

การวิเคราะห์สมรรถนะของ DS-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบ
นาคากามิแบบสหสัมพันธ์

PERFORMANCE ANALYSIS OF DS-CDMA ON NAKAGAMI
CORRELATING CHANNEL



นฤมล สมบุญ
NARUMOL SOMBOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2543

ISBN 974-662-766-1

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 36302
วัน, เดือน, ปี- 7 ส.ค. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PERFORMANCE ANALYSIS OF DS-CDMA ON NAKAGAMI
CORRELATING CHANNEL**



**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**

2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ ISBN 974-662-766-1 นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2000

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ซึ่งผู้จัดทำ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์สมรรถนะของ DS-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณ
	การจางแบบ Nakagami แบบสหสัมพันธ์
นักศึกษา	นางสาวนฤมล สมบุญ
รหัสประจำตัว	41061034
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. สมยศ จุณณะปิยะ
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	รศ. ดร. กอบชัย เฉลยหาญ

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะด้านอัตราความผิดพลาดบิตของ DS-CDMA โดยใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย บนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami หลายวิธีแบบสหสัมพันธ์ ทางด้านเครื่องรับจะใช้แบบจำลองเครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งเป็นเครื่องรับไคเวอร์ซิติหลายวิธีเพื่อลดผลของการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณซึ่งมีผลต่อสมรรถนะของระบบ นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ระหว่างการใช้แบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami แบบสหสัมพันธ์และไม่สหสัมพันธ์ โดยจะเห็นได้ว่าการใช้เงื่อนไขของช่องสัญญาณแบบสหสัมพันธ์เมื่อระยะห่างระหว่างสาขาของเครื่องรับไคเวอร์ซิติมีค่าน้อยจนไม่สามารถกำหนดให้มีอิสระเชิงสถิติได้นั้นมีผลต่อสมรรถนะของระบบที่แตกต่างจากเมื่อใช้ช่องสัญญาณแบบไม่สหสัมพันธ์และไม่สามารถละเลยผลของช่องสัญญาณแบบสหสัมพันธ์ได้

Thesis Title	Performance Analysis of DS-CDMA on Nakagami Correlating Channel
Student	Miss Narumol Somboon
Student ID.	41061034
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2000
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Somyot Junnapiya
Thesis Co-advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This paper presents a performance analysis of bit error rate of DS-CDMA with coherent BPSK modulation over correlated Nakagami multipath fading channels. The receiver model is RAKE receiver by using multipath diversity to reduce the effect of fading on system performance. Furthermore, the results are compared with the correlated and uncorrelated Nakagami channels. The results imply on the condition of correlated channels, when the diversity branches are so closely spaced and the branch signal are no longer assumed to be statistical independent. This effect differently on system performance from the use of uncorrelated channels and the effect of correlation cannot be ignored.

กิตติกรรมประกาศ

การทำวิจัยนี้สำเร็จด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ. สมยศ จุณณะปิยะ และ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการวิจัยที่กรุณาให้แนวความคิดและคำปรึกษาแนะนำในการดำเนินงานวิจัย ตลอดจนการแก้ปัญหาต่าง ๆ อันเป็นประโยชน์ต่องานวิจัย

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่าง ๆ บิดา-มารดาของ ข้าพเจ้า คุณไพบูรณ์ คู่ประกาย คุณกฤษณ์ อ่างแก้ว คุณพิพัฒน์ ตราเกียรติกุล และ คุณปริญา เรื่องศิริไพศาล ที่กรุณาให้คำปรึกษาและแนะนำการเขียนวิทยานิพนธ์และให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่าน ดังกล่าวข้างต้น ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่งจึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1. บทนำ.....	1
1.1 ที่มาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	2
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	3
บทที่ 2. การสื่อสารดิจิทัลบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี.....	5
2.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี.....	5
2.1.1 สัญญาณไบนารีบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่.....	13
2.1.2 สัญญาณไบนารีบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเจาะจงความถี่.....	15
2.2 เครื่องรับแบบ RAKE บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเจาะจงความถี่.....	18
บทที่ 3 หลักการพื้นฐานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA).....	23
3.1 บทนำ.....	23
3.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่.....	26
3.2.1 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง.....	26
3.2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของความถี่.....	30
3.2.3 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของเวลา.....	35
3.2.4 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการไฮบริด.....	37
บทที่ 4 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่มีการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสใช้วิธีการจัดลำดับ โดยตรงบนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami แบบสหสัมพันธ์.....	39
4.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.1.1	แบบจำลองเครื่องส่ง.....	39
4.1.2	แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	40
4.1.3	แบบจำลองเครื่องรับ.....	42
4.2	การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ.....	47
4.2.1	อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR).....	47
4.2.2	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ SNR.....	51
4.2.3	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ.....	51
บทที่ 5	ผลการวิเคราะห์เชิงเลข.....	54
5.1	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบและค่า SNR โดยทำ การเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE จำนวนผู้ใช้งานในระบบและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ เพื่อการเปลี่ยนแปลงสมรรถนะของระบบ	55
5.1.1	ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นทำให้สมรรถนะ ของระบบลดลงที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 25.....	55
5.1.2	ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นทำให้สมรรถนะ ของระบบลดลงที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 40.....	58
5.1.3	ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบ ดีขึ้น.....	61
5.1.4	จำนวนผู้ใช้งานระบบที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของ ระบบเพิ่มขึ้นในลักษณะลอการิทึม.....	65
5.1.5	จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของ ระบบดีขึ้น.....	69
5.2	แสดงจำนวนผู้ใช้งานที่สามารถรองรับได้ในระบบ โดยพิจารณาผลของค่า SNR ตัว แปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE และค่า สัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2.1 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลง จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=10 dB.....	72
5.2.2 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลง จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=15 dB.....	75
5.2.3 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลง จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=20 dB.....	78
บทที่ 6 สรุปผลการวิเคราะห์.....	81
เอกสารอ้างอิง.....	83
ภาคผนวก.....	84
ก. สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจงแบบ Nakagami.....	85
ข. IS-95 มาตรฐานร่วม โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐอเมริกา.....	94
ค. ทฤษฎีความน่าจะเป็นและกระบวนการเฟ้นสุ่ม.....	111
ง. โปรแกรม.....	123
จ. การเผยแพร่งานวิจัย.....	129
ประวัติผู้เขียน.....	131

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
ก.1 ผลการสังเกตและการทดลองของ Nakagami.....	88
ข.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา.....	96
ข.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 Hz.....	105



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ตัวอย่างของผลตอบสนองของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลาต่อพัลส์ที่มีช่วงแคบมากๆ.....	6
2.2 แสดง MIP (Multipath Intensity Profile).....	9
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$	11
2.4 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่.....	17
2.5 วงจรคีมอคูเลตที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณไบนารีแบนด์กว้าง.....	20
3.1 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่.....	24
3.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอด.....	25
3.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SSMA.....	26
3.4 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS.....	27
3.5 การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK.....	28
3.6 เครื่องรับสัญญาณ DS-SS.....	28
3.7 การครอบครองเวลา/ย่านความถี่ของสัญญาณ FH และ สัญญาณ DS.....	31
3.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ FH-CDMA.....	31
3.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ TH-CDMA.....	35
3.10 การพล็อตระหว่างเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA.....	35
3.11 เครื่องส่งไฮบริด DS-FH.....	38
4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง DS-CDMA ของผู้ใช้งานที่ k ที่ทำการศึกษา.....	39
4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	41
4.3 เครื่องรับแบบ RAKE.....	43
5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25, N=127, L=2, 4, m=0.5$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ.....	55
5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25, N=127, L=2, 4, m=1$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ.....	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $m=2$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ.....	57
5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=40$, $N=127$, $L=2$, 4 , $m=0.5$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ.....	58
5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=40$, $N=127$, $L=2$, 4 , $m=1$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ.....	59
5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=40$, $N=127$, $L=2$, 4 , $m=2$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ.....	60
5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $\rho=0$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ค่าต่างๆ.....	61
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $\rho=0.5$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ค่าต่างๆ.....	62
5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $\rho=0.8$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ค่าต่างๆ.....	63
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $\rho=0.9$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami ค่าต่างๆ.....	64
5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงาน ต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=1$, $L=2$, $\rho=0$ และค่า K ต่างๆ.....	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127, m=1, L=2, \rho=0.9$ และค่า K ต่างๆ.....	66
5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127, m=1, L=4, \rho=0$ และค่า K ต่างๆ.....	67
5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127, m=1, L=4, \rho=0.9$ และค่า K ต่างๆ.....	68
5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127, m=0.5, L=2, 4, 6$ และ $8, \rho=0$ และ 0.5	69
5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127, m=1, L=2, 4, 6$ และ $8, \rho=0$ และ 0.5	70
5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127, m=2, L=2, 4, 6$ และ $8, \rho=0$ และ 0.5	71
5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=0.5, N=127, L=2$ และ $4, \text{SNR}=10$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8	72
5.19 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=1, N=127, L=2$ และ $4, \text{SNR}=10$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8	73
5.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=2, N=127, L=2$ และ $4, \text{SNR}=10$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.21 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=0.5$, $N=127$, $L=2$ และ 4, $SNR=15$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8.....	75
5.22 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=1$, $N=127$, $L=2$ และ 4, $SNR=15$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8.....	76
5.23 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=2$, $N=127$, $L=2$ และ 4, $SNR=15$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8.....	77
5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=0.5$, $N=127$, $L=2$ และ 4, $SNR=20$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8.....	78
5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=1$, $N=127$, $L=2$ และ 4, $SNR=20$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8.....	79
5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=2$, $N=127$, $L=2$ และ 4, $SNR=20$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8.....	80
ก.1 การแจกแจงแบบ m.....	90
ก.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $M(x,m,1)$ และตัวแปรสุ่ม (x).....	91

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาของงานวิจัย

ปัจจุบันนี้ระบบการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสหรือ CDMA (Code Division Multiple Access) ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้งานกับการสื่อสารหลายเส้นทาง (multipath) เนื่องจากระบบ CDMA เป็นระบบที่มีศักยภาพด้านจำนวนผู้ใช้งานมากกว่าระบบการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบอื่นๆ คือ ระบบ TDMA (Time Division Multiple Access) และระบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) แต่สมรรถนะของระบบ CDMA จะถูกจำกัดจากการแทรกสอดแบบเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference) โดยที่สมรรถนะของระบบจะลดลงในขณะที่จำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น [1] จุดเด่นของระบบ CDMA ที่เห็นได้ชัดเจนคือไม่จำเป็นที่จะต้องทราบเวลาและความถี่ในการเข้าถึงข้อมูลที่ต้องการและเที่ยงตรงในการใช้งานเหมือนกับระบบ TDMA และ FDMA นอกจากนี้ระบบ CDMA ยังมีข้อได้เปรียบคือสามารถใช้งานกับระบบที่มีการแผ่กว้างทางสเปกตรัม (spread spectrum) และมีคุณสมบัติด้านการป้องกันการแทรกแซงจากผู้ใช้งานอื่นๆ ระบบการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสสามารถทำได้หลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้กันมากคือวิธีการจัดลำดับโดยตรง (direct-sequence) หรือ DS-SS-CDMA เพราะการสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดาสามารถถอดสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การคูณแบบร่วมนัย (coherent demodulation) ได้ และไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้ เนื่องจากระบบ DS-SS-CDMA เป็นระบบที่มีความเป็นส่วนตัว มีความปลอดภัยของข้อมูลมาก และสามารถป้องกันสัญญาณรบกวนได้ดีนี้เองได้มีนักวิจัยหลายๆท่านทำการศึกษาในด้านสมรรถนะของระบบการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสดังนี้

Eng และ Milstein [2] ได้ทำการศึกษาสมรรถนะของระบบ DS-SS-CDMA บนช่องสัญญาณ Nakagami แบบหลายเส้นทาง (Nakagami multipath channel) ซึ่งการเกิดการจาง (fading) ของสัญญาณในแต่ละเส้นทางเป็นอิสระต่อกัน (independent) และมีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งของ Nakagami (m) ที่เหมือนกัน (identical Nakagami fading parameter) โดยใช้การคูณแบบร่วมนัย (coherent demodulation) การวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับแบบ RAKE (RAKE receiver) บนช่องสัญญาณการจางแบบ Nakagami ซึ่งเป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมืองชนบท และเมืองใหญ่เนื่องจากเป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทดลอง [3] โดยสอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด สามารถอธิบายการเฟดแบบอื่นๆได้ด้วยค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (fading parameter) และเพื่อเป็นการสะดวกสำหรับการวิเคราะห์ทางคณิตศาสตร์จะทำการสมมติให้แต่ละ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาของไคเวอร์ซิตี (diversity branch) มีการจางแบบเป็นอิสระต่อกันและมีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งที่เหมือนกันในแต่ละสาขา เนื่องจากการที่จะได้รับประโยชน์อย่างเต็มที่จากการใช้การรวมไคเวอร์ซิตีจะต้องมีระดับของความมีอิสระเชิงสถิติ (statistical independent) ของการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณที่รับได้ที่มากเพียงพอในแต่ละสาขาของไคเวอร์ซิตี [4] อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาช่องสัญญาณการแพร่กระจายที่มีคุณลักษณะต่างๆของช่องสัญญาณเป็นตัวแปรสุ่มแล้ว การสมมติที่ใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากขึ้นคือการสมมติให้กำลังงานเฉลี่ยและ/หรือตัวแปรเสริมเฟดดิ้งซึ่งมีความแตกต่างกันสำหรับเส้นทางการแพร่กระจายที่ต่างกัน เนื่องจากในความเป็นจริงแล้วสำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่คลื่นวิทยุจะแพร่กระจายไปในเส้นทางที่แตกต่างกัน และจะถูกลดทอนจากการเกิดการจางที่แตกต่างกันก่อนที่จะมาถึงที่เครื่องรับ นอกจากนี้จากข้อมูลที่วัดได้แสดงให้เห็นว่าการสื่อสารเคลื่อนที่ในเขตเมืองไม่เพียงแต่มีการจางที่มีความแตกต่างกันในแต่ละเส้นทางเท่านั้น การจางในแต่ละเส้นทางยังมีความเป็นสหสัมพันธ์ (correlate) ต่อกันอีกด้วยดังที่ Turin [1] ได้ทำการศึกษาไว้ สำหรับ Efthymoglou, Aalo และ Helmken [5] ได้ทำการวิเคราะห์สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งเป็นการดีมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสแบบร่วมนัยบนช่องสัญญาณการจางแบบ Nakagami โดยมีตัวแปรเสริมเฟดดิ้งที่แปรค่าได้ (arbitrary fading parameter) ผลจากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าผลกระทบที่เกิดจากการสมมติให้แต่ละเส้นทางมีพารามิเตอร์การจางแบบ Nakagami ที่ไม่เหมือนกัน (non-identical) มีผลต่อการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-CDMA Aalo [6] ได้ทำการศึกษาถึงผลกระทบของการที่แต่ละเส้นทางของการเกิดการจางมีความเป็นสหสัมพันธ์ต่อกัน โดยทำการวิเคราะห์สมรรถนะของ MRC (Maximal Ratio Combiner) ที่มีจำนวนสาขาของไคเวอร์ซิตีที่แปรค่าได้ และสมมติให้แต่ละสาขามีอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่เหมือนกัน โดยพิจารณาแบบจำลองสหสัมพันธ์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์เป็นแบบคงที่และแบบเอ็กโพเนนเชียล จากผลการศึกษาพบว่าสมรรถนะของระบบจะเลวลงเมื่อการเกิดสหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของไคเวอร์ซิตีเพิ่มขึ้น

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

- 1) เพื่อศึกษาระบบการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสหรือ CDMA
- 2) เพื่อศึกษาระบบการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัส โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรงและสามารถอธิบายลักษณะของสัญญาณ การทำงานของระบบ คือ เครื่องส่งช่องสัญญาณ และเครื่องรับและอธิบายหลักการและเหตุผลของแบบจำลองระบบ
- 3) เพื่อศึกษาแบบจำลองของช่องสัญญาณแบบ Nakagami และเครื่องรับแบบ RAKE
- 4) เพื่อศึกษาการหาสมรรถนะของระบบ

- 5) เพื่อทำการศึกษาพารามิเตอร์ที่มีผลต่อสมรรถนะของอัตราบิดีผลผลิตของระบบการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัส โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรงในช่องสัญญาณที่มีการจางแบบ Nakagami

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย

เทคนิคการเข้าถึงข้อมูลหลายทางแบบแยกความแตกต่างทางรหัสโดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรงเป็นเทคนิคที่นำมาประยุกต์ใช้งานด้านโทรศัพท์เคลื่อนที่และการสื่อสารดาวเทียม แต่ในระบบการสื่อสารจะมีผลของการเกิดการจางหายของสัญญาณ (fading) สำหรับระบบการสื่อสารในเมืองส่วนมากจะสนใจการเกิดการจางหายของสัญญาณซึ่งมีสาเหตุมาจากการแพร่กระจายคลื่นแบบหลายวิถี (multipath propagation) อันเนื่องมาจากการเกิดการสะท้อน (reflection) การหักเห (refraction) และการเกิด scattering จากตึกและสิ่งที่มีโครงสร้างขนาดใหญ่ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะเป็นผลรวมของสัญญาณที่มาจากเส้นทางในการแพร่กระจาย (propagate) ต่างๆกัน ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบได้ใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณแบบ Nakagami ที่สามารถอธิบายผลของช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบแบบ Rayleigh ช่องสัญญาณแบบ Rician และแบบ Gaussian ข้างเดียว (one-sided Gaussian) ได้

เทคนิคของการรวมไคเวอร์ซิติได้ถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางเพื่อที่จะลดผลของการเกิดเฟดดิ้งต่อสมรรถนะของระบบ การที่จะได้รับประโยชน์อย่างเต็มที่จากการใช้การรวมไคเวอร์ซิติจะต้องมีระดับของความมีอิสระเชิงสถิติ (statistical independent) ของการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณที่รับได้ที่มากเพียงพอในแต่ละสาขาไคเวอร์ซิติ (diversity branch) ซึ่งสำหรับการศึกษานี้จะสมมติว่าความมีอิสระเชิงสถิติระหว่างช่องสัญญาณไคเวอร์ซิติ (diversity channel) จะขึ้นอยู่กับระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ ไคเวอร์ซิติที่มากเพียงพอเท่านั้น แต่ในความเป็นจริงแล้วสัญญาณที่รับได้ในแต่ละสาขาไคเวอร์ซิติอาจจะมีค่าสหสัมพันธ์ (correlate) ต่อกัน ดังนั้นในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบจึงต้องนำค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ดังกล่าวมาพิจารณาด้วย ซึ่งต่างจากงานวิจัยอื่นๆในอดีตที่ทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-CDMA โดยกำหนดให้สัญญาณที่รับได้ในแต่ละสาขาไคเวอร์ซิติเป็นอิสระต่อกัน ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้นสัญญาณที่สถานีเคลื่อนที่ (mobile station) จะมีค่าสหสัมพันธ์ต่อกันน้อยลง เมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศหรือช่วงห่างของความถี่ (antenna separation หรือ frequency separation) เพิ่มขึ้น

สำหรับการศึกษานี้จะศึกษาผลของช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ต่อสมรรถนะของระบบ DS-CDMA ซึ่งใช้เครื่องรับแบบ RAKE สำหรับจำนวน L สาขาใดๆ โดยพิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณสหสัมพันธ์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ลดลงเป็นลักษณะเอ็กโปเนนเชียลเมื่อระยะห่างระหว่างสาขาของเครื่องรับไคเวอร์ซิติเพิ่มขึ้น และทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบกับการ

วิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่กำหนดให้สัญญาณที่รับได้ในแต่ละสาขาไคเวอร์ซิติเป็นอิสระต่อกัน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันซึ่งจะได้แสดงให้เห็นว่าผลอันเนื่องมาจากความสัมพันธ์ระหว่างสาขาของไคเวอร์ซีตีมิผลต่อการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบและไม่สามารถละลายได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การสื่อสารดิจิทัลบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี

2.1 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี

เมื่อส่งสัญญาณอิมพัลส์ไปบนช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลา (time-varying multipath channel) สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ แสดงดังรูปที่ 2.1 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งสัญญาณอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่างๆกัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ซึ่งมีจำนวนรวมถึงการหน่วงเวลาและการลดทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบหลายเส้นทางคือการแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ

คุณลักษณะประการที่สองของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางจะขึ้นอยู่กับความแปรผันของเวลาในโครงสร้างของตัวกลาง จากผลอันเนื่องมาจากความแปรผันของเวลานี้เองทำให้คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางมีการแปรผันตามเวลา นั่นคือถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองเข้าไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีทั้งการเปลี่ยนแปลงขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลา (delay time) ระหว่างพัลส์และที่พบบ่อยที่สุดคือการเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์ที่สังเกตได้จากขบวนพัลส์ที่รับได้ แสดงดังรูปที่ 2.1 นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นการสมเหตุสมผลที่จะกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะได้พิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$s(t) = \text{Re}[u(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.1)$$

เมื่อ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่จะทำการส่งออกไป

$u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass signal)

f_c เป็นความถี่ของสัญญาณพาห้

สมมติว่ามีเส้นทางในการแพร่กระจายหลายเส้นทาง โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอนจะมีการแปรผันตามเวลาอันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบผ่าน (band-pass signal) ที่รับได้อาจจะแสดงได้เป็น

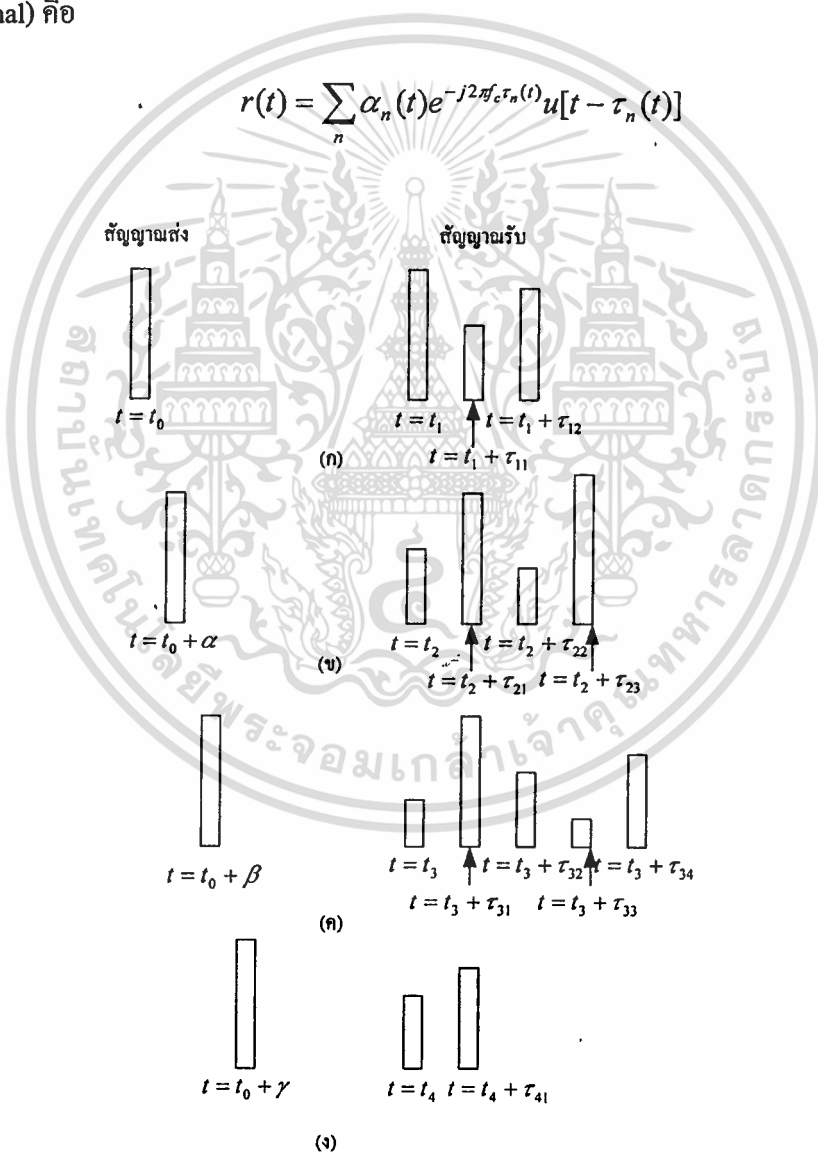
$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.2)$$

เมื่อ $\alpha_n(t)$ เป็นตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้บนเส้นทางที่ n
 $\tau_n(t)$ เป็นการประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่ n
 เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการ 2.1 ในสมการ 2.2 จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.3)$$

จากสมการที่ 2.3 จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านการรับ (equivalent lowpass received signal) คือ

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างของผลตอบสนองของช่องสัญญาณแบบหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลาต่อพัลส์ที่มีช่วงแคบมากๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก $r(t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass channel) ต่อสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass signal), $u(t)$

ดังนั้นช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass channel) จะแสดงได้ในรูปของผลตอบสนองทางอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาดังนี้

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.5)$$

สมการที่ 2.5 นี้เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทางที่เป็นแบบคิสิกคริต (discrete multipath component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณพาห์ โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่ f_c ดังนั้น $u(t)$ จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา t ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณหลายเส้นทางแบบคิสิกคริต (discrete multipath) แสดงดังสมการที่ 2.4 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (2.6)$$

เมื่อ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ นั่นคือสัญญาณที่รับได้จะประกอบขึ้นจากผลรวมของเฟสเซอร์ (phasor) ต่างๆ ที่แปรผันตามเวลา โดยมีแอมพลิจูดเป็น $\alpha_n(t)$ และมีเฟสเป็น $\theta_n(t)$ สังเกตว่าจะต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (dynamic) ของ $\alpha_n(t)$ ในตัวกลางอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ ในขณะที่เดียวกัน $\theta_n(t)$ จะเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียนเมื่อ τ_n เปลี่ยนแปลงไป $\frac{1}{f_c}$ เนื่องจาก $\frac{1}{f_c}$ นั้นเป็นตัวเลขที่น้อยจึงเห็นได้ว่า θ_n สามารถเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียนโดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลาประวิง $\tau_n(t)$ ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่างๆของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่างๆกัน และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (random) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ในสมการที่ 2.6 สามารถถูกจำลองได้เป็นกระบวนการสุ่ม (random process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมากจะสามารถใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (central limit) ในการจำลอง $r(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued Gaussian random process) นั่นคือผลตอบสนองทางอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา $c(\tau; t)$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ในตัวแปร t

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบหลายวิถี (multipath propagation model) ของช่องสัญญาณ แสดงให้เห็นได้จากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ดังสมการที่ 2.6 ซึ่งเป็นผลมาจากการเฟดดิ้งของสัญญาณปรากฏการณ์เฟดดิ้งนั้นเบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส $\{\theta_n(t)\}$ นั่นคือเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ที่มีการแปรผันตามเวลาอย่างสุ่มโดยสอดคล้องกับเวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ ในกรณีที่เกิดจากการรวมเวกเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกัน จะเป็นผลทำให้สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าน้อยมาก หรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ ส่วนในกรณีที่เวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ มีการรวมกันในลักษณะที่เสริมกัน สัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามาก ด้วยเหตุนี้การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นเทอมของเฟดดิ้งของสัญญาณ (signal fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบหลายเส้นวิถีที่แปรผันตามเวลา (time-variant multipath characteristic) ของช่องสัญญาณ

เมื่อผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean) และขนาด (envelope) $|c(\tau; t)|$ ที่ช่วงเวลาใดๆมีการแจกแจงแบบ Rayleigh กรณีนี้ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางเป็นแบบ Rayleigh แต่สำหรับกรณีที่ $c(\tau; t)$ ไม่สามารถจำลองให้มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กรณีนี้ขนาด $|c(\tau; t)|$ จะมีการแจกแจงเป็นแบบ Rician และช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางแบบ Rician

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (correlation function) และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงาน (power spectral density) สามารถใช้กำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการจางแบบหลายวิถีได้ พิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์แถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass impulse response) $c(\tau; t)$ ซึ่งแสดงคุณลักษณะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued Gaussian random process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t สมมติว่า $c(\tau; t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (wide-sense stationary) ดังนั้นสามารถหาฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของ $c(\tau; t)$ ได้เป็น

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.7)$$

ในตัวของกลางของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอน (attenuation) และการเลื่อนเฟส (phase shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_1 จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_2 กรณีดังที่กล่าวมาจะเรียกว่าการกระจัดกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (uncorrelated scattering) ในที่นี้จะสมมติว่าการเกิดการกระจัดกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์กัน จากสมการที่ 2.7 จะได้

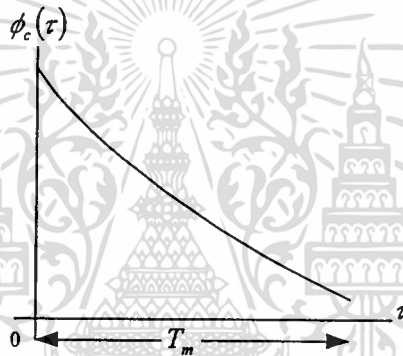
$$\frac{1}{2} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ ผลลัพธ์ของฟังก์ชันอัตรหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ซึ่งคือกำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณอันเป็นฟังก์ชันของเวลาประวิง τ จากเหตุผลนี้เองจึงเรียก $\phi_c(\tau)$ ว่า MIP (multipath intensity profile) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยในรูปฟังก์ชันของเวลาประวิง τ และความแตกต่างของเวลาในการสังเกต Δt

ในทางปฏิบัติฟังก์ชัน $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์ช่วงแคบมากๆ หรือสัญญาณแบนด์กว้าง (wideband signal) และทำการสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยตัวสัญญาณนั่นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้วฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$ ที่วัดได้จะปรากฏเป็นลักษณะดังรูปที่ 2.2 นั่นคือขนาดของ $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียลเมื่อค่า τ มีค่าเพิ่มขึ้นช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า multipath spread ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m



รูปที่ 2.2 แสดง MIP (Multipath Intensity Profile)

การแสดงความถี่ลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลาใน โดเมนของความถี่ก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยการใชการแปลง Fourier ของ $c(\tau; t)$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (transfer function) ที่แปรผันตามเวลา $C(f; t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.9)$$

เนื่องจาก $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t ดังนั้น $C(f; t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกันด้วย ด้วยเหตุนี้ภายใต้การสมมติว่าช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (wide-sense stationary) จึงสามารถหาฟังก์ชันอัตรหสัมพันธ์ได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก $C(f;t)$ เป็นการแปลง Fourier ของ $c(\tau;t)$ จึงไม่เป็นการแปลงที่จะพบว่า $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ โดยการแปลง Fourier ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ 2.9 ลงในสมการที่ 2.10 จะได้

$$\begin{aligned}\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[c^*(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t)\end{aligned}\quad (2.11)$$

เมื่อ $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ 2.11 สังเกตว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลง Fourier ของ MIP นอกจากนั้นจากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กันแสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ของ $C(f;t)$ เป็นเพียงฟังก์ชันของความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_2 - f_1$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (space-frequency spaced-time correlation) ของช่องสัญญาณ

สมมติว่า $\Delta t = 0$ ในสมการที่ 2.11 รวมทั้ง $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.12)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.12 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 เนื่องจาก $\phi_c(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วมนัย (frequency coherence) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลง Fourier ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะได้ผลในทำนองเดียวกันว่า multipath spread นั้นเป็นการวัดแบนด์วิธร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ นั่นคือ

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.13)$$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแบนด์วิดท์รวมนี้ ด้วยเหตุนี้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่าช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (frequency-nonselective)



รูปที่ 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

ต่อไปจะพิจารณาถึงผลกระทบของคุณลักษณะของสัญญาณต่อการเลือกแบบจำลองช่องสัญญาณให้เหมาะสมกับสัญญาณที่ต้องการส่งออกไป ให้ $u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass signal) ที่ถูกส่งออกไปในช่องสัญญาณและให้ $U(f)$ แสดงสัญญาณ $u(t)$ ในโดเมนความถี่ ดังนั้นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลของสัญญาณที่รับได้ (ในที่นี้จะไม่พิจารณาถึงส่วนของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มเข้ามา) สามารถแสดงในเทอมของตัวแปรในโดเมนเวลา $c(\tau; t)$ และ $u(t)$ ได้เป็น

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) u(t - \tau) d\tau \quad (2.14)$$

หรือในฟังก์ชันของความถี่ $C(f; t)$ และ $U(f)$ ดังนี้

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.15)$$

สมมติว่าทำการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณโดยการมอดูเลต (อาจเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ทางเฟส หรือ มอดูเลตทั้งทางแอมพลิจูดและเฟส) พัลส์ $u(t)$ ด้วยอัตรา $\frac{1}{T}$ เมื่อ T เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ (signal interval) จากสมการที่ 2.15 จะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาซึ่งแสดงคุณลักษณะด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $C(f;t)$ จะทำให้สัญญาณ $U(f)$ เกิดความผิดเพี้ยน ถ้า $U(f)$ มีแบนด์วิดท์ W ที่มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ $U(f)$ จะได้รับอัตราขยายและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณต่างๆ กันตลอดย่านความถี่ ซึ่งกรณีนี้จะเรียกช่องสัญญาณดังกล่าวว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นอีกชนิดหนึ่งคือการแปรผันของความแรงของสัญญาณ (signal strength) ที่รับได้ซึ่งเรียกว่าการจางของสัญญาณ (fading)

ผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ส่งออกไป $u(t)$ จะเป็นฟังก์ชันของแบนด์วิดท์ของสัญญาณและช่วงกว้างของสัญญาณ (signal duration) ตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกช่วงกว้างของสัญญาณ T เพื่อให้ได้เงื่อนไข $T \gg T_m$ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (intersymbol interference) ถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณพัลส์ $u(t)$ เป็น $W \approx \frac{1}{T}$ จะได้ว่า

$$W \ll \frac{1}{T_m} \approx (\Delta f)_c \quad (2.16)$$

นั่นคือแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณมากๆ ดังนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เจาะจงความถี่ สำหรับกรณีนี้องค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดใน $U(f)$ จะถูกลดทอนและมีการเลื่อนเฟสที่เหมือนกันในการส่งผ่านช่องสัญญาณ นั่นหมายความว่าองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางนั้นไม่สามารถถูกพิจารณาแยกออกเป็นพีคที่ต่างกันได้ เพราะ $W \ll (\Delta f)_c$

เนื่องจากองค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้จะไม่สามารถแยกออกจากกันได้เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะปรากฏเป็นสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นทางการจางเพียงเส้นทางเดียว แต่ในทางกลับกันเมื่อทำให้ $W \gg (\Delta f)_c$ นั่นคือเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ภายใต้อันเงื่อนไของค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้สามารถจะปรากฏเป็นพีคของสัญญาณต่างๆ กัน ถ้าสัญญาณในแต่ละเส้นทางนั้นมีเวลาประวิงมากกว่าหรือเท่ากับ $\frac{1}{W}$ ดังนั้นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่นี้สามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line) โดยมีสัมประสิทธิ์ของแต่ละจุดต่อแยกแปรผันตามเวลา ซึ่ง

จะได้ทำการพิสูจน์สมรรถนะของการส่งสัญญาณไบนารีผ่านแบบจำลองช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่นี้ในหัวข้อที่ 2.3

2.1.1 สัญญาณไบนารีบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบไม่เจาะจงความถี่

