

การวิเคราะห์ห้ความผิดพลาดบิตของระบบเซลลูลาร์แบบไอเอส 95 บี
และซีดีเอ็มเอ 2000 บนช่องสัญญาณแม่ติพาทแบบนากากามิ

BER ANALYSIS OF IS-95 AND CDMA 2000
OVER NAKAGAMI MULTIPATH FADING

วิชิต สินพระยากุล
VICHIT SINPAYAKUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยี่พระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2825-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์ความผิดพลาดบิตของระบบเซลลูลาร์แบบไอเอส 95 บี
และซีดีเอ็มเอ 2000 บนช่องสัญญาณมัลติพาทแบบนาคากามิ

BER ANALYSIS OF IS-95 AND CDMA 2000
OVER NAKAGAMI MULTIPATH FADING



วิชิต สินพระยากุล

VICHIT SINPAYAKUN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 67430
วัน,เดือน,ปี..... 15 S.ค. 2549

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2549

ISBN 974-15-2825-6

**BER ANALYSIS OF IS-95 AND CDMA 2000
OVER NAKAGAMI MULTIPATH FADING**

VICHIT SINPAYAKUN

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

2006

ISBN 974-15-2825-6

COPYRIGHT 2006

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ความผิดพลาดบิตของระบบเซลลูลาร์แบบไอเอส 95 บี และซีดีเอ็มเอ 2000 บนช่องสัญญาณมัลติพาธแบบนาคากามิ
นักศึกษา	วิจิต สีนพระยากุล
รหัสนักศึกษา	46064126
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2549
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.พิเชฐ ม่วงนวล

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์ความผิดพลาดบิตของระบบเซลลูลาร์แบบไอเอส 95 บี และซีดีเอ็มเอ 2000 บนช่องสัญญาณมัลติพาธแบบนาคากามิ พิจารณาเปรียบเทียบระหว่างระบบซีดีเอ็มเอ 2000 ที่เกิดจากซีดีเอ็มเอวัน 3 ช่องสัญญาณ โดยจะพิจารณา ผลอันเนื่องมาจากอัตรา การส่งข้อมูล ที่เปลี่ยนแปลงของการให้บริการระบบซึ่งมีผลกระทบ โดยตรงกับคุณภาพของการให้บริการ อีกทั้งในความเป็นจริงในระบบเซลลูลาร์ สัญญาณที่แพร่กระจายมีค่าการหน่วงเวลาของสัญญาณ แต่ละเส้นทาง ที่แตกต่างกันมากและมีผล เกิด การจางหายของสัญญาณเนื่องจากมีจำนวนหลายวิธีของเส้นทางที่เดินทางมายังเครื่องรับของสถานีฐาน โดยไม่สามารถรับสัญญาณจากเส้นทางตรงได้ ส่วนทางเครื่องรับใช้แบบ Rake ในกรณีสัญญาณจาก โทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน สัญญาณมีการ มอดูเลตเชิงเลขทางเฟสแบบโคฮีเรนทีไบนารี กำหนดให้แต่ละวิธีเป็นอิสระต่อกันใน เชิงสถิติ ด้วยอัตรารวมสูงสุด (MRC) จากนั้น ทำการเลียนแบบ การทำงานของระบบ ด้วยโปรแกรม MATLAB การวิเคราะห์จะพิจารณาผลกระทบของสัญญาณรบกวนจาก เซลข้างเคียง การควบคุม กำลังส่งสัญญาณ ที่ไม่สมบูรณ์ และ ความผิดพลาดจากค่าการถ่วงน้ำหนักของ อัตรารวมสูงสุด จากผลการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าอัตราความผิดพลาดบิต จะลดลงเมื่อเพิ่มจำนวนสาขาสายอากาศและจำนวนฟิงเกอร์ของเครื่องรับแบบเรค

Thesis Title BER Analysis of IS-95 B And CDMA 2000
over Nakagami Multipath Fading

