^k x_2^n p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (\text{ข.29})$$

และโมเมนต์ศูนย์กลางร่วมคือ

$$E[(X_1 - m_1)^k (X_2 - m_2)^n] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (x_1 - m_1)^k (x_2 - m_2)^n p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (\text{ข.30})$$

โดย  $m_i = E(X_i)$  ในกรณีที่  $k=n=1$  สมการ ข.29 และ ข.30 จะเรียกว่า สหสัมพันธ์ (correlation) และความแปรปรวนร่วมเกี่ยว (covariance) ของตัวแปรสุ่ม  $x_1$  และ  $x_2$  ตามลำดับ

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้งสองไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) คือ  $E(X_1 X_2) = E(X_1) E(X_2) = m_1 m_2$  ซึ่งทำให้ค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยว นั่นคือถ้าตัวแปรสุ่ม  $X_1$  และ  $X_2$  เป็นอิสระต่อกันและถ้า  $E(X_1 X_2) = 0$  กล่าวว่าตัวแปรสุ่ม  $X_1$  และ  $X_2$  มีลักษณะเชิงตั้งฉากต่อกัน (orthogonal)

**ข.1.7 ฟังก์ชันของ สหสัมพันธ์ และ ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยการหาค่าเฉลี่ยทั้ง  
ชุดเชิงสถิติ (Correlation and Power Spectrum Density Function by Ensemble  
Averaging )**

โดยปกติทั่วไปตัวแปรสุ่มมักขึ้นอยู่กับเวลาตัวอย่างเช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดในตัวความต้านทานของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเวลา สัญญาณเอาต์พุตของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูลซึ่งเป็นลักษณะตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน หรือ สัญญาณเสียงที่ส่งที่ส่งไปยังช่องสัญญาณโทรศัพท์ก็เป็นตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน ดังนั้นจึงต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลา ดังนี้

ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$

$$\mu_X(t) = E[X(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) p_x[x(t)] dx(t) \quad (\text{ข.31})$$

ค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation function) ของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  แสดงได้โดย  $R_{XX}(t_1, t_2)$

$$R_{XX}(t_1, t_2) = E[X(t_1)X(t_2)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t_1)x(t_2) p_x(x(t_1), x(t_2)) dx(t_1) dx(t_2) \quad (\text{ข.32})$$

ค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยวตัวเอง (Autocovariance function) ของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  แสดงได้โดย  $Cov_{XX}(t, t+\tau)$

$$\begin{aligned} Cov_{XX}(t, t+\tau) &= E[(X(t) - \mu_X(t))(X(t+\tau) - \mu_X(t+\tau))] \\ &= R_{XX}(t, t+\tau) - \mu_X(t)\mu_X(t+\tau) \\ &= \sigma_{XX}^2(t, t+\tau) \end{aligned} \quad (\text{ข.33})$$

ค่าสัมประสิทธิ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation coefficient) ของตัวแปรสุ่ม  $X(t)$

$$p_{XX}(t, t+\tau) = \frac{Cov_{XX}(t, t+\tau)}{[Cov_{XX}(t, t)Cov_{XX}(t+\tau, t+\tau)]^{1/2}} \quad (\text{ข.34})$$

## ข.2 กระบวนการเฟ้นสุ่ม

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา  $X(t)$  เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลา (Stationary) แบบคงที่ในแนวแคบ (narrow sense stationary) ถ้าที่ทุกจำนวนเต็มบวก  $n$  ค่า pdf. กำลังที่  $n$  ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาที่เลื่อนไป  $\tau$  นั่นคือที่  $n \geq 1$

$$P_x [x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_n)] = P_x [x(t_1 + \tau), x(t_2 + \tau), \dots, x(t_n + \tau)] \quad (\text{ข.35})$$

ดังนั้น คุณสมบัติทางสถิติจะไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เนื่องจาก pdf. รวม ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาเริ่มต้นนั่นเอง แต่จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลาที่ใช้ในการสังเกต

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา  $X(t)$  เป็นแบบคงที่ในแนวกว้าง (wide sense stationary) จะมีค่าคาดคะเนที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา และค่าฟังก์ชันอัตโนมัติที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  เท่านั้น นั่นคือ

$$\mu_x(t) = \mu_x \quad \text{โดยที่ } \mu_x \text{ มีค่าคงที่}$$

$$R_{xx}(t, t + \tau) = R_{xx}(\tau) \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau$$

กล่าวได้ว่าทุกกระบวนการสุ่มแบบคงที่ (strict sense stationary random process) เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลาในแนวกว้างและในทางกลับกันถ้ากระบวนการสุ่มไม่เป็นตัวแปรสุ่มที่ไม่แปรตามเวลาในแนวกว้างก็จะเป็นตัวแปรสุ่มแบบไม่คงที่ (nonstationary)

ถ้า  $\tau=0$

$$R_{xx}(0) = E[X^2(t)] \quad (\text{ข.36})$$

ซึ่งให้ค่าพลังงานเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มค่าความแปรปรวมร่วมเกี่ยวข้องกับตัวเอง (auto covariance) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$\text{Cov}_{xx}(\tau) = R_{xx}(\tau) - \mu_x^2 = \sigma_{xx}^2(\tau) \quad (\text{ข.37})$$

ค่า สัมประสิทธิ์อัตโนมัติสัมพันธ์ (autocorrelation coefficient) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$\rho_{xx}(\tau) = \frac{\sigma_{xx}^2(\tau)}{\sigma_{xx}(0)\sigma_{xx}(0)} = \frac{\sigma_{xx}^2(\tau)}{\sigma_{xx}^2(0)} \quad (\text{ข.38})$$

โดย  $Cov_{XX}(t,t) = Cov_{XX}(t+\tau,t+\tau) = Cov_{XX}(0,0) = \sigma_{XX}^2(0)$  สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง

คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์

- 1) ค่าอัตสหสัมพันธ์ ที่  $\tau=0$  จะเป็นค่ากำลังเฉลี่ยของ กระบวนการสุ่ม
- 2) ค่าอัตสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่แนวกว้าง เป็นฟังก์ชันคู่คือ

$$R_{XX}(\tau) = R_{XX}(-\tau)$$

- 3) ค่าอัตสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่แนวกว้างจะให้ค่าสูงสุดที่จุดกำเนิดคือ

$$|R_{XX}(\tau)| \leq R_{XX}(0)$$

- 4) ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่มที่ต่อเนื่องทางเวลา  $X(t)$  และ  $Y(t)$  เรียกว่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างตัวแปรสุ่มทั้งสอง

$$R_{XY}(t, t+\tau) = E[X(t)Y(t+\tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} X(t)Y(t+\tau)p_{XY}(X(t), Y(t+\tau))dX(t)dY(t+\tau) \quad (\text{จ.39})$$

และ

$$R_{YX}(t, t+\tau) = E[Y(t)X(t+\tau)] \quad (\text{จ.40})$$

- 5) ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม ( Cross Covariance) คือ

$$\begin{aligned} Cov_{XY}(t, t+\tau) &= E[(X(t) - \mu_X(t))(Y(t+\tau) - \mu_Y(t+\tau))] \\ &= R_{XY}(t, t+\tau) - \mu_X(t)\mu_Y(t+\tau) \\ &= \sigma_{XY}^2(t, t+\tau) \end{aligned} \quad (\text{จ.41})$$

- 6) ค่าสัมประสิทธิ์ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม สำหรับตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา คือ

$$p_{XY}(t, t+\tau) = \frac{Cov_{XY}(t, t+\tau)}{[Cov_{XY}(t,t)Cov_{XY}(t+\tau,t+\tau)]^{1/2}} \quad (\text{จ.42})$$

- 7) ตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  และ  $Y(t)$  จะมีลักษณะคงที่ร่วมแบบแท้จริง ถ้าทุกจำนวนเต็ม  $n$  ค่า pdf. ลำดับที่  $n$  ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาที่เลื่อนไป  $\tau$  ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 เป็นคงที่ร่วมแบบแท้จริงดังนั้น แต่ละตัวจะมีลักษณะคงที่แบบแท้จริง

8) ตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  และ  $Y(t)$  จะเป็นมีลักษณะคงที่ร่วมในแนวกว้างถ้ามีเงื่อนไขดังนี้

8.1) ทั้ง  $X(t)$  และ  $Y(t)$  ต่างมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง

$$8.2) R_{XY}(t, t + \tau) = R_{XY}(\tau)$$

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 มีลักษณะคงที่ในแนวกว้างดังนั้นแต่ละตัวแปรจะไม่ขึ้นกับเวลาในแนวกว้าง

คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์โดยสมมติให้ตัวแปรสุ่มทั้ง 2 มีลักษณะคงที่ร่วมในแนวกว้าง

1)  $R_{XY}(\tau) = R_{XY}(-\tau)$  เป็น ปฏิสมมาตร (Antisymmetric)

$$2) |R_{XY}(\tau)| \leq \frac{1}{2} [R_{XX}(0) + R_{YY}(0)]$$

$$3) |R_{XY}(\tau)|^2 \leq R_{XX}(0) + R_{YY}(0)$$

4) ค่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้าม ที่ตำแหน่ง  $\tau=0$  จะไม่ใช่ค่าสูงสุด

5) ตัวแปรสุ่ม  $X(t)$  และ  $Y(t)$  มีความสัมพันธ์แบบ ไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelation). ถ้า

$$Cov_{XY}(t, t + \tau) = 0 \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau \text{ นั่นคือ } R_{XY}(t, t + \tau) = \mu_X(t)\mu_X(t + \tau) \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau$$

### ข.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density Function:

psd)

psd สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่ในแนวกว้างแบบต่อเนื่องทางเวลาและเป็นจำนวนจริง  $X(t)$  คือผลการแปลงฟูเรียร์ของ ฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ตัวเอง ของ กระบวนการสุ่ม คือ

$$S_{XX}(\omega) = S_{XX}(2\pi f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{XX}(\tau) e^{j\omega\tau} d\tau \quad (\text{ข.43})$$

โดย

$$R_{XX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(f) e^{j\omega\tau} df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{XX}(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (\text{ข.44})$$

ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

1) psd เป็นฟังก์ชันคู่ เป็นจำนวนจริง และเป็นค่าบวก

2) ค่ากำลังเฉลี่ย ของ  $X(t)$  คือ

$$R_{xx}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(f) df = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega) d\omega \geq 0 \quad (\text{ข.45})$$

นั่นคือค่ากำลังเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มคืออินทิกรัลของ psd ตลอดช่วงความถี่ ดังนั้น psd จึงมีหน่วยเป็นกำลังต่อเฮิรตซ์

ภาคผนวก ก.