สำหรับหัวข้อนี้จะได้ทำการพิสูจน์สมรรถนะของอัตราการผิดพลาดสำหรับสัญญาณไบนารีที่ใช้การมอดูเลตแบบ PSK (Phase Shift Keying) และ FSK (Frequency Shift Keying) เมื่อทำการส่งสัญญาณเหล่านี้ผ่านช่องสัญญาณการจางแบบไม่เจาะจงความถี่ ถ้าสมมติว่าการจางหายของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ (slowly fading) หมายความว่า การลดทอนและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณสามารถพิจารณาว่าคงที่อย่างน้อยตลอดช่วงเวลา T ดังนั้นถ้าสัญญาณที่ถูกส่งออกมาเป็น $u(t)$ สัญญาณแถบความถี่ที่ต่ำสมมูลที่รับได้ (received equivalent lowpass signal) ในหนึ่งคาบเวลา T แสดงได้เป็น

$$r(t) = \alpha e^{-j\phi} u(t) + z(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.17)$$

เมื่อ $z(t)$ เป็นกระบวนการเชิงซ้อนของสัญญาณรบกวนขาวแบบ Gaussian (complex-valued white Gaussian noise process) ที่มารบกวนสัญญาณ α เป็นขนาดและ ϕ เป็นเฟสของช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล

สมมติว่าการเกิดการจางของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆจนทำให้สามารถทำการประมาณเฟส ϕ จากสัญญาณที่รับได้โดยไม่เกิดความผิดพลาด กรณีนี้คือการตีเทคสัญญาณแบบร่วมนัย (coherent) ตามอุดมคติ ดังนั้นในกรณีที่สัญญาณมีการมอดูเลตแบบไบนารี PSK จะทำการผ่านสัญญาณที่รับได้ไปยังวงจรมatched filter (matched filter) หรือกรณีที่สัญญาณมีการมอดูเลตแบบไบนารี FSK จะทำการผ่านสัญญาณที่รับได้ไปยังวงจรมatched filter 2 วงจร วิธีการหนึ่งในการหาสมรรถนะของระบบการสื่อสารไบนารีคือการหาค่าตัวแปรในการตัดสินใจ (decision variable) ต่อจากนั้นจึงทำการหาความน่าจะเป็นของการผิดพลาด สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่แปรผันตามเวลา (time-invariant channel) นั่นคือการลดทอน α มีค่าที่แน่นอน ค่าความน่าจะเป็นของการผิดพลาดสำหรับสัญญาณไบนารี PSK ซึ่งแสดงอัตราการผิดพลาดของสัญญาณไบนารี PSK ในรูปฟังก์ชันของอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับได้ต่อบิตข้อมูล (SNR : γ_b) สามารถแสดงได้ดังนี้ [7]

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\gamma_b = \alpha^2 \frac{E_b}{N_0}$$

และ $\text{erfc}(x)$ เป็นฟังก์ชันค่าความผิดพลาดเติมเต็ม (complementary error function) แสดงดังสมการ

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (2.19)$$

เมื่อ E_b เป็นพลังงานของสัญญาณต่อบิต และ N_0 เป็นความหนาแน่นกำลังงานเชิงสเปกตรัม (power spectral density) ของสัญญาณรบกวน AWGN จากสมการที่ 2.18 นั้นจะเป็นความน่าจะเป็นของการผิดพลาดแบบมีเงื่อนไข (conditional error probability) เมื่อเงื่อนไขคือ α มีค่าที่แน่นอน ถ้า α เป็นตัวแปรแบบสุ่ม การจะหาความน่าจะเป็นของการผิดพลาดจะต้องทำการเฉลี่ย $P_2(\gamma_b)$ ในสมการที่ 2.18 ตลอดช่วงของฟังก์ชันความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น (probability density function : pdf) ของ γ_b นั่นคือจะต้องหาค่าของการอินทิเกรตสมการข้างล่างนี้

$$P_2 = \int_0^{\infty} P_2(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (2.20)$$

เมื่อ $p(\gamma_b)$ เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็นของ γ_b เมื่อ α เป็นตัวแปรแบบสุ่ม

ในช่องสัญญาณที่การจางหายของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ววิธีการมอดูเลตแบบ DPSK จะเป็นวิธีที่ดีกว่าเนื่องจากวิธี DPSK นั้นต้องการให้มีความเสถียรของเฟสเพียงแค่ในช่วงเวลา $2T$ เท่านั้น ดังนั้นเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้จึงถูกนำมาใช้กันอย่างกว้างขวางในกรณีที่เกิดการจางหายของสัญญาณ สำหรับการหาสมรรถนะของการมอดูเลตแบบไบนารี DPSK สำหรับช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายของสัญญาณ จะทำได้ในทำนองเดียวกันกับการมอดูเลตแบบร่วมนัยของสัญญาณไบนารี PSK โดยที่ความน่าจะเป็นของการผิดพลาดของการมอดูเลตแบบไบนารี DPSK สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่เกิดการจางหายของสัญญาณสามารถแสดงได้ดังนี้

$$P_2(\gamma_b) = \frac{1}{2} e^{-\gamma_b} \quad (2.21)$$

เมื่อทำการแทนสมการที่ 2.21 พร้อมทั้งฟังก์ชันความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็นลงในสมการที่ 2.20 ก็จะสามารถหาค่าความน่าจะเป็นของการผิดพลาดเมื่อ α เป็นตัวแปรแบบสุ่มได้เช่นกัน

2.1.2 สัญญาณใบนาริบนช่องสัญญาณเฟคคิงแบบเจาะจงความถี่

เมื่อแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณของผู้ใช้ $W \gg (\Delta f)_c$ ช่องสัญญาณนั้นสามารถพิจารณาได้ว่าถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณย่อยๆที่มีการมัลติเพล็กซ์กันแบบแบ่งความถี่ (frequency division multiplexed (FDM) subchannel) หลายๆช่องสัญญาณซึ่งมีความถี่กลางแยกจากกันอย่างน้อย $(\Delta f)_c$ ดังนั้นสัญญาณดังกล่าวจะถูกส่งไปบนช่องสัญญาณย่อยแบบ FDM

สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณบนช่องสัญญาณการจางแบบเจาะจงความถี่นี้จะใช้สัญญาณแบนด์กว้างที่ครอบคลุมแบนด์วิดท์ W ถ้าสมมติว่าช่องสัญญาณมีการจางที่เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ และสมมติว่า W เป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณแถบผ่าน (bandpass signal) ดังนั้นแบนด์วิดท์ของสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass signal) $u(t)$ จะเป็น $|f| \leq \frac{W}{2}$ เนื่องจาก $u(t)$ ได้ถูกจำกัดความถี่อยู่ในช่วง $|f| \leq \frac{W}{2}$ เมื่อประยุกต์ใช้ทฤษฎีการสุ่ม (sampling theorem) จะสามารถแสดงสัญญาณ $u(t)$ ได้เป็น

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \frac{\sin \pi W(t - n/W)}{\pi W(t - n/W)} \quad (2.22)$$

และสมการแสดงการแปลง Fourier ของ $u(t)$ คือ

$$U(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi f n/W}, & |f| \leq \frac{W}{2} \\ 0, & |f| > \frac{W}{2} \end{cases} \quad (2.23)$$

สัญญาณที่รับได้จากช่องสัญญาณการจางแบบเจาะจงความถี่โดยไม่มีสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้ดังนี้

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t) U(f) e^{j2\pi f t} df \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $C(f;t)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่แปรผันตามเวลา แทน $U(f)$ จากสมการที่ 2.23 ลงในสมการที่ 2.24 จะได้

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t) e^{j2\pi f(t-n/W)} df \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) c\left(t - \frac{n}{W}; t\right) \end{aligned} \quad (2.25)$$

เมื่อ $c(\tau;t)$ เป็นผลตอบสนองทางอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา สังเกตว่าสมการที่ 2.25 นั้นอยู่ในรูปของผลรวมของการคอนโวลูชัน (convolution) ด้วยเหตุผลนี้จึงสามารถเขียนสมการที่ 2.25 ในอีกรูปแบบหนึ่งคือ

$$r(t) = \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{n}{W}\right) c\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (2.26)$$

เพื่อเป็นการสะดวกจะกำหนดให้สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาเป็นดังนี้

$$c_n(t) = \frac{1}{W} c\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (2.27)$$

ดังนั้นสมการที่ 2.26 สามารถแสดงในเทอมของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณเหล่านี้ได้เป็น

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (2.28)$$

รูปแบบของสัญญาณที่รับได้ในสมการที่ 2.28 แสดงให้เห็นว่าช่องสัญญาณการจางแบบเจาะจงความถี่ที่แปรผันตามเวลาสามารถจำลองหรือแสดงได้เป็นสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line) โดยมีช่วงกว้างของจุดต่อแยกเป็น $\frac{1}{W}$ และมีค่าสัมประสิทธิ์ถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยก (tap weight coefficient) เป็น $\{c_n(t)\}$ จากสมการที่ 2.28 สามารถแสดงผลตอบสนองอิมพัลส์แบบแถบความถี่ต่ำผ่าน (lowpass impulse response) ของช่องสัญญาณได้เป็น

$$c(\tau;t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) \delta\left(\tau - \frac{n}{W}\right) \quad (2.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

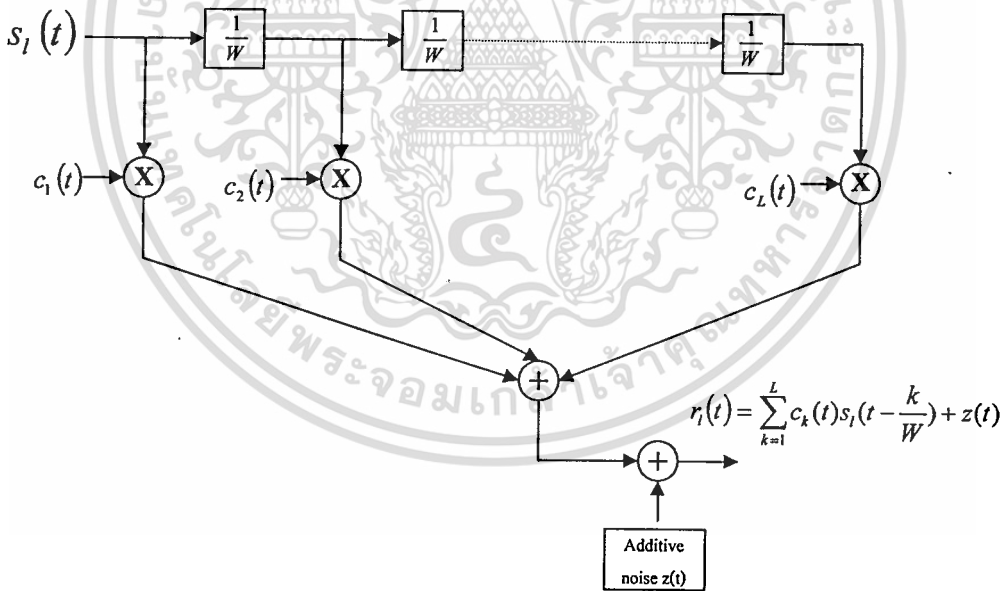
และฟังก์ชันถ่ายโอนที่แปรผันตามเวลาแสดงได้เป็น

$$C(f;t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) e^{-j2\pi f n / W} \tag{2.30}$$

ด้วยเหตุที่สัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (equivalent lowpass signal) มีแบนด์วิดท์เป็น $\frac{W}{2}$ เมื่อ $W \gg (\Delta f)_c$ จะได้การแยกซัด (resolution) ของ MIP เป็น $\frac{1}{W}$ เนื่องจาก multipath spread ทั้งหมดเป็น T_m ดังนั้นในทางปฏิบัติแบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณจะมีจำนวนจุดต่อแยก (tap) จำกัดอยู่ที่ $L = \lfloor T_m W \rfloor + 1$ จึงสามารถแสดงสัญญาณที่รับได้โดยไม่มีสัญญาณรบกวนดังนี้

$$r(t) = \sum_{n=1}^L c_n(t) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \tag{2.31}$$

แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกที่มีจำนวนจุดต่อแยกจำกัดเป็น L แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณในแต่ละเส้นทางที่มีการหน่วงเวลาไปเป็นจำนวนเต็มเท่าของ $\frac{1}{W}$ จะถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก จากที่ได้กล่าวไว้ข้างต้นค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกที่แปรผันตามเวลา $\{c_n(t)\}$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-valued stationary Gaussian random process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ขนาดของ $\{c_n(t)\}$ คือ $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$ มีการแจกแจงเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบรายเลย์และเฟส $\phi_n(t)$ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ เนื่องจาก $\{c_n(t)\}$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกซึ่งสอดคล้องกับเวลาประวิง $\tau = n/W$ ของเส้นทางต่างๆทั้งหมด L เส้นทาง เมื่อ $n = 1, 2, \dots, L$ จากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สหสัมพันธ์ แสดงให้เห็นว่า $\{c_n(t)\}$ ของแต่ละเส้นทางจะไม่สัมพันธ์กันด้วย แต่เนื่องจาก $\{c_n(t)\}$ เป็นกระบวนการสุ่มแบบ Gaussian (Gaussian random process) ดังนั้น $\{c_n(t)\}$ ของแต่ละเส้นทางจึงมีความเป็นอิสระทางสถิติต่อกัน

2.2 เครื่องรับแบบ Rake บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเจาะจงความถี่

เทคนิคไคเวอร์ซิติได้ถูกนำมาใช้เพื่อปรับปรุงเรื่องความผิดพลาดในการรับสัญญาณเมื่อการลดทอนของช่องสัญญาณมีค่ามากเช่นเมื่อช่องสัญญาณมีการจางหายของสัญญาณอย่างรุนแรง ถ้าสามารถใช้แบบจำลองของสัญญาณข้อมูลหลายๆแบบจำลองที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายของสัญญาณอย่างเป็นอิสระต่อกัน ที่เครื่องรับความน่าจะเป็นที่องค์ประกอบของสัญญาณทั้งหมดจะมีการจางหายในเวลาเดียวกันนั้นสามารถลดลงได้ นั่นคือถ้า p เป็นความน่าจะเป็นที่สัญญาณใดสัญญาณหนึ่งจะเกิดการจางหายภายใต้ค่าวิกฤตค่าหนึ่ง ดังนั้น p^L จะเป็นการน่าจะเป็นที่ L แบบจำลองของสัญญาณเดียวกันนั้นเกิดการจางหายโดยเป็นอิสระต่อกันภายใต้ค่าวิกฤตดังกล่าว วิธีการที่จะทำได้ L แบบจำลองของสัญญาณที่เหมือนกันแต่เกิดการจางอย่างเป็นอิสระต่อกันที่เครื่องรับสามารถทำได้หลายวิธี เช่น วิธีแรกคือการทำไคเวอร์ซิติทางความถี่ (frequency diversity) ทำได้โดยการส่งสัญญาณเดียวกันไปบนความถี่พาห้ทั้งหมด L ความถี่ โดยที่แต่ละความถี่แยกจากกันเท่ากับหรือมากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ วิธีที่ 2 ทำได้โดยการส่งสัญญาณเดียวกันไปในไทม์สล็อต (time slot) ต่างๆ L ไทม์สล็อต โดยแต่ละไทม์สล็อตแยกจากกันเท่ากับหรือมากกว่าเวลาโคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ [7] วิธีนี้เรียกว่าการทำไคเวอร์ซิติทางเวลา (time diversity) มีอีกวิธีหนึ่งที่ใช้กันโดยทั่วไปคือการใช้สายอากาศหลายๆอัน ตัวอย่างเช่น ใช้สายอากาศส่งเพียงอันเดียวแต่ใช้สายอากาศรับหลายอัน โดยที่สายอากาศรับจะต้องมีระยะห่างจากกันมากเพียงพอที่องค์ประกอบจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศมีเวลาประวิงในการแพร่กระจาย (propagation delay) ต่างกัน โดยทั่วไประยะห่างระหว่างสายอากาศ 2 อันต้องแยกห่างกันอย่างน้อย 10 เท่าของความยาวคลื่นเพื่อที่จะให้ได้สัญญาณที่เกิดการจางหายโดยเป็นอิสระต่อกัน และอีกวิธีในการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิติคือจะอาศัยหลักการใช้สัญญาณที่มีแบนด์วิดท์มากกว่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณมากๆ สัญญาณดังกล่าวซึ่งมีแบนด์วิดท์ W สามารถจะมีองค์ประกอบจากหลายเส้นทางต่างๆกันได้ ด้วยเหตุนี้ทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณซึ่งมีเส้นทางของสัญญาณการจางหลายๆเส้นทางโดยมีการจางที่เป็นอิสระต่อกัน และมีเวลาที่สามารถแยกความแตกต่างของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง (time resolution) ได้เป็น $1/W$ ดังนั้นถ้า multipath spread เป็น T_m วินาทีจะมีองค์ประกอบของสัญญาณต่างๆซึ่งแยกออกจากกันเป็น $T_m W$ องค์ประกอบ เนื่องจาก $T_m \approx 1/(\Delta f)_c$ จำนวนองค์ประกอบของสัญญาณต่างๆซึ่งแยกออกจากกันไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถแสดงได้เป็น $W/(\Delta f)_c$ ด้วยเหตุนี้การใช้สัญญาณแบนด์กว้างจึงเป็นอีกวิธีหนึ่งที่จะทำให้ได้ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ซึ่งมีค่า $L \approx W/(\Delta f)_c$ เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับประมวลผลสัญญาณแบนด์กว้างนี้เรียกว่าเครื่องรับแบบ Rake (RAKE receiver) ซึ่งนิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง

ต่อไปจะได้พิจารณาปัญหาของการส่งสัญญาณดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ซึ่งถูกจำลองเป็นแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line) โดยมีค่าถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยก (tap weight) $\{c_k(t)\}$ ที่แปรผันตามเวลาที่มีความเป็นอิสระต่อกันทางสถิติ การที่แบบจำลองแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกมีค่าถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยกที่เป็นอิสระต่อกันทางสถิตินี้จะทำให้ที่เครื่องรับทำการรับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งโดยแยกเป็น L สัญญาณตามจำนวนของจุดต่อแยก ด้วยเหตุที่ใช้เครื่องรับที่สามารถทำการประมวลผลสัญญาณที่รับได้อย่างเหมาะสมจะทำให้ได้ระบบการสื่อสารที่สมมูลกับระบบไคเวอร์ซิตีจำนวน L สาขา สมมติว่ามีสัญญาณไบนารีที่มีพลังงานเท่ากัน 2 สัญญาณคือ $u_1(t)$ และ $u_2(t)$ ซึ่งอาจเป็นสัญญาณแอนติพอดอล (antipodal) หรือ ออโทกอนอล (orthogonal) ก็ได้ ทั้ง 2 สัญญาณนี้มีคาบเวลา T ที่สอดคล้องกับเงื่อนไข $T \gg T_m$ มากๆเพื่อไม่ให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อันเนื่องมาจากสัญญาณจากหลายเส้นทาง เนื่องจากแบนด์วิธของสัญญาณมีค่ามากกว่าแบนด์วิธรวมนัยของช่องสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^L c_k(t) u_i \left(t - \frac{k}{W} \right) + z(t) \\ &= v_i(t) + z(t) \quad , \quad 0 \leq t \leq T \quad \text{และ } i = 1, 2 \end{aligned} \quad (2.32)$$

เมื่อ L เป็นจำนวนเส้นทางทั้งหมด และ

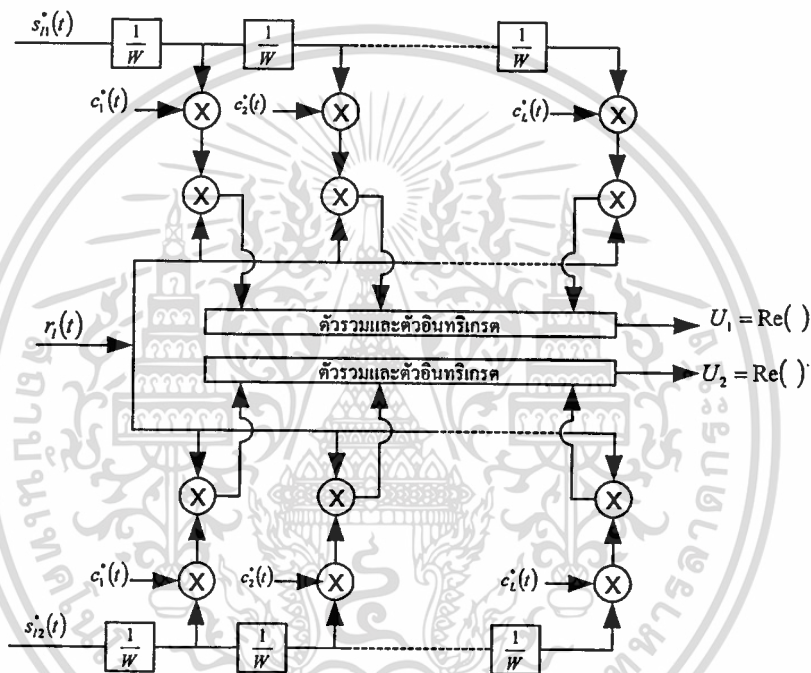
$$v_i(t) = \sum_{k=1}^L c_k(t) u_i \left(t - \frac{k}{W} \right)$$

เมื่อ $z(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนของสัญญาณรบกวนขาวแบบ Gaussian (complex-valued white Gaussian noise process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สมมติว่ารู้ค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกของช่องสัญญาณที่เครื่องรับ ดังนั้นเครื่องรับที่เหมาะสมจะประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ 2 วงจรที่แมตช์กับ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ตามด้วยวงจรมุม (sampler circuit) และวงจรทำการตัดสินใจ (decision circuit) ซึ่งจะเลือกสัญญาณที่ทำให้ได้ค่าเอาต์พุตสูงสุด เครื่องรับที่เหมาะสมอาจใช้การทำสหสัมพันธ์ข้ามแทนการใช้วงจรแมตช์ฟิลเตอร์ ตัวแปรที่ใช้ในการตัดสินใจ (decision variable) สำหรับการตีเทคสัญญาณไบนารีแบบรวมนัยแสดงได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 U_m &= \operatorname{Re} \int_0^T r(t) v_m^*(t) dt \\
 &= \operatorname{Re} \sum_{k=1}^L \int_0^T r(t) c_k^*(t) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

รูปที่ 2.5 แสดงโครงสร้างของเครื่องรับ จากรูปสัญญาณที่รับได้จะถูกส่งผ่านไปยังสายการประวิงเวลา สัญญาณที่ได้จากแต่ละจุดต่อแยกจะถูกนำมาสหสัมพันธ์ (correlate) กับ $c_k(t) u_m^*(t)$ เมื่อ $k = 1, 2, \dots, L$ และ $m = 1, 2$



รูปที่ 2.5 วงจรคีมอูเลตที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณ ไบนารีแบนด์กว้าง

จากการทำงานของเครื่องรับที่เป็นแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกนี้จะเป็นการสะสมพลังงานของสัญญาณจากทุกเส้นทางของสัญญาณที่รับได้ที่อยู่ในแต่ละช่วงห่างทางเวลาของสายการประวิงเวลา (delay line) ซึ่งนำพาสัญญาณข้อมูลเดียวกันมาจึงเรียกเครื่องรับที่มีลักษณะการทำงานดังกล่าวนี้ว่าเครื่องรับแบบ Rake

สำหรับการคำนวณหาสมรรถนะของเครื่องรับแบบ Rake จะทำภายใต้เงื่อนไขของการเกิดการจางที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆจนสามารถประมาณ $c_k(t)$ ได้อย่างสมบูรณ์ (โดยไม่มีสัญญาณรบกวน) นอกจากนี้ $c_k(t)$ จะถูกพิจารณาเป็นค่าคงที่ภายในหนึ่งคาบเวลาแสดงได้เป็น c_k ดังนั้นสมการ (2.33) สามารถแสดงได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$U_m = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^L c_k^* \int_0^T r(t) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \right] \quad (2.34)$$

สมมติว่าสัญญาณที่ส่งมาจากทางด้านส่งเป็น $u_1(t)$ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้คือ

$$r(t) = \sum_{n=1}^L c_n u_1 \left(t - \frac{n}{W} \right) + z(t) \quad , 0 \leq t \leq T \quad (2.35)$$

แทนสมการที่ 2.35 ลงในสมการที่ 2.34 จะได้

$$U_m = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^L c_k^* \sum_{n=1}^L c_n \int_0^T u_1 \left(t - \frac{n}{W} \right) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \right] \\ + \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^L c_k^* \int_0^T z(t) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \right] \quad , m = 1, 2 \quad (2.36)$$

โดยปกติแล้วสัญญาณแบนด์กว้าง $u_1(t)$ และ $u_2(t)$ จะถูกสร้างขึ้นจากลำดับสุ่มซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

$$\int_0^T u_i \left(t - \frac{n}{W} \right) u_i^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \approx 0 \quad \text{เมื่อ } k \neq n, i = 1, 2 \quad (2.37)$$

ถ้าสมมติว่าสัญญาณ ไบนารีข้างต้น ได้ถูกออกแบบมาให้มีคุณสมบัติตามสมการที่ 2.37 ดังนั้นสมการที่ 2.36 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$U_m = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^L |c_k|^2 \int_0^T u_1 \left(t - \frac{k}{W} \right) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \right] \\ + \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^L c_k^* \int_0^T z(t) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \right] \quad , m = 1, 2 \quad (2.38)$$

เมื่อสัญญาณ ไบนารีเป็นสัญญาณแอนติพอดอล (antipodal) จะได้ตัวแปรในการตัดสินใจเพียงตัวเดียว ในกรณีนี้สมการที่ 2.38 จะเป็น

$$U_1 = \operatorname{Re} \left(2E \sum_{k=1}^L \alpha_k^2 + \sum_{k=1}^L \alpha_k N_k \right) \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น สัญญาให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\alpha_k = |c_k|$ และ

$$N_k = e^{j\phi_k} \int_0^T z(t) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \quad (2.40)$$

จากสมการที่ 2.39 แสดงว่าเครื่องรับแบบ Rake ที่การประมาณ tap weight ของช่องสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์จะได้ตัวแปรในการตัดสินใจเช่นเดียวกับวงจรรวมสัญญาณอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combiner : MRC) ในระบบไคเวอร์ซิติที่มีจำนวนสาขาเท่ากับ L



บทที่ 3

หลักการพื้นฐานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

3.1 บทนำ

การเข้าถึงข้อมูลหลายทางโดยใช้การแบ่งรหัสนั้น คุณสมบัติของการเข้าถึงหลายทางสามารถทำได้โดยการเข้ารหัสซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะถูกกำหนดลำดับรหัส (code sequence) ให้ เครื่องรับที่รู้ลำดับรหัสของผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้นจึงจะสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา เนื่องจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลหลายๆทำให้กระบวนการเข้ารหัสนั้นมีผลทำให้เกิดการแผ่กว้างของสเปกตรัมของสัญญาณ ดังนั้นจึงเรียกกระบวนการนี้ว่าการ โมดูเลตแบบแผ่กว้างทางสเปกตรัม (spread-spectrum (SS) modulation) นอกจากนี้ยังเรียกสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสว่าสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (spread-spectrum signal) และมักจะเรียกการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) นี้ว่าการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (spread-spectrum multiple access :SSMA)

เทคนิคการ โมดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นั้นได้เริ่มมีการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้งานในระบบเรดาร์ทางการทหารเนื่องจากเทคนิคการ โมดูเลตแบบนี้สามารถป้องกันการส่งสัญญาณกวน (jamming signal) ได้ดีและมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาจึงได้มีการพัฒนามาใช้ในระบบสื่อสารต่างๆตามลำดับ

การ โมดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่นั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่น (density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่าอัตราขยายการประมวลผล (processing gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{B_r}{B_i} \quad (3.1)$$

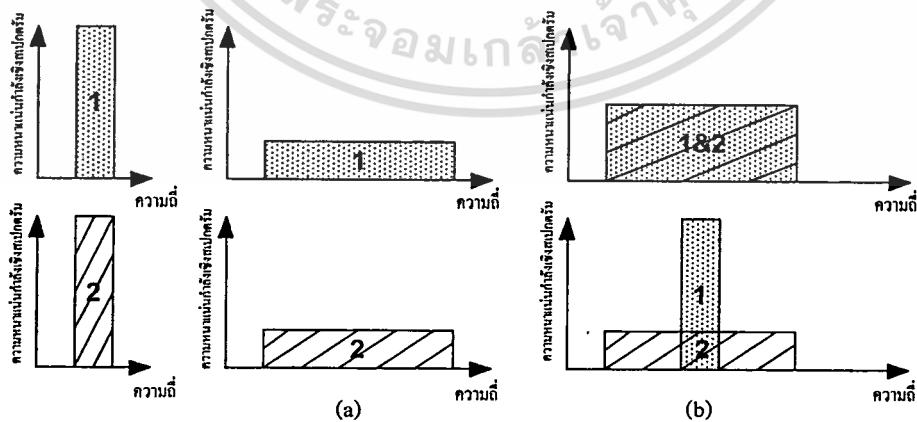
เมื่อ B_r เป็นแบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณและ B_i เป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล

เครื่องรับจะทำการสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่งซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างซิงโครไนซ์กับรหัสของสัญญาณที่รับได้เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา นั่นแสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ใช้ในการโมดูเลตข้อมูลจากทางด้านส่ง

เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่มาก ดังนั้นสเปกตรัมแอมป์จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัมแอมป์ดังนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง (multiple access capability)

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆคนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัมแอมป์ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับจะยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัสซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้คนอื่นๆที่ต่ำเพียงพอ ดังนั้นเมื่อทำสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการก็จะเป็นการดีสเปรด (despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับมามานั้น ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมแอมป์จากผู้ใช้อื่นๆจะยังคงมีลักษณะของสเปกตรัมที่แผ่กว้างดังเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆมาก ดังนั้นจึงสามารถทำการดีเทคสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางนี้แสดงดังรูปที่ 3.1 ในรูปที่ 3.1a แสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแอมป์ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ ส่วนรูปที่ 3.1b แสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมแอมป์ของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน ที่เครื่องรับจะมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่ถูกดีสเปรด และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.1 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแอมป์

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง (multipath interference)

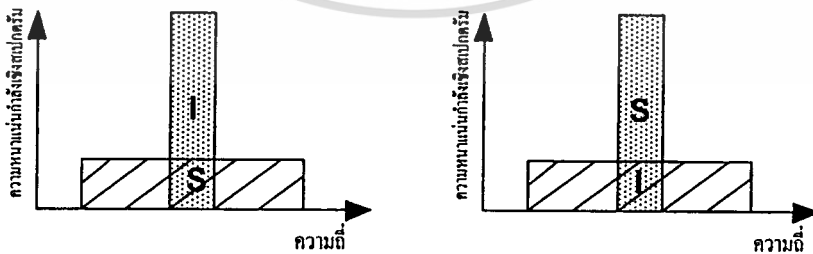
สำหรับช่องสัญญาณวิทยุที่เส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียวเนื่องมาจากการสะท้อน (และการหักเห) ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะมาจากเส้นทางต่างๆกัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆนั้นจะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากเครื่องส่งเหมือนกันแต่มีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นอาจจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และเป็นการรวมแบบหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ในโดเมนของเวลาเหตุการณ์ดังกล่าวจะเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณที่ถูกกระจายออก (dispersed signal) ทางเวลา ซึ่งการโมดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถจะแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้ แต่อย่างไรก็ดีวิธีในการแก้ปัญหาดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของการ โมดูเลตที่ใช้อย่างมากทีเดียว

3) ความเป็นส่วนตัว (privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักจับและได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเท่านั้น

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (interference rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlate) สัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบจะทำให้กำลังของสัญญาณแบนด์แคบนั้นถูกแผ่ออก นั่นคือเป็นการลดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลลง แสดงดังรูปที่ 3.2 สัญญาณสเปกตรัมแผ่ (s) ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ (i) จะถูกดักจับที่เครื่องรับ ในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่กว้างทางสเปกตรัม ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกดักจับ



รูปที่ 3.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอด

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (anti-jamming capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (narrowband jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้น ในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดขึ้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การ โมดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เป็นที่น่าสนใจ สำหรับการประยุกต์ใช้งานทางด้านการทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept :LPI)

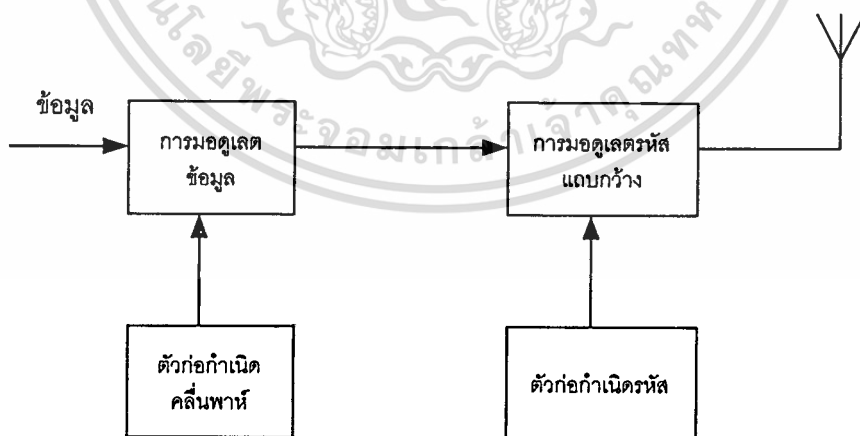
เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูก คีเทค

3.2 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่

การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแบ่งตามวิธีการ โมดูเลตได้เป็น วิธีการจัดลำดับ โดยตรง (direct-sequence) วิธีการกระโดดของความถี่ (frequency hopping) วิธีการกระโดดของ เวลา (time hopping) และวิธีการ ไฮบริด (hybrid) โดยมีรายละเอียดของแต่ละวิธีดังนี้

3.2.1 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง (DS-SS-SSMA)

สำหรับการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรงนั้น สัญญาณข้อมูลที่ผ่านมา โมดูเลตกับสัญญาณพาห้มาแล้วจะถูก โมดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสคิจิตอล โดยที่ สัญญาณข้อมูลดังกล่าวอาจจะเป็น ได้ทั้งสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณคิจิตอลแต่โดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณคิจิตอลซึ่งกรณีที่สัญญาณข้อมูลเป็นแบบคิจิตอลนี้มักจะทำการคูณสัญญาณคิจิตอลนั้น ด้วยสัญญาณรหัส โดยตรงแล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไป โมดูเลตกับสัญญาณพาห้แบนด์กว้าง ด้วยเหตุผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัส โดยตรงนี้เองจึงเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบ แปรรหัส โดยใช้วิธีการจัดลำดับ โดยตรง