Student Mr. Vichit Sinpayakun

Student ID 46064126

Degree Master of Engineering

Program Telecommunication Engineering

Year 2006

Thesis Advisor Assist. Prof. Dr.Phichet Moungnoul

ABSTRACT

This thesis presents analysis of IS-95 B And CDMA 2000 Over Nakagami Multipath Fading. Which considering the bit error rate between cdma2000 with IS-95B 3 channels And CDMA 2000 with 1 Channel. By look at data rate changing which direct effect to quality of service. For cellular system there are different delay time of each signal propagation path cause to signal fading at the receiver that can not receive the direct signal. At the receiver used RAKE receiver. The signal has maximal ratio combining (MRC). The results obtained from MATLAB program show that the effects of other cells interference, imperfect power control, maximalratio combining with weighing errors Finally consider the interference of adjacent cell.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงได้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ ผศ.ดร. พิเศษ ม่วงนวล ซึ่ง
เป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการวิจัย ที่กรุณาให้แนวทาง ความรู้ และให้คำปรึกษาในการดำเนิน งานวิจัย
ตลอดจนการแก้ไขปัญหาต่างๆ อันเป็นประโยชน์ ยิ่งต่องานวิจัย

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ. สมยศ จุณณะปิยะ และอาจารย์ทุกท่าน ที่ให้โอกาส ให้
ความรู้ในการเข้ารับการศึกษานี้ในภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม วิชา โอกาสนี้

ขอขอบคุณเพื่อนและน้องๆ ที่ให้ความช่วยเหลือกับงานวิจัยนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมี
จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยหวังว่าจะเป็นประโยชน์กับผู้ค้นคว้าต่อทุกท่าน

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัว ที่เป็นกำลังใจทำให้สามารถ
ศึกษาจนสำเร็จได้

วิจิต สิ้นพระชากุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.6 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.7 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 วิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่.....	4
2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์.....	4
2.1.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคแรก	4
2.1.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สอง	4
2.1.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สาม	5
2.1.4 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่	6
2.1.5 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา	7
2.1.6 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	8
2.2 โครงข่ายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ.....	8
2.3 ชนิดของสเปกตรัมแผ่ของสัญญาณ.....	13
2.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยวิธีลำดับตรง.....	13
2.3.2 การกระโดดทางความถี่	16
2.3.3 การกระโดดทางเวลา	21
2.3.4 การแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน.....	23

สารบัญ (ต่อ)

2.4	คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง.....	23
2.4.1	ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....	24
2.4.2	แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	28
2.4.2.1	แบบจำลองของเรย์ลี.....	28
2.4.2.2	แบบจำลองของไรท์เซียน.....	29
2.5	เครื่องสร้างรหัส.....	30
บทที่ 3 หลักการระบบเซลลูลาร์แบบซีดีเอ็มเอวัน และซีดีเอ็มเอ2000		
3.1	มาตรฐาน IS-95.....	35
3.1.1	โครงสร้างของมาตรฐาน IS-95.....	36
3.1.2	สัญญาณขาลงในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95.....	36
3.1.3	ช่องขาขึ้นในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95.....	38
3.2	มาตรฐานซีดีเอ็มเอ2000.....	39
3.2.1	สัญญาณขาลงในระบบซีดีเอ็มเอ2000.....	41
3.2.2	สัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอ2000.....	44
บทที่ 4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดบิตของระบบเซลลูลาร์แบบ ไอเอส 95 บี และซีดีเอ็มเอ 2000 บนช่องสัญญาณมัลติพาทแบบนาคากามิ		
4.1	แบบจำลองของเครื่องส่ง.....	48
4.2	แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	50
4.3	แบบจำลองเครื่องรับ.....	52
4.4	การวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนแทรกสอด...59	
4.5	การวิเคราะห์ค่า อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนแทรกสอด....62	
4.6	ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดจากค่าถ่วงน้ำหนักของอัตรารวมสูงสุด.....64	
4.7	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ.....64	
บทที่ 5	การวิเคราะห์เชิงเลข.....	68
บทที่ 6	สรุปผลการทดลอง.....	82

สารบัญ (ต่อ)

เอกสารอ้างอิง.....	83
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	84
ประวัติผู้เขียน.....	85