**IS-95 มาตรฐานร่วมโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐ  
อเมริกา**

หลักการแบ่งช่องสัญญาณสื่อสารโดยการเข้ารหัส (CDMA) คือแทนที่จะแบ่งช่องสัญญาณอย่างชัดเจนด้วยช่วงเวลาหรือความถี่เช่น TDMA หรือ FDMA สำหรับระบบ CDMA นั้นช่องสัญญาณแต่ละช่องจะถูกแบ่งโดยการมอดูเลตด้วยรหัสแตกต่างกันที่มีคุณสมบัติเหมาะสม ระบบสื่อสารที่ใช้ CDMA ในการแบ่งช่องสัญญาณมีใช้มาเป็นเวลานาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงการทหารและระบบสื่อสารในอวกาศ อย่างไรก็ตามระบบ CDMA เพิ่งได้รับความสนใจและถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์เมื่อ 3-4 ปีที่ผ่านมา เหตุผลสำคัญที่ทำให้ระบบ CDMA ได้รับความสนใจเพราะให้ประสิทธิภาพในการให้บริการช่องสัญญาณสูง (ประมาณ 8-10 เท่าของระบบ AMPS) ในขณะที่ใช้พลังงานของคลื่นสัญญาณในการสื่อสารมีค่าต่ำ (ประมาณ 1/25-1/1000 เท่าของระบบ AMPS) ปัจจุบันระบบ CDMA ซึ่งถูกพัฒนาอย่างจริงจัง จนสามารถใช้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัลมีเพียงระบบเดียวคือ มาตรฐาน IS-95 ของ CTIA (Cellular Telecommunication Industrial Association) สหรัฐอเมริกา โดยถูกพัฒนาเพื่อใช้ร่วมกับระบบอนาล็อก AMPS ในย่านความถี่ 800 MHz ในระยะเริ่มแรกและสามารถใช้แทนได้ทั้งหมดในอนาคต เนื่องจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ในประเทศไทยส่วนหนึ่งก็เป็นระบบ AMPS ด้วยเช่นกันดังนั้น IS-95 จึงเป็นทางเลือกหนึ่งที่เป็นไปได้ในการเปลี่ยนแปลงไปสู่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลของประเทศไทย โดยในส่วนนี้จะแนะนำและอธิบายสถาปัตยกรรมของมาตรฐาน IS-95 โดยสังเขป รวมทั้งพยายามวิเคราะห์และชี้ให้เห็นคุณสมบัติเฉพาะตัวที่สำคัญของมาตรฐาน IS-95

### ก.1 ประวัติย่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์ในสหรัฐ

ในปี 1971 บริษัท Bell System ได้สาธิตให้เห็นถึงความเป็นไปได้ของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ (แบบอนาล็อก) ดังนั้นในปี 1974 FCC (Federal of Communications Commission) จึงได้กำหนดความถี่ย่าน 800 MHz ซึ่งมีความกว้างประมาณ 40 MHz ให้ใช้กิจการโทรศัพท์เคลื่อนที่ในแต่ละเขต โดยแต่ละเขตจะแบ่งความถี่ออกเป็น 2 ส่วนเรียกว่า แบนด์ A และแบนด์ B ให้แก่ผู้ประกอบการ 2 ราย รายละ 20 MHz การแบ่งให้ผู้ประกอบการ 2 รายนั้น มีจุดมุ่งหมายเริ่มแรกเพื่อป้องกันการผูกขาดในการให้บริการ ต่อมาในปี 1986 เมื่อความต้องการของโทรศัพท์เคลื่อนที่มีมากขึ้น FCC ได้ขยายช่องความถี่ที่ใช้บริการให้กับแต่ละแบนด์อีกแบนด์ละ 5 MHz รวมเป็น 50 MHz ช่วงความถี่ของแต่ละแบนด์สามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ ค.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา

| ระบบ     | จำนวนช่อง<br>สัญญาณ | ช่วงความถี่ที่ใช้ในการส่ง (kHz) |          |
|----------|---------------------|---------------------------------|----------|
|          |                     | เครื่องโทรศัพท์                 | สถานีฐาน |
| แบนด์ A" | 33                  | 824,040                         | 869,040  |
|          |                     | 825,000                         | 870,000  |
| แบนด์ A  | 333                 | 825,030                         | 870,030  |
|          |                     | 834,990                         | 879,990  |
| แบนด์ B  | 333                 | 835,020                         | 880,020  |
|          |                     | 844,980                         | 889,980  |
| แบนด์ A' | 50                  | 845,010                         | 890,010  |
|          |                     | 846,480                         | 891,480  |
| แบนด์ B' | 83                  | 846,510                         | 981,510  |
|          |                     | 848,970                         | 890,970  |

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกซึ่งเริ่มใช้ในสหรัฐอเมริการะบบแรกนี้เป็นที่รู้จักในชื่อว่า AMPS (Advance Mobile Phone Service) ระบบ AMPS จะแบ่งความถี่ที่ได้รับ (แบนด์ละ 25 MHz) ออกเป็นช่วงเล็กๆ เพื่อใช้ในการสื่อสารจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์หรือจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ในระบบ FM โดยแต่ละช่องจะมีความกว้าง 30 kHz เนื่องในการสื่อสารระบบโทรศัพท์เป็นแบบ 2 ทาง (full duplex) จึงจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณทั้งจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์และจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ดังนั้นในแต่ละแบนด์จะสามารถให้บริการสื่อสารพร้อมกันได้ 416 คู่สาย

ประมาณปี 1990-1 คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลล์ลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.3 ของ TLA (Telecommunication Industrial Standard) ได้พัฒนามาตรฐานเซลล์ลาร์ระบบดิจิทัลขึ้นชื่อว่า IS-54 หรือที่รู้จักในชื่อ D-AMPS ซึ่งกำหนดให้ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบ TDMA และมีความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณมากกว่าระบบอนาล็อก AMPS ประมาณ 3 เท่า ลักษณะพิเศษของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานตามมาตรฐาน IS-54 ก็คือมันถูกออกแบบให้เป็นแบบ Dual Mode คือสามารถใช้กับระบบอนาล็อก AMPS ได้เพื่อความสะดวกในการเปลี่ยนจากอนาล็อกเป็นดิจิทัล

## ก.2 สถาปัตยกรรมของ IS-95

มาตรฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ระบบ CDMA ถูกพัฒนาโดยกลุ่มบริษัทที่นำโดย Qualcomm Inc. โดยที่เอกสารร่างของระบบถูกส่งให้คณะกรรมการพิจารณามาตรฐานเซลลูลาร์ระบบดิจิทัล TR 45.5 ของ EIA/TIA พิจารณาเป็นครั้งแรกในปลายเดือนกรกฎาคม 1990 และในที่สุด CTIA ก็ยอมรับให้ CDMA เป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดิจิทัลระบบที่ 2 เมื่อเดือนกรกฎาคม 1993 ในชื่อว่า IS-95 ถูกออกแบบให้เป็น Dual Mode เช่นเดียวกับมาตรฐาน IS-54

### ก.2.1 การออกแบบจำนวนช่องสัญญาณของระบบ IS-95

ขั้นตอนพื้นฐานในการรับส่งสัญญาณในระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 สามารถอธิบายได้ดังนี้ ในขั้นแรกข้อมูลที่ต้องการส่งอันได้แก่ ข้อมูลดิจิทัลจากวงจรเข้ารหัสเสียงพูด VOCODER (ประมาณไม่เกิน 8 kbps) บิทข้อมูลที่ใช้ตรวจสอบความผิดพลาดและสัญญาณควบคุมการจราจรของระบบ สำหรับ IS-95 นั้นข้อมูลเหล่านี้จะมีความเร็วรวมไม่เกิน 9.6 kbps ซึ่งต้องการแบนด์วิดท์ประมาณ 10 kHz ข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกนำไปเข้ารหัสแก้ความผิดพลาดเพื่อลดพลังงานที่จำเป็นในการส่งก่อนที่จะทำการกระจายสเปกตรัมด้วยอนุกรม PN โดยที่อนุกรม PN ที่ใช้ความเร็ว 1.228 Mbps ทำให้แบนด์วิดท์ถูกกระจายเป็น 1.25 MHz พร้อมกับกระจายสเปกตรัม สัญญาณจะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์เพื่อส่งในย่านความถี่ที่ต้องการ ที่ภาครับสัญญาณจะถูกรับในช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยมีจุดศูนย์กลางอยู่ที่ความถี่พาห์ หลังจากนั้นสัญญาณที่รับได้จะถูกแปลงให้กลับมาที่เบสแบนด์พร้อมกับการถอดรหัสโดยการคูณด้วยอนุกรม PN ซึ่งสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN เดียวกันเท่านั้นจะถูกขยายให้กลับมารวมกันดังเดิม ในขณะที่เดียวกันระดับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเรตด้วยอนุกรม PN ที่แตกต่างกันจะมีค่าต่ำมากและมีลักษณะไม่แตกต่างจากสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ

หากสมมติว่าที่เครื่องรับรับสัญญาณจากแต่ละช่องมีระดับพลังงานเท่ากันจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถในการให้บริการของระบบ CDMA ที่ไม่ใช่ระบบเซลลูลาร์ สามารถประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left( \frac{N_o}{E_b} \right) \quad (\text{ก.1})$$

โดยที่  $G = B_{ss}/B_d$  คืออัตราส่วนระหว่างแบนด์วิดท์การกระจาย  $B_{ss}$  กับแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ ต้องการส่ง  $B_d$  และ  $E_b$  คือพลังงานของข้อมูลแต่ละบิทที่เครื่องรับรับได้  $N_o$  คือความหนาแน่น พลังงานของสัญญาณรบกวนทั้งหมดต่อหน่วยความถี่

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่ได้จากสมการที่ ค.1 อาจจะน้อยกว่าระบบ TDMA หรือ FDMA ก็ได้ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA มาตรฐาน IS-95 จึงถูกออกแบบให้ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นด้วยวิธีต่อไปนี้

### ค.2.1.1 ใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง

IS-95 เลือกใช้รหัสป้องกันความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูงมาก โดยรหัสที่ใช้ใน IS-95 คือ รหัส Convolutional ที่วงจรเข้ารหัสมีจำนวนหน่วยความสำเร็จสูงถึง 9 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสทั้งหมด (ในวงจรเข้ารหัสของ GSM และ D-AMP ใช้หน่วยความจำเพียง 5 และข้อมูลที่ต้องการส่งจะถูกเข้ารหัสเพียงบางส่วนเท่านั้น) ทำให้ระดับพลังงาน  $E_b$  ที่จำเป็นในการรับส่งลดลงจากสมการที่ 1 การลด  $E_b$  มีผลให้ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีค่าเพิ่มขึ้น สำหรับสัญญาณจากสถานีฐาน (Reverse Link) อัตราการเข้ารหัสของ Convolutional จะเป็น 1/2 ในขณะที่สัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) อัตราการเข้ารหัสจะเป็น 1/3

โดยปกติหากจำนวนเฟรมที่ผิดพลาดมีค่าต่ำกว่า 2% ทำให้ไม่สามารถจับความเพี้ยนของเสียงที่ได้จากการถอดรหัสจาก VOCODER ได้เพื่อให้ได้คุณภาพที่ต้องการ ประมาณว่า  $E_b/N_0$  ที่จำเป็นสำหรับ IS-95 มีค่าประมาณ 7 dB

### ค.2.1.2 การใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (Voice Activity Detection: VAD)

โดยธรรมชาติของการสนทนาแล้ว ไม่ได้พูดตลอดเวลาตัวอย่างเช่น อย่างน้อยครั้งหนึ่งใช้ไปในการฟังและยังมีเวลาที่ใช้ในการคิด ฯลฯ ถ้าให้อัตราของการใช้งานช่องสัญญาณเป็น  $d$  ซึ่งทั่วไปแล้วเป็นที่ยอมรับกันว่า  $d$  มีค่าระหว่าง 0.35 ถึง 0.4 นั้นหมายความว่าแต่ละช่องสัญญาณในการสื่อสารระบบสองทาง (full duplex) จะถูกใช้งานเพียงประมาณ 35-40% เท่านั้น สำหรับระบบ FDMA หรือ TDMA ค่านี้แทบไม่มีความหมายเพราะแต่ละช่องความถี่หรือช่องเวลา จะถูกจองใช้งานตลอดเวลาไม่ว่าจะมีการใช้งานหรือไม่ ในทางกลับกันสำหรับระบบ CDMA แล้ว ในขณะที่ช่องสัญญาณช่องใดช่องหนึ่งถูกใช้งาน มันจะไปปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณอื่นด้วย ดังนั้นหากใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) เพื่อให้มีการส่งสัญญาณเฉพาะในช่วงที่มีเสียงพูดเท่านั้นแล้ว ค่าเฉลี่ยพลังงานของสัญญาณรบกวนจะลดลง  $d$  เท่า ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นได้  $1/d$  เท่า นั่นคือจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ CDMA เมื่อมีการใช้ VAD จะเพิ่มขึ้นเป็น  $(1/d)M_{\max}$  ช่อง

### ก.2.1.3 การลดกำลังส่งในข้อมูลความเร็วต่ำ

ข้อมูลที่ถูกลำไปกระจายสเปกตรัมนั้นมีความเร็วคงที่ 9.6 Kbps ก็จริงแต่ความเร็วข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณเสียงที่เวลาใดเวลาหนึ่งของ VOCODER นั้นมีหลายค่าได้แก่ 1,2,4 และ 8 Kbps แต่เมื่อข้อมูลมีความเร็วต่ำกว่า 8 Kbps แต่ละบิตของข้อมูลจาก VOCODER จะถูกส่งซ้ำซ้อนเป็น 8,4 และ 2 เท่า เพื่อให้ดูเหมือนว่าความเร็วจาก VOCODER มีค่าคงที่ 9.6 Kbps เสมอ เนื่องจากส่งข้อมูลซ้ำซ้อนไปแล้ว ดังนั้นสามารถจะลด  $E_b$  ของแต่ละบิตที่ใช้ในการส่งลงเป็น 1/8, 1/4 และ 1/2 เท่าได้โดยไม่กระทบต่ออัตราความผิดพลาดซึ่งจะเป็นการลดการรบกวนที่มีต่อช่องสัญญาณอื่นด้วย

### ก.2.1.4 การนำความถี่มาใช้ใหม่ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ในระบบ TDMA และ FDMA นั้นช่วงความถี่เดียวกันไม่สามารถนำมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้ เพราะหากสัญญาณ 2 สัญญาณถูกส่งในช่วงความถี่เดียวกันโดยที่ระยะห่างไม่มากพอ ความแรงของสัญญาณทั้งสองจะทำให้เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันอย่างรุนแรง จนไม่สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณที่รับได้ แต่สำหรับ CDMA แล้วเนื่องจากสัญญาณทั้งสองถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่ต่างกัน สัญญาณจากช่องที่ไม่ต้องการจะไม่ถูกขยายที่เครื่องรับจึงมีค่าต่ำมากและสามารถแยกออกจากสัญญาณที่ต้องการได้ ทำให้นำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในเซลล์ข้างเคียงได้

อย่างไรก็ตามเนื่องจากจำนวนช่องสัญญาณในเซลล์ข้างเคียงมีจำนวนมากเช่นกันเมื่อรวมกันแล้ว ทำให้ระดับพลังงานของสัญญาณรบกวนในเซลล์ที่กำลังทำการสื่อสารเพิ่มมากขึ้นด้วย อันมีผลต่อเนื่องทำให้จำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้งานจริงลดลงด้วย โดยประมาณว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะลดลงเป็นอัตราส่วนประมาณ  $F=0.60$

นอกจากนี้ในแต่ละเซลล์ของ IS-95 ยังแบ่งย่อยเป็น 3 เซลล์โดยใช้สายอากาศแบบมีทิศทาง (Directional Antenna) ที่มีมุมกว้าง 120 องศาทำให้ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้น 3 เท่า แต่เนื่องจากความไม่สมบูรณ์ของสายอากาศ (เนื่องจาก side lobes) ทำให้ประสิทธิภาพลดลงประมาณ 15% ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์เพิ่มขึ้นด้วยอัตราเพียง  $S=2.25$

จากผลการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณดังกล่าวข้างต้น จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในแต่ละเซลล์ของระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 อาจประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left( \frac{N_o}{E_b} \right) \frac{1}{d} FS \quad (ก.2)$$

ซึ่งหมายความว่าในแต่ละเซลล์ของ IS-95 จะสามารถให้บริการช่องสัญญาณได้ 79 ช่อง ต่อช่อง ความถี่ 1 MHz อย่างไรก็ตามก็ควรคำนึงอยู่เสมอว่าความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่ คำนวณได้จากสมการที่ ง.2 นี้เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ โดยมีได้คำนึงถึงผลของความผิดพลาด ของการควบคุมกำลังส่งและผลจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากปรากฏการณ์ต่างๆ เช่น ปรากฏการณ์ เฟดดิ้ง