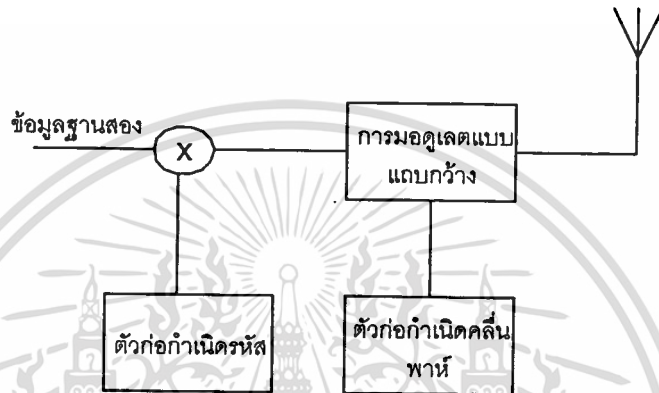


รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SSMA

ในรูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SSMA สัญญาณข้อมูลไปนารีจะถูก โมดูเลต กับสัญญาณพาห้ หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูก โมดูเลตแล้วนี้จะถูกนำไป โมดูเลตด้วยสัญญาณรหัส สัญญาณรหัสนี้ประกอบด้วยบิตต่างๆของรหัสหรือเรียกว่าชิพ ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 และ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อให้ได้การแผ่ของสัญญาณตามต้องการ อัตราชีพ (chip rate) ของสัญญาณรหัสจะต้องสูงกว่า อัตราชีพของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับวิธีการโมดูเลตรหัส (code modulation) นั้นสามารถใช้เทคนิคการโมดูเลตได้หลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้กันคือ การโมดูเลตแบบ PSK อย่างเช่น BPSK, DBPSK, QPSK หรือ MSK (minimum shift keying)

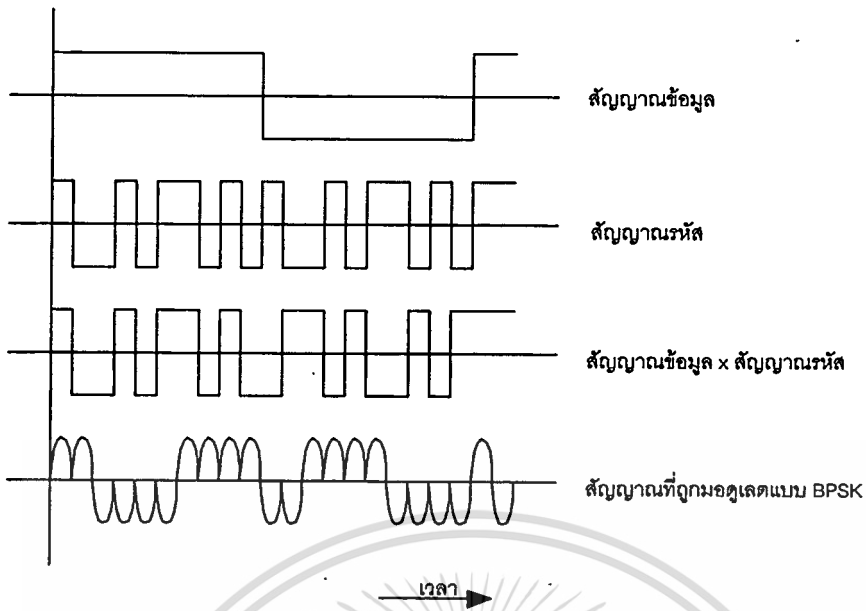
ถ้าทำการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัสโดยตรงโดยไม่ได้ทำการโมดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นก่อน และใช้วิธีการโมดูเลตรหัสแบบ BPSK จะสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.4



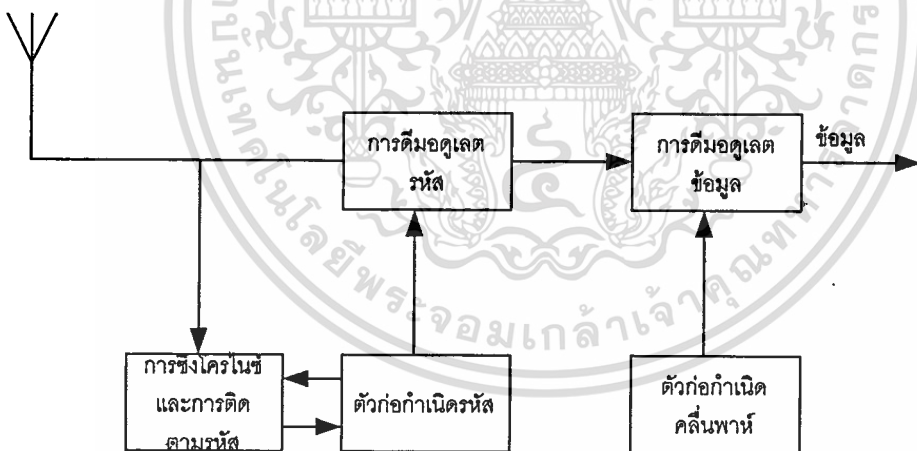
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS

สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งนี้แสดงดังรูปที่ 3.5 จากรูปจะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณรหัส 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชีพของรหัสเป็น 10 เท่าของอัตราชีพของข้อมูล) ดังนั้นจะได้อัตราขยายการประมวลผลเป็น 10 ในทางปฏิบัติอัตราขยายการประมวลผลจะมีค่ามากกว่านี้มาก (จะมีค่าเป็น 10^2 ถึง 10^3)

ที่เครื่องรับ (แสดงดังรูปที่ 3.6) จะใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัย และใช้ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับในการดีสเปสสัญญาณสเปกตรัมแผ่ การที่กระบวนการดีสเปสจะทำให้สำเร็จนั้นไม่เพียงแต่เครื่องรับจะต้องรู้ลำดับรหัสที่ถูกใช้ในการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ทางด้านส่งเท่านั้น แต่ยังคงทำให้รหัสของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมีการซิงโครไนซ์กันกับสัญญาณรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะต้องทำได้สำเร็จตั้งแต่เริ่มต้นการรับสัญญาณและต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไปจนกระทั่งรับสัญญาณได้ทั้งหมด จากรูปที่ 3.6 ส่วนของการซิงโครไนซ์ดังกล่าวแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมของการซิงโครไนซ์/การติดตาม (tracking) ภายหลังจากทำการ despread สัญญาณข้อมูลและทำการดีโมดูเลตก็จะได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.5 การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการ โมดูเลตรหัสแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา



รูปที่ 3.6 เครื่องรับสัญญาณ DS-SS

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงคุณสมบัติอันเป็นประโยชน์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดของระบบ CDMA คือความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบ และคุณสมบัติของการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณที่ต่ำ ซึ่งจะทำให้ระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารมีความปลอดภัยและมีความเป็นส่วนตัวมากขึ้น ต่อไปจะได้อธิบายคุณสมบัติทั้ง 4 นี้ในกรณีของ DS-CDMA

1) การเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆคนใช้ช่องสัญญาณในขณะเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณ DS หลายๆ สัญญาณที่มีการเหลื่อมทับ (overlap) กันในทางเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับจะใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัยเพื่อกำจัดผลของการ โมดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวจะเป็นการรวมกำลังของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคให้อยู่ในช่วงของแบนด์วิคท์ข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่นๆที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดอยู่ในแบนด์วิคท์ของสัญญาณข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าขบวนการหาค่าสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นช่วงกว้างของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการดีเทค และสัญญาณเดียวกันนี้ที่ถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ เมื่อใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้ ส่วนของสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดและจะมีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนด์วิคท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

3) สัญญาณแทรกสอดแบบแคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยลำดับของรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลของกระบวนการดังกล่าวก็จะเหมือนกับการคูณสัญญาณแบบแคบด้วยลำดับของรหัสแบนด์กว้างที่เครื่องส่ง นั่นคือจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบบแคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณแบบแคบซึ่งอยู่ในช่วงของแบนด์วิคท์ของสัญญาณข้อมูล จะมีค่าลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์ที่เท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

เนื่องจากสัญญาณ DS นั้นจะใช้สเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิรตซ์ที่ต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการดีเทคสัญญาณ DS นี้

นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบ DS-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่นๆอีก ซึ่งสามารถแยกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสียดังนี้

ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) การสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นวงจรง่ายๆ เนื่องจากใช้ความถี่พาห้เพียงความถี่เดียว
- 3) สามารถดีโมดูเลตสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัยได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการชิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

- 1) การเริ่มต้นและรักษาการซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยาก ซึ่งกระบวนการซิงโครไนซ์นี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาของชิพ
- 2) การที่จะรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ขบวนการรหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับขบวนการรหัสที่รับได้ภายในช่วงเวลาของชิพ ซึ่งส่งผลให้ขนาดของแบนด์วิคท์ในทางปฏิบัติถูกจำกัดอยู่ในช่วง 10 - 20 MHz
- 3) กำลังงานของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้แบนด์วิคท์ที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะทำให้เกิดการแทรกสอดอย่างมากต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดจากอิทธิพลของความใกล้-ไกลของสัญญาณ (near-far effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้กระบวนการควบคุมกำลังงาน (power control) ซึ่งทำให้สถานีฐานทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ทั้งหมดด้วยกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ดีกระบวนการควบคุมกำลังงานนั้นทำได้ยากในทางปฏิบัติ

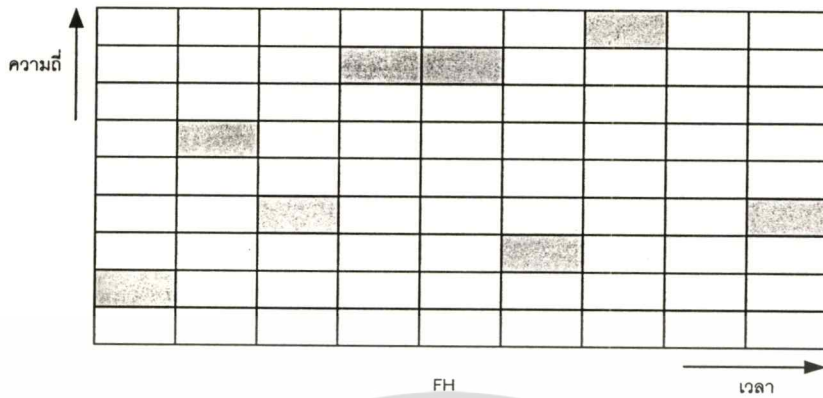
3.2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของความถี่ (FH-SS)

สำหรับระบบ CDMA ที่ใช้วิธีการกระโดดของความถี่นั้น ความถี่พาห်ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกโมดูเลตจะมีค่าไม่คงที่แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นคาบเวลา นั่นคือในช่วงเวลา T ความถี่พาห်จะมีค่าคงที่แต่ในช่วงเวลา T ต่อมาความถี่พาห်จะกระโดดไปยังความถี่อื่น (หรืออาจจะเป็นความถี่เดิมก็ได้) รูปแบบ (pattern) ของการกระโดดจะเป็นไปตามการควบคุมจากสัญญาณรหัส กลุ่มของความถี่พาห်ที่มีทั้งหมดเรียกว่าเซตของการกระโดด (hop set)

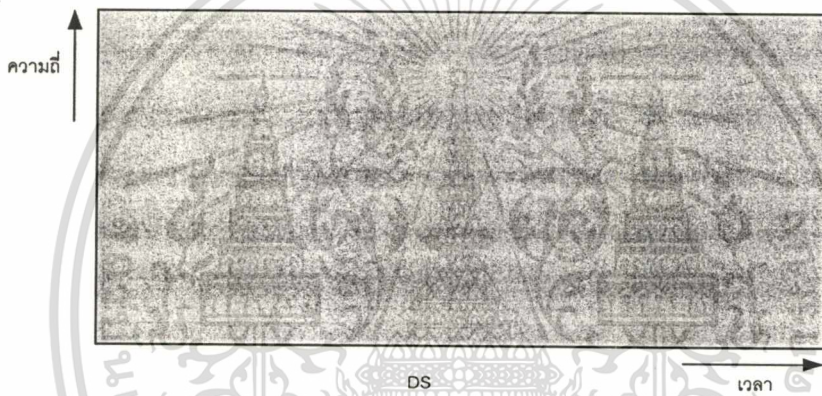
การใช้ย่านความถี่ของระบบ FH-SS จะแตกต่างจากระบบ DS-SS สำหรับระบบ DS นั้นเมื่อทำการส่งสัญญาณจะใช้ย่านความถี่ทั้งหมด ในขณะที่ระบบ FH จะใช้ย่านความถี่เพียงส่วนเล็กๆของแบนด์วิคท์เท่านั้นเมื่อมีการส่งสัญญาณแต่จะมีตำแหน่งของย่านความถี่ดังกล่าวแตกต่างกันในแต่ละเวลา

สมมติว่าระบบ FH ทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่ในย่านความถี่แบนด์ 2 ในคาบเวลาแรก (ดูรูปที่ 3.7) แต่ระบบ DS จะทำการส่งสัญญาณในคาบเวลาเดียวกันด้วยการแผ่กำลังของสัญญาณไปตลอดย่านความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด ดังนั้นกำลังงานที่ถูกส่งออกไปในย่านความถี่แบนด์ 1 จะมีค่าน้อยกว่าระบบ FH มาก แต่อย่างไรก็ดีระบบ DS นั้นจะทำการส่งสัญญาณในย่านความถี่แบนด์ 1 ในช่วงเวลาทั้งหมดของคาบเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะใช้ย่านความถี่นี้เพียงช่วงหนึ่งของเวลาเท่านั้น ดังนั้นโดยเฉลี่ยแล้ว ทั้ง 2 ระบบจะทำการส่งสัญญาณด้วยกำลังงานที่เท่ากันในย่านความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด

ข้อแตกต่างระหว่างการครอบครองย่านความถี่ของระบบ FH-SS และระบบ DS-SS แสดงดังรูปที่ 3.7



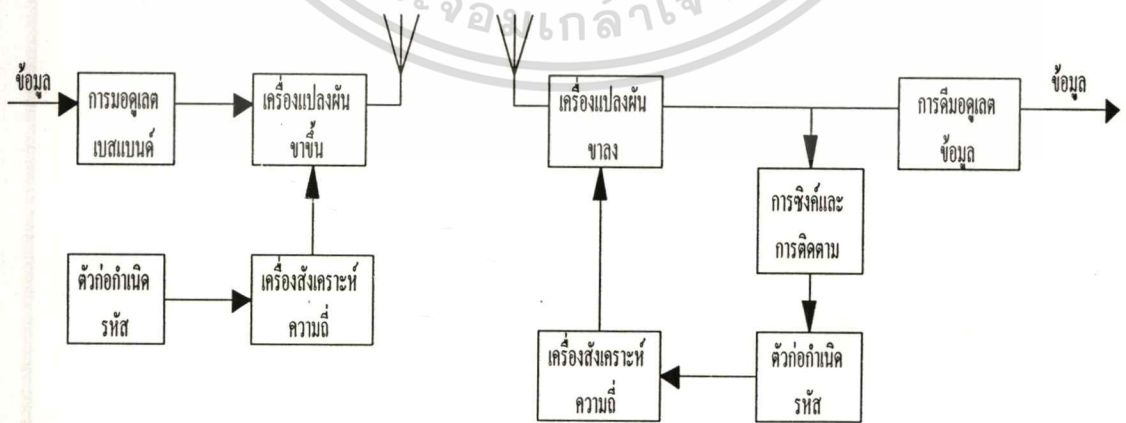
(ก)



(ข)

รูปที่ 3.7 การครอบครองเวลา/ย่านความถี่ของสัญญาณ FH และ สัญญาณ DS

บล็อกไดอะแกรมของระบบ FH-CDMA แสดงดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ FH-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณข้อมูลจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (baseband) ที่ถูกโมดูเลตกับสัญญาณพาห์โดยสามารถใช้เทคนิคการโมดูเลตได้หลายวิธี แต่ในการประยุกต์ใช้งานระบบ FH จริงๆ ไม่สามารถใช้ได้ทุกวิธี โดยมีจะใช้การ โมดูเลตแบบ FM สำหรับสัญญาณอนาล็อกและใช้การ โมดูเลตแบบ GSK สำหรับสัญญาณดิจิทัล จากรูปจะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้อย่างรวดเร็วโดยการควบคุมจากสัญญาณรหัส ดังนั้นความถี่พาห์จะถูกแปลงความถี่ให้สูงขึ้นเป็นความถี่ในการส่งสัญญาณ (transmission frequency)

ที่เครื่องรับก็จะใช้วิธีกลับกับทางด้านส่ง โดยใช้วงจรกำเนิดขบวนรหัสเพื่อนำมาใช้ในการแปลงความถี่ของสัญญาณที่รับได้ให้ต่ำลงมาเป็นความถี่พาห์ซึ่งใช้ในการ โมดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ทางด้านส่ง หลังจากนั้นก็จะทำการดีโมดูเลตจึงได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา วงจรซิงโครไนซ์/การติดตาม (synchronize/tracking) จะถูกนำมาใช้ในการทำให้การกระโดดของความถี่ที่สร้างขึ้นทางด้านรับเป็นไปอย่างซิงโครไนซ์กับรูปแบบการกระโดดของสัญญาณพาห์ที่รับได้ ดังนั้นจึงสามารถทำการดีสเปสสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

ระบบ FH-CDMA นี้สามารถจำแนกความแตกต่างโดยใช้อัตราการกระโดดของความถี่พาห์ได้ ดังนี้ ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่ามากกว่าอัตราข้อมูลมากๆ จะเรียกว่าเป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการกระโดดของความถี่อย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping (F-FH) CDMA) สำหรับกรณีนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่พาห์หลายครั้งในช่วงเวลาของการส่งข้อมูล 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1 บิตจะถูกส่งออกไปในหลายๆความถี่ แต่ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่าน้อยกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่าการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการกระโดดของความถี่อย่างช้า (Slow Frequency Hopping (S-FH) CDMA) สำหรับกรณีนี้จะมีบิตข้อมูลหลายบิตถูกส่งที่ความถี่เดียวกัน

การครอบครองย่านความถี่ที่ความถี่ในการกระโดดใดๆ ไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น ยังขึ้นอยู่กับรูปร่างของสัญญาณที่มีการกระโดดและความถี่ในการกระโดดอีกด้วย ถ้าความถี่ในการกระโดดมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมากๆ (กรณี S-FH) ปัจจัยสำคัญที่จะควบคุมการครอบครองย่านความถี่คือแบนด์วิดท์ของข้อมูล แต่ถ้าความถี่ในการกระโดดมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลมากๆ รูปร่างพัลส์ของสัญญาณที่มีการกระโดดจะเป็นปัจจัยในการควบคุมการครอบครองย่านความถี่ ที่ความถี่ในการกระโดดใดๆถ้ารูปร่างพัลส์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (เป็นผลให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่อย่างรวดเร็ว) ย่านความถี่ที่ครอบครองจะมีแบนด์วิดท์แผ่กว้างออกมาก เป็นผลทำให้จำกัดจำนวนความถี่ในการกระโดด ถ้าทำให้การเปลี่ยนแปลงของความถี่เป็นไปอย่างราบเรียบ (smooth) แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่แต่ละความถี่ในการกระโดดจะมีค่าประมาณ $1/T_h$ เท่าของแบนด์วิดท์ของความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด เมื่อ T_h มีค่าเท่ากับความถี่ในการกระโดด การจะทำให้การเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นไปอย่างสม่ำเสมอขึ้นทำ

ได้โดยการลดกำลังก่อนที่จะมีการกระโดดของความถี่แล้วเพิ่มขึ้นอีกครั้งเมื่อความถี่ในการกระโดดได้เปลี่ยนแปลงไปแล้ว

สำหรับระบบ FH-CDMA นั้นจะมีคุณสมบัติในเรื่องของความสามารถในการเข้าถึงหลายทางการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบและการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ดังนี้

1) การเข้าถึงหลายทาง

ในระบบ F-FH นั้น 1 บิตข้อมูลจะถูกส่งไปในย่านความถี่ต่างๆกัน ถ้าผู้ใช้ที่ต้องการ เป็นเพียงผู้ใช้เดียวที่จะทำการส่งสัญญาณไปในย่านความถี่ทั้งหมด กำลังงานที่รับได้ของสัญญาณที่ต้องการเคเทจจะมีค่ามากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดมาก ดังนั้นจึงสามารถรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

สำหรับระบบ S-FH หลายๆบิตจะถูกส่งไปโดยใช้ความถี่เดียวกัน ถ้าความน่าจะเป็นที่จะมีผู้ใช้อื่นทำการส่งสัญญาณในย่านความถี่เดียวกันมีค่าต่ำเพียงพอ สัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการจะถูกรับได้อย่างถูกต้องตลอดช่วงเวลาที่ทำการส่ง ในช่วงเวลาดังกล่าวถ้ามีสัญญาณแทรกสอดที่ส่งมาจากผู้ใช้อื่นในย่านความถี่เดียวกัน จะใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาด (error correcting code) ในการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาในช่วงเวลานั้นกลับคืนมาได้

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ระบบ F-FH CDMA ความถี่พาหะจะมีการเปลี่ยนแปลงหลายครั้งในช่วงของการส่ง 1 บิตข้อมูล ความถี่ของสัญญาณที่ถูกโมดูเลตแล้วจะถูกนำมาโมดูเลตและส่งออกไปด้วยความถี่พาหะต่างๆกัน สัญญาณคลื่นพาหะที่มีความถี่ต่างกันจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณหลายเส้นทาง (multipath) ต่างกัน เป็นผลทำให้ความถี่ของสัญญาณที่ถูกโมดูเลตข้างต้นอาจจะถูกขยายที่ความถี่พาหะความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่ความถี่พาหะอีกความถี่หนึ่งหรือในทางกลับกัน ที่เครื่องรับผลตอบสนองที่ความถี่ในการกระโดดต่างๆกันจะถูกเฉลี่ยและทำให้ผลของการแทรกสอดแบบหลายเส้นทางลดลง

3) สัญญาณแทรกสอดแบบแคบ

สมมติว่ามีสัญญาณแบบแคบเข้ามาแทรกสอดที่ความถี่ในการกระโดด ถ้ามีความถี่ในการกระโดด G_p ความถี่ (เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้ที่ต้องการ (โดยเฉลี่ย) จะใช้ความถี่ในการกระโดดซึ่งจะมีการแทรกสอดอยู่เพียง $1/G_p$ เปรอ์เซ็นต์ของเวลา ดังนั้นสัญญาณแทรกสอดจะถูกทำให้ลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น G_p

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

ความยากในการดักจับสัญญาณ FH ไม่ได้อยู่ที่การใช้กำลังส่งที่ต่ำ ในช่วงระหว่างการส่งสัญญาณระบบ FH-CDMA จะใช้กำลังส่งต่อเฮิร์ตสูงพอๆกับการส่งแบบต่อเนื่อง แต่ความถี่ที่สัญญาณจะถูกส่งออกไปนั้นไม่สามารถทราบได้จากระบบอื่น นอกจากนี้ช่วงเวลาของการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่แต่ละความถี่ก็ยังสั้นมากอีกด้วย ดังนั้นแม้ว่าสัญญาณ FH จะถูกค้ำจับได้ง่ายกว่าสัญญาณ DS แต่ก็ยังคงต้องใช้กระบวนการที่ยุงยากมากที่จะทราบความหมายของสัญญาณ

นอกจากคุณสมบัติข้างต้น ระบบ FH-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอีกหลายประการซึ่งสามารถแยกเป็นได้ทั้งข้อดีและข้อเสียดังนี้

ข้อดีของระบบ FH-CDMA

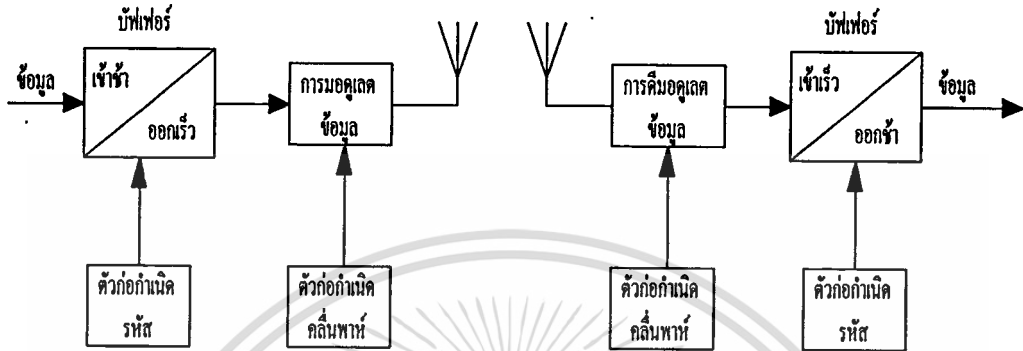
- 1) การชิงโครไนซ์ของระบบ FH-CDMA สามารถทำได้ง่ายกว่าระบบ DS-CDMA มาก การชิงโครไนซ์ของระบบ FH-CDMA นั้นจะต้องทำภายในช่วงของเวลาในการกระโดด (hop time) เนื่องจากการแผ่ของสเปกตรัมไม่สามารถทำได้โดยการให้การกระโดดของความถี่ด้วยความเร็วมากๆ แต่จะใช้การจัดให้มีเซตของการกระโดดขนาดใหญ่ ดังนั้นเวลาในการกระโดดจะมากกว่าเวลาของชีพของระบบ DS-CDMA มาก ทำให้ระบบ FH-CDMA อนุญาตให้มีค่าความผิดพลาดในการชิงโครไนซ์ที่มากกว่า
- 2) แบนด์วิดท์ที่ความถี่ในการกระโดดต่างๆที่สัญญาณ FH สามารถครอบครองใช้งานไม่จำเป็นต้องอยู่ติดกัน เนื่องจากสามารถสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ให้สังเคราะห์ความถี่กระโดดข้ามส่วนของสเปกตรัมทางความถี่ที่แน่นอนได้ เมื่อประกอบกับมีการชิงโครไนซ์ที่ง่าย ทำให้สามารถมีแบนด์วิดท์สเปกตรัมแผ่ที่กว้างขึ้นมา
- 3) เนื่องจากระบบ FH-CDMA เป็นระบบสเปกตรัมแผ่แบบหลีกเลี่ยง (avoidance SS) ความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้หลายคนจะส่งสัญญาณในย่านความถี่เดียวกันในขณะเวลาเดียวกันจะมีค่าน้อย ถ้าผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานทำการส่งสัญญาณ สัญญาณดังกล่าวก็จะถูกรับได้ที่สถานีฐานแม้ว่าผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานกำลังทำการส่งสัญญาณอยู่ก็ตาม เนื่องจากผู้ใช้เหล่านั้นอาจจะกำลังส่งสัญญาณที่ความถี่อื่นๆอยู่ก็ได้ ด้วยเหตุนี้สมรรถนะในเรื่องของ near-far effect จะดีกว่าระบบ DS-CDMA มาก
- 4) ระบบ FH-CDMA มีความเป็นไปได้ที่จะลดผลของสัญญาณแทรกสอดแบบแคบได้ดีกว่าระบบ DS-CDMA เนื่องจากความเป็นไปได้ในการที่จะมีแบนด์วิดท์ที่มากกว่า

ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

- 1) จำเป็นต้องใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความสลับซับซ้อนมาก
- 2) การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของสัญญาณในการเปลี่ยนแปลงย่านความถี่จะทำให้การครอบครองแบนด์วิดท์ที่ความถี่ในการกระโดดใดๆเพิ่มมากขึ้น เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงกรณีดังกล่าวสัญญาณจะต้องถูกปิดและเปิดใหม่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่
- 3) การโมดูเลตแบบร่วมนี้ทำได้ยาก เนื่องจากปัญหาของการรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงเวลาของการกระโดด

3.2.3 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของเวลา (TH-SS)

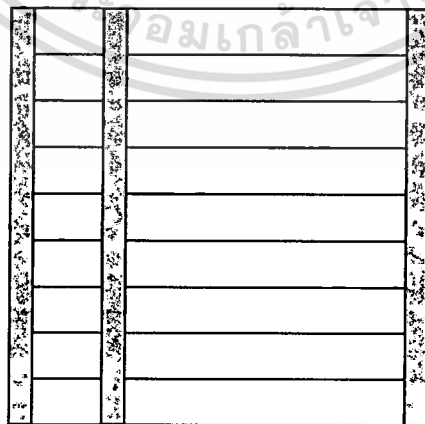
ในระบบที่มีการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของเวลา สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งไปใน burst ภายในช่วงเวลาที่กำหนดรหัสของผู้ใช้แต่ละคน



รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ TH-CDMA

ในแกนของเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็นไทม์สล็อตจำนวน M ไทม์สล็อต ในช่วงเวลาของแต่ละเฟรมผู้ใช้ระบบสามารถจะส่งสัญญาณไปในไทม์สล็อตใดไทม์สล็อตหนึ่งจากทั้งหมด M ไทม์สล็อตและแต่ละไทม์สล็อตก็จะถูกส่งออกไปโดยขึ้นอยู่กับสัญญาณรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้งานระบบแต่ละคน เนื่องจากผู้ใช้งานหนึ่งจะทำการส่งข้อมูลทั้งหมดภายใน 1 ไทม์สล็อตแทนที่จะทำการส่งข้อมูลไปในทั้งหมด M ไทม์สล็อตดังนั้นความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น M บล็อก ไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA แสดงดังรูปที่ 3

ความถี่



เวลา

รูปที่ 3.10 การพล็อตระหว่างเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เฉพาะในหน่วยงานที่ขอใช้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 แสดงการพล็อตระหว่างเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA เมื่อทำการเปรียบเทียบรูปที่ 3.10 กับรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าระบบ TH-CDMA นั้นใช้สเปกตรัมแบนด์กว้างทั้งหมดสำหรับในช่วงเวลาสั้นๆ แทนที่จะใช้ส่วนหนึ่งของสเปกตรัมตลอดช่วงเวลาทั้งหมด และเช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA และระบบ FH-CDMA จะได้ว่าถึงคุณสมบัติเกี่ยวกับความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง การกำจัดสัญญาณแทรกสอด การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ และการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1) การเข้าถึงหลายทาง

ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางของสัญญาณ TH-SS สามารถทำได้ในทำนองเดียวกันกับสัญญาณ FH-SS คือการทำให้ความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลายๆคนที่ย่านความถี่เดียวกันและในขณะเวลาเดียวกันให้มีค่าน้อยเพียงพอ สำหรับกรณีการกระโดดของเวลา การส่งสัญญาณทั้งหมดจะส่งไปในย่านความถี่เดียวกัน ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้มากกว่า 1 คนในขณะเวลาเดียวกันจะต้องมีค่าน้อย ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดรหัสต่างๆ กันให้กับผู้ใช้แต่ละคน ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลายๆคนเกิดขึ้นจริง ก็สามารถมั่นใจได้ว่าจะสามารถรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้องโดยการใช้อัตราตรวจสอบความผิดพลาด.

ถ้ามีการชิงใครในชักรันระหว่างผู้ใช้ทั้งหมด และรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้แต่ละคนทำให้ไม่มีผู้ใช้ในระบบทำการส่งสัญญาณในไทม์สล็อตเดียวกันมากกว่า 1 คน ดังนั้นจะทำให้ระบบ TH-CDMA สามารถลดรูปเป็นระบบ TDMA ได้เมื่อไทม์สล็อตที่ผู้ใช้ทำการส่งไม่ได้ถูกกำหนดไว้ตายตัว แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงแบบเฟรมต่อเฟรม

2) สัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ

สัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งออกไปในลักษณะถูกลดเวลา ส่วนที่ลดลงนี้คือ $1/G_p$ เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับสัญญาณแทรกสอดจะถูกรับเข้ามาเพียงแคในช่วงเวลาที่ทำการรับสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ด้วยเหตุนี้จึงจะรับสัญญาณแทรกสอดเข้ามาเพียง $1/G_p$ เปรอ์เซ็นต์ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น จึงเป็นการลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดลงด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น G_p

3) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

สำหรับระบบ TH-CDMA ผู้ใช้แต่ละคนจะทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่ที่คงที่ แต่เวลาที่ผู้ใช้แต่ละคนทำการส่งนั้น ไม่สามารถทราบได้จากระบบอื่นและช่วงเวลาในการส่งยังสั้นมาก นอกจากนี้สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนจะมีลักษณะเฉพาะในเรื่องของเวลาที่ทำการส่ง ดังนั้นแม้ว่าเครื่องรับจากระบบอื่นจะทำการดักจับสัญญาณได้ก็เป็นการยากที่จะแบ่งแยกจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของการส่งได้ นอกจากนั้นยังไม่สามารถทราบได้ว่าการส่งใดเป็นของผู้ใช้คนใด

นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้ว ระบบ TH-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสียดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของระบบ TH-CDMA

- 1) การนำไปสร้างใช้งานทำได้ง่ายกว่าระบบ FH-CDMA
- 2) เมื่อเครื่องส่งมีกำลังเฉลี่ยจำกัดแต่มีกำลังสูงสุด (peak power) ไม่จำกัด ระบบ TH-CDMA จะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน เนื่องจากข้อมูลได้ถูกส่งออกไปใน burst สั้น ๆ ด้วยกำลังงานสูง
- 3) มีปัญหาจาก near-far effect น้อยมากเช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากเป็นระบบแบบมีการหลีกเลี่ยง ดังนั้นตลอดเวลาเครื่องปลายทางที่อยู่ไกลจากสถานีฐานจะทำการส่งสัญญาณเพียงเครื่องเดียวโดยไม่ถูกรบกวนจากการส่งสัญญาณจากสถานีที่อยู่ใกล้เคียง

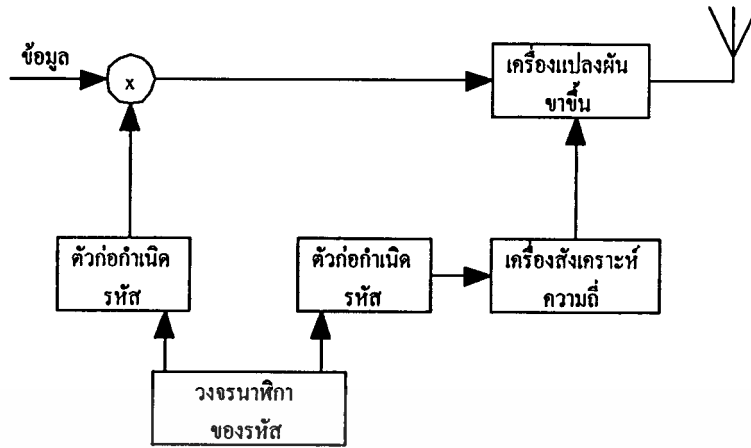
ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

- 1) ต้องใช้เวลาหนานก่อนที่รหัสจะซิงโครไนซ์กัน แต่เครื่องรับต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไว้เพียงช่วงเวลาสั้นๆเท่านั้น
- 2) ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลายๆคนเกิดขึ้น จะทำให้บิตข้อมูลจำนวนมากเกิดความเสียหาย ดังนั้นจะต้องใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาดที่ดีและจำเป็นต้องมีการวางสลับทางบิต (data interleaving)

3.2.4 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการไฮบริด

ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการไฮบริดจะรวมถึงระบบ CDMA ทั้งหมดที่ใช้เทคนิคการโมดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ตั้งแต่ 2 วิธีขึ้นไปรวมกัน จากเทคนิคการโมดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ทั้ง 3 วิธีที่อธิบายไว้ข้างต้นได้แก่ การโมดูเลตแบบ DS การโมดูเลตแบบ FH และการโมดูเลตแบบ TH ทำให้สามารถสร้างระบบไฮบริดที่อาจเป็นได้ดังนี้ DS/FH, DS/TH, FH/TH และ DS/FH/TH

แนวคิดของระบบไฮบริดคือเพื่อที่จะรวมข้อดีของเทคนิคการโมดูเลตแต่ละเทคนิคเข้าด้วยกัน ตัวอย่างเช่น ระบบ DS/FH จะได้ข้อดีในเรื่องของการต่อต้านผลกระทบจากสัญญาณหลายเส้นทางของระบบ DS รวมกับคุณสมบัติในเรื่องผลกระทบจากความใกล้-ไกล ของสัญญาณ (near-far effect) ของระบบ FH แต่ข้อเสียของระบบไฮบริดคือเรื่องของการส่งและเครื่องรับที่มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS/FH CDMA แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 เครื่องส่งไฮบริด DS-FH