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบเซลลูลาร์ ซีดีเอ็มเอ2000 เป็นมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่ 3 ที่รองรับการให้บริการงานด้านสื่อสารข้อมูลและมัลติมีเดียได้แก่ เสียง วิดีโอ หรือเว็ลด์์วายเว็บ ปัจจัยหลักที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ คือการแทรกสอดที่เกิดจากภายในเซลล์ที่พิจารณา และจากเซลล์ภายนอก อีกทั้งอัตราการส่งข้อมูลเพื่อให้บริการลักษณะต่าง ๆ เมื่ออัตราการส่งข้อมูลเปลี่ยนแปลงไป แต่ระบบยังคงใช้ค่าอัตราชิป (Chip Rate) ที่ 3.84 Mcps : แบนด์วิดท์ 5 MHz เท่าเดิม ซึ่งทำให้ค่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) เปลี่ยนแปลง บทความนี้พิจารณาผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอด ที่เกิดจากอัตราการส่งข้อมูลที่ต่างกัน เมื่อระบบให้บริการลักษณะต่าง ๆ โดยพิจารณาจากค่าความผิดพลาดบิตเฉลี่ย รวมทั้งในความเป็นจริงในระบบเซลลูลาร์ สัญญาณที่แพร่กระจายมีค่าการประวิงเวลาของ สัญญาณในแต่ละเส้นทางที่แตกต่างกันมาก ทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณเนื่องจากมีสัญญาณหลายวิถีที่เดินทางมายังเครื่องรับของสถานีฐาน โดยอาจไม่สามารถรับสัญญาณจากเส้นทางตรงได้ ซึ่งปัจจัยที่กล่าวมานี้มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ ทำให้ระบบไม่มีความปลอดภัยและความน่าเชื่อถือลดลงในการใช้งาน บทความนี้ใช้ แบบจำลองการแพร่กระจายแบบนาคามี ส่วนทางเครื่องรับจะใช้เครื่องรับแบบเรค (Rake Receiver)

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอ การวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเปรียบเทียบระหว่างระบบ cdma2000 ที่เกิดจาก IS-95B 3 ช่องสัญญาณ กับ ระบบ cdma2000 โดยในความเป็นจริงในระบบเซลลูลาร์ ตัวโทรศัพท์จะเคลื่อนที่ตลอดเวลา และมีผลจากการจางหายของสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสภาพแวดล้อมในเมือง เนื่องจากมีจำนวนหลายวิถี ของเส้นทางที่เดินทางมายังเครื่องรับของสถานีฐาน โดยไม่สามารถรับสัญญาณจากสถานีตรงได้ ส่วนทางเครื่องรับใช้แบบ เรค (Rake) และใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งสาขา เพื่อพิจารณาผลที่จะกระทบอันเนื่องมาจากการส่งข้อมูลที่เปลี่ยนแปลง ทำให้กระทบต่อคุณภาพของการให้บริการของเครือข่าย รวมทั้งพิจารณาผลกระทบจากผู้ใช้ที่เข้ามาครอบงำทั้งภายในเซลล์ที่อ้างอิงและจำนวนภายนอกเซลล์อื่นที่เข้ามาครอบงำเซลล์ที่อ้างอิง