### ค.2.2 ระบบการควบคุมกำลังส่ง

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณของ CDMA ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา บางส่วน ได้จากการสมมติว่า ระดับพลังงานจากช่องสัญญาณทุกๆช่องจะมาปรากฏที่เครื่องรับด้วยค่าที่ใกล้เคียงกันตลอดเวลา ซึ่งในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริงแล้วหากไม่มีระบบการควบคุมที่เหมาะสมแล้ว ระดับพลังงานแต่ละช่องสัญญาณจะไม่เท่ากัน เนื่องจากสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะถูกลดทอนมากกว่าสัญญาณจากเครื่องที่อยู่ไกล จึงเกิดปัญหาว่าเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะมีระดับพลังงานที่มากกว่าเครื่องที่อยู่ไกล (Near-Far Problem) นอกจากนี้ยังเกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งจากคลื่น หลายทิศทาง (Multipath Fading) อันเกิดจากการหักล้างกันของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากสิ่ง ปลูกสร้างรอบๆ เครื่องรับ โดยเฉพาะเมื่อเครื่องโทรศัพท์กำลังเคลื่อนที่ก็ยิ่งจะทำให้ระดับพลังงานมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ความเปลี่ยนแปลงเหล่านี้มีผลต่อระบบเป็นอย่างมากเพราะหากไม่ สามารถควบคุมได้แล้วก็ไม่สามารถควบคุมช่องสัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งที่จริงแล้วระบบควบคุมกำลัง ส่งในระบบ CDMA อาจถือได้ว่าเป็นกุญแจสำคัญที่สุดที่ทำให้เกิดโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ได้

การควบคุมระดับพลังงานในช่องสัญญาณที่ส่งจากเครื่องโทรศัพท์มายังสถานีฐาน (Reverse Link) นับว่าสำคัญมากที่สุดซึ่งอาจแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรมีเปิด (open loop) และ วงจรปิด (close loop) การควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมีเปิดนั้น คือการที่สถานีฐานวัดสัญญาณที่ รับได้จากเครื่องโทรศัพท์แล้วจึงส่งคำสั่งกลับไปเครื่องโทรศัพท์เพื่อให้อ่อนหรือลดกำลังส่ง โดย จะเพิ่มหรือลดเพียงครั้งละประมาณ 0.5 dB ทุกๆ 15-20 milliseconds ส่วนการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมีปิดนั้น ใช้เพื่อรับมือกับการเปลี่ยนแปลงของพลังงานอย่างรวดเร็ว อันเกิดจากปรากฏ การณ์เฟดดิ้ง โดยที่เครื่องโทรศัพท์จะคอยจับสัญญาณที่มีค่าคงที่ (เช่น pilot signal หรือ synchronization signal) ซึ่งส่งจากสถานีฐานตลอดเวลา หากระดับของสัญญาณเหล่านี้เกิดการเพิ่ม อย่างรวดเร็วเครื่องโทรศัพท์จะลดกำลังส่งลงทันทีโดยที่ค่าการเปลี่ยนแปลงด้วยวิธีนี้อาจสูงถึง 85 dB

สำหรับสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานมายังเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) นั้นมีลักษณะคล้ายกับ การควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมีปิดของ Reverse Link แต่สถานีจะค่อย ๆ ลดกำลังส่งลงเรื่อยๆ ด้วยคาบเวลาที่คงที่ นอกจากจะพบว่าเริ่มเกิดการผิดพลาดในข้อมูลที่รับได้หรือจะมีการขอให้เพิ่ม

ระดับพลังงานจากเครื่องโทรศัพท์ การเปลี่ยนแปลงของระดับพลังงานจากสถานีฐานจะช้ากว่าใน Reverse Link เล็กน้อย และการเปลี่ยนแปลงจะอยู่ระหว่าง 0.5-6 dB

### ค.2.3 สถาปัตยกรรมการแบ่งช่องสัญญาณ

มาตรฐาน IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างความถี่ รหัส PN แบบตั้งฉาก (Orthogonal Code) โดย IS-95 จะแบ่งช่วงความถี่ทั้งหมดของระบบเซลล์ลูลาร์ออกเป็น 2 ช่วงคือ ช่วงที่ใช้ส่งสัญญาณจากสถานีฐานและจากเครื่องโทรศัพท์เช่นเดียวกับ AMPS ในตารางที่ ง.1 จากนั้นความถี่แต่ละช่วงจะถูกแบ่งเป็นแบนด์ย่อยเพื่อใช้ในการกระจายสเปกตรัม แต่ขนาดของแบนด์ย่อยนี้จะต้องไม่กว้างเกินไป เพราะการกระจายความถี่ให้มีความถี่กว้างเกินไป จะทำให้วงจรฮาร์ดแวร์ของเครื่องรับและเครื่องส่งจะมีความยุ่งยากมากขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงความสะดวกในการเปลี่ยนแปลงจากระบบเดิมที่เป็น AMPS หรือ D-AMPS ไปเป็น IS-95 คือทำให้สามารถทยอยเปลี่ยนระบบไปเป็น CDMA เพิ่มขึ้นทีละแบนด์ โดยไม่มีปัญหาให้กับผู้ที่ยังใช้ระบบเก่ามากนัก

เนื่องจากช่วงความถี่ 21.5 MHz (ทั้ง Reverse Link กับ Forward Link) ของแบนด์ A แบ่งเป็นแบนด์ย่อย 2 แบนด์คือ 11 MHz และ 1.5 MHz แยกห่างจากกัน ส่วน 12.5 MHz ของแบนด์ B ก็เช่นเดียวกันประกอบด้วยแบนด์ย่อย 10 MHz และ 2.5 MHz แยกห่างจากกัน ดังนั้นเพื่อให้สามารถใช้ประโยชน์จากส่วนย่อยของทั้ง 2 แบนด์ (1.5 MHz ของแบนด์ A และ 2.5 MHz ของแบนด์ B) ขนาดของแบนด์วิคท์ที่ใช้ในการกระจายสเปกตรัมของระบบไม่ควรเกิน 1.5 MHz ประกอบกับผลจากการวิเคราะห์ความสามารถในการบริการช่องสัญญาณ ในหัวข้อที่แล้ว ทำให้ Qualcomm Inc. เลือกใช้แบนด์วิคท์การกระจาย 1.23 MHz ใน IS-95

#### ค.2.3.1 การแบ่งช่องสัญญาณจากสถานีฐาน-เครื่องโทรศัพท์ (Forward Link)

สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้น้ำหนักความถี่เดียวกันและยังใช้เลขรหัส PN ชุดเดียวกันในการมอดูเลตสัญญาณให้มีช่วงความถี่ 1.2288 MHz ด้วย แต่เพื่อให้สามารถแยกสัญญาณจากสถานีฐานที่ต่างกันได้ออนุกรม PN ของแต่ละสถานีฐานจะถูกกำหนดให้มีจุดออฟเซตทางเวลาที่แตกต่างกัน ดังนั้นเครื่องโทรศัพท์จะแยกสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกัน จากสถานีฐานที่แตกต่างกันโดยใช้คุณสมบัติของอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของอนุกรม PN นั่นคือเมื่อตั้งค่าออฟเซตทางเวลาได้ถูกต้องสัญญาณจากสถานีฐานที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยาย อนุกรมรหัส PN ที่ต้องใช้นี้ มีคาบยาว 32,768 ชิป และถูกกำเนิดด้วยความเร็ว 1.2288 MHz เนื่องจาก IS-95 ใช้ระบบ O-QPSK (Offset-QPSK) ในการส่งสัญญาณ อนุกรม PN ประจำสถานีฐานนี้จะถูกใช้เป็นอนุกรม PN และ PNQ เพื่อมอดูเลตเข้ากับสัญญาณที่ถูกส่งในแกนนอน (Inphase) และแกนตั้ง (Quadrature) ตามลำดับ

นอกจากนี้สัญญาณจากสถานีฐานเดียวกัน และช่วงความถี่เดียวกันจะถูกแบ่งออกเป็น 64 ช่อง โดยการมอดูเลตด้วยกลุ่มอนุกรม PN ที่ตั้งฉากกัน 64 ชุด ซึ่งแต่ละชุดสร้างจาก Walsh function ที่มีความยาวคาบ 64 ชิป โดยที่ช่องสัญญาณที่ใช้อนุกรมอันดับที่แตกต่างกันของ Walsh function จะสามารถแยกออกจากกันได้โดยคุณสมบัติของสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ของอนุกรม PN และเมื่อมีการสื่อสารเกิดขึ้นหลังจากช่องสัญญาณได้ถูกกำหนดให้เครื่องโทรศัพท์เครื่องใดเครื่องหนึ่งแล้ว ข้อมูลที่ถูกส่งจะถูกทำให้ยุ่งเหยิง (scramble) ด้วยสัญญาณ PN ประจำตัวผู้ใช้ด้วย ในช่องสัญญาณ 64 ช่องที่ถูกแบ่งด้วย Walsh code นั้นในช่องที่ 0 ซึ่งใช้ Walsh code อันดับที่ 0 (ประกอบด้วย 0 ติดกัน 64 ชิป) จะถูกใช้เป็นช่องสัญญาณนำร่องเสมอ (pilot channel) เพื่อให้เครื่องโทรศัพท์ใช้ในการค้นหาค่าออฟเซตของสถานีฐานที่ต้องการได้ จากนั้นเครื่องโทรศัพท์จะรับข้อมูลต่างๆ เกี่ยวกับสถานีฐานเช่น Paging channel ได้จาก Sync channel ซึ่งถูกมอดูเลตด้วย Walsh code อันดับที่ 32 เสมอเช่นกัน