จากรูปเบื้องต้นสัญญาณข้อมูลจะถูกทำให้เป็นสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้สัญญาณรหัส DS หลังจากนั้นสัญญาณสเปกตรัมแผ่จะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห่ที่มีการกระโดดของความถี่ สอดคล้องกับลำดับรหัสอีกอันหนึ่งโดยใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมรหัส (code clock) เพื่อให้รหัสทั้งสองมีความสัมพันธ์ที่คงที่ต่อกัน

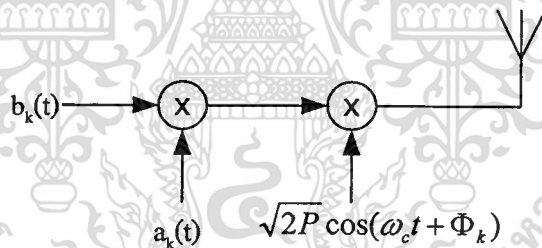
บทที่ 4

อัตราความผิดพลาดบิตของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสที่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรงบนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง Nakagami. แบบสหสัมพันธ์

4.1 แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์

4.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

ระบบ DS-CDMA ที่ทำการศึกษากำหนดให้มีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ K ราย โดยผู้ใช้งานแต่ละรายจะมีลำดับรหัส (code sequence) ที่แตกต่างกัน และกำหนดให้ข้อมูลและรหัสการแผ่สเปกตรัมที่พิจารณาเป็นแบบเลขฐานสอง หลักการของระบบ DS-CDMA คือจะมีการคูณกันระหว่างลำดับรหัส และลำดับข้อมูล (data sequence) ในที่นี้กำหนดให้ใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสอง (Binary Phase shift Keying : BPSK) แบบจำลองของเครื่องส่งแสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง DS-CDMA ของผู้ใช้งานที่ k ที่ทำการศึกษา

พิจารณาผู้ใช้งานที่ k สัญญาณที่ถูกส่งออกไปแสดงได้ดังสมการที่ 4.1

$$s_k(t) = \sqrt{2P} a_k(t) b_k(t) \cos(\omega_c t + \phi_k) \quad (4.1)$$

ในสมการที่ 4.1 ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณมีค่าคงตัวเท่ากับ $\sqrt{2P}$

โดยที่ P คือ กำลังงานเฉลี่ยซึ่งจะมีค่าเท่ากันสำหรับผู้ใช้งานทุกคน

ω_c คือ ความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห์

ϕ_k คือ มุมเฟสของการมอดูเลตสำหรับผู้ใช้งานที่ k โดยมีการแจกแจงแบบเอกรูป (uniform)

ในช่วง $[0, 2\pi]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการที่ 4.1 $a_k(t)$ คือ ลำดับรหัส (code sequence) ของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(+1,-1)$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากันแสดงได้โดย

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{k,j} p_a(t - jT_c) \quad , a_{k,j} \in \{-1,+1\} \quad (4.2)$$

และ $b_k(t)$ คือ ลำดับข้อมูล (data sequence) ที่ต้องการส่งของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(+1,-1)$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากันซึ่งสามารถแสดงได้โดย

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{k,j} p_b(t - jT) \quad , b_{k,j} \in \{-1,+1\} \quad (4.3)$$

โดยที่ $p_a(t)$ และ $p_b(t)$ คือพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความสูง 1 หน่วยและมีค่าความกว้างเท่ากับ T_c และ T ตามลำดับ โดย

T_c คือ ค่าความกว้างของชิปของลำดับรหัส

T คือ ค่าความกว้างของลำดับข้อมูล

$N=T/T_c$ คือ ค่าอัตราการขยายการประมวลผล (processing gain) ของระบบ DS-CDMA

4.1.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ

สัญญาณที่ทำการพิจารณาจะมีคุณสมบัติเป็นการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอย่างช้าๆ ค่อยเป็นค่อยไป ไม่แปรค่าตามเวลา และเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ สัญญาณจะมีลักษณะของการเฟดของคลื่นในหลายวิถี (multipath fading) เช่นการสะท้อน การหักเห หรือการรับสัญญาณโดยตรงในช่องสัญญาณ โดยผลตอบสนองทางอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ต่ำ (low-pass equivalent impulse response) สำหรับผู้ใช้งานที่ k แสดงได้ดังสมการ [1]

$$h_k(\tau) = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta[\tau - \tau_l^{(k)}] \quad (4.4)$$

ในสมการที่ 4.4 จะเห็นว่าผลตอบสนองอิมพัลส์จะอยู่ในนิพจน์ของตัวแปรเสริม 3 ตัวคือ

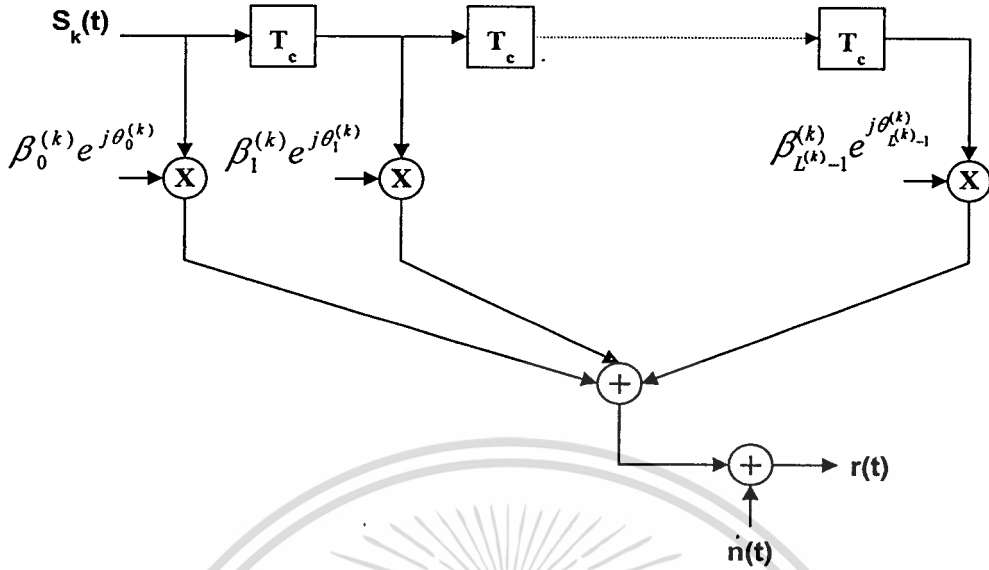
β_l คือ อัตราการลดทอนของแอมพลิจูด

θ_l คือ มุมเฟสที่มีการประวิงเวลาเป็นการแจกแจงแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi]$

τ_l คือ การประวิงเวลาซึ่งเป็นการแจกแจงแบบเอกรูปในช่วง $[0, T]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองช่องสัญญาณสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ

เนื่องจากจำนวนวิถี $L^{(k)}$ เป็นตัวแปรสุ่มแต่ก็มีขอบเขตซึ่งแทนด้วยความสัมพันธ์ [7]

$$L^{(k)} = \left\lfloor \frac{T_m}{T_c} \right\rfloor + 1 \quad (4.5)$$

โดยที่ T_m คือ การประวิงเวลาที่มากที่สุดของช่องสัญญาณ

T_c คือ ความกว้างชิปของลำดับรหัส

สำหรับผลตอบสนองอิมพัลส์ ตัวแปรเสริมที่ให้ความสนใจมากที่สุดคือตัวแปรเสริมของแอมพลิจูด β , และในงานวิจัยนี้จะใช้แบบจำลองแบบ Nakagami และสัญญาณที่รับได้ในวิถีที่ l โดยที่ $l=0,1,\dots,L-1$ สามารถแทนด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function :pdf) ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นสำหรับแต่ละวิถีที่สามารถแสดงได้ดังนี้ [3]

$$p_s(S) = \left(\frac{m_l}{\Omega_l} \right)^{m_l} \frac{S^{m_l-1}}{\Gamma(m_l)} \exp\left(\frac{-m_l S}{\Omega_l} \right) \quad (4.6)$$

และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแสดงด้วยความสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_1 = \frac{\Omega_1^2}{E[(\beta_1^2 - \Omega_1)^2]} \geq 0.5, \Omega_1 = E[\beta_1^2] \quad (4.7)$$

โดยที่ $s = \beta_1^2$

Ω_1 คือ โมเมนต์อันดับที่สอง (second moment) ของ β_1

m_1 คือ การแจกแจงของแอมพลิจูดในช่องสัญญาณที่มีการเฟดในวิถีที่ 1 และมีค่าเท่ากับอัตราส่วนของค่าโมเมนต์อันดับที่สองยกกำลังสองต่อค่าความแปรปรวน

จะได้ว่า $m=1.0$ คือ การแจกแจงแบบ Rayleigh

$m=0.5$ คือ การแจกแจงแบบ Gaussian ข้างเดียว

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

การแจกแจงแบบ Rician และ ลีออนอร์มัลจะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Nakagami เมื่อตัวแปรเสริมเฟดคิง $m > 1$ ความสัมพันธ์ระหว่างการแจกแจงแบบ Rician แสดงด้วยค่าคงตัวของ Rician (Rice factor: K) กับการแจกแจงแบบ Nakagami (m) แสดงด้วยความสัมพันธ์ [1]

$$m = \frac{1}{1 - \left(\frac{K}{1+K}\right)^2} \quad (4.8)$$

ในสมการที่ 4.8 จะเห็นว่าไม่ใช่สมการเชิงเส้น แต่สามารถประมาณเป็นแบบเชิงเส้นระหว่าง m และ K เมื่อ $K \geq 2$

4.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ

กำหนดให้ระบบที่ทำการพิจารณาเป็นแบบอะซิงโครนัสที่มีผู้ใช้งานหลายคน และมีการเฟดคิงแบบหลายวิถี ซึ่ง $L^{(k)}$ เป็นจำนวนวิถีของผู้ใช้งานลำดับที่ k เนื่องจากช่องสัญญาณที่พิจารณาจะเป็นฟังก์ชันของอัตราการลดทอนของแอมพลิจูด การประวิงเวลา และการประวิงเฟส ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะต้องเกิดการประวิงเวลาจาก $a(t)$ เป็น $a(t-\tau)$ และแอมพลิจูดของสัญญาณก็จะเปลี่ยนแปลงด้วยตัวคูณด้วยอัตราการลดทอนทางแอมพลิจูด β_1 ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานหลายคนสามารถแสดงได้ดังสมการ [1]

$$r(t) = n(t) + \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_1^{(k)} a_k(t - \tau_l^{(k)}) b_k(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \phi_l^{(k)}) \quad (4.9)$$

โดยที่ $r(t)$ คือ สัญญาณที่รับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนขาว Gaussian แบบบวก (Additive White Gaussian Noise :

AWGN) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ $\eta/2$

$L^{(k)}$ คือ จำนวนเส้นทางของช่องสัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ k

$\varphi_i^{(k)} = \phi_x + \theta_i^{(k)} - \omega_c \tau_i^{(k)}$ คือ มุมเฟสของเฟดดิ้งวิถีที่ i ของผู้ใช้งานลำดับที่ k และเป็น

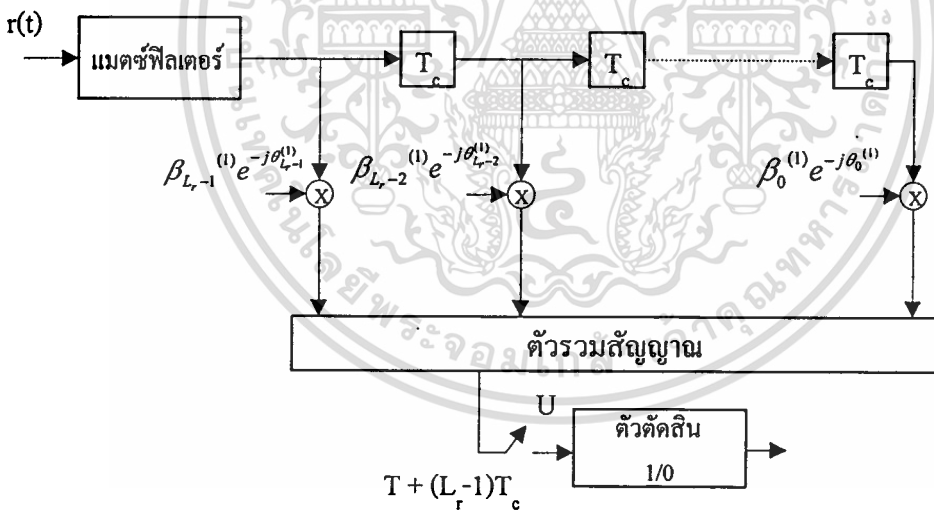
อิสระต่อกัน โดยมีการแจกแจงทางสถิติแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi]$

เครื่องรับแบบ Rake แสดงดังรูปที่ 4.3 โดยกำหนดให้ผู้ใช้งานลำดับที่ 1 ($k=1$) เป็นผู้ใช้งานอ้างอิง

อิง

สมมติว่าการค้นเป้าได้ (acquisition) กระทำได้สำเร็จสำหรับผู้ใช้งานอ้างอิง หลังจากนั้นวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์จะซิงโครไนซ์กับเส้นทางแรกของสัญญาณที่ต้องการแสดงดังรูปที่ 4.3 แต่ละเส้นทางที่แมตซ์กับสาขาของเครื่องรับจะได้องค์ประกอบของสัญญาณออกมาและสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการแทรกสอด (interference noise) ที่เกี่ยวข้องกับองค์ประกอบของสัญญาณนี้ พิจารณาได้จาก

- 1) สหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ของรหัสของแมตซ์ฟิลเตอร์กับรหัสของผู้ใช้งานระบบอื่นๆ
- 2) สหสัมพันธ์ข้ามของเส้นทางอื่นๆที่เหลือ กับเส้นทางแรกของผู้ใช้งานระบบที่ 1
- 3) สหสัมพันธ์ข้ามกับเทอมของสัญญาณรบกวนแบบ Gaussian



รูปที่ 4.3 เครื่องรับแบบ Rake

เอาต์พุตของเครื่องรับแบบ Rake สำหรับแต่ละเวลาในการสุ่ม (sampling time) สามารถแสดงดังสมการที่ 4.10

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{nT_c+T} r(t) \beta_n^{(1)} a_1(t - nT_c) \cos[\omega_c t + \varphi_n^{(1)}] dt \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง บ ในสมการที่ 4.10 คือเอาต์พุตของเครื่องรับแบบ Rake แทนค่า $r(t)$ จากสมการที่ 4.9 ลงในสมการที่ 4.10 จะได้

$$\begin{aligned} U &= \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \left[n(t) + \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a_k(t - \tau_l^{(k)}) \cdot b_k(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(k)}) \right] \beta_n^{(1)} a_1(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\ &= \sum_{n=0}^{L_r-1} \{ S^{(n)} + I_{mai}^{(n)} + I_{si}^{(n)} + I_{ni}^{(n)} \} \end{aligned} \quad (4.11)$$

โดยที่ $S^{(n)}$ คือ องค์ประกอบของสัญญาณที่ต้องการดีเทกต์

$I_{mai}^{(n)}$ คือ การแทรกสอดแบบเข้าถึงหลายทาง (multiple access interference :MAI) จากผู้ใช้งานอื่น $K-1$ รายที่ใช้งานระบบในขณะเวลาเดียวกัน

$I_{si}^{(n)}$ คือ สัญญาณแทรกสอดตัวเอง (self-interference :SI) สำหรับผู้ใช้งานอ้างอิง

$I_{ni}^{(n)}$ คือ ตัวแปรสุ่มแบบ Gaussian ที่ขึ้นอยู่กับกระบวนการของสัญญาณรบกวนขาว Gaussian แบบบวก (AWGN)

ส่วนของสัญญาณที่ต้องการดีเทกต์สามารถหาได้โดยการแทนเงื่อนไข $K = 1$ และ $l = n$ (สัญญาณของผู้ใช้งานอ้างอิง) ลงในสมการที่ 4.11 ดังนี้

$$S^{(n)} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} \left[\sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L^{(1)}-1} \beta_l^{(1)} a_1(t - \tau_l^{(1)}) b_1(t - \tau_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(1)}) \right] \beta_n^{(1)} a_1(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \quad (4.12)$$

โดยที่ $\tau_l^{(k)} = \tau_0^{(k)} + lT_c$ เนื่องจากกำหนดให้ผู้ใช้งานที่ 1 เป็นผู้ใช้งานอ้างอิงนั่นคือ $\tau_1^{(1)} = lT_c$ ($\tau_0^{(1)} = 0$) จะได้

$$\begin{aligned} S^n &= \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L^{(1)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \beta_l^{(1)} a_1(t - lT_c) b_1(t - lT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(1)}) \beta_n^{(1)} a_1(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\ &= \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L^{(1)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} (\beta_l^{(1)})^2 a_1(t - lT_c) a_1(t - lT_c) b_1(t - lT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\ &= \sqrt{2P} \sum_{l=0}^{L^{(1)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} (\beta_l^{(1)})^2 a_1^2(t - lT_c) b_1(t - lT_c) \cos^2(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=0}^{L^{(1)}-1} (\beta_l^{(1)})^2 \int_{lT_c}^{T+lT_c} b_1(t - lT_c) dt \end{aligned} \quad (4.13)$$

ทำการเปลี่ยนขอบเขตของการอินทิเกรต $t_1 = t - lT_c$, $dt_1 = dt$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
S^n &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} (\beta_l^{(1)})^2 \int_0^T b_l(t_l) dt_l \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \{\beta_l^{(1)}\}^2 b_0^{(1)} T \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} b_0^{(1)} T \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \{\beta_l^{(1)}\}^2
\end{aligned} \tag{4.14}$$

ส่วนการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางสามารถหาได้โดยการแทนเงื่อนไข $k > 1$ ลงในสมการที่ 4.11 จะได้

$$\begin{aligned}
I_{mai}^{(n)} &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \beta_l^{(k)} a_k(t - \tau_l^{(k)}) b_k(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(k)}) \beta_n^{(1)} a_1(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\
&= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} a_k(t - \tau_l^{(k)}) a_1(t - nT_c) b_k(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\
&= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \int_{nT_c}^{T+nT_c} a_k(t - \tau_l^{(k)}) a_1(t - nT_c) b_k(t - \tau_l^{(k)}) \frac{1}{2} \cos(\varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(1)}) dt \\
&= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(1)}) \int_{nT_c}^{T+nT_c} a_k(t - \tau_l^{(k)}) a_1(t - nT_c) b_k(t - \tau_l^{(k)}) dt
\end{aligned} \tag{4.15}$$

เมื่อทำการเปลี่ยนขอบเขตของการอินทิเกรต $t_1 = t - nT_c$, $dt_1 = dt$ จะได้ว่า

$$I_{mai}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(1)}) \int_0^T a_k(t_1 + nT_c - \tau_l^{(k)}) a_1(t_1) b_k(t_1 + nT_c - \tau_l^{(k)}) dt_1 \tag{4.16}$$

กำหนดให้ $\tau_{nl}^k = \tau_l^{(k)} - \tau_n^1$ โดยที่ $\tau_n^1 = nT_c$ ดังนั้นจะได้

$$I_{mai}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(1)}) \int_0^T a_k(t_1 - \tau_{nl}^k) a_1(t_1) b_k(t_1 - \tau_{nl}^k) dt_1 \tag{4.17}$$

จาก [8] จะได้

$$I_{mai}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(k)}) \{b_{-1}^{(k)} R_{k1}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{k1}(\tau_{nl}^{(k)})\} \tag{4.18}$$

โดยที่ $b_0^{(1)}$ คือ บิตข้อมูลที่จะถูกตีเทกต์

$b_{-1}^{(1)}$ คือ บิตก่อนหน้านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau_{nl}^{(k)} = \tau_l^{(k)} - \tau_n^{(l)}$$

$$\varphi_{nl}^{(k)} = \varphi_l^{(k)} - \varphi_n^{(l)} \text{ เมื่อ } k = 1, 2, \dots, K$$

และ

$$R_{k1}(\tau) = \int_0^{\tau} a_k(t - \tau) a_1(t) dt \quad (4.19)$$

$$\hat{R}_{k1}(\tau) = \int_{\tau}^T a_k(t - \tau) a_1(t) dt \quad (4.20)$$

ในการทำงานเดียวกันสัญญาณแทรกสอดตัวเองสำหรับผู้ใช้งานอ้างอิงสามารถหาได้โดยการแทนเงื่อนไข $k = 1$ และ $l \neq n$ ดังนี้

$$\begin{aligned} I_{si}^{(n)} &= \sqrt{2P} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \beta_l^{(1)} a_1(t - \tau_l^{(1)}) b_1(t - \tau_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(1)}) \beta_n^{(1)} a_1(t - nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \\ &= \sqrt{2P} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} a_1(t - \tau_l^{(1)}) a_1(t - nT_c) b_1(t - \tau_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt \end{aligned} \quad (4.21)$$

เนื่องจาก $\tau_l^{(1)} = lT_c$

$$\begin{aligned} I_{si}^{(n)} &= \sqrt{2P} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \int_{nT_c}^{T+nT_c} a_1(t - lT_c) a_1(t - nT_c) b_1(t - lT_c) \frac{1}{2} \cos(\varphi_l^{(1)} - \varphi_n^{(1)}) dt \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(k)}) \int_{nT_c}^{T+nT_c} a_1(t - lT_c) a_1(t - nT_c) b_1(t - lT_c) dt \end{aligned} \quad (4.22)$$

ทำการเปลี่ยนขอบเขตการอินทิเกรตโดยให้ $t_1 = t - nT_c$ และ $dt_1 = dt$ จะได้

$$I_{si}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(k)}) \int_0^T a_1(t_1 + nT_c - lT_c) a_1(t_1) b_1(t_1 + nT_c - lT_c) dt_1 \quad (4.23)$$

ให้ $\tau_{nl}^{(1)} = \tau_l^{(1)} - \tau_n^{(1)}$ โดยที่ $\tau_n^{(1)} = nT_c$

$$I_{si}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(1)} \beta_n^{(1)} \cos(\varphi_{nl}^{(k)}) \int_0^T a_1(t_1 - \tau_{nl}^{(1)}) a_1(t_1) b_1(t_1 - \tau_{nl}^{(1)}) dt_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(l)}-1} \beta_l^{(l)} \beta_n^{(l)} \cdot \cos(\varphi_{nl}^{(l)}) \{b_{-1}^{(l)} R_{11}[\tau_{nl}^{(l)}] + b_0^{(l)} \hat{R}_{11}[\tau_{nl}^{(l)}]\} \quad (4.24)$$

สัญญาณรบกวนขาว Gaussian แบบบวกรวมสามารถหาได้ดังนี้

$$I_{ni}^{(n)} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) \beta_n^{(l)} a_1(t - nT_c) \cos[\omega_c t + \varphi_n^{(l)}] dt \quad (4.25)$$

4.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

4.2.1 อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

สำหรับการวิเคราะห์การทำงานของระบบ DS-CDMA มักจะสมมติให้เทอมของการแทรกสอด (interference) มีการแจกแจงทางสถิติแบบ Gaussian ดังนั้นในการศึกษานี้จะใช้การประมาณแบบ Gaussian และจำลองเทอมของ MAI และ SI เป็นสัญญาณรบกวนขาว Gaussian แบบบวกรวมซึ่งมีความแปรปรวน (variance) เท่ากับค่าความแปรปรวนของ MAI และ SI ตามลำดับ จาก [7]

$$\text{Var}(I) = E(I^2) - E^2(I)$$

ดังนั้นค่าความแปรปรวนของ MAI ใน branch ที่ n ($\sigma_{mai,n}^2$) โดยมีเงื่อนไขบน $\beta_n^{(l)}$ สามารถแสดงได้ดังนี้ [2, 8]

$$\sigma_{mai,n}^2 = E\left[\left\{I_{mai}^{(n)}\right\}^2\right] + E^2\left[I_{mai}^{(n)}\right]$$

เนื่องจากจำลองเทอมของ MAI และ SI เป็นสัญญาณรบกวน Gaussian ขาวแบบบวกรวม เทอมของ $E^2[I]$ จะมีค่าเป็นศูนย์ จะได้

$$\begin{aligned} \sigma_{mai,n}^2 &= E\left[\left\{I_{mai}^n\right\}^2\right] \\ &= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \{\beta_l^{(k)}\}^2 E[\{\beta_l^{(k)}\}^2] \cdot E[\{b_{-1}^{(k)} R_{k1}(\tau_{nl}^{(k)}) + b_0^{(k)} \hat{R}_{k1}(\tau_{nl}^{(k)})\}^2] \cdot E[\cos^2(\varphi_{nl}^{(k)})] \quad (4.26) \end{aligned}$$

ให้ $\varphi_{nl}^{(k)}$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi]$ นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
E[\cos^2(\varphi_{nl}^{(k)})] &= \int_0^{2\pi} \cos^2(\varphi_{nl}^{(k)}) \left(\frac{1}{2\pi} \right) d\varphi_{nl}^{(k)} \\
&= \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} (1 + \cos(2\varphi_{nl}^{(k)})) d\varphi_{nl}^{(k)} \\
&= \frac{1}{4\pi} \left(2\pi + \frac{\sin 2\varphi_{nl}^{(k)}}{2} \Big|_0^{2\pi} \right) \\
&= \frac{1}{2}
\end{aligned}$$

ดังนั้น

$$\sigma_{mai,n}^2 = \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \{\beta_n^{(l)}\}^2 E[\{\beta_l^{(k)}\}^2] \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{T^2}{3N^3} r_{k1}(n) \right) \quad (4.27)$$

จาก [8] ทำการสมมติว่าค่าคาบเวลาของรหัสสเปกตรัมแผ่มีค่ามากกว่าอัตราขยายการประมวลผล ดังนั้นรหัสสเปกตรัมแผ่สามารถกำหนดให้เป็นลำดับของรหัสแบบสุ่ม (random binary sequence) ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามเฉลี่ย $r_{k1} \cong 2N^2$

$$\begin{aligned}
\sigma_{mai,n}^2 &= \frac{P}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \{\beta_n^{(l)}\}^2 \Omega_l^{(k)} \frac{1}{2} \frac{T^2 \cdot 2N^2}{3N^3} \\
&= \frac{E_b T}{6N} \{\beta_n^{(l)}\}^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} \quad (4.28)
\end{aligned}$$

โดยที่ $\Omega_l^{(k)} = E[\{\beta_l^{(k)}\}^2]$ และ $E_b = PT$ เป็นพลังงานของสัญญาณต่อบิต ในทำนองเดียวกัน ความแปรปรวนของ $I_{si}^{(n)}$ สามารถหาได้ดังนี้ (มีเงื่อนไขบน $\beta_n^{(l)}$)

$$\begin{aligned}
\sigma_{si,n}^2 &= E[\{I_{si}^{(n)}\}^2] \\
&= \frac{P}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} \{\beta_n^{(l)}\}^2 E[\{\beta_l^{(1)}\}^2] E[\cos^2(\varphi_{nl}^{(k)})] E\left[\left(b_{-1}^{(1)} R_{11}[\tau_{nl}^{(1)}] + b_0^{(1)} \hat{R}_{11}[\tau_{nl}^{(1)}] \right)^2 \right] \\
&= \frac{P}{2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} \{\beta_n^{(l)}\}^2 \Omega_l^{(1)} \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{T^2}{3N^3} r_{11} \right) \quad (4.29)
\end{aligned}$$

เนื่องจาก $r_{k1} \approx 2N^2$ ดังนั้น $\sigma_{si,n}^2$ ประมาณได้เป็น [2]

$$\sigma_{si,n}^2 \approx \frac{E_b T}{4N} \{\beta_n^{(l)}\}^2 \sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)} \quad (4.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการ (4.25) จะได้ความแปรปรวนของเทอมของสัญญาณรบกวนแบบ Gaussian เป็น (มีเงื่อนไขบน $\beta_n^{(1)}$)

$$\begin{aligned}
 \sigma_{ni,n}^2 &= E\{I_{ni}\}^2 \\
 &= E\left\{\int_{nT_c}^{T+nT_c} n^2(t)(\beta_n^{(1)})^2 a_1^2(t-nT_c) \cos^2(\omega_c t + \varphi_n^{(1)}) dt\right\} \\
 &= E\left\{\int_0^T n^2(t)(\beta_n^{(1)})^2 \left(\frac{1+\cos 2(\omega_c t + \varphi_n^{(1)})}{2}\right) dt\right\} \\
 &= E\left\{\frac{1}{2} T \frac{\eta_0}{2} (\beta_n^{(1)})^2\right\} \\
 &= \frac{\eta_0 T}{4} (\beta_n^{(1)})^2
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

ทั้งนี้เมื่อขึ้นอยู่กับ $\{\beta_n^{(1)}\}^2$ เมื่อ $n = 0, 1, \dots, L_r - 1$ โดยกำหนดให้ $L_r = L^{(k)} = L$ ตัวแปรตัดสินใจ U มีค่ากลาง (mean) เป็นดังนี้

$$U_s = \sqrt{\frac{E_b T}{2} \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2} \tag{4.32}$$

ดังนั้นความแปรปรวนของ U จะเท่ากับผลบวกของความแปรปรวนของเทอมการแทรกสอดทั้งหมด จาก (4.28), (4.30) และ (4.31) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \sigma_U^2 &= \sum_{n=0}^{L_r-1} (\sigma_{mai,n}^2 + \sigma_{si,n}^2 + \sigma_{ni,n}^2) \\
 &= E_b T \left\{ \frac{\sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)}}{6N} + \frac{\sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \right\} \cdot \sum_{n=0}^{L_r-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

ให้ $L^{(k)} = L$ สำหรับผู้ใช้งานระบบทั้งหมดและ $\Omega_l^{(k)} = \Omega$, สมมติว่าผู้ใช้งานระบบทั้งหมดมีค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเท่ากันที่เครื่องรับ สำหรับการศึกษานี้สมมติว่าการกระจายของ MIP (Multipath Intensity Profile) เป็นแบบคงที่ (constant) นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ $\Omega_r = \Omega_0$ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (4.34)

โดยที่ Ω_0 คือค่าความแรงของสัญญาณเฉลี่ย (average signal strength) และให้ $L_r = L$ ดังนั้นจาก (4.33) จะได้

$$\sigma_r^2 = E_b T \Omega_0 \left\{ \frac{(K-1)L}{6N} + \frac{L-1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right\} \cdot \sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.35)$$

SNR ที่เอาต์พุตของเครื่องรับจะมีค่าเท่ากับ $U_s^2 / 2\sigma_r^2$ นั่นคือ

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{\frac{E_b T}{2} \left[\sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right]^2}{2E_b T \Omega_0 \left\{ \frac{(K-1)L}{6N} + \frac{L-1}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right\} \cdot \sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2} \\ &= \frac{\sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2}{\Omega_0 \left\{ \frac{2(K-1)L}{3N} + \frac{L-1}{N} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \right\}} \\ &= \sigma_0 S \end{aligned} \quad (4.36)$$

โดยที่

$$S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (4.37)$$

$$\sigma_0 = \left\{ \frac{2(K-1)L}{3N} + \frac{L-1}{N} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \right\}^{-1} \quad (4.38)$$

4.2.2 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ SNR

จากสมการที่ (4.37) จะเห็นได้ว่า SNR ที่เอาต์พุตของเครื่องรับแบบ Rake จะเป็นฟังก์ชันของผลรวมของกำลังสองของความแรงของสัญญาณ β_n เมื่อ β_n มีการแจกแจงทางสถิติแบบ Nakagami สมมติว่ากำลังงานของสัญญาณเฉลี่ยและตัวแปรเสริมเฟดดิ้งในแต่ละสาขาของช่องสัญญาณเป็นแบบ identical ซึ่งข้อสมมตินี้จะสมเหตุสมผลถ้าช่องสัญญาณไควเวอร์ซิติมีระยะห่างไม่มากและอัตราการขยายของแต่ละช่องสัญญาณเท่ากัน ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ S แสดงได้จากสมการที่ (4.6) อย่างไรก็ตามเมื่อแต่ละสาขาของช่องสัญญาณไควเวอร์ซิติอยู่ใกล้กันมากจนทำให้กำลังงานของสัญญาณในแต่ละสาขาไม่มีความเป็นอิสระกันอีกต่อไป ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ S จะต้องเขียนโดยนำค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของการรวมไควเวอร์ซิติเข้ามาพิจารณาด้วย ดังนั้นจาก [6] จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{\frac{mL^2}{R}-1} \exp\left(\frac{-Lm\gamma}{R\Omega_0}\right)}{\Gamma\left(\frac{mL^2}{R}\right) \left(\frac{R\Omega_0}{Lm}\right)^{\frac{mL^2}{R}}} \quad (\gamma > 0) \quad (4.39)$$

$$\text{โดยที่ } R = L + \frac{2\rho}{1-\rho} \left(L - \frac{1-\rho^L}{1-\rho} \right), \quad 0 < \rho < 1$$

$$\rho_{ij} = \rho^{|i-j|} \text{ โดย } i, j = 1, 2, \dots, L$$

โดย ρ_{ij} จะมีค่าลดลงอย่างเอ็กโพเนนเชียลเมื่อระยะห่างระหว่างสาขาของเครื่องรับแบบไดเวอร์ซิตีเพิ่มขึ้น

4.2.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ

สำหรับการคีมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองแบบร่วมนัย เมื่อมีสัญญาณรบกวนขาว Gaussian แบบบวก ค่าความน่าจะเป็นการผิดพลาดของบิตข้อมูล (probability of error) ซึ่งมีเงื่อนไขขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ในขณะใดขณะหนึ่ง แสดงโดย [7, 9]

$$P_e(S) = \frac{Q(\sqrt{2\sigma_0 S})}{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right)} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \quad (4.40)$$

โดยที่

$$\Gamma(b, x) = \int_x^\infty y^{b-1} e^{-y} dy$$

เป็น incomplete gamma function

จากสมการที่ 4.40 จะมองว่าเป็นความน่าจะเป็นการผิดพลาดของบิตข้อมูลมีเงื่อนไข (conditional error probability) เมื่อเงื่อนไขคือ S ถูกกำหนดให้มีค่าที่แน่นอน แต่เมื่อ S เป็นตัวแปรสุ่มจะต้องหาความน่าจะเป็นการผิดพลาดของบิตข้อมูลเฉลี่ย (average error probability) โดยทำการเฉลี่ย $P_e(S)$ ตลอดช่วงของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ S นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{P}_e \cong \int_0^{\infty} P_e(S) p_s(S) dS \quad (4.41)$$

แทนสมการ (4.39) และ (4.40) ลงในสมการ (4.41) จะได้

$$\begin{aligned} \bar{P}_e &= \int_0^{\infty} \frac{Q(\sqrt{2\sigma_0 S}) S^{\frac{mL^2}{R}-1} \exp\left(\frac{-LmS}{R\Omega_0}\right)}{\Gamma\left(\frac{mL^2}{R}\right) \left(\frac{R\Omega_0}{Lm}\right)^{\frac{mL^2}{R}}} dS \\ &= \int_0^{\infty} \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right) S^{\frac{mL^2}{R}-1} \exp\left(\frac{-LmS}{R\Omega_0}\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(\frac{mL^2}{R}\right) \left(\frac{R\Omega_0}{Lm}\right)^{\frac{mL^2}{R}}} dS \end{aligned} \quad (4.42)$$

โดยที่ $S > 0$

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \cdot \frac{1}{\Gamma\left(\frac{mL^2}{R}\right) \left(\frac{R\Omega_0}{Lm}\right)^{\frac{mL^2}{R}}} \int_0^{\infty} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \sigma_0 S\right) \cdot S^{\frac{mL^2}{R}-1} \exp\left(\frac{-mLS}{R\Omega_0}\right) dS \quad (4.43)$$