1.3 เป้าหมายและขอบเขตของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการ พิจารณาความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เปรียบเทียบค่าระหว่างระบบ cdma2000 ที่เกิดจาก IS-95B 3 ช่องสัญญาณ กับระบบ cdma2000 ที่ใช้ช่องสัญญาณที่กว้างกว่าเพียงช่องสัญญาณเดียว โดยจะพิจารณาอัตราการส่งข้อมูลที่เปลี่ยนแปลงของ ใช้บริการระบบ ซึ่งมี ผลกระทบโดยตรงกับคุณภาพของการให้บริการ อีกทั้งในความเป็นจริงในระบบเซลลูลาร์ สัญญาณที่แพร่กระจายมีค่าการหน่วงเวลาของ สัญญาณ แต่ละเส้นทางที่แตกต่างกันมากไปด้วย และมีผล การเกิด การจางหายของสัญญาณเนื่องจากมีจำนวนหลายวิถี ของเส้นทางที่เดินทางมายัง เครื่องรับของสถานีฐาน โดยไม่สามารถรับสัญญาณจากเส้นทางตรงได้ ส่วนทางเครื่องรับใช้แบบ Rake และสุดท้ายพิจารณาหากมีผู้ใช้มี การรบกวนแทรกสอดจากเซลอื่นด้วย ซึ่งปัจจัยทั้งหมดนี้มี ผลต่อสมรรถนะของระบบโดยตรง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็น การวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากการอินเตอร์เฟียร์เรนที่ที่เกิดจาก ภายในเซลพิจารณาและจากเซล ภายนอก โดยในความเป็นจริงในระบบเซลลูลาร์ ตัวเครื่อง โทรศัพท์จะเคลื่อนที่ตลอดเวลาและมีผลการเกิดการจางหายของสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง สภาพแวดล้อมในเมือง เนื่องจากมีจำนวนหลายวิถีของเส้นทางที่เดินทางมายัง เครื่องรับ ของ สถานีฐาน โดยไม่สามารถรับสัญญาณจากเส้นทางตรงได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้ โมเดล การ แพร่กระจายแบบนาคามี ส่วนทางรับจะใช้เรค (Rake) และใช้สายอากาศมากกว่าหนึ่งสาขาเพื่อ ทำการปรับปรุงระบบให้ดีขึ้น นอกจากนี้ยังใช้จำนวนฟังก์ชันเป็นการช่วยเพิ่มสมรรถนะให้ดีขึ้นอีกด้วย อีกทั้ง ได้พิจารณาผลกระทบกรณีผู้ใช้งาน ไม่มีการควบคุมกำลังส่งสัญญาณและมีการ ควบคุมกำลังส่งสัญญาณ พร้อมทั้งมีการพิจารณาความผิดพลาดจากค่าถ่วงน้ำหนักผิดพลาดของ อัตราร่วมสูงสุด ก็จะเป็นปัจจัยที่กระทบต่อสมรรถนะของระบบ

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

เปรียบเทียบผลวิจัยค่าระหว่าง ระบบ cdma2000 ที่เกิดจาก IS-95B 3 ช่องสัญญาณ กับระบบ cdma2000 ที่ใช้ช่องสัญญาณที่กว้างกว่าเพียงช่องสัญญาณเดียว พิจารณาจากอัตราการส่งข้อมูลที่เปลี่ยนแปลงของ การให้บริการระบบ วิธีลดการรบกวนแทรกสอดจากเซลอื่นด้วย ซึ่งปัจจัย ทั้งหมดนี้มีผลต่อสมรรถนะของระบบโดยตรง เพื่อเป็นข้อมูลในการเลือกลงทุน ที่เป็นประโยชน์ และเพียงพอ ต่อการประยุกต์ใช้เทคโนโลยี

1.6 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้จะแบ่งขอบเขตการศึกษาดังต่อไปนี้

1.6.1 ใช้การจำลองทั้งหมดจำนวน 19 เซล ในแต่ละสถานีฐานใช้สายอากาศแบบมีการกระจายคลื่นสัญญาณเท่ากันทุกทิศทาง(Omi-antenna) รัศมีเซลล์มีค่าเป็นหนึ่งหน่วยเพื่อง่ายในการพิจารณาและพิจารณาผู้ใช้งานอ้างอิงคนที่หนึ่งในเซลล์แรก

1.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้งแบบนาคากามิ กำหนดให้ในแต่ละวิถีเป็นอิสระกันเชิงสถิติ

1.6.3 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเซลล์ดูลาร์ IS-95 และ CDMA2000 การรองรับผู้ใช้งานในกรณีมีการควบคุมและไม่มีการควบคุมกำลังส่งสัญญาณ ว่าส่งผลทำให้ระบบเป็นอย่างไร

1.6.4 เปรียบเทียบการรองรับผู้ใช้ที่ค่าต่างของการตรวจจับสัญญาณเสียง ว่าส่งผลทำให้การรองรับผู้ใช้ในระบบเป็นอย่างไร

1.6.5 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบเซลล์ดูลาร์ IS-95, CDMA2000 และการรองรับผู้ใช้งานในกรณีมีค่าถ่วงน้ำหนักผิดพลาดของอัตราวมสูงสุดและไม่มีความผิดพลาดของอัตราวมสูงสุดว่าส่งผลทำให้ระบบเป็นอย่างไร