### ค.2.3.2 การแบ่งช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์-สถานีฐาน (Reverse Link)

สัญญาณที่ส่งจากโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้อนุกรม PN หลักชุดเดียวกันกับสถานีฐานในการกระจายแบนด์วิดท์ โดยอนุกรมนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่าออฟเซตเวลาเช่นเดียวกับสถานีฐานแต่เพื่อให้สถานีฐานสามารถแยกสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ต่างเครื่องกันได้ เครื่องโทรศัพท์จะใช้อนุกรม PN ที่มีคาบยาวมาก ( $2^{42}-1$  ชิป) ร่วมในการกระจายสเปกตรัมด้วย โดยใช้เลขประจำตัวผู้ใช้เป็นตัวกำหนดจุดออฟเซตทางเวลาให้แตกต่างกัน อนุกรมนี้จะกำเนิดด้วยความเร็ว 1.2288 MHz เช่นกัน การที่ไชรหัส PN ที่มีคาบยาวมากนี้เพื่อให้สามารถรองรับความสามารถในการบริการเครื่องโทรศัพท์ที่อาจเพิ่มขึ้นได้ในอนาคตนอกจากนี้ยังมีผลพลอยได้ในการป้องกันการดักฟังได้ในระดับหนึ่งอีกด้วย

### ค.2.4 ระบบ Soft Handoff

การ Handoff คือ การที่เครื่องโทรศัพท์เครื่องหนึ่งเปลี่ยนจากการใช้ช่องสัญญาณที่เป็นของสถานีฐานแห่งหนึ่งไปใช้ช่องสัญญาณของสถานีข้างเคียงระหว่างการสนทนา เมื่อสถานีข้างเคียงนั้นอยู่ใกล้หรือมีคุณภาพของช่องสัญญาณที่ดีกว่า โดยทั่วไปแล้วชุมสาย MTSO จะเป็นผู้ควบคุมกระบวนการนี้ สำหรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบอนาล็อกหรือดิจิทัลระบบ TDMA เมื่อมีการ Handoff จะต้องมีการเปลี่ยนช่วงความถี่และต้องเลิกใช้ช่องสัญญาณจากเซลล์เก่าก่อนจึงจะใช้ช่องสัญญาณในเซลล์ใหม่ได้ การทำ Handoff แบบนี้เป็นเหตุให้เกิดความผิดพลาด (เช่น สายหลุด) ในระหว่างการทำ Handoff ได้จากเหตุผลหลายประการเช่น กรณีที่ไม่มีช่องสัญญาณว่างในเซลล์ข้างเคียง หรือการที่ชุมสายกำหนดช่องสัญญาณในเซลล์ที่ผิดไป

สำหรับระบบ CDMA ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ระบบ Soft Handoff คือเนื่องจากเซลล์ทุกเซลล์ใช้ความถี่ในช่วงเดียวกันหมดและช่องสัญญาณแบ่งด้วยรหัส PN ที่เหมาะสม ดังนั้นเมื่อเครื่องโทรศัพท์อยู่ในพื้นที่ใกล้เขตแบ่งเซลล์ มันจะจองช่องสัญญาณจากสถานีฐาน (Forward Link) ทั้งสองในเวลาเดียวกันได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องรับที่ทำงานในความถี่ที่แตกต่างกัน ทำให้สามารถสลับเปลี่ยนไปยังสถานีที่ช่องสัญญาณมีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้โดยไม่มี การเปลี่ยนช่วงความถี่ เช่นเดียวกันสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Reverse Link) จะถูกรับจากสถานีฐานทั้งสอง และชุมสายจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ และตัดสินใจเลือกใช้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามเนื่องจาก IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างการใช้เลขรหัส PN และช่วงความถี่ดังกล่าวที่กล่าวมาข้างต้น ดังนั้น IS-95 ก็จำเป็นต้องใช้การ Handoff แบบเก่าเช่นเดียวกัน หากไม่มีช่องสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกันเหลือว่างเลย

### ค.2.5 เครื่องรับไคเวอร์ซิตี

การที่ CDMA กระจายพลังงานไปในช่วงความถี่ที่กว้างกว่า FDMA หรือ FDMA/TDMA มาก ทำให้ผลจากการรบกวนที่เกิดจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะ (frequency selective fading) มีค่าลดลง เช่นใน IS-95 เนื่องจากแบนด์วิดท์การกระจายมีค่า 1.25 MHz จะสามารถลดผลจากสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่เฉพาะที่มีความกว้าง 200-300 kHz ลงได้มาก ในขณะที่ผลจากสัญญาณรบกวนเดียวกันนี้จะรุนแรงมากในระบบ TDMA หรือ FDMA

นอกจากนี้ปรากฏการณ์เฟดดิ้งแบบหลายทิศทางในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมีผลทำให้เกิดการลดทอนเนื่องจากสัญญาณเดียวกันแต่มาถึงไม่พร้อมกัน มีผลให้รูปแบบของสัญญาณที่รับได้ขึ้นอยู่กับคิเลห์หรือผลต่างของเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงในทิศทางที่ต่างกัน ซึ่งค่าของคิเลห์นี้อาจมีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างมากแล้วแต่สภาพภูมิประเทศ

ภากรับของมาตรฐาน IS-95 ถูกออกแบบให้ใช้หลักการของไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพื่อบรรเทาผลของการลดทอนเนื่องจากคิเลห์นี้ หลักการของไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางคือ เครื่องรับจะค้นหาสัญญาณที่มาถึงภากรับจากหลายทิศทาง แล้วเลือกเอาสัญญาณที่มีระดับพลังงานที่รุนแรงที่สุด การใช้ไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางเป็นวิธีการแก้ปัญหาการเฟดดิ้งที่มีประสิทธิภาพมาก แต่ไม่ค่อยถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์ลู่การระบบ TDMA และ FDMA เพราะมักไม่ได้ผลกับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ต่ำเกินไป และที่สำคัญที่สุดโดยทั่วไปแล้วสำหรับระบบ FDMA และ TDMA นั้นจำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้านเพื่อแยกสัญญาณที่มาจกทิศทางที่ต่างกัน

แต่เนื่องจาก IS-95 เป็นระบบ CDMA จึงเหมาะสมมากที่จะใช้ไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพราะมีแบนด์วิดท์กว้าง นอกจากนี้ยังสามารถใช้เครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งสามารถใช้หลักการไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางโดยไม่ต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้าน หลักการของ RAKE คือหากสัญญาณจากเส้นทางที่ต่างกันมาถึงเครื่องรับโดยเวลาที่ต่างกันมากกว่าช่วงคาบเวลา 1 ชิป

ของอนุกรม PN ทำให้สามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันโดยใช้โครีเรเตอร์ที่มีค่าออฟเซ็ททางเวลาที่ต่างกัน RAKE ของ IS-95 ประกอบด้วยโครีเรเตอร์ 3 ชุดเพื่อใช้รับสัญญาณที่มาถึงด้วยความแรงที่สุด 3 สัญญาณในการประมวลผลของโคเวอริซีตี

### ก.3 บทวิเคราะห์ IS-95

#### ก.3.1 การเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณ

เมื่อพิจารณาคุณสมบัติพิเศษของ IS-95 ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณย่อมถูกมองเป็นประการแรก อย่างไรก็ตามก็จำนวนช่องสัญญาณที่แน่นอนที่ IS-95 สามารถให้บริการเป็นเรื่องที่ถูกโต้เถียงกันมาก ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณจากสมการที่ ง.2 ได้จากการประมาณ ในระบบเซลล์ดูลาร์ที่ใช้งานจริงอาจมีตัวแปรอื่นที่ไม่ได้คาดไว้เช่น ความผิดพลาดเนื่องจากการควบคุมกำลังส่ง ลักษณะทางภูมิศาสตร์ของเซลล์ ซึ่งอาจลดความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณลงได้ นอกจากนี้ยังพบว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะถูกจำกัดด้วยคุณภาพการสื่อสารในช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์มากกว่าจากสถานีฐาน

จากการทดสอบภาคสนามที่ San Diego ซึ่งประกอบด้วยเซลล์ 5 เซลล์ แบ่งเป็น 8 เซลเตอร์ปรากฏว่าในเซลล์ที่ถูกแบ่งเป็น 3 เซลเตอร์นั้น ช่วงความถี่ที่ให้บริการ 12.5 MHz นั้น IS-95 สามารถให้บริการช่องสัญญาณได้มากกว่า 60 ช่อง หรือประมาณ 10 เท่าของ AMPS โดยที่เครื่องโทรศัพท์ส่วนใหญ่ถูกใช้ในรถที่วิ่งด้วยความเร็วสูง นอกจากนี้จากผลการวิเคราะห์ผลทางคณิตศาสตร์ ถ้าให้คุณภาพของสัญญาณที่ยอมรับได้คือ การที่  $BER > 10^{-3}$  ในช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่า 1% ของช่องสัญญาณที่ให้บริการ จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่คำนวณก็ให้ผลที่ใกล้เคียงกันมากคือมากกว่า 10 เท่าเล็กน้อย ตารางที่ ง.2 แสดงจำนวนช่องสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิตอลระบบต่างๆ ต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยที่ K คือค่าสัมประสิทธิ์ของการนำความถี่มาใช้ซ้ำ Cs คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซลล์ และ Cc คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซลล์

ตารางที่ ค.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆ ต่อช่วงความถี่ 1.25

| ระบบ              | K | Cs   | Cc   |
|-------------------|---|------|------|
| AMPS              | 7 | 2    | 6    |
| D-AMPS<br>(IS-54) | 7 | 6    | 18   |
| GSM               | 4 | 4.16 | 12.5 |
| CDMA<br>(IS-95)   | 1 | 22   | 66   |