จาก [10]

$$\int_0^{\infty} x^{u-1} e^{-bx} \Gamma(v, \alpha x) dx = \frac{\alpha^v \Gamma(u+v)}{u(\alpha+b)^{u+v}} {}_2F_1\left(1, u+v; u+1; \frac{b}{\alpha+b}\right) \quad (4.44)$$

โดยที่ $\text{Re}(\alpha+b) > 0$, $\text{Re } u > 0$ และ $\text{Re}(u+v) > 0$

จากสมการที่ 4.43 สมมติให้เทอมของการอินทิเกรตแทนด้วย A และให้ $u = \frac{mL^2}{R}$, $b = \frac{mL}{R\Omega_0}$

และ $v = \frac{1}{2}$, $\alpha = \sigma_0$ จะได้

$$A = \frac{\sigma_0^{\frac{1}{2}} \Gamma\left(\frac{mL^2}{R} + \frac{1}{2}\right)}{\frac{mL^2}{R} \left(\sigma_0 + \frac{mL}{R\Omega_0}\right)^{\frac{mL^2}{R} + \frac{1}{2}}} {}_2F_1\left(1, \frac{mL^2}{R} + \frac{1}{2}; \frac{mL^2}{R} + 1; \frac{\frac{mL}{R\Omega_0}}{\sigma_0 + \frac{mL}{R\Omega_0}}\right) \quad (4.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $\beta = \frac{mL^2}{R}$ และจาก [6, 10] จะได้

$$\bar{P}_c = \frac{1}{2\beta} \sqrt{\frac{\sigma_0}{\pi}} \frac{\Gamma\left(\beta + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(\beta)} \left(\frac{Lm}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)^\beta \left(\frac{R\Omega_0}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)^{\frac{1}{2}} {}_2F_1\left(1, \beta + \frac{1}{2}; \beta + 1; \frac{Lm}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right) \quad (4.46)$$

เมื่อ ${}_2F_1(a, b; c; z)$ เป็นฟังก์ชันไฮเปอร์จีโอเมตริก (Hypergeometric function)

จากสมการที่ 4.46 นี้จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ โดยจะได้ทำการวิเคราะห์ผลกระทบจากตัวแปรต่างๆต่อสมรรถนะของระบบซึ่งผลการวิเคราะห์แสดงไว้ในบทที่ 5



บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

บทนี้จะนำเสนอผลการวิเคราะห์เชิงเลข โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการเขียนแบบการทำงาน อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ DS-CDMA สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 4.47 ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ จำนวนผู้ใช้งานในระบบ จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake และค่าของ SNR ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบโดยแบ่งตามหัวข้อที่ทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้ได้ดังนี้

5.1 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบและค่า SNR โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake จำนวนผู้ใช้งานในระบบและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงสมรรถนะของระบบ

5.1.1 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 25

5.1.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 40

5.1.3 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

5.1.4 จำนวนผู้ใช้งานในระบบที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบเพิ่มขึ้นในลักษณะลอการิทึม

5.1.5 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

5.2 แสดงจำนวนผู้ใช้งานที่สามารถรองรับได้ในระบบ โดยพิจารณาผลของค่า SNR

ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ

5.2.1 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลงจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=10 dB

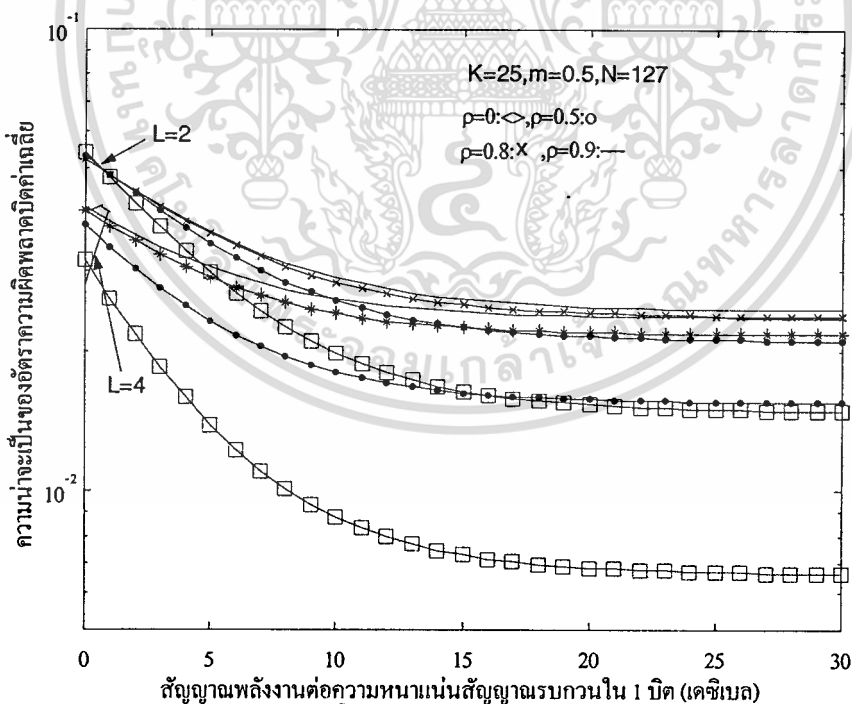
5.2.2 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลงจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=15 dB

5.2.3 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลงจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=20 dB

5.1 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบและค่า SNR โดยทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake จำนวนผู้ใช้งานในระบบและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงสมรรถนะของระบบ

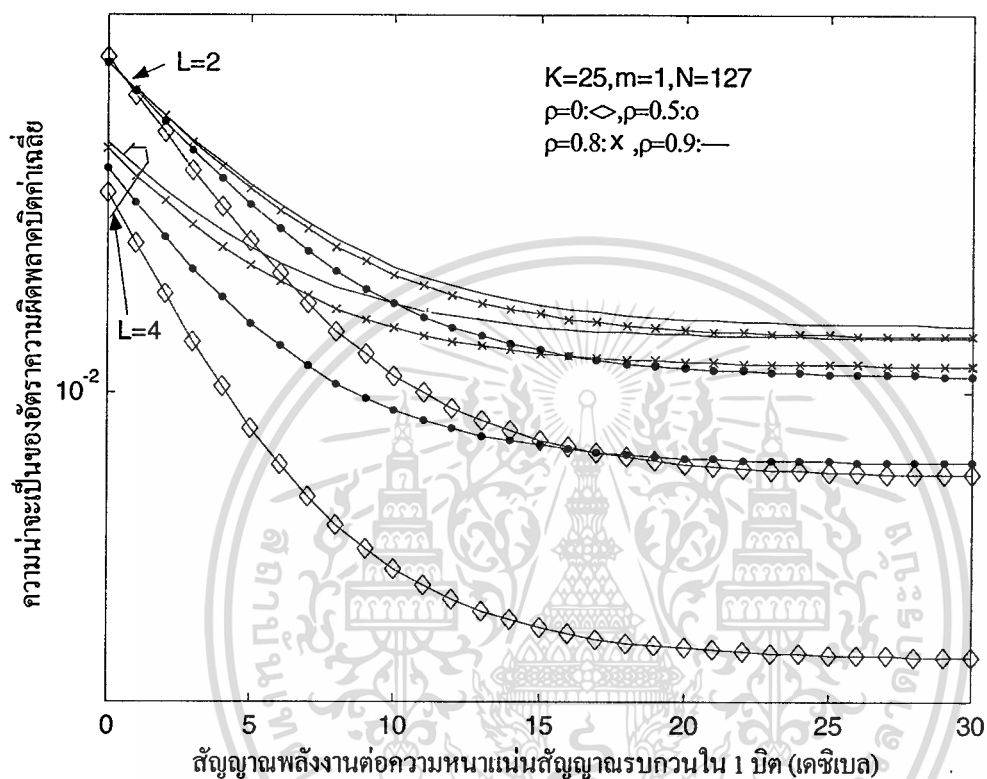
5.1.1 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 25

รูปที่ 5.1-5.3 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 25 โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล (N) เท่ากับ 127 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake (L) เท่ากับ 2 และ 4 และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) เท่ากับ 0, 0.5, 0.8, และ 0.9 โดยกำหนดให้ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ จากผลการวิเคราะห์เชิงเลข แสดงให้เห็นว่าอัตราความผิดพลาดของระบบขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณและจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake โดยค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลงซึ่งเกิดจากระยะห่างระหว่างสาขาของเครื่องรับแบบเรดเพิ่มขึ้น และจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง

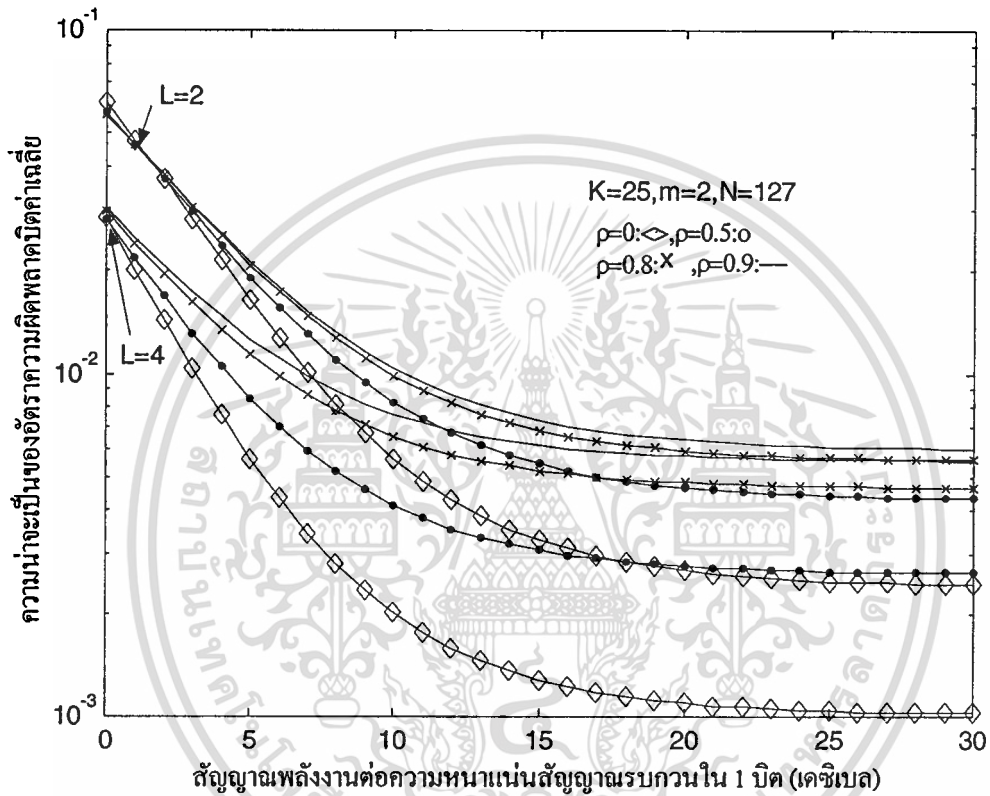


รูปที่ 5.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $m=0.5$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



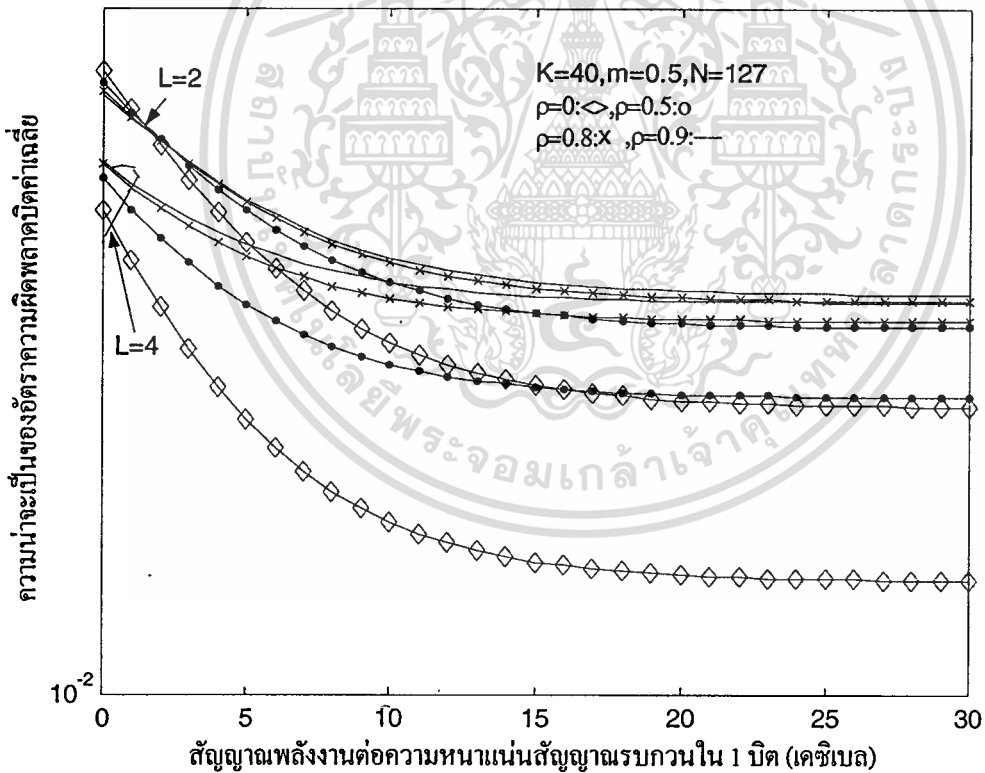
รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25, N=127, L=2, 4, m=1$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ



รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25, N=127, L=2, 4, m=2$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ

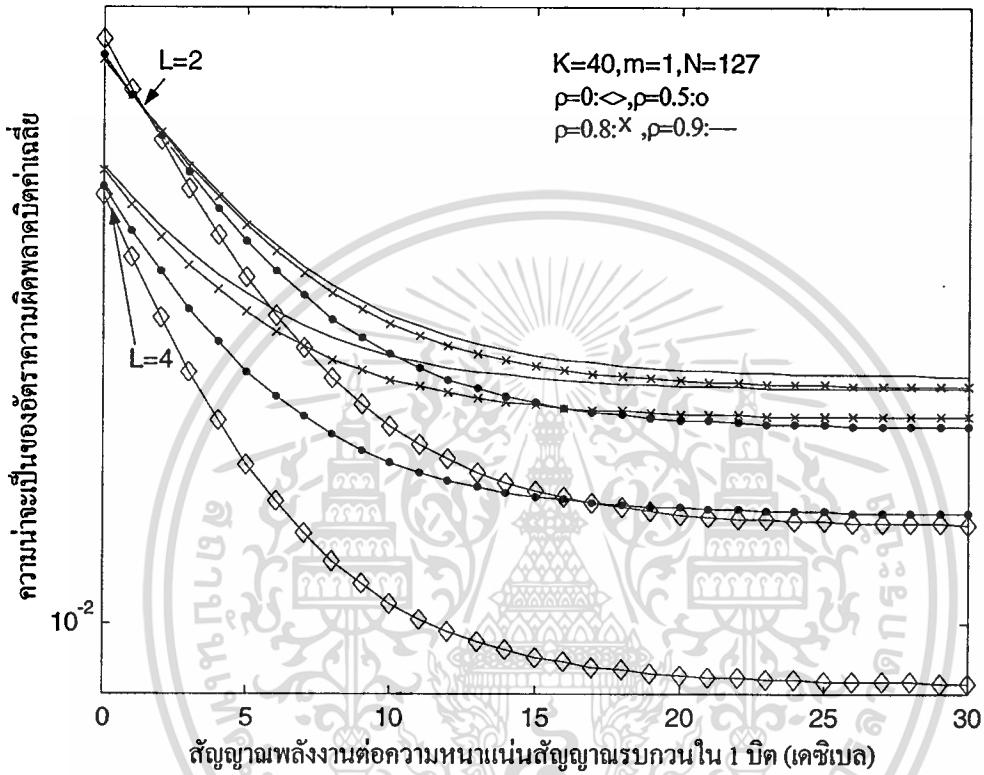
5.1.2 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 40

รูปที่ 5.4-5.6 แสดงระบบที่มีจำนวนผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 40 โดยมีตัวแปรเสริม อัตราการขยายประมวลผล (N) เท่ากับ 127 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake (L) เท่ากับ 2 และ 4 และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) เท่ากับ 0, 0.5, 0.8 และ 0.9 โดยกำหนดให้ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราผิดพลาดบิตของระบบขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณและจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake โดยค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลงและจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง นอกจากนี้เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้กับรูปที่ 5.1-5.3 จะพบว่าจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่เพิ่มขึ้นยังทำให้สมรรถนะของระบบลดลงด้วย ทั้งนี้ค่าอัตราผิดพลาดบิตสามารถชดเชยโดยการเพิ่มจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรด

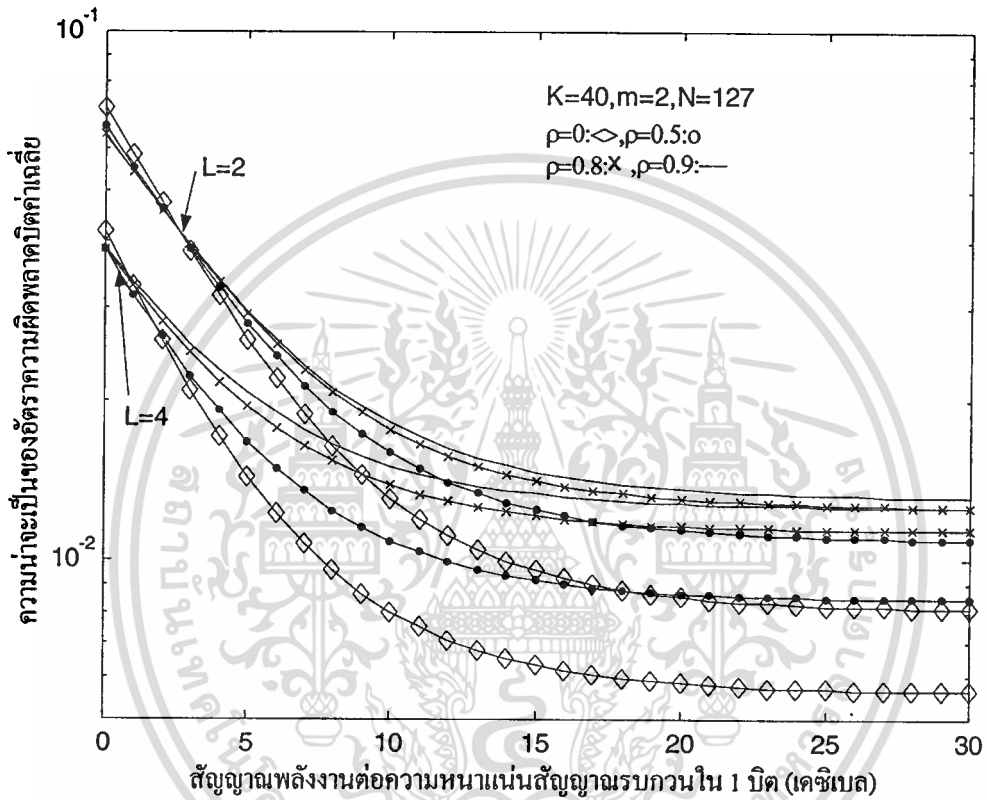


รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=40$, $N=127$, $L=2, 4$, $m=0.5$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



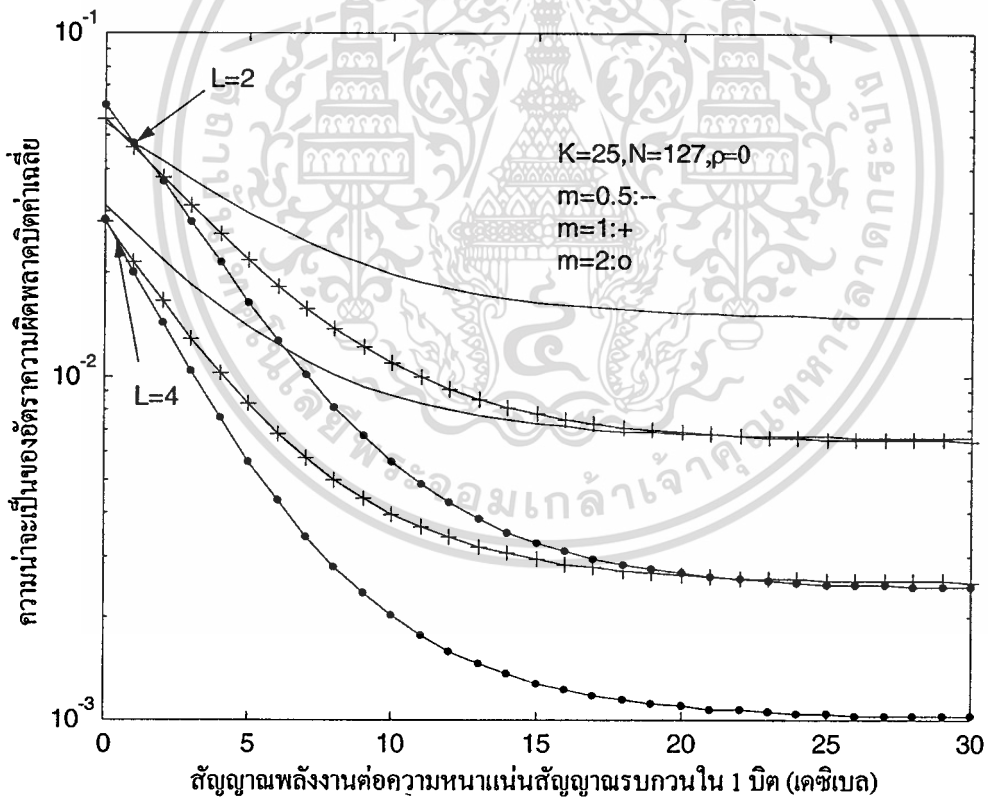
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=40, N=127, L=2, 4, m=1$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ



รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=40, N=127, L=2, 4, m=2$ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณค่าต่างๆ

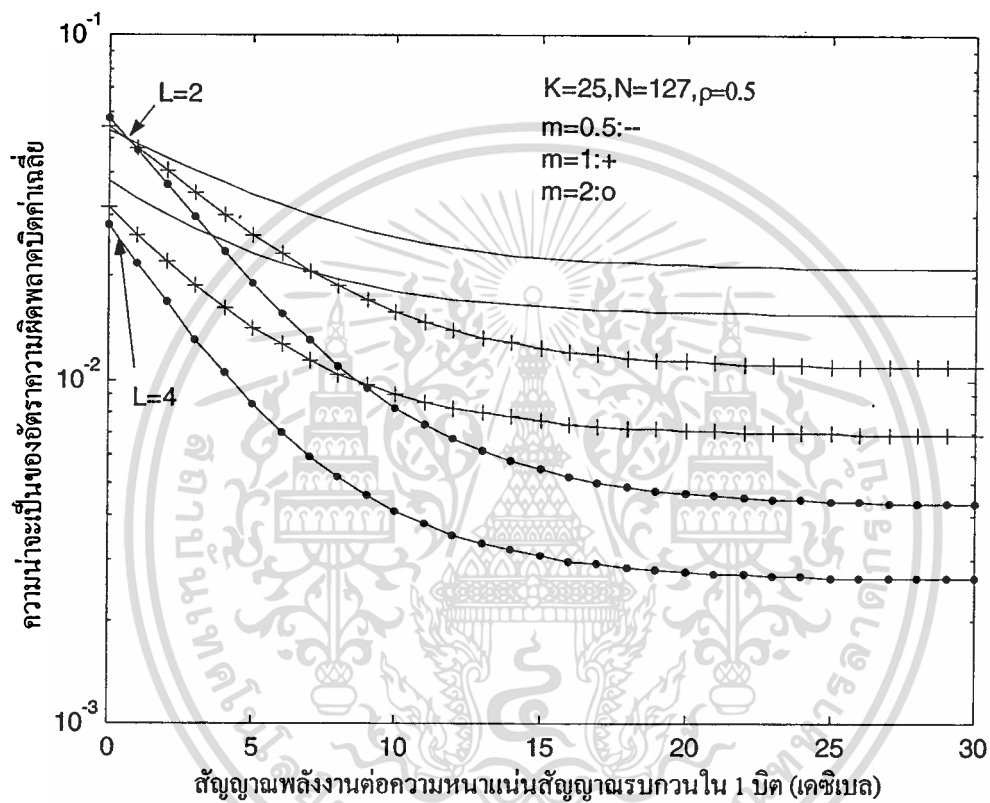
5.1.3 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

รูปที่ 5.7-5.10 แสดงให้เห็นผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นต่อสมรรถนะของระบบ เมื่อกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami (m) เท่ากับ 0.5, 1 (เฟดดิ้งแบบ Rayleigh) และ 2.0 อัตราขยายการประมวลผล (N) เท่ากับ 127 และจำนวนผู้ใช้งาน (K) ในระบบ เท่ากับ 25 และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) เท่ากับ 0, 0.5, 0.8 และ 0.9 ตามลำดับ จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลงและจะให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตที่เลวร้ายที่สุดเมื่อ $m=0.5$ ซึ่งสอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Gaussian ข้างเดียว ทั้งนี้จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรคที่เพิ่มขึ้นสามารถช่วยชดเชยค่าอัตราผิดพลาดบิตของระบบได้ด้วยและค่า ρ มีผลต่อสมรรถนะของระบบและไม่สามารถละเลยได้โดยค่า $\rho=0$ ตรงกับกรณีไม่เกิดสหสัมพันธ์ซึ่งจะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยที่สุด และเมื่อ $\rho=0.9$ เกิดสหสัมพันธ์อย่างสมบูรณ์จะให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่สูงที่สุด

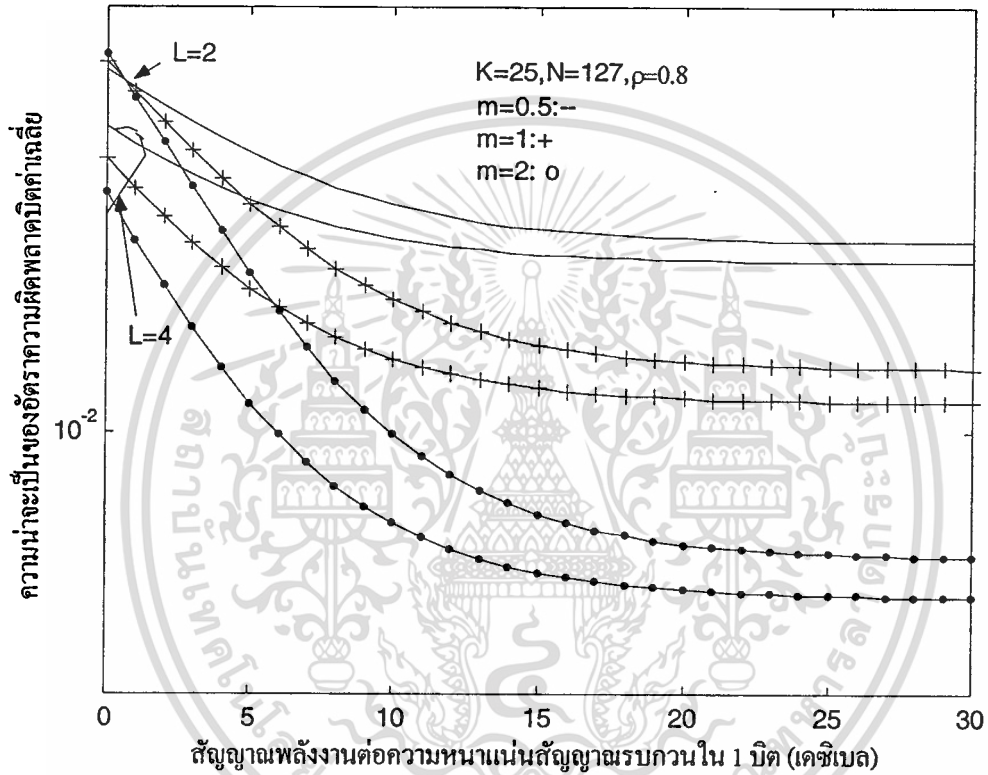


รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2$, 4 , $\rho=0$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ค่าต่างๆ

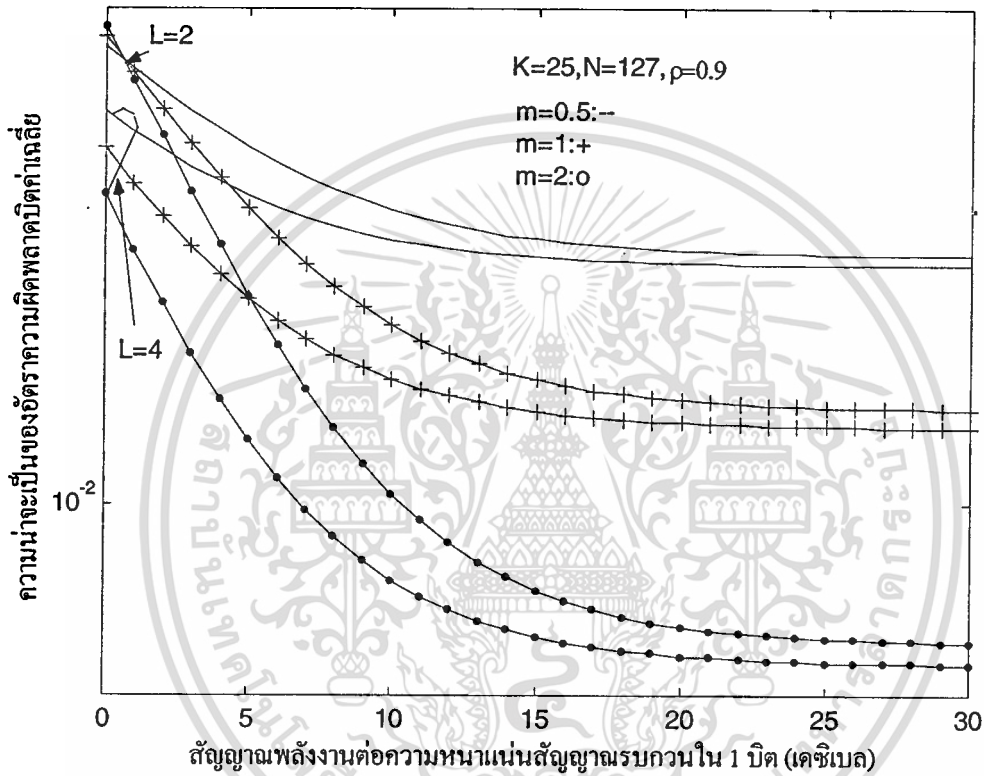
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2, 4$, $\rho=0.5$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ค่าต่างๆ



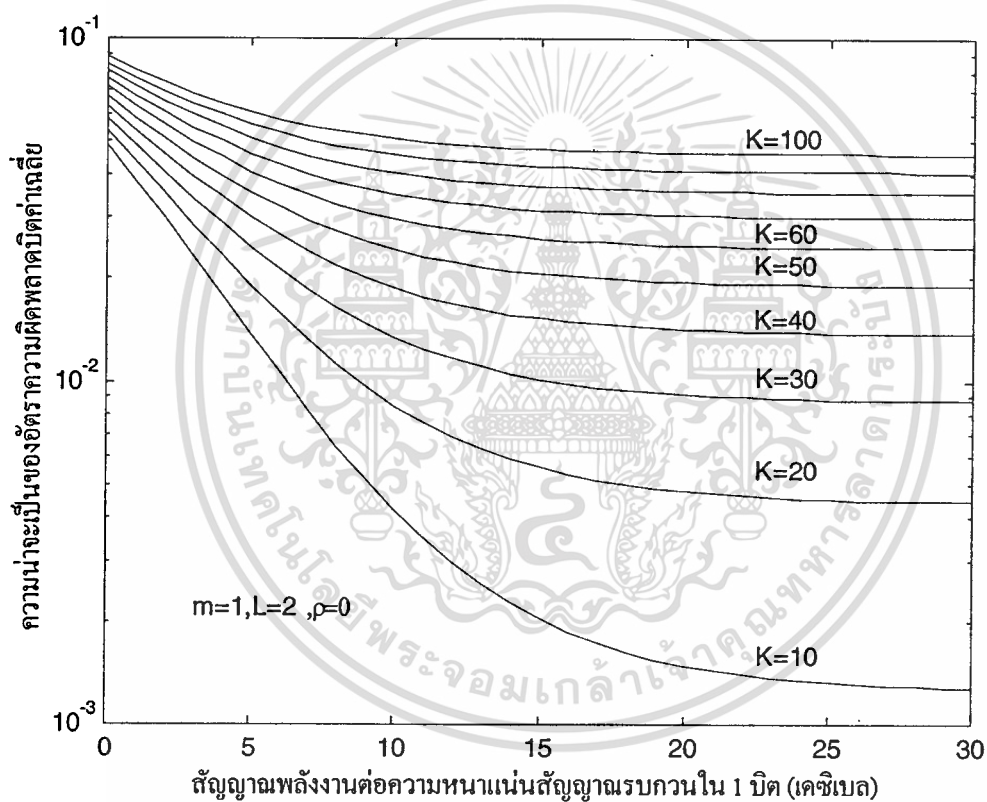
รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2, 4$, $\rho=0.8$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ค่าต่างๆ



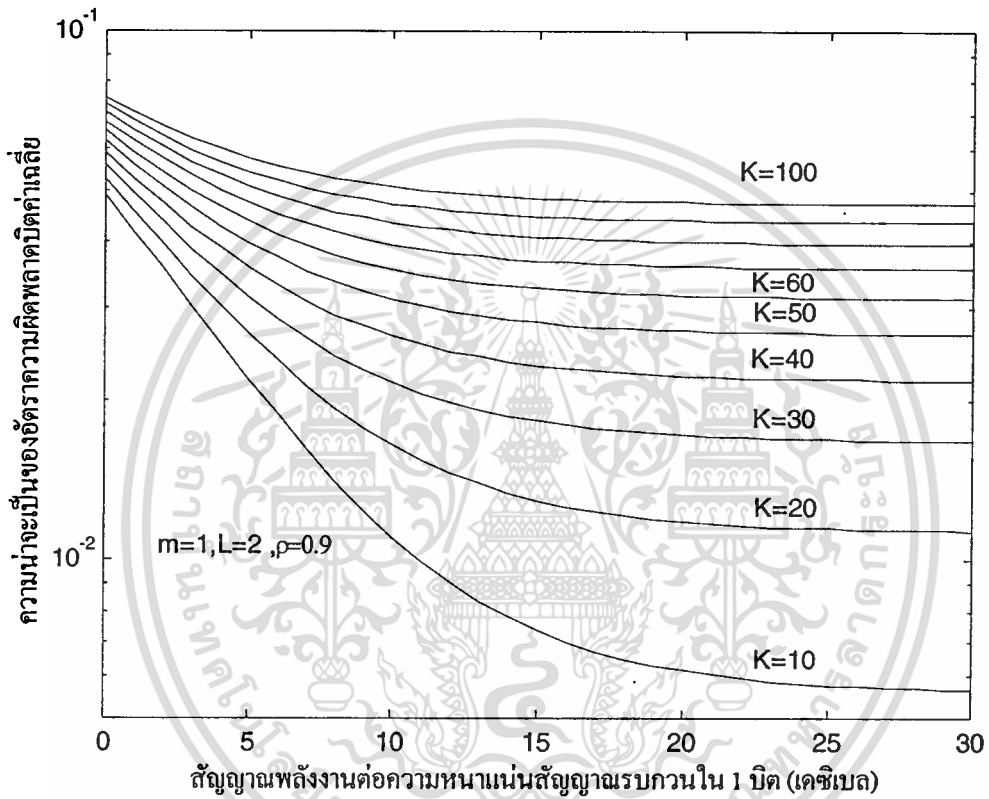
รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $K=25$, $N=127$, $L=2, 4$, $\rho=0.9$ และค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ค่าต่างๆ