1.7 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมติฐาน ทฤษฎีที่ใช้ ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงวิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทคนิค ที่ใช้เพื่อรองรับการใช้งาน ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัยหลักการทั่วไปของระบบซีดีเอ็มเอ (CDMA) โครงข่ายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ ชนิดของสเปกตรัมของสัญญาณคุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง

บทที่ 3 หลักการระบบเซลล์ดูลาร์แบบ ซีดีเอ็มเอวันและ ซีดีเอ็มเอ2000 เทคโนโลยีโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 โครงสร้างมาตรฐานของระบบเซลล์ดูลาร์

บทที่ 4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดบิตของผลระบบเซลล์ดูลาร์แบบ IS-95 B และ ซีดีเอ็มเอ2000 บนช่องสัญญาณมัลติพาทแบบนาคากามิ

บทที่ 5 เสนอผลการวิเคราะห์เชิงเลข อันเนื่องมาจากปัจจัยต่าง ๆ ที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ เซลล์ดูลาร์ ซีดีเอ็มเอ2000 เช่นการอินเตอร์เฟียร์เรนที่ที่เกิดจากภายในเซลล์พิจารณา และจากเซลล์ภายนอก อีกทั้งอัตราการส่งข้อมูลเพื่อให้บริการลักษณะต่าง ๆ

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

วิวัฒนาการของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

2.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้เริ่มมีขึ้นจากการที่นาย M.G.Marconi ได้ทำการทดลองติดต่อสื่อสารผ่านทางคลื่นวิทยุระหว่างสถานีภาคพื้นดินกับเครื่องรับที่อยู่บนเรือโยงที่มีระยะห่างกันประมาณ 18 ไมล์ ซึ่งเป็นจุดเริ่มต้นของการใช้การสื่อสารวิทยุเคลื่อนที่ หลังจากนั้นจึงมีการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่นี้กับการบริการด้านอื่นๆ เช่น งานด้านตำรวจ งานทางทหาร เป็นต้น หลังจากนั้นได้มีการพัฒนา โดยนำมาเชื่อมโยงกับระบบโทรศัพท์ จึงเกิดระบบโทรศัพท์ใหม่ที่เรียกว่า ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Telephone System) การทำงานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบเดิมจะมีการติดตั้งเครื่องรับ-ส่งสัญญาณวิทยุกำลังส่งสูง และตั้งอยู่ในที่สูง เช่น บนเนินเขา เพื่อที่จะทำให้ขอบเขตของการให้บริการมีพื้นที่กว้าง สถานีฐานที่ทำหน้าที่รับ-ส่งสัญญาณวิทยุของโทรศัพท์เคลื่อนที่ แต่ละสถานีจะสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้โซนหนึ่ง ดังนั้นจึงต้องมีการติดตั้งสถานีฐานเพิ่มตามจุดต่างๆ เพื่อสามารถครอบคลุมพื้นที่ได้กว้างยิ่งขึ้น แต่การใช้งานของระบบเดิมเมื่อเครื่องโทรศัพท์มีการเริ่มเรียกจากในพื้นที่ของโซนหนึ่ง และมีการเคลื่อนที่ไปยังโซนอื่น จะทำให้การเรียกนั้นขาดหายไปได้หรือเรียกกันว่าสายหลุด ซึ่งจะต้องทำการเรียกใหม่อีก จึงไม่สามารถรับประกันได้ว่าการเรียกจะสามารถกระทำได้อย่างต่อเนื่อง ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้เริ่มมีการใช้ครั้งแรกในประเทศสหรัฐอเมริกา ในปี พ.ศ. 2489 โดยมีการทดลองใช้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในย่านความถี่ 150 MHz ซึ่งมีช่องสัญญาณ 6 ช่องสัญญาณ ในส่วนของการเชื่อมโยงกับโครงข่ายโทรศัพท์ ยังต้องใช้พนักงานสลับสายเชื่อมต่อกับโครงข่ายโทรศัพท์ โดยมีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 60 kHz ต่อมาความต้องการใช้งานเพิ่มมากขึ้น จึงได้มีการลดช่องว่างระหว่างช่องสัญญาณเหลือเพียง 30 kHz ทำให้มีช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นเป็น 11 ช่องสัญญาณ และทาง FCC (Federal Communications Commission) ได้อนุญาตให้ใช้ความถี่ย่าน 450 MHz อีก 12 ช่องสัญญาณ แต่ก็ยังไม่เพียงพอต่อความต้องการใช้บริการของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ต่อมาในปี พ.ศ. 2518 ทาง FCC ได้อนุญาตให้ใช้ความถี่ในช่วง 800-900 MHz เป็นอิสระ โดยให้เอกชนสามารถสร้างระบบสื่อสารในย่านความถี่นี้ได้ ทางบริษัท AT&T จึงได้นำความถี่ในช่วงดังกล่าวมาใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ใหม่ที่มีการใช้เทคนิคในการนำความถี่ที่ถูกใช้แล้วนำกลับมาใช้ใหม่ (Frequency reused) ในเขตพื้นที่ต่างกัน ซึ่งก็คือระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ เซลลูลาร์ (Cellular Mobile Telephone) ที่เป็นการใช้

สเปคตรัมความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ โดยมีการทดลองใช้ที่เมืองชิคาโก ในปี พ.ศ. 2526 และต่อมา ก็ได้มีการแพร่กระจายไปทั่วประเทศนอกจากนี้ก็ยังมีการนำแนวคิดของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ไปพัฒนาประยุกต์ใช้ทั่วโลก โดยเปลี่ยนแปลงโครงสร้างและมาตรฐานให้เหมาะสมกับสภาพแวดล้อมตลอดจนย่านความถี่ที่อนุญาตให้ใช้

2.1.1 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคแรก (1G)

ในปี ค.ศ. 1976 WARC (*World Allocation Radio Conference*) ได้จัดสรรความถี่ 800/900 MHz สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ ช่วงก่อนปี ค.ศ.1980 หลายๆประเทศได้พัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ยุคแรกที่ใช้อนาลอกมอดูเลตแบบ FM (*Frequency Modulation*) และเทคนิค FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) ในการจัดสรรช่องสัญญาณแบบ 1 สัญญาณพาหะ (*carrier*) ต่อ 1 ช่องสัญญาณใช้งาน เครื่องโทรศัพท์เครื่องหนึ่งจะใช้ 2 ช่องสัญญาณเพื่อสื่อสารจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ (*mobile station*) เรียกว่า การเชื่อมโยงแบบฟอร์เวิร์ด (*forward link*) และจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานเรียกว่า การเชื่อมโยงแบบรีเวิร์ส (*reverse link*) ในปีค.ศ. 1979 NTT (*Nippon Telephone and Telegraph*) ได้ทำการทดสอบระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์อนาลอก ในปี ค.ศ.1981 Ericsson Radio System AB ทำการทดสอบระบบ NMT (*Nordic Mobile Telephone*) 900 และในปี ค.ศ. 1993 AT&T ได้เริ่มใช้งานระบบ AMPS (*Advance Mobile Phone System*) ในเมืองชิคาโก รวมทั้งมีหลายระบบที่พัฒนาขึ้นในเวลาต่อมา สำหรับประเทศไทยได้มีการให้บริการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์อนาลอกได้แก่ NMT 470 , 900 และระบบ AMPS แต่เนื่องจากเป็นระบบอนาลอกเซลลูลาร์ มีปัญหาเรื่องความปลอดภัยในการใช้งาน ไม่ว่าจะเป็นการดักฟังหรือการทำซ้ำหมายเลขเพื่อลักลอบใช้งานทำให้เกิดความเสียหายกับผู้ใช้งานเดิม ผู้ใช้งานจึงมีจำนวนลดลงในเวลาต่อมา

2.1.2 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สอง (2G)