อย่างไรก็ดีมีข้อสงสัยว่าการทดสอบภาคสนามนั้นเพียงพอหรือไม่เพราะยังขาดข้อมูลเกี่ยวกับเงื่อนไขบางประการอันเกิดจากสภาพภูมิศาสตร์ภายในเซลล์ที่เปลี่ยนไป ซึ่งเงื่อนไขเหล่านี้มีผลต่อจำนวนช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามก็ควรคำนึงอยู่เสมอว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่เพิ่มขึ้นของ IS-95 มิได้เกิดจากประสิทธิภาพในการใช้ช่องความถี่ของ CDMA โดยตรง โดยทั่วไปแล้วหากใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีความสามารถเท่ากัน ประสิทธิภาพในการใช้ช่องความถี่ของ CDMA จะต่ำกว่า TDMA ซึ่งนี่เป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้ IS-95 จำเป็นต้องใช้รหัสแก้ไขความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพมากกว่า D-AMPS และ GSM มาก

สาเหตุที่ทำให้จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 มีมากกว่าระบบ FDMA และ TDMA นั้น อาจกล่าวได้ว่าเกิดจากคุณสมบัติประจำตัวพิเศษที่สามารถทำให้นาเทคโนโลยีที่มีอยู่มาประยุกต์ใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ คุณสมบัติเฉพาะของ IS-95 ที่ว่านั่นคือการที่สัญญาณจากต่างช่องกันในระบบ CDMA สามารถใช้ช่วงความถี่และเวลาร่วมกันได้นั่นเอง ตัวอย่างเช่นคุณสมบัตินี้ทำให้ในระบบไม่จำเป็นต้องจองช่องความถี่หรือช่องเวลาที่ว่างก่อนทำการสื่อสาร ดังนั้นจากการใช้ประโยชน์จากช่องสัญญาณในช่วงที่ไม่ได้ทำการสื่อสาร (ช่วงที่ไม่มีเสียงพูด) สามารถทำได้โดยการใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) ที่มีกลไกง่ายๆ เท่านั้น ในขณะที่ FDMA หรือ TDMA ที่มีการแบ่งช่องสัญญาณแบบตายตัวไม่อาจทำได้ นอกจากนี้การที่แต่ละเซกเตอร์สามารถใช้ความถี่เดียวกันได้นี้เอง เป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดส่วนขยายของจำนวนช่องสัญญาณที่เกิดจากการแบ่งเซกเตอร์ คุณสมบัติประจำตัวของ CDMA ที่สามารถใช้ความถี่ร่วมกันนี้ นอกจากจะทำให้จำนวนของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแล้ว เมื่อประกอบกับความสำเร็จในการพัฒนาระบบ ยังเป็นหัวใจ

สำคัญที่ทำให้ความสามารถในการ Soft Handoff และ Soft Capacity ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นจริงขึ้นมาได้

ในอนาคตจำนวนของช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 อาจเพิ่มขึ้นได้โดย

ก. การเพิ่มจำนวนเซลล์ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ออกเป็นเซลล์ที่มีจำนวนมากขึ้นอาจทำให้จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์มากขึ้น อย่างไรก็ตามส่วนขยายที่ได้ขึ้นอยู่กับเทคโนโลยีในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และระบบสายอากาศแบบมีทิศทางที่สถานีฐานว่าสามารถจะตัดสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ที่เกิดได้มากเท่าไรด้วย

ข. การใช้ VOCODER ที่มีความเร็วต่ำลง

เช่น ถ้าสามารถพัฒนา half-rate VOCODER ที่มีความเร็วประมาณ 4 Kbps ได้สำเร็จ จะทำให้ BD ลดลงครึ่งหนึ่ง มีผลทำให้ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นได้ประมาณ 1.7 เท่า

ค. การลดการแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน (Co-Channel Interference: CCI)

สัญญาณรบกวนในระบบ CDMA ส่วนใหญ่เกิดจากการที่ยอมให้ช่องสัญญาณใช้ช่วงความถี่เดียวกัน โดยที่สัญญาณรบกวนจากช่องอื่นเหล่านี้จะถูกควบคุมให้มีระดับต่ำกว่าที่ยอมรับได้ ซึ่งทำได้โดยการจำกัดจำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน เพราะสัญญาณในแต่ละช่องทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อระบบค่าหนึ่ง ดังนั้นหากสามารถลดสัญญาณรบกวนค่านี้ลงได้ จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

เนื่องจากสัญญาณแทรกสอดในระบบ CDMA เหล่านี้ถูกสร้างขึ้นเอง ดังนั้นหากถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้พร้อมกันที่สถานีฐาน จะสามารถนำค่าตัวแปรต่างๆ ที่ได้จากการถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้มาลดผลจากการแทรกสอดซึ่งกันและกันด้วยวิธีต่างๆ เช่นการใช้อุปกรณ์ประมวลผลสัญญาณ CCI Canceller

นอกจากนี้ CCI ส่วนหนึ่งยังเกิดจากสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียงด้วย ซึ่งผลจากสัญญาณแทรกสอดเหล่านี้ทำให้  $F$  จากสมการที่ 2 มีค่าไม่เท่ากับ 1 การนำสัญญาณจากโทรศัพท์เครื่องเดียวกัน และต่างเครื่องกันที่รับได้ในเซลล์ข้างเคียงมาประมวลผลรวมกันจะทำให้เกิดไคเวอร์ซิตีที่เรียกว่า Macro Diversity ซึ่งในทางทฤษฎีแล้ว Macro Diversity นี้สามารถนำมาลดผลของการแทรกสอดทั้งหมดจากเซลล์ข้างเคียงลงได้

อย่างไรก็ตามปัจจุบันการลดสัญญาณแทรกสอดในช่วงความถี่เดียวกันที่กล่าวมาแล้วทั้ง 2 วิธี ยังอยู่ในระหว่างการศึกษาวิจัยและยังไม่ได้ถูกใช้งานจริงในระบบ IS-95

ง. การพัฒนางจรรหัสแก้ความผิดพลาด (Error-correction code) และการมอดูเลตสัญญาณ

สามารถทำให้ส่งข้อมูลโดยใช้แบนด์วิดท์ที่ต่ำลงเช่นปัจจุบัน IS-95 ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ O-QPSK (Offset QPSK) ซึ่งมีความเร็ว 1 ชิป/สัญญาณ หากสามารถใช้ในการมอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งมีความเร็ว 2 ชิป/สัญญาณ ได้โดยไม่ต้องเพิ่มค่าพลังงาน  $E_b$  แล้วความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นประมาณ 2 เท่า

การลด  $E_b$  อาจทำได้โดยการใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่ประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของ CDMA คือสามารถใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่ประสิทธิภาพสูงที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำเพื่อลดระดับพลังงาน  $E_b$  ที่ต้องการโดยไม่มีผลในการจำกัดอัตราเร็วของ VOCODER สำหรับระบบ TDMA หากใช้รหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำลง จะทำให้เสียแบนด์วิดท์ในการส่งมากขึ้น โดยทั่วไปแล้วรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น Concatenated Code หรือ Product Code สามารถออกแบบได้ง่าย และมีวงจรถอดรหัสที่มีความซับซ้อนน้อยกว่ามากที่อัตราการเข้ารหัสต่ำ ดังนั้นหากสามารถนำรหัส Concatenated Code หรือ Product Code เหล่านี้มาใช้งานได้ ก็จะสามารถเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามถึงแม้ฮาร์ดแวร์ของรหัสเหล่านี้จะมีขนาดเล็กลงมากที่อัตราการเข้ารหัสต่ำก็ตาม แต่ปัจจุบันยังมีขนาดใหญ่ ทำให้มีปัญหาในการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่

เพื่อลดขนาดฮาร์ดแวร์ของวงจรเข้ารหัสและถอดรหัส ได้มีการทดลองนำเทคโนโลยี TCM (Terllis Code Modulation) แบบหลายมิติ (Multidimensional) เข้ามาใช้ (TCM คือเทคโนโลยีการรวมรหัสแก้ความผิดพลาดกับการมอดูเลตสัญญาณเข้าด้วยกัน เพื่อให้สามารถประหยัดพลังงานในการส่งได้ โดยที่ไม่เสียแบนด์วิดท์ในการสื่อสารเพิ่ม)

การเพิ่มประสิทธิภาพในการให้บริการช่องสัญญาณของ IS-95 ที่กล่าวมาแล้วนั้น การพัฒนา VOCODER ความเร็วต่ำและการพัฒนางจรรหัสป้องกันความผิดพลาดนั้น จำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ทั้งในเครื่องโทรศัพท์และสถานีฐานอันประกอบด้วยขั้นตอนที่ค่อนข้างยุ่งยากเพราะต้องคำนึงถึงเครื่องโทรศัพท์ที่ใช้ระบบการเข้ารหัสแบบเก่าด้วย ในขณะที่เพิ่มจำนวนเซลล์ในเซลล์หรือการพัฒนา CCI Canceller และ Macro Diversity ระหว่างเซลล์สามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ที่สถานีฐานเพียงอย่างเดียวโดยไม่ต้องคำนึงถึงเครื่องโทรศัพท์เลย