5.1.4 จำนวนผู้ใช้งานในระบบที่เพิ่มขึ้นทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบเพิ่มขึ้น ในลักษณะลอการิทึม

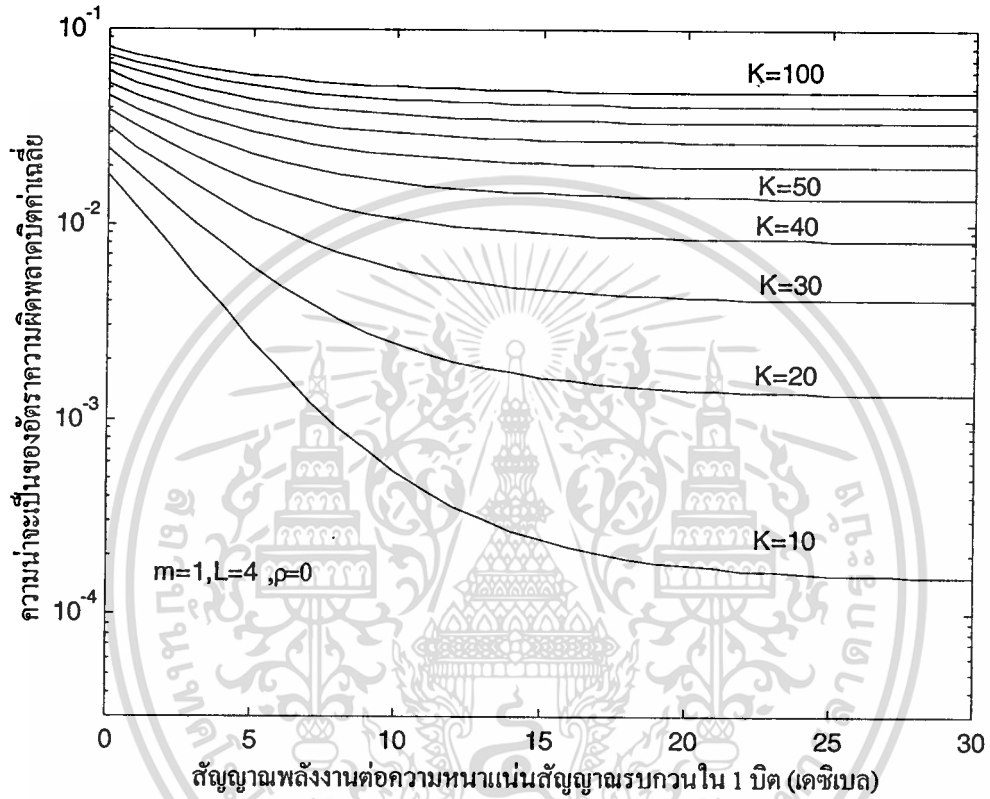
รูปที่ 5.11-5.14 แสดงให้เห็นผลของจำนวนผู้ใช้งานที่มีผลต่ออัตราผิดพลาดบิต โดยอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 127 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake เท่ากับ 2 (รูปที่ 5.11-5.12) และ 4 (รูปที่ 5.113-5.14) และตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami มีค่าเท่ากับ 1 ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) เท่ากับ 0 ซึ่งไม่เกิดสหสัมพันธ์ (รูปที่ 5.11 และ 5.13) และ 0.9 เกิดสหสัมพันธ์อย่างสมบูรณ์ (รูปที่ 5.12 และ 5.14) จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้งานที่เพิ่มขึ้นส่งผลให้อัตราผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นในลักษณะลอการิทึม (logarithm)



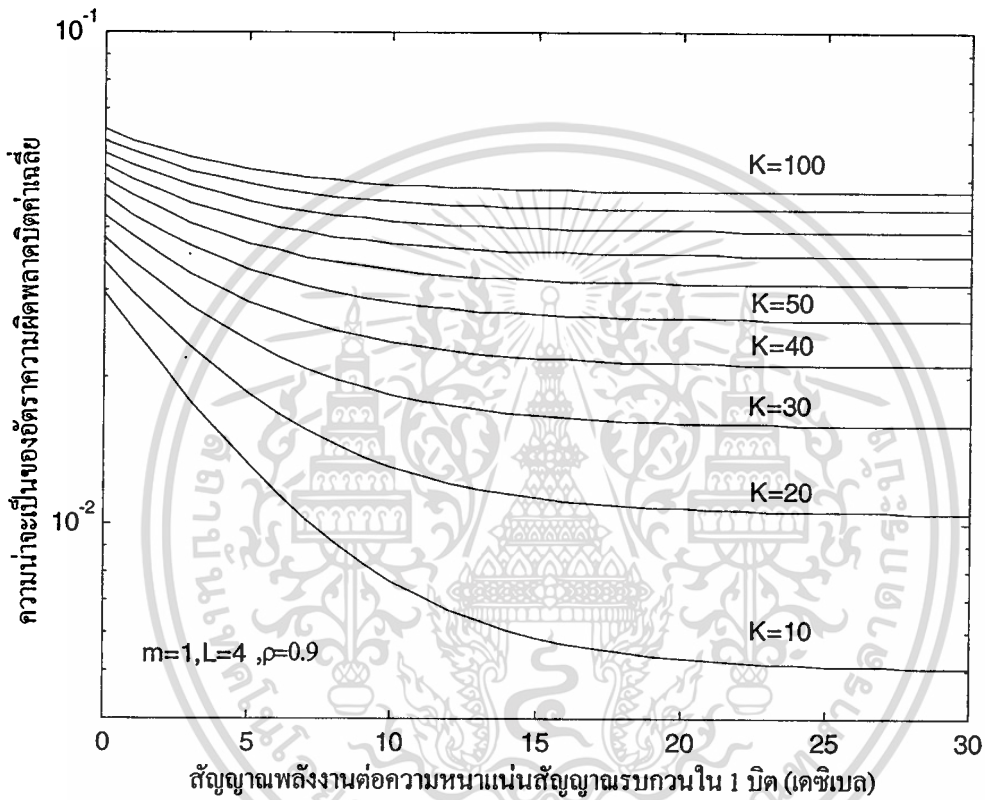
รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=1, L=2, \rho=0$ และค่า K ต่างๆ



รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=1, L=2, \rho=0.9$ และค่า K ต่างๆ



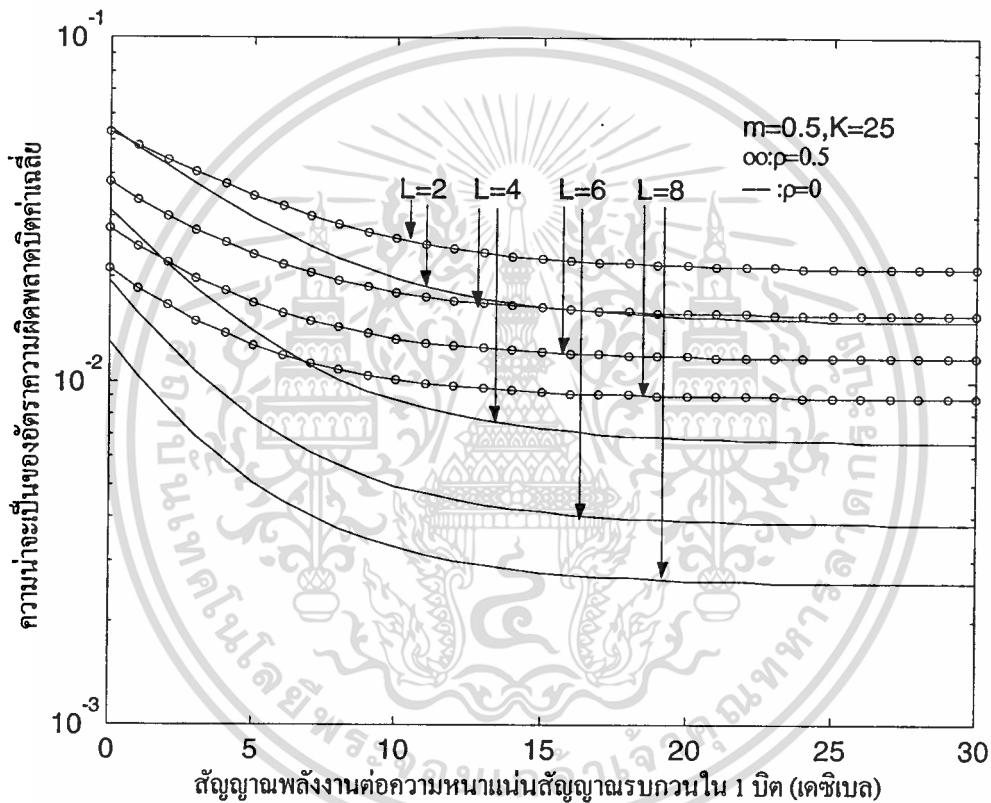
รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=1, L=4, \rho=0$ และค่า K ต่างๆ



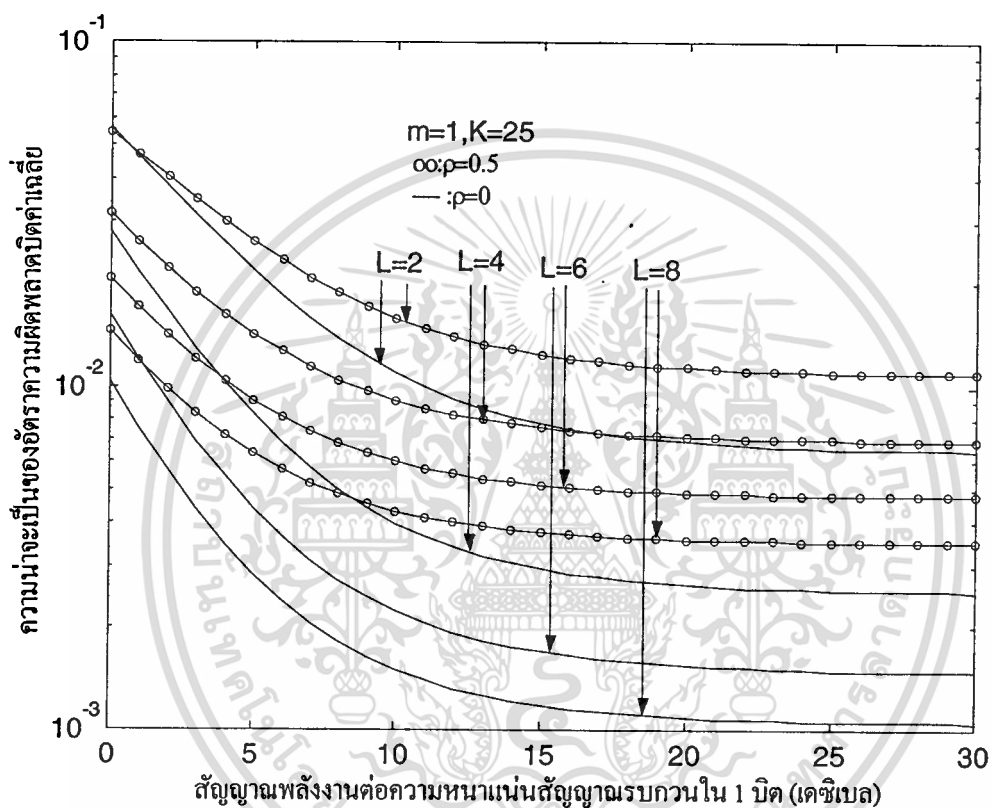
รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=1$, $L=4$, $\rho=0.9$ และค่า K ต่างๆ

5.1.5 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น

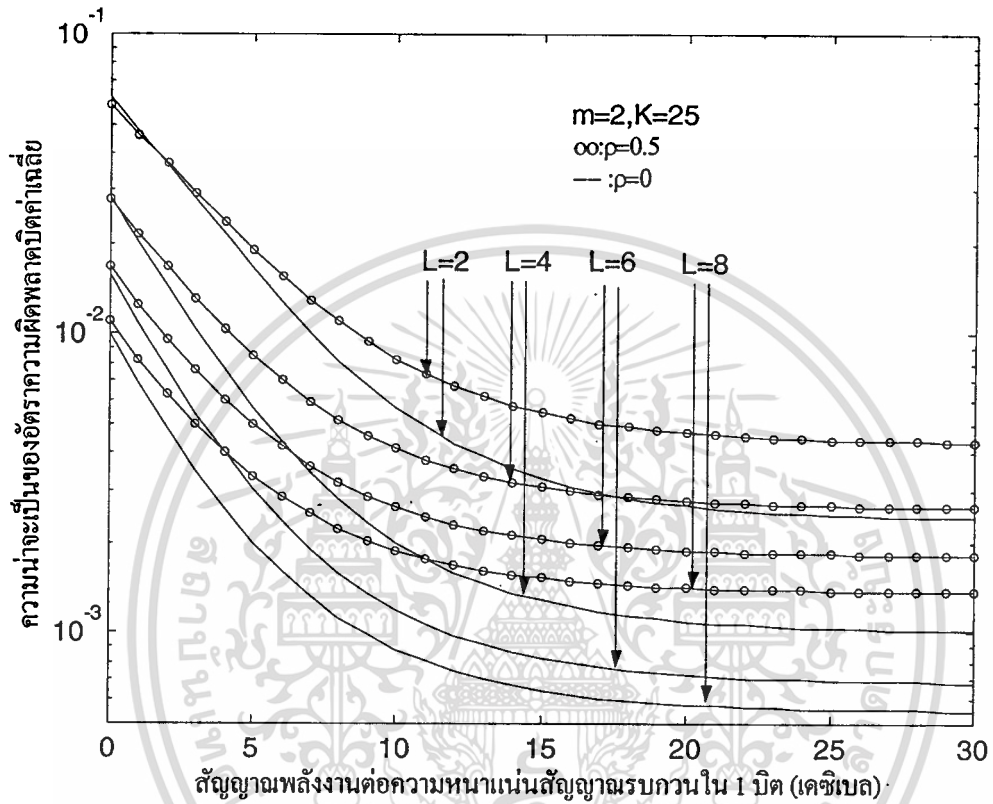
รูปที่ 5.15-5.17 แสดงให้เห็นผลของจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ค่าต่างๆ โดยจำนวนผู้ใช้งานในระบบเท่ากับ 25 อัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ 127. ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 0 และ 0.5 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake เท่ากับ 2, 4, 6 และ 8 และค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami เท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ จากผลการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าค่าจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นจะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง



รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=0.5$, $L=2, 4, 6$ และ 8 , $\rho=0$ และ 0.5



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=1$, $L=2, 4, 6$ และ 8 , $\rho=0$ และ 0.5

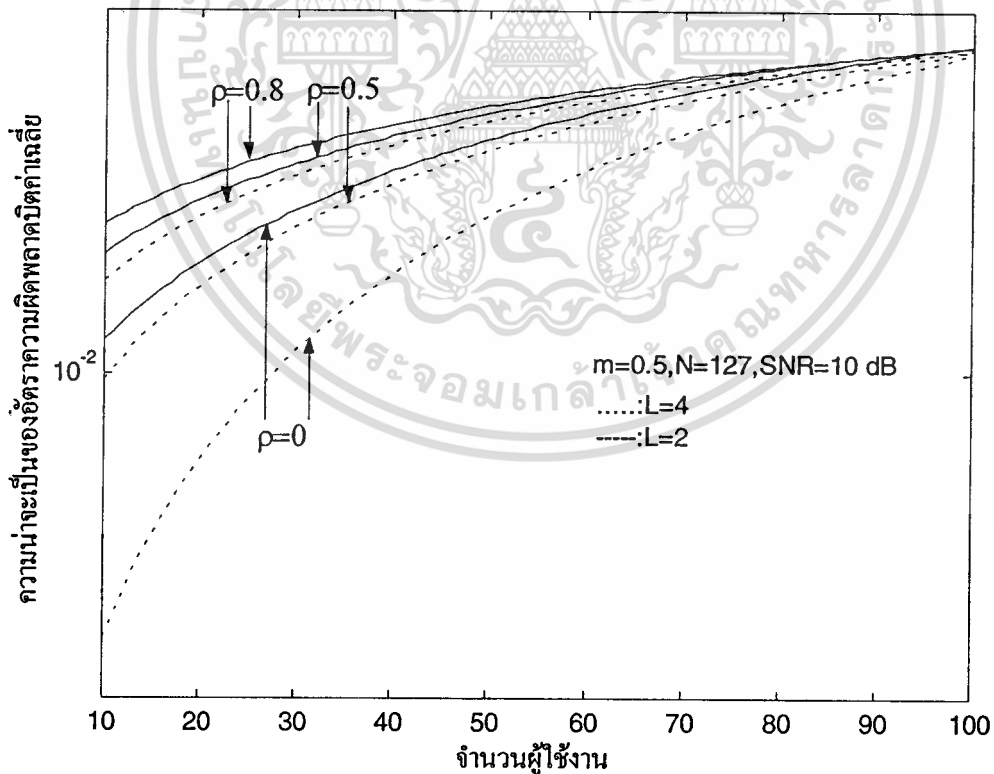


รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต โดยมีตัวแปรเสริม $N=127$, $m=2$, $L=2, 4, 6$ และ 8 , $\rho=0$ และ 0.5

5.2 แสดงจำนวนผู้ใช้งานที่สามารถรองรับได้ในระบบ โดยพิจารณาผลของค่า SNR ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ

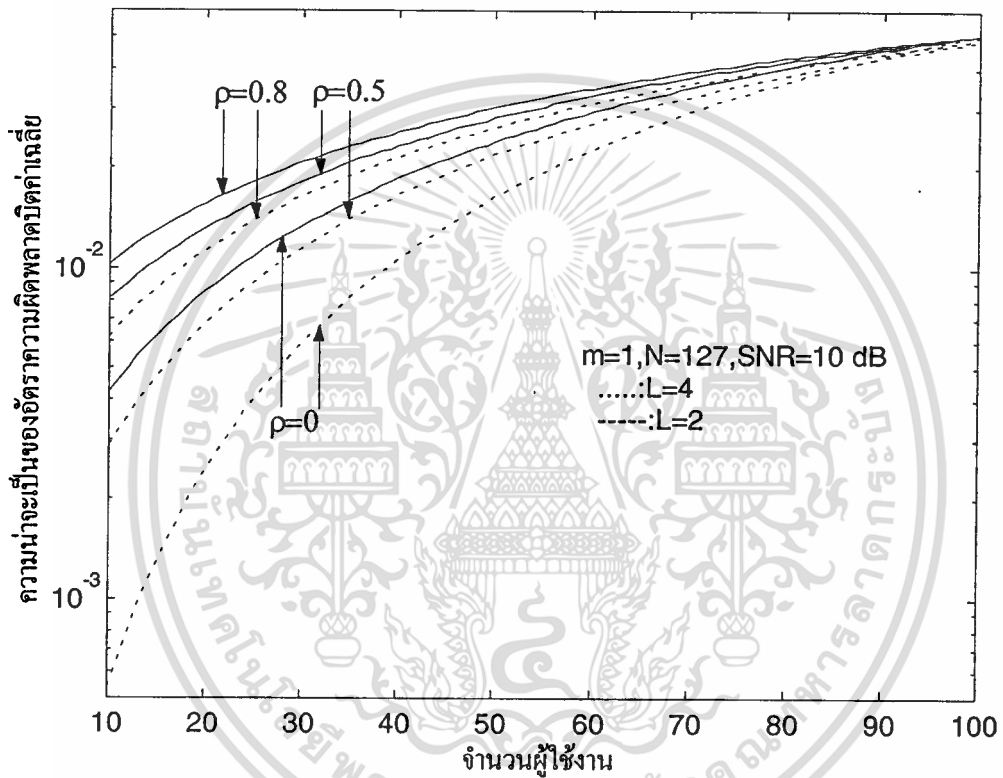
5.2.1 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลง จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ $SNR=10$ dB

รูปที่ 5.18-5.20 แสดงสมรรถนะของระบบที่มีค่า SNR เท่ากับ 10 dB โดยแต่ละรูปจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ 0, 0.5 และ 0.8 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake เท่ากับ 2 และ 4 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ โดยมีอัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) ที่ลดลงส่งผลให้จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้เพิ่มขึ้น

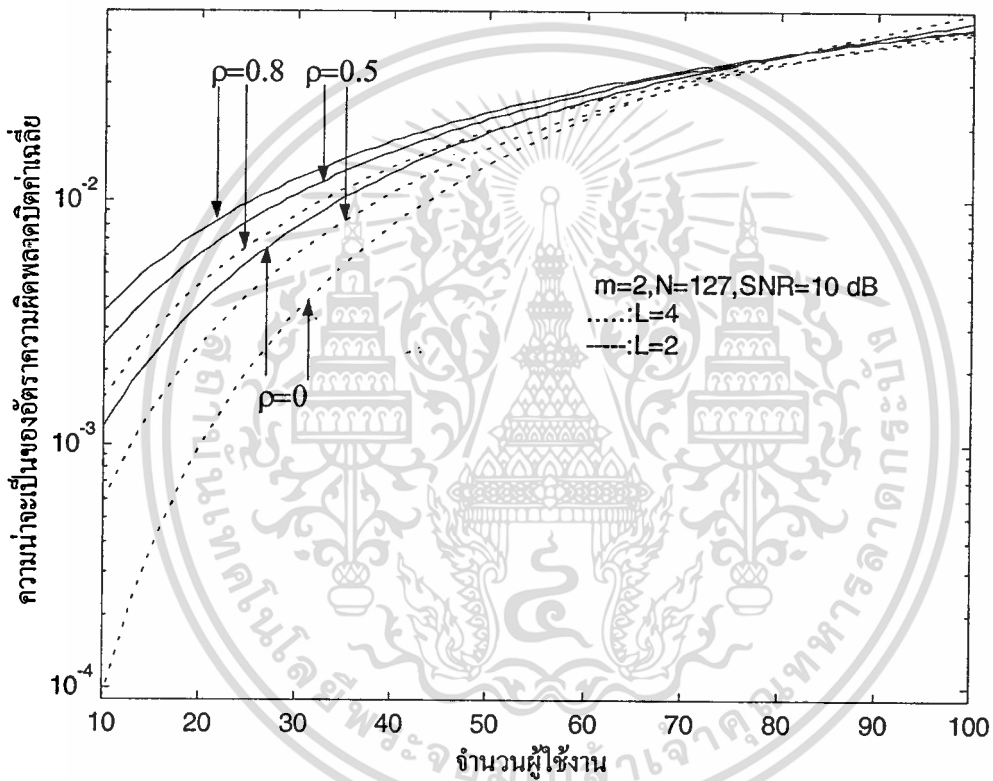


รูปที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=0.5$, $N=127$, $L=2$ และ 4 , $SNR=10$ dB และ $\rho=0$, 0.5 และ 0.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



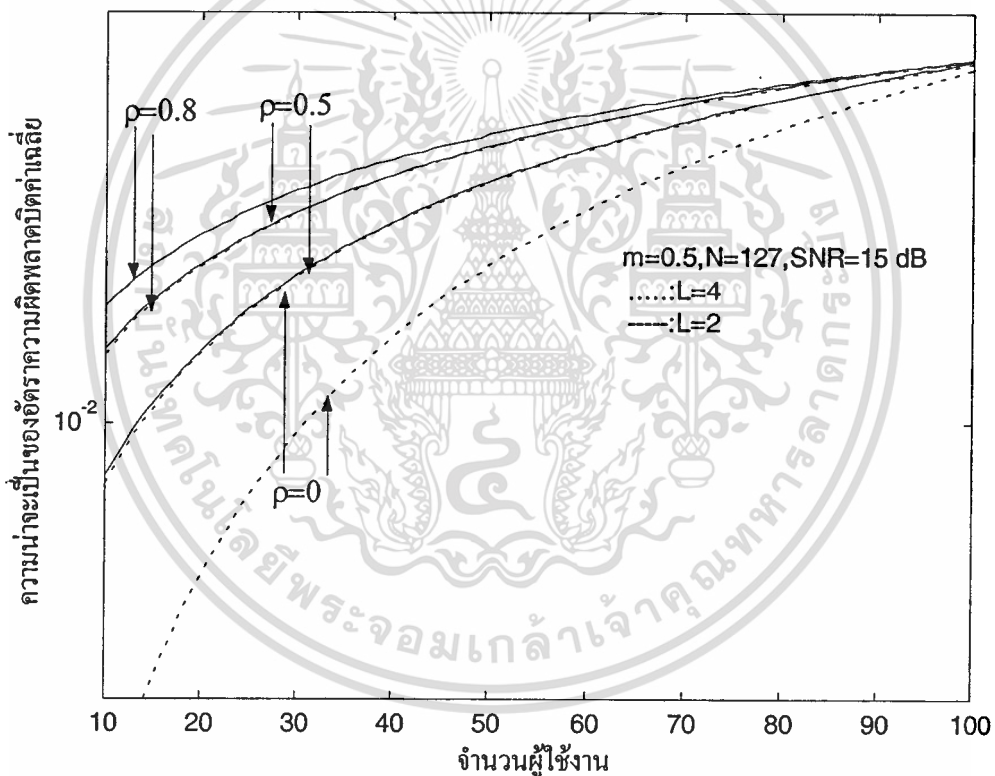
รูปที่ 5.19 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=1, N=127, L=2$ และ $4, SNR=10$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8



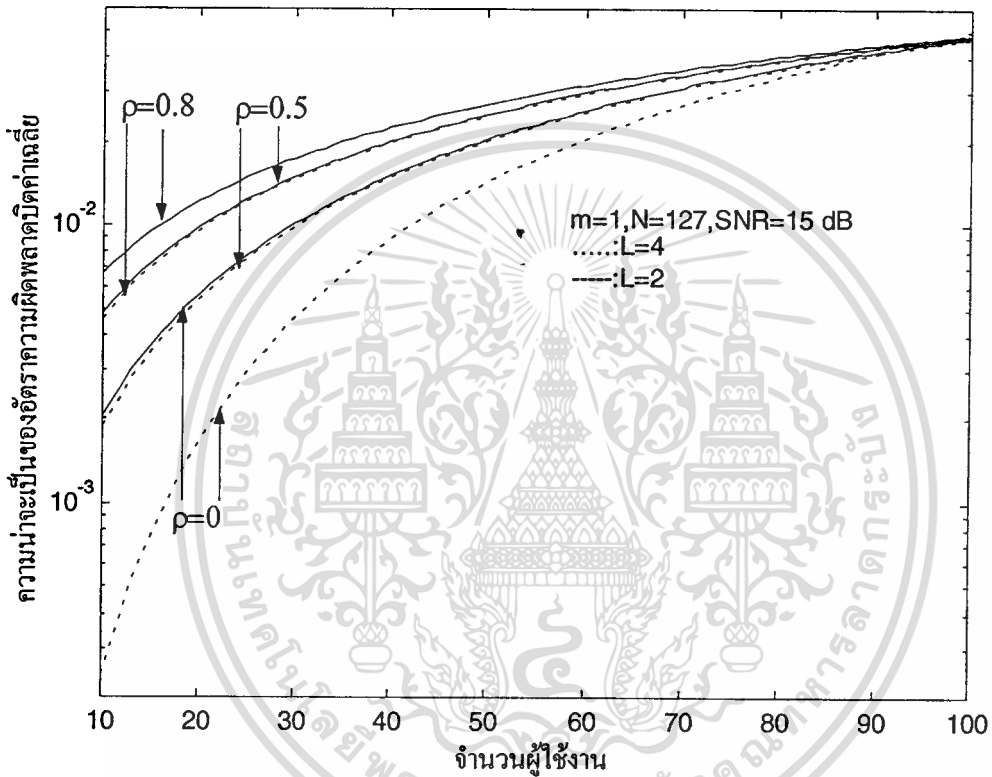
รูปที่ 5.20 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=2$, $N=127$, $L=2$ และ 4 , $SNR=10$ dB และ $\rho=0$, 0.5 และ 0.8

5.2.2 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลง จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=15 dB

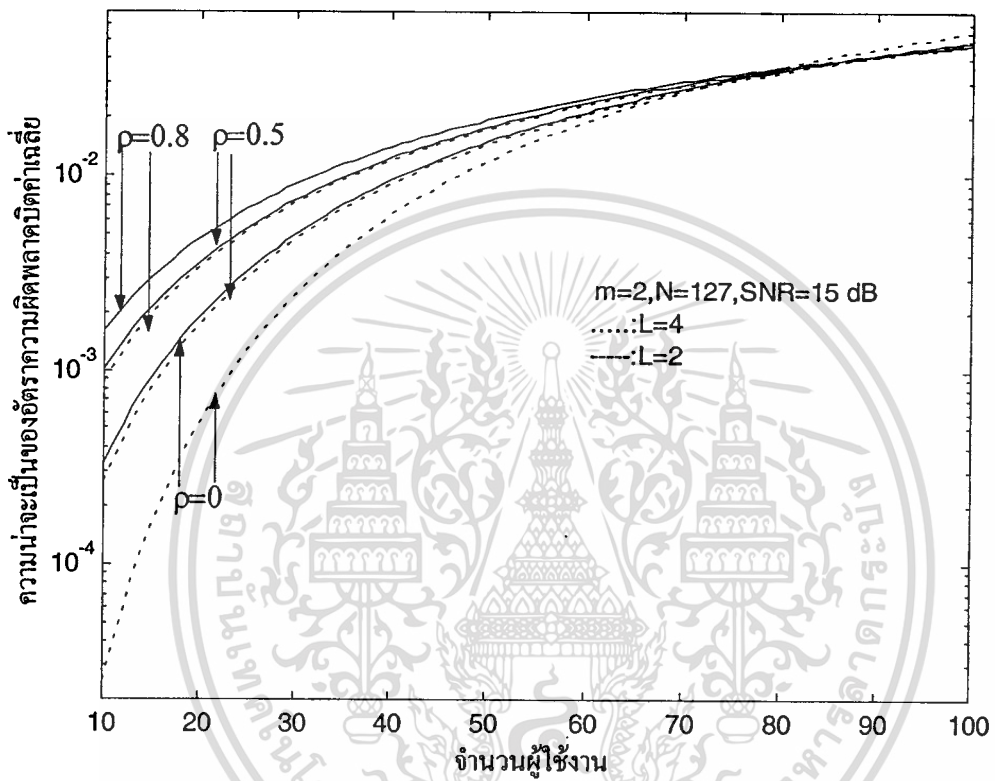
รูปที่ 5.21-5.23 แสดงสมรรถนะของระบบที่มีค่า SNR เท่ากับ 15 dB โดยแต่ละรูปจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ 0, 0.5 และ 0.8 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake เท่ากับ 2 และ 4 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ โดยมีอัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) ที่ลดลงส่งผลให้จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้เพิ่มขึ้นและค่า SNR ที่เพิ่มขึ้นจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้เพิ่มขึ้นเช่นกัน



รูปที่ 5.21 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=0.5$, $N=127$, $L=2$ และ 4 , $\text{SNR}=15$ dB และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8



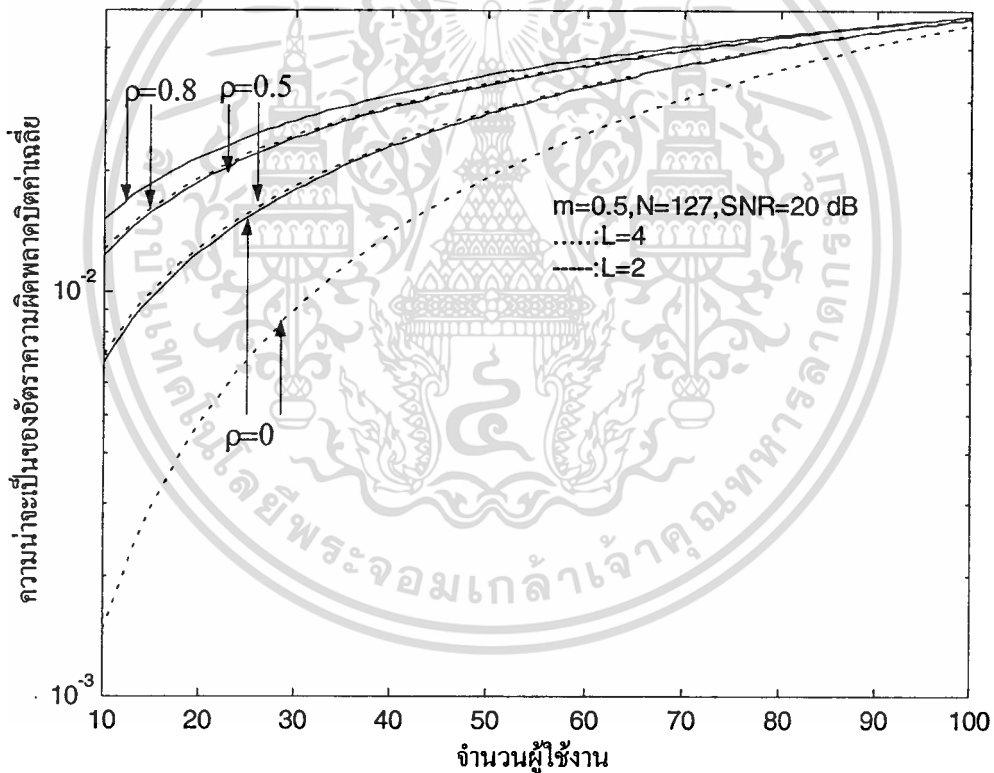
รูปที่ 5.22 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=1, N=127, L=2$ และ $4, \text{SNR}=15 \text{ dB}$ และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8



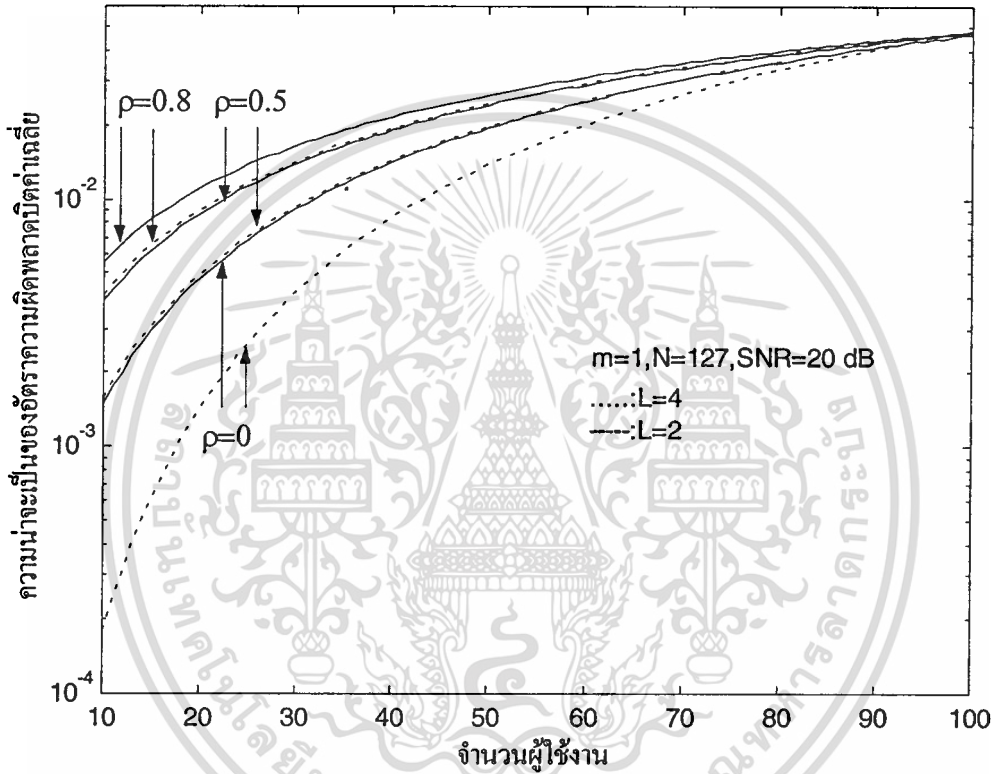
รูปที่ 5.23 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=2$, $N=127$, $L=2$ และ 4 , $SNR=15 \text{ dB}$ และ $\rho=0$, m 0.5 และ 0.8