นอกจากนี้ยังจะพบว่าตัวแปรสำคัญต่างๆ หลายประการที่เป็นตัวแปรสำคัญในการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA นั้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ TDMA ด้วย เช่นการพัฒนาาระบบสายอากาศแบบมีทิศทาง VOCODER ความเร็วต่ำ หรือรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งหมายความว่าเทคนิคต่างๆ และความรู้ความชำนาญจำนวนมากไม่น้อยที่สั่งสมจากการพัฒนาระบบ TDMA เป็นเวลายาวนาน สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบ CDMA ได้เช่นกัน

### ค.3.2 ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการ (Soft Capacity)

จุดที่น่าสนใจอีกอย่างคือในระบบ CDMA คือการที่จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณรบกวนที่สามารถยอมรับได้นั้น ไม่ได้หมายความว่าค่านี้จะกำหนดตายตัวและไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ นั่นคือสามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณได้หากยอมรับในระดับของสัญญาณที่เพิ่มขึ้นได้ ซึ่งค่าของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มช่องสัญญาณแต่ละช่องนี้มีค่าน้อยมากเพราะถูกเฉลี่ยไปในทุกๆ ช่องสัญญาณ เช่นถ้าเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณจาก 20 ช่องไปเป็น 21 ช่องต่อเซกเตอร์ ค่าของจำนวนช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นในแต่ละเซกเตอร์จะเป็น  $10 \log(21/20) = 0.21$  dB เท่านั้น ข้อนี้มีประโยชน์มากในการบรรเทาอัตราการใช้ทรัพยากรที่ถูกบล็อกซึ่งเกิดจากจำนวนช่องสัญญาณไม่เพียงพอ ในกรณีฉุกเฉินหรือกรณีจำเป็นได้ เช่น เกิดภัยธรรมชาติ อุบัติเหตุ ฯลฯ

นอกจากนี้ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการยังช่วยให้การจัดการทรัพยากรซึ่งก็คือช่องสัญญาณของระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้น ตัวอย่างเช่น ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้บริการในแต่ละพื้นที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาในตอนเช้าหรือหลังเลิกงาน ผู้ใช้โทรศัพท์จำนวนมากจะไปกระจุกตัวอยู่ในเซลล์บางเซลล์ที่มีถนนใหญ่ที่มักมีการจราจรติดขัด ในขณะที่เซลล์ข้างเคียงมีความจำเป็นในการใช้ช่องสัญญาณน้อยกว่าที่คาดเอาไว้มาก ซึ่งหมายความว่าสัญญาณรบกวนจากเซลล์เหล่านั้นจะน้อยลง ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในเซลล์ที่มีการกระจุกตัวของผู้ใช้เพิ่มขึ้นได้โดยไม่มีผลต่อคุณภาพของช่องสัญญาณเลย

### ค.3.3 ไม่จำเป็นต้องมีการวางแผนการแบ่งใช้ช่องความถี่ในแต่ละเซลล์ (No Frequency Planing)

ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบอนาล็อกหรือระบบดิจิทัลระบบ TDMA หรือ FDMA ที่มีการจัดแบ่งช่วงความถี่แบบตายตัวนั้น การวางแผนแบ่งช่องความถี่หรือช่องสัญญาณให้กับแต่ละเซลล์และเซกเตอร์เพื่อให้ระบบมีช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีมากที่สุดนั้นเป็นงานที่ยุ่งยากมากที่สุดประการหนึ่งเพราะ

ก. นอกจากจะต้องลดการแทรกสอดในช่วงคลื่นเดียวกันจากเซลล์ข้างเคียงแล้ว ยังต้องออกแบบให้รองรับการตกเป็นเซลล์ย่อย (cell splitting) เมื่อความต้องการใช้ช่องสัญญาณในพื้นที่มีมากขึ้น

ข. สภาพภูมิประเทศและจำนวนประชากร ยังมีผลต่อการแบ่งเซลล์และเซกเตอร์ เช่น คลื่นสัญญาณที่สะท้อนจากภูเขา แม่น้ำ ต้นไม้ หรือ อาคารสิ่งปลูกสร้างต่างๆ มีผลทำให้ขนาดของเซลล์และเซกเตอร์ไม่เท่ากัน และเซลล์ในเขตที่มีประชากรหนาแน่นจะต้องออกแบบให้มีขนาดเล็กลงหรือเพิ่มให้จำนวนช่องสัญญาณต่อพื้นที่มีมากขึ้น

ค. เมื่อเทคโนโลยีการใช้ไมโครเซลล์ (microcell) หรือเซลล์มีขนาดเล็กมาก หลายๆ เซลล์ สร้างซ้อนอยู่ในเซลล์ขนาดใหญ่ (macrocell) ถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อลดความต้องการช่องสัญญาณ ในเขตเมืองใหญ่มากขึ้น ปัญหาการจัดแบ่งช่องความถี่ซึ่งมีจำกัดอยู่แล้วจะรุนแรงยิ่งขึ้น

ในทางกลับกันเนื่องจากคุณสมบัติประจำตัวของ CDMA คือการที่สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในทุกๆ เซลล์ได้ ทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องมีการวางแผนจัดแบ่งการใช้ช่วงความถี่ที่ยู่ยาก ให้กับแต่ละเซลล์หรือเซกเตอร์ นอกจากนี้คุณสมบัตินี้ยังช่วยให้ระบบ CDMA มีความยืดหยุ่นต่อการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Soft Capacity เมื่อมีความต้องการหรือมีความหนาแน่นของ ประชากรสูงขึ้น โดยไม่ต้องคำนึงถึงการแบ่งช่องความถี่เลย

#### ค.3.4 การสื่อสารด้วยคลื่นสัญญาณที่มีระดับพลังงานต่ำ (Low Transmit Power)

เนื่องจากที่ภาครับของ CDMA นั้น สัญญาณที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยายด้วยอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่า  $G$  จึงทำให้ระดับพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จำเป็นในการส่งมีค่าต่ำกว่า ระบบอนาล็อกและระบบดิจิทัล TDMA มาก นอกจากนี้ระบบควบคุมพลังงานของสัญญาณส่งที่อธิบายในหัวข้อที่แล้ว ยังมีผลอย่างมากในการลดกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกินความจำเป็น จากผลการทดสอบภาคสนาม ปรากฏว่าระดับพลังงานที่จำเป็นในการส่งของ IS-95 มีค่าต่ำกว่า อนาล็อก AMPS ประมาณ 20-30 dB

ประโยชน์ประการแรกที่ได้เห็นได้ชัดจากระดับพลังงานส่งที่ลดลง คือทำให้ง่ายต่อการออกแบบ ให้เครื่องโทรศัพท์ประหยัดพลังงานแบตเตอรี่อันมีผลให้ยืดระยะเวลาการใช้งานหรืออาจทำให้สามารถลดขนาดของแบตเตอรี่ ซึ่งหมายถึงการลดขนาดของเครื่องโทรศัพท์ด้วย

ประโยชน์อีกประการหนึ่งที่ถูกมองข้ามจากผู้ให้บริการระบบ คือการลดสัญญาณรบกวน ต่อสภาพแวดล้อมและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ แม้ในบางกรณีจะไม่มีกรณีพิสูจน์ แต่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA หรือ FDMA ที่ใช้กำลังส่งสูงกว่า CDMA มากนั้น มักถูกระแวงสงสัยอยู่เสมอ

ตัวอย่างที่ได้รับการยืนยันและยอมรับจากผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว คือผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA ต่อเครื่องช่วยฟังสำหรับคนหูพิการ เนื่องจากในระบบ TDMA มีการแบ่งช่วงสัญญาณโดยการสลับกันใช้ มีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่ต่ำ อยู่ในช่วงที่สามารถได้ยินได้ (0-3 kHz) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะถูกขยายด้วยเครื่องขยายโดยเครื่องช่วยฟังของคนหูพิการ และจะรบกวนผู้ใช้เช่น เป็นเสียงหวีดในลักษณะต่างๆ เนื่องจากสัญญาณรบกวนเหล่านี้เกิดจากลักษณะประจำตัวของสัญญาณในระบบ TDMA เอง การแก้ไขจึงทำได้ยาก เพราะการป้องกันการกระจายของสัญญาณดังกล่าวอาจมีผลในการลดทอนคุณภาพของสัญญาณส่งด้วย

นอกจากนี้มีรายงานจำนวนไม่น้อยที่กล่าวว่า สัญญาณจากโทรศัพท์เคลื่อนที่อาจมีผลทำให้ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์อื่นๆ เช่น เครื่องให้จังหวะการเต้นของหัวใจ (pace maker) แก้วเซ็นไฟฟ้า ฯลฯ ไม่ทำงานตามปกติ บางประเทศในแถบสแกนดิเนเวีย ถึงกับไม่อนุญาตให้ใช้ โทรศัพท์เคลื่อนที่ในเขตโรงพยาบาล อย่างไรก็ตามผลกระทบล่าไ้ยังไม่ได้รับการพิสูจน์ทาง วิชาการว่าเกิดสัญญาณรบกวนจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จริงหรือไม่ และมีผู้โต้แย้งว่าความ ผิดปกติของอุปกรณ์เหล่านั้นบางส่วนอาจเกิดจากความผิดพลาดของตัวอุปกรณ์เองก็ได้

ภาคผนวก ง.