5.2.3 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณที่ลดลง จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้จะเพิ่มขึ้นที่ SNR=20 dB

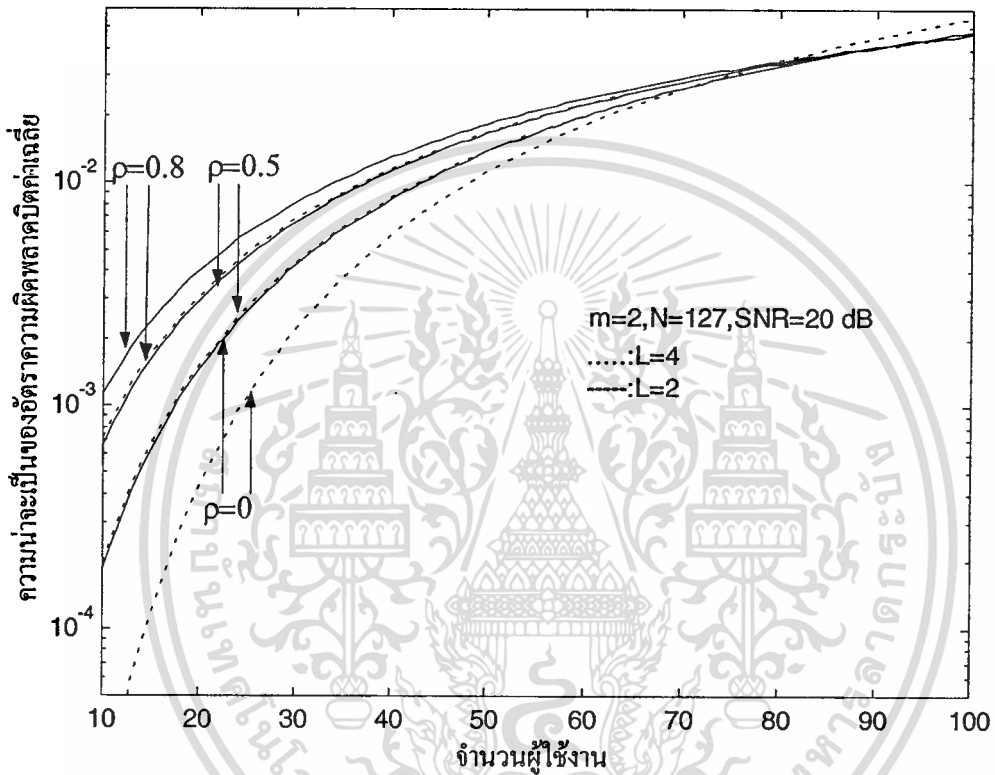
รูปที่ 5.24-5.26 แสดงสมรรถนะของระบบที่มีค่า SNR เท่ากับ 20 dB โดยแต่ละรูปจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณซึ่งมีค่าเท่ากับ 0, 0.5 และ 0.8 จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake เท่ากับ 2 และ 4 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.5, 1 และ 2 ตามลำดับ โดยมีอัตราการขยายประมวลผลเท่ากับ 127 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลข แสดงให้เห็นว่าจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ Rake ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบ Nakagami ที่เพิ่มขึ้นและค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณ (ρ) ที่ลดลงส่งผลให้จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้เพิ่มขึ้นและค่า SNR ที่เพิ่มขึ้นจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้เพิ่มขึ้นเช่นกัน



รูปที่ 5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=0.5$, $N=127$, $L=2$ และ 4 , $\text{SNR}=20$ dB และ $\rho=0$, 0.5 และ 0.8



รูปที่ 5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดที่ค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=1$, $N=127$, $L=2$ และ 4 , $SNR=20$ dB และ $\rho=0$, 0.5 และ 0.8



รูปที่ 5.26 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ยกับจำนวนผู้ใช้งานในระบบ โดยมีตัวแปรเสริม $m=2, N=127, L=2$ และ $4, SNR=20 \text{ dB}$ และ $\rho=0, 0.5$ และ 0.8

บทที่ 6

สรุปผลการวิเคราะห์

ระบบ CDMA เป็นระบบที่มีศักยภาพสูง กล่าวคือเป็นระบบที่สามารถป้องกันและแยกสัญญาณรบกวนออกไปได้ มีความปลอดภัยของข้อมูลสูง การดักฟังทำได้ยาก รวมถึงป้องกันการแทรกสอดสัญญาณได้ดี รูปแบบของการสื่อสาร CDMA ที่ใช้กันอย่างแพร่หลายคือ วิธีการจัดลำดับโดยตรงซึ่งเป็นรูปแบบที่ได้ทำการศึกษาในวิทยานิพนธ์นี้ ระบบ DS-SS-SS-SS จะนำลำดับข้อมูลมาทำการคูณด้วยลำดับรหัสแบบสุ่มที่เชื่อมซึ่งมีรูปแบบเป็นเลขฐานสอง จากนั้นก็จะนำไปมอดูเลตสำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสองเนื่องจากใช้กำลังส่งที่มีค่าน้อยและเหมาะสมกับการสื่อสารในปัจจุบันที่มีข้อจำกัดด้านแบนด์วิดท์ของช่องสื่อสาร เมื่อสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งเป็นอากาศจะแสดงลักษณะของการเฟดหลายวิถี ทำให้ขนาดของสัญญาณมีการผิดเพี้ยนไป แบบจำลองของช่องสัญญาณที่ใช้ในการศึกษานี้คือแบบจำลองช่องสัญญาณ Nakagami แบบสหสัมพันธ์เนื่องจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับในแต่ละเส้นทางอาจมีความเป็นสหสัมพันธ์ต่อกันถ้าระยะห่างระหว่างสาขาของเครื่องรับไม่มากเพียงพอ เมื่อสัญญาณในแต่ละเส้นทางเดินทางมาถึงเครื่องรับซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ใช้เครื่องรับแบบ RAKE โดยใช้การรวมแบบ MRC ทำให้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงสุด ที่เครื่องรับแบบ RAKE จะมีตัวชดเชยผลของการประวิงเวลา เฟส และอัตราลดทอนทางด้านแอมพลิจูด

จากสมการที่ 4.46 ได้นำมาวิเคราะห์เชิงเลขโดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งได้ทำการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้แก่ ค่าของตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ Nakagami จำนวนสาขาของเครื่องรับแบบ RAKE จำนวนผู้ใช้งานระบบ และค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณเพื่อผลการเปลี่ยนแปลงสมรรถนะของระบบ จากผลการจำลองการทำงานที่ได้แสดงให้เห็นถึงผลของตัวแปรต่างๆต่อสมรรถนะของระบบดังนี้ สมรรถนะของระบบจะลดลง (BER เพิ่มขึ้น) เมื่อค่าความเป็นสหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของโคเวอริจันซ์เพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นผลเนื่องมาจากระยะห่างระหว่างสาขาของโคเวอริจันซ์ลดลง โดยสามารถชดเชยผลกระทบจากการเพิ่มขึ้นของค่าสหสัมพันธ์ดังกล่าวได้ด้วยการเพิ่มจำนวนสาขาของเครื่องรับให้มากขึ้น ทั้งนี้เมื่อจำนวนผู้ใช้งานระบบในเวลาเดียวกันเพิ่มขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบลดลง (ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบเพิ่มขึ้นในลักษณะลอการิทึม) เนื่องจากสมรรถนะของระบบ DS-SS จะถูกจำกัดโดยการแทรกสอดแบบเข้าถึงหลายทางจากผู้ใช้งานคนอื่นๆในเวลาเดียวกันนั่นเอง นอกจากนี้จำนวนผู้ใช้งานระบบที่สามารถใช้งานพร้อมกันได้จะลดลงเช่นกันเมื่อค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของโคเวอริจันซ์เพิ่มขึ้น จากผลการจำลองการทำงานดังกล่าวแสดงให้เห็นว่าผลกระทบอันเนื่องมาจากค่าสหสัมพันธ์

ระหว่างสาขาของไคเวอร์ซิตีนั้นจะมีผลต่อการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-CDMA และไม่สามารถละเอียดได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] G. Turin, "The effects of multipath and fading on the performance of direct sequence CDMA systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-2, no. 4, pp. 597-603, 1984.
- [2] T. Eng and L. B. Milstein, "Coherent DS-SS performance in Nakagami multipath fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, nos. 2-4, pp. 1134-1143, 1995.
- [3] M. 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.
- [4] M. Schwartz, W. R. Bennett and S. Stein, *Communication systems and Techniques*, New York: McGraw-Hill, 1966.
- [5] G. Efthymoglou, V. Aalo and H. Helmken, "Performance analysis of coherent DS-SS systems in a Nakagami fading channel with arbitrary parameters," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 289-297, May 1997.
- [6] V. A. Aalo, "Performance of maximal-ratio diversity systems in correlated Nakagami-fading environment," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, pp. 2360-2369, Aug. 1995.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communication*. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [8] M. Pursley, "Performance evaluation for phase coded spread spectrum multiple access communication –Part I: System analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COMM-25, no. 8, pp. 795-799, 1977.
- [9] A. H. Wajnar, "Unknown bounds on performance in Nakagami channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COMM-34, pp. 22-24, Jan. 1986.
- [10] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. New York: Academic, 1980.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

**สูตรทั่วไปของการแจกแจงความเข้มของสัญญาณ การแจกแจง
แบบนาคากามิ**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแจกแจงแบบนาคามีเสนอแนวคิดและหลักการทั่วไปของการศึกษาด้านความเข้มของสัญญาณและเกิดการเฟดดิ้งของสัญญาณ วิธีการได้มาของการแจกแจงนี้ได้มาจากทศลงย่านความถี่สูง การแจกแจงแบบนี้จะเหมาะกับชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ และโทรโพสเฟียร์สามารถยืนยันได้ว่ามาจากการทดลองและการสังเกต โดยทฤษฎีของการแจกแจงแบบลือกนอร์มัลเป็นรูปแบบหนึ่งของการแจกแจงแบบนาคามี นอกจากนี้วิธีการที่นำเสนอจะปรับปรุงเป็นสูตรทั่วไปในการอธิบายการแจกแจงแบบอื่นๆ สุดท้ายแสดงความสัมพันธ์แบบอื่นๆกับการแจกแจงแบบนาคามีด้วยสูตรของ m และอธิบายค่าตัวแปรเสริมของการแจกแจงแบบนาคามี

ก.1 บทนำ

ปัจจุบันวิศวกรสื่อสารได้ศึกษาและเน้นความสำคัญรายละเอียดไม่เพียงแต่ด้านความเข้มของสัญญาณ แต่จะมุ่งเน้นผลของการเฟดของสัญญาณทางสถิติ ซึ่งมีการศึกษาทดลองไว้เป็นจำนวนมากและรองรับด้วยทฤษฎีทางด้านความเข้มของสัญญาณภายใต้การเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณ ซึ่งได้มีการอธิบายการแจกแจงด้านความเข้มของสัญญาณ ดังนี้

การแจกแจงแบบเรย์เลย์

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

โดยที่ $\Omega = \langle R^2 \rangle$ เป็นค่าเฉลี่ยของ R^2 ซึ่งค้นพบโดย Lord Rayleigh [4] และการทดลองของ Pawsey [4] พิสูจน์ด้วยการทดลองยืนยันการแจกแจงแบบเรย์เลย์ในโหมดของการแจกแจง และการกระจายคลื่น

การแจกแจงแบบลือกนอร์มัล

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

โดยที่ x คือความเข้มของสัญญาณในเทอมเดซิเบล (dB) ค้นพบโดย Grosskopf [4] ซึ่งได้มาจากสังเกตในช่วงเวลาที่นานๆ โดยมีค่าทางทฤษฎีสันับสนุนได้ว่าเป็นการแจกแจงซึ่งมีคุณสมบัติของลือกการที่มของจำนวนเต็มบวกค่าต่างๆกัน และการแจกแจงแบบ m ได้นำเสนอโดยนาคามี ซึ่งอธิบายการแจกแจงของสัญญาณในเทอมของค่าเฉลี่ยความเข้มของสัญญาณซึ่งอธิบายการศึกษาของ Grosskopf และใช้ได้ในช่วงที่กว้างกว่า มีสมการดังนี้

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

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

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

เมื่อ m เป็นค่าส่วนกลับของค่านอร์มัลไลซ์ของเวเรียนซ์ของ R^2 ซึ่งค้นพบโดยนาคากามิ โดยใช้ในช่วงกว้างของการทดลองย่านความถี่สูง และซึ่งได้ยืนยันผลการศึกษาโดย Wambeck และ Ross [4] โดยการค้นพบนี้ทำให้ยืนยันได้ว่า การแจกแจงแบบเรย์เลย์เหมือนการแจกแจงแบบนาคากามิ เมื่อ $m=1$ และแสดงได้ในรูปแบบดังนี้

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

และ

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

ค้นพบโดย Nakagami และ Nakagami กับ Sasaki [4] ตามลำดับ สำหรับในทางทฤษฎีเรียกปัญหาที่พบว่าการแทรกแซงแบบสุ่ม ซึ่งเป็นปัญหาหลักของการเฟดของสัญญาณ ในทางวิศวกรรมสื่อสารแล้ว เรียกว่าการแจกแจงแบบ n และการแจกแจงแบบ q ตามลำดับ นอกจากนี้แล้ว Nakagami Wada และ Fujimura [4] ได้พิสูจน์ว่าการแจกแจงแบบ m จะเป็นผลเฉลยทั่วไปในการแก้ปัญหาทางเวกเตอร์สุ่ม นอกจากนี้แล้วการการแจกแจงแบบนาคากามิ 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 ตัวอย่างเช่นการไม่คิดผลของการเฟดดิ้งอย่างช้าๆระยะเวลาของการสังเกต ควรจะเลือกให้เหมาะสมเนื่องจากผลของการเฟดดิ้งอย่างช้าๆจะมีลักษณะเด่นเมื่อเวลาในการศึกษามีค่ามากๆดังนั้นในทางสถิติควรจะเลือกช่วงเวลาให้มีค่าน้อยๆซึ่งทางปฏิบัติต้องพยายามเลือกช่วงเวลาให้เหมาะสม 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 (km)	สัญญาณ	ความถี่ (kHz)	วันที่	จำนวน แผ่น	จำนวน แผ่น $m < 0.5$
Changehumi	1,500	JMP2	10,065	Apr.1941	34	0
Pulau	3,200	JRAK	11,740	Oct.1941	15	0
San Francisco	3,240	KNY/	19,080	Nov.1940- 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- Dec.1941	265	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.2.1.3 การได้มาของฟังก์ชันการแจกแจง

จากผลการทดลองนำไปแสดงความสัมพันธ์ด้วยกราฟในแกนล็อก-ล็อก ซึ่งก็คือพิคคที่หนึ่ง และพิคคที่สอง 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

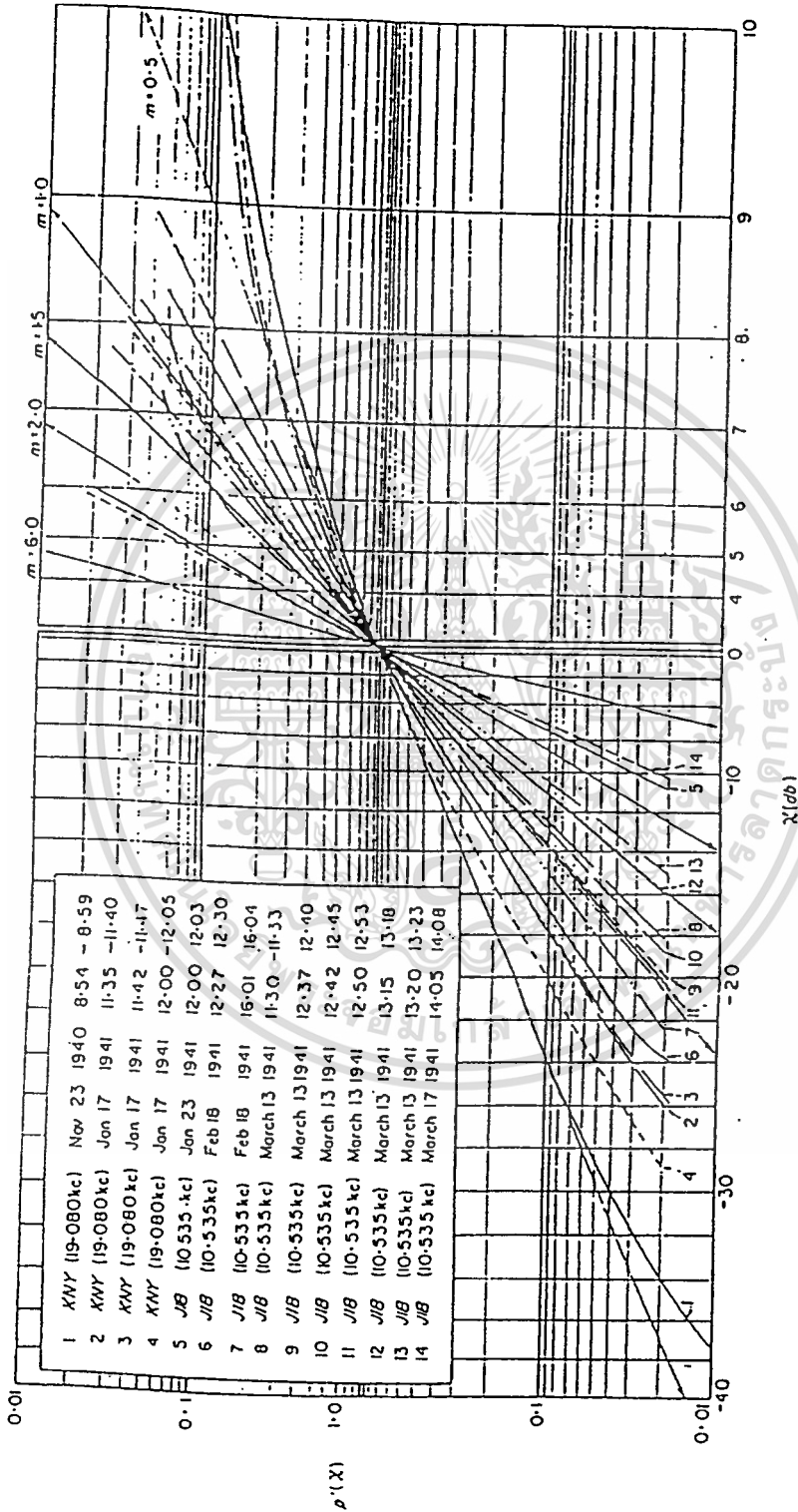
$$p(x) = \frac{2m^m x^{2m-1} e^{-mx^2}}{\Gamma(m)} = M(x, m, 1) \quad (ก.10)$$

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

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

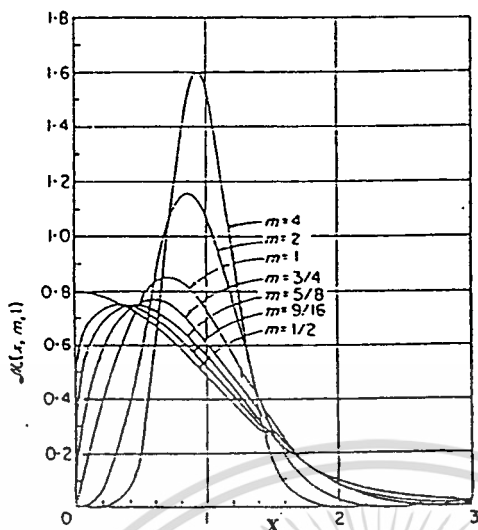
โดยสมการที่ ก.11 เป็นการรวมกรณีที่เป็นกรแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว เมื่อ $m=0.5$ และการแจกแจงแบบเรย์เลย์เมื่อ $m=1$ ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก.1 การแจกแจงแบบ m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

ก.3 คุณสมบัติของการแจกแจงแบบ m

ก.3.1 ค่ามากที่สุดของ $M_z(x, m, 0)$

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

ที่ $x=0$ หรือ $R=\Omega^{1/2}$

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ τ และ τ_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

สำหรับ โมเมนต์และเวเรียนซ์จัดรูปในหน่วย 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 นอร์มัลไลซ์แวกเรียนซ์ของ R^2 ดังนั้น m คือส่วนกลับค่านอร์มัลไลซ์แวกเรียนซ์ของ 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 $1/m$ หรือรูปร่างเฟดคิง (fading figure)

ภาคผนวก ข.

IS-95 มาตรฐานร่วมโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ของสหรัฐ
อเมริกา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 จนสามารถใช้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัล มีเพียงระบบเดียวคือ 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

ข.1 ประวัติย่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเซลลูลาร์ในสหรัฐ

ในปี 1971 บริษัท Bell System ได้สาธิตให้เห็นถึงความเป็นไปได้ของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ (แบบอนาล็อก) ดังนั้นในปี 1974 FCC (Federal of Communications Commission) จึงได้กำหนดความถี่ย่าน 800MHz 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 ข.1 การจัดช่องความถี่ในแต่ละแบนด์ของระบบ AMPS ในสหรัฐอเมริกา

ระบบ	จำนวนช่อง 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) ออกเป็นช่วงเล็กๆเพื่อใช้ในการสื่อสารจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์หรือจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ในระบบ FM โดยแต่ละช่องจะมีความกว้าง 30 KHz เนื่องจากในการสื่อสารระบบโทรศัพท์เป็นแบบ 2 ทาง (full duplex) จึงจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณทั้งจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์และจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน ดังนั้นในแต่ละแบนด์จะสามารถให้บริการสื่อสารพร้อมกันได้ 416 คู่สาย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.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

ข.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 ในขณะที่เดียวกันระดับสเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตด้วยอนุกรม PN ที่แตกต่างกันจะมีค่าต่ำมากและมีลักษณะไม่แตกต่างจากสัญญาณรบกวนตามธรรมชาติ

หากสมมติว่าที่เครื่องรับรับสัญญาณจากแต่ละช่องมีระดับพลังงานเท่ากันจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถในการให้บริการของระบบ CDMA ที่ไม่ใช่ระบบเซลลูลาร์ สามารถประมาณได้โดย

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

โดยที่ $G = B_{ss}/B_d$ คืออัตราส่วนระหว่างแบนด์วิดท์การกระจาย B_{ss} กับแบนด์วิดท์ของข้อมูลที่ต้องการส่ง B_d และ E_b คือพลังงานของข้อมูลแต่ละบิทที่เครื่องรับรับได้ N_o คือความหนาแน่นพลังงานของสัญญาณรบกวนทั้งหมดต่อหน่วยความถี่

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

ข.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

ข.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

ข.2.1.3 การลดกำลังส่งในข้อมูลความเร็วต่ำ

ข้อมูลที่ถูกนำไปกระจายสเปกตรัมนั้นมีความเร็วคงที่ 9.6 Kbps ก็จริงแต่ความเร็วข้อมูลที่ได้จากการแปลงสัญญาณเสียงที่เวลาใดเวลาหนึ่งของ VOCODER นั้นมีหลายค่าได้แก่ 1,2,4 และ 8 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Kbps แต่เมื่อข้อมูลมีความเร็วต่ำกว่า 8 Kbps แต่ละบิตของข้อมูลจาก VOCODER จะถูกส่งซ้ำซ้อน เป็น 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

ข.2.1.4 การนำความถี่มาใช้ใหม่ในแต่ละเซลล์

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

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 $S=2.55$

จากผลการเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้ช่องสัญญาณดังที่กล่าวข้างต้น จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในแต่ละเซลล์ของระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 อาจประมาณได้โดย

$$M_{\max} \approx G \left(\frac{N_0}{E_b} \right) \frac{1}{d} FS \quad (\text{ข.2})$$

ซึ่งหมายความว่าในแต่ละเซลล์ของ IS-95 จะสามารถให้บริการช่องสัญญาณได้ 79 ช่อง ต่อช่องความถี่ 1 MHz อย่างไรก็ตามควรคำนึงอยู่เสมอว่าความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณได้จากสมการที่ ข.2 นี้เป็นค่าที่ได้จากการประมาณ โดยมีได้คำนึงถึงผลของความผิดพลาด

ของการควบคุมกำลังส่งและผลจากสัญญาณรบกวนเนื่องจากปรากฏการณ์ต่างๆเช่น ปรากฏการณ์เฟดดิ้ง

ข.2.2 ระบบการควบคุมกำลังส่ง

ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณของ CDMA ที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา บางส่วนได้จากการสมมติว่าระดับพลังงานจากช่องสัญญาณทุกๆช่องจะมาปรากฏที่เครื่องรับด้วยค่าที่ใกล้เคียงกันตลอดเวลา ซึ่งในสภาพแวดล้อมที่ใช้งานจริงแล้วหากไม่มีระบบการควบคุมที่เหมาะสมแล้วระดับพลังงานแต่ละช่องสัญญาณจะไม่เท่ากัน เนื่องจากสัญญาณจากเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะถูกลดทอนมากกว่าสัญญาณจากเครื่องที่อยู่ไกล จึงเกิดปัญหาว่าเครื่องส่งที่อยู่ใกล้จะมีระดับพลังงานที่มากกว่าเครื่องที่อยู่ไกล (Near-Far Problem) นอกจากนี้ยังเกิดปรากฏการณ์เฟดดิ้งจากคลื่นหลายทิศทาง (Multipath Fading) อันเกิดจากการหักล้างกันของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อนจากสิ่งปลูกสร้างรอบๆเครื่องรับ โดยเฉพาะเมื่อเครื่องโทรศัพท์กำลังเคลื่อนที่ก็ยิ่งจะทำให้ระดับพลังงานมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว ความเปลี่ยนแปลงเหล่านี้มีผลกระทบต่อระบบเป็นอย่างมากเพราะหากไม่สามารถควบคุมได้แล้วก็ไม่สามารถควบคุมช่องสัญญาณให้คงที่ได้ ซึ่งที่จริงแล้วระบบควบคุมกำลังส่งในระบบ CDMA อาจถือได้เป็นกุญแจสำคัญที่สุดที่ทำให้เกิดโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ CDMA ได้

การควบคุมระดับพลังงานในช่องสัญญาณที่ส่งจากเครื่องโทรศัพท์มายังสถานีฐาน (Reverse Link) นับว่าสำคัญมากที่สุดซึ่งอาจแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนที่เป็นวงจรมีเปิด (open loop) และวงจรมีปิด (close loop) การควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมีปิดนั้น คือการที่สถานีฐานวัดสัญญาณที่รับได้จากเครื่องโทรศัพท์แล้วจึงส่งคำสั่งกลับไปทีเครื่องโทรศัพท์เพื่อให้เพิ่มหรือลดกำลังส่ง โดยจะเพิ่มหรือลดเพียงครั้งละประมาณ 0.5 dB ทุกๆ 15-20 milliseconds ส่วนการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมีเปิดนั้น ใช้เพื่อรับมือกับการเปลี่ยนแปลงของพลังงานอย่างรวดเร็ว อันเกิดจากปรากฏการณ์เฟดดิ้ง โดยที่เครื่องโทรศัพท์จะคอยจับสัญญาณที่มีค่าคงที่ (เช่น pilot signal หรือ synchronization signal) ซึ่งส่งจากสถานีฐานตลอดเวลา หากระดับของสัญญาณเหล่านี้เกิดการเพิ่มอย่างรวดเร็วเครื่องโทรศัพท์จะลดกำลังส่งลงทันทีโดยที่ค่าการเปลี่ยนแปลงด้วยวิธีนี้อาจสูงถึง 85 dB

สำหรับสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานมายังเครื่องโทรศัพท์ (Forward Link) นั้นมีลักษณะคล้ายกับการควบคุมระดับพลังงานด้วยวงจรมีปิดของ Reverse Link แต่สถานีจะคอยลดกำลังส่งลงเรื่อยๆด้วยคาบเวลาที่คงที่ นอกจากจะพบว่าเริ่มเกิดการผิดพลาดในข้อมูลที่รับได้หรือจะมีการขอให้เพิ่มระดับพลังงานจากเครื่องโทรศัพท์ การเปลี่ยนแปลงของระดับพลังงานจากสถานีฐานจะช้ากว่าใน Reverse Link เล็กน้อย และการเปลี่ยนแปลงจะอยู่ระหว่าง 0.5-6 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข.2.3 สถาปัตยกรรมการแบ่งช่องสัญญาณ

มาตรฐาน IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างความถี่ รหัส PN แบบตั้งฉาก (Orthogonal Code) โดย IS-95 จะแบ่งช่วงความถี่ทั้งหมดของระบบเซลล์ลู่ออกเป็น 2 ช่วงคือ ช่วงที่ใช้ส่งสัญญาณจากสถานีฐานและจากเครื่องโทรศัพท์เช่นเดียวกับ AMPS ในตารางที่ ข.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

ข.2.3.1 การแบ่งช่องสัญญาณจากสถานีฐาน-เครื่องโทรศัพท์ (Forward Link)

สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้น้ำความถี่เดียวกันและยังใช้ออนุกรมรหัส PN ชุดเดียวกันในการมอดูเลตสัญญาณให้มีช่วงความถี่ 1.2288 MHz ด้วย แต่เพื่อให้สามารถแยกสัญญาณจากสถานีฐานที่ต่างกันได้ ออนุกรม PN ของแต่ละสถานีฐานจะถูกกำหนดให้มีจุดออฟเซตทางเวลาที่แตกต่างกัน ดังนั้นเครื่องโทรศัพท์จะแยกสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกัน จากสถานีฐานที่แตกต่างกันโดยใช้คุณสมบัติของอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของออนุกรม PN นั่นคือเมื่อตั้งค่าออฟเซตทางเวลาได้ถูกต้อง สัญญาณจากสถานีฐานที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยาย ออนุกรมรหัส PN ที่ต้องใช้นี้ มีคาบยาว 32,768 ชิป และถูกกำเนิดด้วยความเร็ว 1.2288 MHz เนื่องจาก IS-95 ใช้ระบบ O-QPSK (Offset-QPSK) ในการส่งสัญญาณ ออนุกรม PN ประจำสถานีฐานนี้จะถูกใช้เป็นออนุกรม PNI และ PNQ เพื่อมอดูเลตเข้ากับสัญญาณที่ถูกส่งในแกนนอน (Inphase) และแกนตั้ง (Quadrature) ตามลำดับ

นอกจากนี้สัญญาณจากสถานีฐานเดียวกัน และช่วงความถี่เดียวกันจะถูกแบ่งออกเป็น 64 ช่อง โดยการมอดูเลตด้วยกลุ่มออนุกรม PN ที่ตั้งฉากกัน 64 ชุด ซึ่งแต่ละชุดสร้างจาก Walsh function ที่มีความยาวคาบ 64 ชิป โดยที่ช่องสัญญาณที่ใช้ออนุกรมอันดับที่แตกต่างกันของ Walsh function จะสามารถแยกออกจากกันได้โดยคุณสมบัติของสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ของออนุกรม PN

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

ข.2.3.2 การแบ่งช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์-สถานีฐาน (Reverse Link)

สัญญาณที่ส่งจากโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้อนุกรม PN หลักชุดเดียวกับสถานีฐานในการกระจายแบนด์วิดท์ โดยอนุกรมนี้จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงค่าออฟเซตเวลาเช่นเดียวกับสถานีฐานแต่เพื่อให้สถานีฐานสามารถแยกสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ต่างเครื่องกันได้ เครื่องโทรศัพท์จะใช้อนุกรม PN ที่มีคาบยาวมาก ($2^{12}-1$ ชิป) ร่วมในการกระจายสเปกตรัมด้วย โดยใช้เลขประจำตัวผู้ใช้เป็นตัวกำหนดจุดออฟเซตทางเวลาให้แตกต่างกัน อนุกรมนี้จะกำเนิดด้วยความเร็ว 1.2288 MHz เช่นกัน การที่ไשרหัส PN ที่มีคาบยาวมากนี้เพื่อให้สามารถรองรับความสามารถในการบริการเครื่องโทรศัพท์ที่อาจเพิ่มขึ้นได้ในอนาคตนอกจากนี้ยังมีผลพลอยได้ในการป้องกันการดักฟังได้ระดับหนึ่งอีกด้วย

ข.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 คือเนื่องมาจากเซลล์ทุกเซลล์ใช้ความถี่ในช่วงเดียวกันหมดและช่องสัญญาณแบ่งด้วยรหัส PN ที่เหมาะสม ดังนั้นเมื่อเครื่องโทรศัพท์อยู่ในพื้นที่ใกล้เขตแบ่งเซลล์ มันจะจองช่องสัญญาณจากสถานีฐาน (Forward Link) ทั้งสองในเวลาเดียวกันได้โดยไม่ต้องใช้เครื่องรับที่ทำงานในความถี่ที่แตกต่างกัน ทำให้สามารถสับเปลี่ยนไปยังสถานีที่ช่องสัญญาณมีคุณภาพดีที่สุดในขณะที่เคลื่อนที่ได้โดยไม่มีการเปลี่ยน

แม้ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงความถี่ เช่นเดียวกันสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ (Reverse Link) จะถูกรับจากสถานีฐานทั้งสอง และชุมสายจะทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้ และตัดสินใจเลือกใช้สัญญาณที่มีคุณภาพดีที่สุดเมื่อไรก็ได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามเนื่องจาก IS-95 ใช้การแบ่งช่องสัญญาณแบบผสมระหว่างการใช้ออนุกรม PN และช่วงความถี่ดังกล่าวที่กล่าวมาข้างต้น ดังนั้น IS-95 ก็จำเป็นต้องใช้การ Handoff แบบเก่าเช่นเดียวกัน หากไม่มีช่องสัญญาณในช่วงความถี่เดียวกันเหลือว่างเลย

ข.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 มีผลให้รูปแบบของสัญญาณที่รับได้ขึ้นอยู่กับดีเลย์หรือผลต่างของเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงในทิศทางที่ต่างกัน ซึ่งค่าของดีเลย์นี้อาจมีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างมากแล้วแต่สภาพภูมิประเทศ

ภาครับของมาตรฐาน IS-95 ถูกออกแบบให้ใช้หลักการของไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพื่อบรรเทาผลของการลดทอนเนื่องจากดีเลย์นี้ หลักการของไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางคือ เครื่องรับจะค้นหาสัญญาณที่มาถึงภาครับจากหลายทิศทาง แล้วเลือกเอาสัญญาณที่มีระดับพลังงานที่รุนแรงที่สุด การใช้ไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางเป็นวิธีการแก้ปัญหาการเฟดดิ้งที่มีประสิทธิภาพมาก แต่ไม่ค่อยถูกนำมาประยุกต์ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์ลาร์ระบบ TDMA และ FDMA เพราะมักไม่ได้ผลกับสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ต่ำเกินไป และที่สำคัญที่สุดโดยทั่วไปแล้วสำหรับระบบ FDMA และ TDMA นั้นจำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้านเพื่อแยกสัญญาณที่มาจากทิศทางที่ต่างกัน

แต่เนื่องจาก IS-95 เป็นระบบ CDMA จึงเหมาะสมมากที่จะใช้ไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทาง เพราะมีแบนด์วิดท์กว้าง นอกจากนี้ยังสามารถใช้เครื่องรับแบบ RAKE ซึ่งสามารถใช้หลักการไคเวอร์ซิตีระหว่างเส้นทางโดยไม่จำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบมีหลายก้าน หลักการของ RAKE คือหากสัญญาณจากเส้นทางที่ต่างกันมาถึงเครื่องรับโดยเวลาที่ต่างกันมากกว่าช่วงคาบเวลา 1 ชิปของอนุกรม PN ทำให้สามารถแยกสัญญาณเหล่านั้นออกจากกันโดยใช้โครีเรเตอร์ที่มีค่าออฟเซ็ททางเวลาที่ต่างกัน RAKE ของ IS-95 ประกอบด้วยโครีเรเตอร์ 3 ชุดเพื่อใช้รับสัญญาณที่มาถึงด้วยความแรงที่สุด 3 สัญญาณในการประมวลผลของไคเวอร์ซิตี

ข.3 บทวิเคราะห์ IS-95

ข.3.1 การเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณ

เมื่อพิจารณาคุณสมบัติพิเศษของ IS-95 ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณย่อมถูกมองเป็นประการแรก อย่างไรก็ตามก็ตีจำนวนช่องสัญญาณที่แน่นอนที่ IS-95 สามารถให้บริการเป็นเรื่องที่ถูกโต้เถียงกันมาก ความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณที่คำนวณจากสมการที่ ข.2 ได้จากการประมาณ ในระบบเซลล์คู่ที่ใช้งานจริงอาจมีตัวแปรอื่นที่ไม่ได้คาดไว้เช่น ความผิดพลาดเนื่องจากการควบคุมกำลังส่ง ลักษณะทางภูมิศาสตร์ของเซลล์ ซึ่งอาจลดความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณลงได้ นอกจากนี้ยังพบว่าจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการจะถูกจำกัดด้วยคุณภาพการสื่อสารในช่องสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์มากกว่าจากสถานีฐาน

จากการทดสอบภาคสนามที่ San Diego ซึ่งประกอบด้วยเซลล์ 5 เซลล์ แบ่งเป็น 8 เซกเตอร์ ปรากฏว่าในเซลล์ที่ถูกแบ่งเป็น 3 เซกเตอร์นั้น ช่วงความถี่ที่ให้บริการ 12.5 MHz นั้น IS-95 สามารถให้บริการช่องสัญญาณได้มากกว่า 60 ช่อง หรือประมาณ 10 เท่าของ AMPS โดยที่เครื่องโทรศัพท์ส่วนใหญ่ถูกใช้ในรถที่วิ่งด้วยความเร็วสูง นอกจากนี้จากผลการวิเคราะห์ผลทางคณิตศาสตร์ ถ้าให้คุณภาพของสัญญาณที่ยอมรับได้คือ การที่ $BER > 10^{-3}$ ในช่องสัญญาณมีค่าน้อยกว่า 1 % ของช่องสัญญาณที่ให้บริการจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการที่คำนวณก็ให้ผลที่ใกล้เคียงกันมากคือมากกว่า 10 เท่าเล็กน้อย ตารางที่ ข.2 แสดงจำนวนช่องสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิตอลระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz โดยที่ K คือค่าสัมประสิทธิ์ของการนำความถี่มาใช้ซ้ำ C_s คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซกเตอร์และ C_c คือจำนวนช่องสัญญาณต่อเซลล์

ตารางที่ ข.2 ค่าความจุของช่องสัญญาณในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆต่อช่วงความถี่ 1.25 MHz

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

อย่างไรก็ตามมีข้อสงสัยว่าการทดสอบภาคสนามนั้นว่าเพียงพอหรือไม่เพราะยังขาดข้อมูลเกี่ยวกับเงื่อนไขบางประการอันเกิดจากสภาพภูมิศาสตร์ภายในเซลล์ที่เปลี่ยนไป 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 อาจกล่าวได้ว่าเกิดจากคุณสมบัติประจำตัวพิเศษที่สามารถทำให้นำเทคโนโลยีที่มีอยู่มาประยุกต์ใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ คุณสมบัติเฉพาะของ IS-95 ที่ว่านั่นคือการที่สัญญาณจากต่างช่องกันในระบบ CDMA สามารถใช้ช่วงความถี่และเวลาร่วมกันได้นั่นเอง ตัวอย่างเช่นคุณสมบัตินี้ทำให้ในระบบไม่จำเป็นต้องจองช่องความถี่หรือช่องเวลาที่ว่างก่อนทำการสื่อสาร ดังนั้นจากการใช้ประโยชน์จากช่องสัญญาณในช่วงที่ไม่ได้ทำการสื่อสาร (ช่วงที่ไม่มีเสียงพูด) สามารถทำได้โดยการใช้เครื่องจับการเกิดของสัญญาณเสียง (VAD) ที่มีกลไกง่ายๆเท่านั้น ในขณะที่ FDMA หรือ TDMA ที่มีการแบ่งช่องสัญญาณแบบตายตัวไม่อาจทำได้นอกจากนี้การที่แต่ละเซลล์สามารถใช้ความถี่เดียวกันได้นี้เอง เป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดส่วนขยายของจำนวนช่องสัญญาณที่เกิดจากการแบ่งเซลล์ คุณสมบัติประจำตัวของ CDMA ที่สามารถใช้ความถี่ร่วมกันนี้ นอกจากจะทำให้จำนวนของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแล้ว เมื่อประกอบกับความสำเร็จในการพัฒนาระบบ ยังเป็นหัวใจ

สำคัญที่ทำให้ความสามารถในการ Soft Handoff และ Soft Capacity ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นจริงขึ้นมาได้

ในอนาคตนจำนวนของช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการของ IS-95 อาจเพิ่มขึ้นได้โดย

ก. การเพิ่มจำนวนเซลล์ในแต่ละเซลล์

การแบ่งเซลล์ออกเป็นเซลล์ที่มีจำนวนมากขึ้นอาจทำให้จำนวนช่องสัญญาณในแต่ละเซลล์มากขึ้น อย่างไรก็ตามข้อเสียที่ได้ขึ้นอยู่กับการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล และระบบสายอากาศแบบมีทิศทางที่สถานีฐานว่าสามารถจะตัดสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ที่เกิดได้มากเท่าไรด้วย

ข. การใช้ VOCODER ที่มีความเร็วต่ำลง

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

ค. การลดการแทรกสอดจากช่องสัญญาณอื่นที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน (CCI: Co-Channel Interference)

สัญญาณรบกวนในระบบ CDMA ส่วนใหญ่เกิดจากการที่ยอมให้ช่องสัญญาณใช้ช่วงความถี่เดียวกัน โดยที่สัญญาณรบกวนจากช่องอื่นเหล่านี้จะถูกควบคุมให้มีระดับต่ำกว่าที่ยอมรับได้ ซึ่งทำได้โดยการจำกัดจำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน เพราะสัญญาณในแต่ละช่องทำให้เกิดสัญญาณรบกวนต่อระบบค่าหนึ่ง ดังนั้นหากสามารถลดสัญญาณรบกวนค่านีกลงได้ จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการก็จะเพิ่มขึ้นด้วย

เนื่องจากสัญญาณแทรกสอดในระบบ CDMA เหล่านี้ถูกสร้างขึ้นเอง ดังนั้นหากถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้พร้อมกันที่สถานีฐาน จะสามารถนำค่าตัวแปรต่างๆที่ได้จากการถอดรหัสสัญญาณเหล่านี้มาลดผลจากการแทรกสอดซึ่งกันและกันด้วยวิธีต่างๆเช่นการใช้อุปกรณ์ประมวลผลสัญญาณ 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. การพัฒนาจรรยาหัสแก้ความผิดพลาด (Error-correction code) และการมอดูเลตสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

การลด E_b อาจทำได้โดยการใช้รหัสแก้ความผิดพลาดที่ประสิทธิภาพสูงขึ้น ข้อได้เปรียบอีกประการหนึ่งของ CDMA คือสามารถใช้รหัสแก้ความผิดพลาดประสิทธิภาพสูงที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำเพื่อลดระดับพลังงาน E_b ที่ต้องการโดยไม่มีผลในการจำกัดอัตราความเร็วของ VOCODER สำหรับระบบ TDMA หากใช้รหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสต่ำลง จะทำให้เสียแบนด์วิดท์ในการส่งมากขึ้น โดยทั่วไปแล้วรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง เช่น Concatenated Code หรือ Product Code สามารถออกแบบได้ง่าย และมีวงจรถอดรหัสที่มีความซับซ้อนน้อยกว่ามากที่อัตราการเข้ารหัสต่ำ ดังนั้นหากสามารถนำรหัส Concatenated Code หรือ Product Code เหล่านี้มาใช้งานได้ ก็สามารถเพิ่มความสามารถในการให้บริการช่องสัญญาณได้เช่นกัน อย่างไรก็ตามถึงแม้ฮาร์ดแวร์ของรหัสเหล่านี้จะมีขนาดเล็กลงมากที่อัตราการเข้ารหัสต่ำก็ตาม แต่ปัจจุบันยังมีขนาดใหญ่ ทำให้มีปัญหาในการนำไปประยุกต์ใช้งานกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่

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

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

นอกจากนี้ยังจะพบว่าตัวแปรสำคัญต่างๆหลายประการที่เป็นตัวแปรสำคัญในการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ CDMA นั้นสามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ TDMA ด้วย เช่นการพัฒนา ระบบสายอากาศแบบมีทิศทาง VOCODER ความเร็วต่ำ หรือรหัสแก้ความผิดพลาดที่มีประสิทธิภาพสูง ซึ่งหมายความว่าเทคนิคต่างๆและความรู้ความชำนาญจำนวนมากไม่น้อยที่สั่งสมจากการพัฒนาระบบ TDMA เป็นเวลายาวนาน สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบ CDMA ได้เช่นกัน

ข.3.2 ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการ (Soft Capacity)

จุดที่น่าสนใจอีกอย่างคือในระบบ CDMA คือการที่จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณรบกวนที่สามารถยอมรับได้นั้น ไม่ได้หมายความว่าค่านี้จะกำหนดตายตัว และไม่สามารถเปลี่ยนแปลงได้ นั่นคือสามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณได้หากยอมรับในระดับของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้นได้ ซึ่งค่าของสัญญาณรบกวนที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มช่องสัญญาณแต่ละช่องนี้มีค่าน้อยมากเพราะถูกเฉลี่ยไปในทุกๆช่องสัญญาณเช่นถ้าเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณจาก 20 ช่องไปเป็น 21 ช่องต่อแชนเนลค่าของจำนวนช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นในแต่ละแชนเนลจะเป็น $10\log(21/20)=0.21$ dB เท่านั้น ข้อนี้มีประโยชน์มากในการบรรเทาอัตราการใช้ทรัพยากรที่เกิดจากจำนวนช่องสัญญาณไม่เพียงพอ ในกรณีฉุกเฉินหรือกรณีจำเป็นได้ เช่น เกิดภัยธรรมชาติ อุบัติเหตุ ฯลฯ

นอกจากนี้ความสามารถในการเปลี่ยนแปลงจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการยังช่วยให้การจัดการทรัพยากรซึ่งก็คือช่องสัญญาณของระบบมีประสิทธิภาพมากขึ้น ตัวอย่างเช่น ในกรณีที่จำนวนผู้ใช้บริการในแต่ละพื้นที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาในตอนเช้าหรือหลังเลิกงาน ผู้ใช้โทรศัพท์จำนวนมากจะไปกระจุกตัวอยู่ในเซลล์บางเซลล์ที่มีถนนใหญ่ที่มักมีการจราจรติดขัด ในขณะที่เซลล์ข้างเคียงมีความจำเป็นในการใช้ช่องสัญญาณน้อยกว่าที่คาดเอาไว้มาก ซึ่งหมายความว่าสัญญาณรบกวนจากเซลล์เหล่านั้นจะน้อยลง ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการในเซลล์ที่มีการกระจุกตัวของผู้ใช้เพิ่มขึ้นได้โดยไม่มีผลต่อคุณภาพของช่องสัญญาณเลย

ข.3.3 ไม่จำเป็นต้องมีการวางแผนการแบ่งใช้ช่องความถี่ในแต่ละเซลล์ (No Frequency Planing)

ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบอนาล็อกหรือระบบดิจิทัลระบบ TDMA หรือ FDMA ที่มีการจัดแบ่งช่วงความถี่แบบตายตัวนั้น การวางแผนแบ่งช่องความถี่หรือช่องสัญญาณให้กับแต่ละเซลล์และแชนเนลเพื่อให้ระบบมีช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการมีมากที่สุดนั้นเป็นงานที่ยุ้งยากมากที่สุดประการหนึ่งเพราะ

ก. นอกจากจะต้องลดการแทรกสอดในช่วงคลื่นเดียวกันจากเซลล์ข้างเคียงแล้ว ยังต้องออกแบบให้รองรับการตกเป็นเซลล์ย่อย (cell splitting) เมื่อความต้องการใช้ช่องสัญญาณในพื้นที่มีมากขึ้น

ข. สภาพภูมิประเทศและจำนวนประชากรยังมีผลต่อการแบ่งเซลล์และแชนเนล เช่น คลื่นสัญญาณที่สะท้อนจากภูเขา แม่น้ำ ต้นไม้ หรือ อาคารสิ่งปลูกสร้างต่างๆมีผลทำให้ขนาดของเซลล์และแชนเนลไม่เท่ากัน และเซลล์ในเขตที่มีประชากรหนาแน่นจะต้องออกแบบให้มีขนาดเล็กลงหรือเพิ่มให้จำนวนช่องสัญญาณต่อพื้นที่มีมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค. เมื่อเทคโนโลยีการใช้ไมโครเซลล์ (microcell) หรือเซลล์มีขนาดเล็กมาก หลากหลายเซลล์สร้างขึ้น อยู่ในเซลล์ขนาดใหญ่ (macrocell) ถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อลดความต้องการช่องสัญญาณในเขตเมืองใหญ่มากขึ้น ปัญหาการจัดแบ่งช่องความถี่ซึ่งมีจำกัดอยู่แล้วจะรุนแรงยิ่งขึ้น

ในทางกลับกันเนื่องจากคุณสมบัติประจำตัวของ CDMA คือการที่สามารถนำความถี่ทั้งหมดมาใช้ในทุกๆเซลล์ได้ ทำให้ไม่มีความจำเป็นต้องมีการวางแผนจัดแบ่งการใช้ช่วงความถี่ที่ยุ่งยากให้กับแต่ละเซลล์หรือเซกเตอร์ นอกจากนี้คุณสมบัตินี้ยังช่วยให้ระบบ CDMA มีความยืดหยุ่นต่อการเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณด้วยวิธีการ Soft Capacity เมื่อมีความต้องการหรือมีความหนาแน่นของประชากรสูงขึ้น โดยไม่ต้องคำนึงถึงการแบ่งช่องความถี่เลย

ข.3.4 การสื่อสารด้วยคลื่นสัญญาณที่มีระดับพลังงานต่ำ (Low Transmit Power)

เนื่องจากที่ภาครับของ CDMA นั้น สัญญาณที่ต้องการเท่านั้นที่ถูกขยายด้วยอัตราขยายการประมวลผลที่มีค่า G จึงทำให้ระดับพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่จำเป็นในการส่งมีค่าต่ำกว่าระบบอนาล็อกและระบบดิจิทัล TDMA มาก นอกจากนี้ระบบควบคุมพลังงานของสัญญาณส่งที่อธิบายในหัวข้อที่แล้ว ยังมีผลอย่างมากในการลดกำลังของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกินความจำเป็น จากผลการทดสอบภาคสนาม ปรากฏว่าระดับพลังงานที่จำเป็นในการส่งของ IS-95 มีค่าต่ำกว่าอนาล็อก AMPS ประมาณ 20-30 dB

ประโยชน์ประการแรกที่ได้เห็นได้ชัดจากระดับพลังงานส่งที่ลดลงคือทำให้ง่ายต่อการออกแบบให้เครื่องโทรศัพท์ประหยัดพลังงานแบตเตอรี่อื่นมีผลให้ยี่ครระยะเวลาการใช้งานหรืออาจทำให้สามารถลดขนาดของแบตเตอรี่ ซึ่งหมายถึงการลดขนาดของเครื่องโทรศัพท์ด้วย

ประโยชน์อีกประการหนึ่งที่ถูกมองข้ามจากผู้ให้บริการระบบคือการลดสัญญาณรบกวนต่อสภาพแวดล้อมและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่น ๆ แม้ในบางกรณีจะไม่มีกัมมันตภาพรังสี แต่โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA หรือ FDMA ที่ใช้กำลังส่งสูงกว่า CDMA มากนั้น มักถูกระเบิดเสียงอยู่เสมอ

ตัวอย่างที่ได้รับการยืนยันและยอมรับจากผลกระทบของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแล้ว คือผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ TDMA ต่อเครื่องช่วยฟังสำหรับคนหูพิการ เนื่องจากในระบบ TDMA มีการแบ่งช่วงสัญญาณโดยการผลัดกันใช้ มีผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนในช่วงความถี่ต่ำ อยู่ในช่วงที่สามารถได้ยินได้ (0-3 kHz) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะถูกขยายด้วยเครื่องขยายโดยเครื่องช่วยฟังของคนหูพิการ และจะรบกวนผู้ใช้เช่น เป็นเสียงหวีดในลักษณะต่างๆเนื่องจากสัญญาณรบกวนเหล่านี้เกิดจากลักษณะประจำตัวของสัญญาณในระบบ TDMA เอง การแก้ไขจึงทำได้ยาก เพราะการป้องกันการกระจายของสัญญาณดังกล่าวอาจมีผลในการลดทอนคุณภาพของสัญญาณส่งด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้มียารายงานจำนวนไม่น้อยที่กล่าวว่าสัญญาณจากโทรศัพท์เคลื่อนที่อาจมีผลทำให้ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทางการแพทย์อื่นๆ เช่น เครื่องให้จังหวะการเต้นของหัวใจ (pace maker) แก้วชี้เซ็นไฟฟ้า ฯลฯ ไม่ทำงานตามปกติ บางประเทศในแถบสแกนดิเนเวีย ถึงกับไม่อนุญาตให้ใช้ โทรศัพท์เคลื่อนที่ในเขตโรงพยาบาล อย่างไรก็ตามก็ผลกระทบบเหล่านี้ยังไม่ได้รับการพิสูจน์ทางวิชาการว่าเกิดสัญญาณรบกวนจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จริงหรือไม่ และมีผู้โต้แย้งว่าความผิดปกติของอุปกรณ์เหล่านั้นบางส่วนอาจเกิดจากความผิดพลาดของตัวอุปกรณ์เองก็ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม



ค.1 ทฤษฎีความน่าจะเป็น และ กระบวนการเฟ้นสุ่ม

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

ค.1.1 ความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองโดยการทอดลูกเต๋ากับจำนวนผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในเอกภพสัมพัทธ์ s ของการทดลองประกอบไปด้วย เซต ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกที่เป็นผลลัพธ์ที่เป็นไปได้ในที่นี้

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

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

$$A = \{2, 4\} \quad (\text{ค.2})$$

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

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

เหตุการณ์ 2 เหตุการณ์กล่าวว่าจะจะเป็น เหตุการณ์ไม่เกิดร่วม (mutually exclusive event) กันถ้าเหตุการณ์ทั้ง 2 ไม่มีสมาชิกร่วมกัน เช่นถ้าเหตุการณ์ B คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = \{1,3,6\} \quad (\text{ก.4})$$

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

การยูเนียนของเหตุการณ์ 2 เหตุการณ์ จะเป็นเหตุการณ์ที่ประกอบไปด้วยสมาชิกรวมของเหตุการณ์ทั้ง 2 เช่นกำหนดเหตุการณ์ C เป็น

$$C = \{1,2,3\} \quad (\text{ก.5})$$

ให้ D เป็นผลของการยูเนียนเหตุการณ์ B และ C จะได้ว่า

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

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

$$E = \{1,3\} \quad (\text{ก.7})$$

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

โอกาสของการเกิดเหตุการณ์ใดๆคือค่าความน่าจะเป็นของเหตุการณ์นั้น ซึ่งสอดคล้องกับสังพจน์ดังต่อไปนี้

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$P\left(\bigcup_i A_i\right) = \sum_i P(A_i) \quad (\text{ค.9})$$

ค.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

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

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

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

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

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

และถ้าผลลัพธ์ของการทดลองทั้ง 2 เป็นเหตุการณ์ไม่เกิดร่วมกันดังนั้น

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

ซึ่งสามารถนำไปใช้กับการทดลองมากกว่า 2 การทดลองได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค.1.3 ความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข

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

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

ในทำนองเดียวกันความน่าจะเป็นของเหตุการณ์ B เมื่อเกิดเหตุการณ์ A ขึ้นคือ

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

ความสัมพันธ์ของเหตุการณ์ทั้ง 2 แสดงได้โดย

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

ค.1.4 การมีอิสระเชิงสถิติ (Statistical Independence)

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

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

เมื่อเหตุการณ์ A และ B เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าว เหตุการณ์ A และ B จะเป็นเหตุการณ์อิสระเชิงสถิติต่อกัน

ค.1.5 ตัวแปรสุ่ม การแจกแจงของความน่าจะเป็น และความหนาแน่นของการแจกแจงของความน่าจะเป็น

พิจารณาการทดลองที่มีเอกภพสัมพัทธ์ S และให้ $s \in S$ กำหนดให้ $X(s)$ มีโคเมนคือ S ซึ่งมีพิสัย (range) คือเซตของจำนวนจริง ดังนั้นเรียก $X(s)$ ว่าตัวแปรสุ่ม เช่นทำการทอยเหรียญผลลัพธ์ที่เป็นไปได้จะเป็นหัว (H) และก้อย (T) ดังนั้น S ประกอบไปด้วยสมาชิก 2 ตัวคือ H และ T สมมติให้ $X(s)$ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

คุณสมบัติของ $F(x)$

$$1) 0 \leq F(x) \leq 1$$

$$2) F(x_1) \leq F(x_2) \text{ ถ้า } x_1 \leq x_2$$

$$3) F(-\infty) = 0$$

$$4) F(+\infty) = 1$$

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

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

หรือ

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

และ

$$p(x_1 \leq X \leq x_2) = p(X \leq x_2) - p(X \leq x_1) \quad (\text{ค.22})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= F(x_2) - F(x_1)$$

$$= \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx$$

คุณสมบัติของ PDF

1) $p(x) \geq 0$

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

ค.1.6 การหาค่าเฉลี่ยทางสถิติของตัวแปรสุ่ม

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

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

โดย $E()$ แสดงถึงค่าคาดคะเน ซึ่งเป็น โมเมนต์แรกของตัวแปรสุ่ม X สำหรับกรณีของโมเมนต์ที่ m แสดงได้โดย

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

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

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

ถ้าให้ $Y=(x-x_0)^n$ จะได้ว่า

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

ถ้า x_0 เป็นค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม X หรือ m_x แทนค่าลงไปจะได้ว่า

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

เรียกสมการที่ ค.27 ว่าเป็นค่าโมเมนต์กลางของตัวแปรสุ่ม X

ถ้าให้ $n=2$ สมการที่ ค.27 จะเรียกว่า ความแปรปรวน (variance) ของตัวแปรสุ่มแสดงได้โดย σ_x^2 นั่นคือ

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

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

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

และโมเมนต์ศูนย์กลางร่วมคือ

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

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

ถ้าตัวแปรสุ่มทั้งสองไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelated) คือ $E(X_1 X_2) = E(X_1) E(X_2) = m_1 m_2$ ซึ่งทำให้ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยว นั่นคือถ้าตัวแปรสุ่ม X_1 และ X_2 เป็นอิสระต่อกันและถ้า $E(X_1 X_2) = 0$ กล่าวได้ว่าตัวแปรสุ่ม X_1 และ X_2 มีลักษณะเชิงตั้งฉากต่อกัน (orthogonal)

ค.1.7 ฟังก์ชันของ สหสัมพันธ์ และ ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยการหาค่าเฉลี่ยทั้งหมด

เชิงสถิติ (Correlation and Power Spectrum Density Function by Ensemble

Averaging)

โดยปกติทั่วไปตัวแปรสุ่มมักขึ้นอยู่กับเวลาตัวอย่างเช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดในत्वความต้านทานของอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับเวลา สัญญาณเอาต์พุตของแหล่งกำเนิดที่สร้างข้อมูลซึ่งเป็นลักษณะตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน หรือ สัญญาณเสียงที่ส่งที่ส่งไปยังช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โทรศัพท์ก็เป็นตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลาเช่นกัน ดังนั้นจึงต้องพิจารณาถึงคุณสมบัติของตัวแปรสุ่มที่ขึ้นอยู่กับเวลา ดังนี้

ค่าคาดคะเนของตัวแปรสุ่ม $X(t)$

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

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

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

ค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยวตัวเอง (Autocovariance function) ของตัวแปรสุ่ม $X(t)$ แสดงได้โดย

$Cov_{XX}(t, t+\tau)$

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

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

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

ค.2. กระบวนการเฟ้นสุ่ม

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

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

ดังนั้น คุณสมบัติทางสถิติจะไม่ขึ้นอยู่กับเวลา เนื่องจาก pdf. ร่วม ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาเริ่มต้นนั่นเอง แต่จะขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลาที่ใช้ในการสังเกต ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา $X(t)$ เป็นแบบคงที่ในแนวกว้าง (wide sense stationary) จะมีค่าคาดคะเนที่ไม่ขึ้นอยู่กับเวลา และค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่ขึ้นอยู่กับความแตกต่างของเวลา 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 $\tau=0$

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

ซึ่งให้ค่าพลังงานเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มค่าความแปรปรวนร่วมเกี่ยวกับตัวเอง (auto covariance) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

$$Cov_{xx}(\tau) = R_{xx}(\tau) - \mu_x^2 = \sigma_{xx}^2(\tau) \quad (\text{ค.37})$$

ค่าสัมประสิทธิ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation coefficient) สำหรับกระบวนการสุ่มแบบคงที่แนวกว้าง คือ

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

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

คุณสมบัติของฟังก์ชันสหสัมพันธ์

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

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

- 3) ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ ของตัวแปรสุ่มจำนวนจริงแบบคงที่ในแนวกว้างจะให้ค่าสูงสุดที่จุดกำเนิดคือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

และ

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

5) ค่า ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม (Cross Covariance) คือ

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

6) ค่าสัมประสิทธิ์ความแปรปรวนร่วมเกี่ยวข้าม สำหรับตัวแปรสุ่มที่มีความต่อเนื่องทางเวลา คือ

$$P_{XY}(t, t + \tau) = \frac{\text{Cov}_{XY}(t, t + \tau)}{[\text{Cov}_{XY}(t, t)\text{Cov}_{XY}(t + \tau, t + \tau)]^{1/2}} \quad (\text{ค.42})$$

7) ตัวแปรสุ่ม $X(t)$ และ $Y(t)$ จะมีลักษณะคงที่ร่วมแบบแท้จริง ถ้าทุกจำนวนเต็ม n ค่า pdf. ลำดับที่ n ไม่ขึ้นอยู่กับเวลาที่เลื่อนไป τ ถ้าตัวแปรสุ่มทั้ง 2 เป็นคงที่ร่วมแบบแท้จริงดังนั้นแต่ละตัวจะมีลักษณะคงที่แบบแท้จริง

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 มีลักษณะคงที่ร่วมในแนว

กว้าง

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ที่วางขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$2) |R_{xy}(\tau)| \leq \frac{1}{2} [R_{xx}(0) + R_{yy}(0)]$$

$$3) |R_{xy}(\tau)|^2 \leq R_{xx}(0) + R_{yy}(0)$$

4) ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ข้าม ที่ตำแหน่ง $\tau=0$ จะไม่ใช่ค่าสูงสุด

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

$$\text{Cov}_{xy}(t, t + \tau) = 0 \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau \text{ นั่นคือ } R_{xy}(t, t + \tau) = \mu_x(t)\mu_x(t + \tau) \text{ สำหรับทุก } t \text{ และ } \tau$$

ค.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density Function: psd)

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

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

โดย

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

ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

1) psd เป็นฟังก์ชันคู่ เป็นจำนวนจริง และเป็นค่าบวก

2) ค่ากำลังเฉลี่ย ของ $X(t)$ คือ

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

นั่นคือค่ากำลังเฉลี่ยของกระบวนการสุ่มคืออินทิกรัลของ psd ตลอดช่วงความถี่ ดังนั้น psd จึงมีหน่วยเป็นกำลังต่อเฮิร์ตซ์

ภาคผนวก ง.

โปรแกรม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%*****
%โปรแกรมหลักที่ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน
%1 บิต กับ ความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย
%*****
%** K คือจำนวนผู้ใช้งานในระบบ **
%** lo คือสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของช่องสัญญาณ **
%** L และ Li คือจำนวนสาขาของเครื่องรับซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับจำนวนสาขาของช่องสัญญาณ **
%** N คืออัตราขยายการประมวลผลของระบบ **
%** m คือค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคามี **
%** EbdB คือ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต (เดซิเบล) **
%*****
K=25;
lo=[0,0.5,0.8,0.9];
Li=[2 4 6 8];
L=Li(1);
N=127;
m=1;
EbdB=[0:30];
for z=1:31
    Eb(z)=10^(EbdB(z)/10);
end
%*****
%** หาค่าสัญญาณแทรกสอดที่ค่า Eb ตั้งแต่ 0-30 dB **
for z=1:31
    inf(z)=interference(K,L,N,Eb(z));% เรียกใช้ฟังก์ชัน interference(w,x,y,z)
end
%*****
R=CR(L,lo(4));% เรียกใช้ฟังก์ชัน CR(x,y)
%*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%*****

% หาค่า β จากสมการ $\beta = \frac{mL^2}{R}$

BetaC=m*(L^2)/R;

%*****

% ทำการวิเคราะห์หาค่าความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยโดยใช้สมการ

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\beta} \sqrt{\frac{\sigma_0}{\pi}} \frac{\Gamma\left(\beta + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(\beta)} \left(\frac{Lm}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)^\beta \left(\frac{R \Omega_0}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)^{\frac{1}{2}} {}_2F_1\left(1, \beta + \frac{1}{2}; \beta + 1; \frac{Lm}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)$$

Pe1=gamma(2*BetaC)/(gamma(BetaC+1)*gamma(BetaC));

for z=1:31

Y=(L*m)/(L*m+inf(z)*r);

Pe21=(L*m/4)/(L*m+r*inf(z));

Pe2=Pe21^BetaC;

Pe3=sqrt(r*inf(z)/(L*m+r*inf(z)));

Pe4=hyper(BetaC,Y);

Pe(z)=Pe1*Pe2*Pe3*Pe4;

end

semilogy(Ebdb,Pe);

xlabel('สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต (เดซิเบล)');

ylabel('ความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย');

hold on;

```

%*****
%โปรแกรมหลักที่ใช้หาความสัมพันธ์ระหว่าง จำนวนผู้ใช้งานในระบบ กับ ความน่าจะเป็นของอัตรา
%ความผิดพลาดบิตเฉลี่ย
%*****
%** K คือจำนวนผู้ใช้งานในระบบ **
%** lo คือสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสาขาของช่องสัญญาณ **
%** L และ Li คือจำนวนสาขาของเครื่องรับซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับจำนวนสาขาของช่องสัญญาณ **
%** N คืออัตราขยายการประมวลผลของระบบ **
%** m คือค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามี **
%** Ebdb คือ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต (เดซิเบล) **
%*****
K=[10:100]; %พิจารณาจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 10 ถึง 100 ราย
Li=[2 4 6];
L=Li(2);
N=127;
m=2.0;
lo=[0,0.5,0.8,0.9];
Ebdb=20;
Eb=10^(Ebdb/10);
%*****
%** หาค่าสัญญาณแทรกสอดที่ค่า K ตั้งแต่ 10-100 **
for z=1:91
    inf(z)=interference(K(z),L,N,Eb);
end
%*****
R=CR(L,lo(2)); %เรียกใช้ฟังก์ชัน CR(x,y)
%*****

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%*****

% หาค่า β จากสมการ $\beta = \frac{mL^2}{R}$

BetaC=m*(L^2)/R;

%*****

% ทำการวิเคราะห์หาค่าความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยโดยใช้สมการ

$$\bar{P}_e = \frac{1}{2\beta} \sqrt{\frac{\sigma_0}{\pi}} \frac{\Gamma\left(\beta + \frac{1}{2}\right)}{\Gamma(\beta)} \left(\frac{Lm}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)^\beta \left(\frac{R \Omega_0}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)^{\frac{1}{2}} {}_2F_1\left(1, \beta + \frac{1}{2}; \beta + 1; \frac{Lm}{Lm + \sigma_0 R \Omega_0}\right)$$

Pe1=gamma(BetaC+0.5)/gamma(BetaC);

for z=1:91

Y=(L*m)/(L*m+r*inf(z));

Pe2=(1/(2*BetaC))*(sqrt(inf(z)/pi));

Pe3=(Y)^BetaC;

Pe4=sqrt(r/(L*m+r*inf(z)));

Pe5=hyper(BetaC,Y);

Pe(z)=Pe1*Pe2*Pe3*Pe4*Pe5;

end

semilogy(K,Pe);

xlabel('สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนใน 1 บิต (เดซิเบล)');

ylabel('ความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตค่าเฉลี่ย');

hold on;

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

%*****

% ฟังก์ชันคำนวณหาค่า Interference ที่เป็นไปตามสมการดังต่อไปนี้

$$\% \sigma_0 = \left\{ \frac{2(K-1)L}{3N} + \frac{L-1}{N} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \right\}^{-1}$$

function intf=interference(K,L,N,Eb)

intf1=2*(K-1)*(L)/(3*N);

intf2=(L-1)/N;

intf3=1/Eb;

intf=(intf1+intf2+intf3)^(-1);

%*****

% ฟังก์ชันคำนวณหาค่าตัวแปรเสริม R จากสมการ

$$\% R = L + \frac{2\rho}{1-\rho} \left(L - \frac{1-\rho^L}{1-\rho} \right)$$

function R=CR(L,lo)

R1=(2*lo)/(1-lo);

R2=L-((1-lo^L)/(1-lo));

R=L+R1*R2;

%*****

% ฟังก์ชันคำนวณหาค่า Gauss Hypergeometric function

$$\% {}_2F_1(1, p+q; p+1; x) = \frac{p}{x^p} (1-x)^{-q} B_x(p, q) \text{ โดยที่ } 0 \leq x \leq 1; p, q > 0$$

function hyp=hyper(BetaC,Y)

inc_beta=betainc(Y,BetaC,0.5);

hy_tmp1=BetaC/(Y^BetaC);

hy_tmp2=sqrt(1/(1-Y));

hyp=hy_tmp1*hy_tmp2*inc_beta;

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ.

การเผยแพร่งานวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. นฤมล สมบุญ, กอบชัย เดชหาญ, สมยศ จุณณะปิยะ, “การวิเคราะห์สมรรถนะของ DS-CDMA โดยใช้ช่องสัญญาณการจางแบบนาคากามิแบบสหสัมพันธ์,” วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 16, ฉบับที่ 4, หน้า 70-75, ธันวาคม, 2542.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวนฤมล สมบุญ เกิดเมื่อวันที่ 8 ธันวาคม 2518 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมคณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2541 ปัจจุบันทำงานอยู่ในตำแหน่งวิศวกรที่ บริษัทสามารดคอมมิวนิเคชั่นเซอร์วิสจำกัด (มหาชน)