โปรแกรม

\*\*\*\*\*

## โปรแกรมหลัก

\*\*\*\*\*

โปรแกรมประกอบด้วยโปรแกรมหลัก 2 โปรแกรม และแต่ละโปรแกรมหลักจะประกอบด้วยฟังก์ชัน 3 โปรแกรม จากสมการที่ (3.25)

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}\Gamma(m_1L)} \left( \frac{m_1L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1L} \cdot \left[ \frac{\sqrt{\gamma}\Gamma(m_1L + \frac{1}{2})}{2} {}_2F_1 \left( 1, m_1L + \frac{1}{2}; m_1L + 1; \frac{m_1L}{\gamma\Omega_0 q(L, \delta) + m_1L} \right) \right] \frac{1}{m_1L \left( \gamma + \frac{m_1L}{\Omega_0 q(L, \delta)} \right)^{m_1L + \frac{1}{2}}}$$

\*\*\*\*\*

### 1. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

#### 1.1 โปรแกรม ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

|                            |   |
|----------------------------|---|
| K=25;                      | ‘กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน  |
| m=[0.5,0.75,1,2,3];        | ‘แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ  |
| M=m(1);                    | ‘กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5                                       |
| l=[2 3 4 5 6 8];           | ‘แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรด   |
| L=l(1);                    | ‘แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรดเท่ากับ 2                                      |
| delta=[0 0.2 0.4 0.6 0.8]; | ‘แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ           |
| d=delta(1);                | ‘กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับเท่ากับ 0 |
| q=Q(L,d);                  | ‘กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน Q  |
| N=127;                     | ‘กำหนดค่าอัตราการขยายประมวลผล   |

`Ebdb=[0:1:30];`

‘กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในหน่วย dB โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 0 ถึง 30 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 1

## 1.2 ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

`for i=1:31`

`Eb=10^(Ebdb(i)/10);`

‘เปลี่ยนค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจาก dB เป็นหน่วยธรรมดา

`b(i)=Zigma(K,q,N,Eb);`

‘เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

`end`

### 1.2.1 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นโดย

$$P1 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}$$

$$P2 = \frac{1}{\Gamma(m_1 L)}$$

$$P3 = \left( \frac{m_1 L}{\Omega_{0q}(L, \delta)} \right)^{m_1 L}$$

`P1=1/(2*sqrt(pi));`

`P2=(Gamma(M*L))^(-1);`

`P3=((M*L)/q)^(M*L);`

### 1.2.2 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P4(i) = \frac{\sqrt{\gamma} \Gamma(m_1 L + \frac{1}{2})}{m_1 L \left( \gamma + \frac{m_1 L}{\Omega_{0q}(L, \delta)} \right)^{m_1 L + \frac{1}{2}}}$$

for i=1:31

P41=sqrt(b(i))\*Gamma((M\*L)+0.5);

P421=(b(i)+((M\*L)/q))^((M\*L)+0.5);

P42=M\*L\*P421;

P4(i)=P41/P42;

End

### 1.2.3 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P5(i) = {}_2F_1 \left( 1, m_1 L + \frac{1}{2}; m_1 L + 1; \frac{m_1 L}{\gamma \Omega_{0q}(L, \delta) + m_1 L} \right)$$

โดย  ${}_2F_1(1, p + q; p + 1; x) = \frac{p}{x^p} (1 - x)^{-q} B_x(p, q)$

for i=1:31

x1=M\*L;

x2=(b(i)\*q)+x1;

x(i)=x1/x2;

P5(i)=Hyper(x1,0.5,x(i));

‘เรียกใช้ฟังก์ชัน Hyper

End

### 1.2.4 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นทั้งหมด

```
for i=1:31
    P(i)=P1*P2*P3*P4(i)*P5(i);
End
```

### 1.3 การแสดงผลเป็นกราฟ

```
semilogy(Ebdb,P,'k');
ylabel('Bit Error Probability,Pe');
xlabel('User');
hold on;
```

### 1.4 ฟังก์ชัน Q

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ ค่าจำนวนสาขาเครื่องรับแบบเรด (L) และอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ ( $\delta$ ) ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

```
function q=Q(L,delta)
q=0;
for i=0:(L-1)
    q=q+exp(-i*delta);
end
```

### 1.5 ฟังก์ชัน Zigma

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลักซึ่งคือ จำนวนผู้ใช้งาน (K) ค่าที่ได้จากการคำนวณฟังก์ชัน Q ค่าอัตราการขยายการประมวลผล (N) และค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ( $E_b$ ) ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

```
function z=Zigma(K,q,N,Eb)
z1=(q-1)/(2*(N));
z2=(K*q)/(3*(N));
z3=1/(2*Eb);
z=(z1+z2+z3)^(-1);
```

## 1.6 ฟังก์ชัน Hyper

เป็นฟังก์ชันที่ทำการคำนวณค่าตัวแปรที่ส่งมาจากโปรแกรมหลัก ผลที่ได้จากการคำนวณของฟังก์ชันถูกส่งกลับไปยังโปรแกรมหลัก

```
function h=Hyper(p,q,x)
```

```
h1=p/(x^p);
```

```
h2=(1-x)^(-q);
```

```
h3=BETAINC(x,p,q);
```

·เรียกใช้ฟังก์ชัน Beta

```
h=h1*h2*h3;
```

จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรด (L) และตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ ( $\delta$ ) เป็นค่าต่างๆแล้วทำการประมวลผลโปรแกรมเพื่อให้ได้รูปกราฟที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆกัน

## 2. โปรแกรมหลักแสดงผลการเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนผู้ใช้งานในระบบ

### 2.1 ส่วนของการกำหนดค่าตัวแปรต่างๆ

```
K=[10:10:100];
```

·กำหนดจำนวนผู้ใช้งาน โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 10 ถึง 100 โดยเพิ่มขึ้นทีละ 10

```
m=[0.5,0.75,1,2,3];
```

·แสดงค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami ที่ค่าต่างๆ

```
M=m(1);
```

·กำหนดค่าตัวแปรการแจกแจง Nakagami เท่ากับ 0.5

```
l=[2 3 4 5 6 8];
```

·แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรด

```
L=l(1);
```

·แสดงค่าตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรดเท่ากับ 2

```
delta=[0 0.2 0.4 0.6 0.8];
```

·แสดงค่าตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ

```
d=delta(1);
```

·กำหนดค่าอัตรากำลังงานเฉลี่ยเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับเท่ากับ 0

```
q=Q(L,d);
```

·กำหนดและเรียกใช้งานฟังก์ชัน Q

```
N=127;
```

·กำหนดค่าอัตราขยายประมวลผล

```
Eb=20;
```

·กำหนดค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในหน่วย dB

## 2.2 ส่วนของการคำนวณโปรแกรมหลัก

for i=1:10

b(i)=Zigma(K(i),q,N,Eb);                    ‘เรียกใช้ฟังก์ชัน Zigma

end

### 2.2.1 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นโดย

$$P1 = \frac{1}{2\sqrt{\pi}}$$

$$P2 = \frac{1}{\Gamma(m_1 L)}$$

$$P3 = \left( \frac{m_1 L}{\Omega_{0q}(L, \delta)} \right)^{m_1 L}$$

P1=1/(2\*sqrt(pi));

P2=(Gamma(M\*L))^(-1);

P3=((M\*L)/q)^(M\*L);

### 2.2.2 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P4(i) = \frac{\sqrt{\gamma} \Gamma(m_1 L + \frac{1}{2})}{2 m_1 L \left( \gamma + \frac{m_1 L}{\Omega_{0q}(L, \delta)} \right)^{m_1 L + \frac{1}{2}}}$$

for i=1:10

P41=sqrt(b(i))\*Gamma((M\*L)+0.5);

P421=(b(i)+((M\*L)/q))^((M\*L)+0.5);

P42=M\*L\*P421;

P4(i)=P41/P42;

End

### 2.2.3 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นในส่วน

$$P5(i) = {}_2F_1\left(1, m_1L + \frac{1}{2}; m_1L + 1; \frac{m_1L}{\gamma\Omega_0 q(L, \delta) + m_1L}\right)$$

$$\text{โดย } {}_2F_1(1, p + q; p + 1; x) = \frac{p}{x^p} (1 - x)^{-q} B_x(p, q)$$

for i=1:10

x1=M\*L;

x2=(b(i)\*q)+x1;

x(i)=x1/x2;

P5(i)=Hyper(x1,0.5,x(i));

‘เรียกใช้ฟังก์ชัน Hyper

End

### 2.2.4 การคำนวณตามสมการเบื้องต้นทั้งหมด

for i=1:10

P(i)=P1\*P2\*P3\*P4(i)\*P5(i);

End

## 2.3 การแสดงผลเป็นกราฟ

semilogy(K,P,'k');

ylabel('Bit Error Probability,Pe');

xlabel('User');

hold on;

ฟังก์ชันของโปรแกรมย่อยใช้ฟังก์ชันเดียวกันกับข้อ 1 และทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปร เสริมเฟดคิงแบบ Nakagami (m) ตัวแปรสาขาของเครื่องรับแบบเรค (L) และตัวแปรอัตรากำลังงานเฉลี่ยที่สูญเสียไปจากการเดินทางมาถึงเครื่องรับ ( $\delta$ ) เป็นค่าต่างๆแล้วทำการประมวลผลโปรแกรม เพื่อให้ได้รูปกราฟที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆกัน

ภาคผนวก จ.

การเผยแพร่งานวิจัย

1. เจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ, กอบชัย เศรษฐาญ, “การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ MT-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิ,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 18, ฉบับที่ 3, หน้า 70-75, ธันวาคม, 2542.

## ประวัติผู้เขียน

นายเจริญเกียรติ โพธิ์ชัยยะ เกิดเมื่อวันที่ 15 กรกฎาคม 2518 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2542