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้มีการพัฒนาไปสู่ยุคดิจิทัลที่ให้บริการทั้งเสียงและข้อมูลดังตารางที่ 2.1 กลุ่มประเทศสหภาพยุโรปได้พัฒนามาตรฐาน GSM (*Global System for Mobile*) /DCS (*Digital Cellular System*) 1800/ PCS1900 (*Personal Communication Service*) ที่รวมเทคนิค TDMA และ SFH (*Slow Frequency Hopping*) ที่ใช้การมอดูเลตเสียงแบบ FSK (*Frequency Shift Keying*) ซึ่งเป็นระบบที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย ในยุคที่สองได้มีการพัฒนาให้สนับสนุนบริการข้อมูลแพคเกจความเร็วสูง [] ระบบ GSM ได้พัฒนาให้ผู้ใช้งานหนึ่งสามารถสื่อสารข้อมูลที่อัตรา 100 กิโลบิตต่อวินาทีโดยใช้งานหลายๆไทม์สล็อต เรียกว่า GPRS (*General Packet Radio Service*) และ EDGE (*Enhancement Data Service for GSM Evaluation*) ที่เพิ่มอัตราเร็วโดยการมอดูเลตแบบหลายระดับและการเข้ารหัสแบบ FEC (*Forward Error Collection*) ที่เฟดคิงมีผลกระทบอย่างมากต่อการมอดูเลต จึงแก้ไขโดยใช้เทคนิคอะแดพทีฟ (*adaptive*) โดย EDGE จะใช้การมอดู

เลข 6 ลักษณะที่ต่างกันและรวมการเข้ารหัสเพื่อให้ค่า SNR ที่รับได้มีความเหมาะสม ค่า SNR เครื่องรับที่รับได้จะถูกส่งกับไปยังเครื่องส่งเพื่อเลือกค่าการมอดูเลตและการเข้ารหัส ประเทศสหรัฐอเมริกาได้มีการพัฒนามาตรฐาน IS-54 ที่ย่านความถี่ 900 MHz และ IS-136 ที่ย่านความถี่อื่น ซึ่งรวมเทคนิค TDMA และ FDMA และการมอดูเลตแบบ FSK แต่จะไม่กล่าวในรายละเอียด เนื่องจากไม่ได้มีการนำมาใช้ในประเทศไทย และมาตรฐาน IS-95 ที่มอดูเลตไบนารี DS-SS (Direct Sequence Code Division Multiple Access) ที่ให้ความจุมากกว่าเทคนิค TDMA และการเข้ารหัส [] ระบบ IS-95 จะรองรับข้อมูลอัตราเร็วสูงโดยใช้เทคนิค TDMA ที่เรียกว่า HDR (high data rate) []

ตารางที่ 2.1 มาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สอง []

	GSM	IS-95(cdmaOne)	PDC
ความถี่ขาขึ้น (MHz)	890-915	824-849	810-830,1429-1453
ความถี่ขาลง (MHz)	935-690	869-894	940-960,1477-1501
ความกว้างช่องสัญญาณ (kHz)	200	1250	25
จำนวนช่องสัญญาณ	1000	~2500	3000
การมอดูเลต	GMSK	BPSK/QPSK	$\pi / 4$ DQPSK
อัตราการบิตอัดเสียง (kbps)	13	1.2-9.6 (เปลี่ยนแปลง)	6.7
อัตราข้อมูลของช่องสัญญาณ(kbps)	270.833	(1.2288 Mchips/s)	42
อัตรารหัสข้อมูล	1/2	1/2 (DL) 1/3 (UL)	1/2
การลด ISI/โคเวอร์ซีตี	อิกวอไลเซอร์	RAKE, SHO	อิกวอไลเซอร์
มัลติเพล็กซ์	TDMA/Slow FH	CDMA	TDMA

2.1.3 ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สาม (3G)

การพัฒนาการส่งแบบแพ็คเกจคือระบบ cdma2000 ที่รวม 3 ช่องสัญญาณ 1.25MHz ของ IS-95 เป็นช่องสัญญาณ 3.75 MHz เรียกว่า cdma2000 3X ส่วน ITU [] ได้มีการพัฒนาเป็นมาตรฐาน W-CDMA เป็นอีกมาตรฐานหนึ่งที่แข่งขันกับ cdma2000 ที่รองรับ GSM ที่เรียกว่า UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) W-CDMA จะใช้ใน FOMA ของญี่ปุ่นและระบบ J-phone 3G ระบบที่ต่างกันจะร่วมกันใช้การเชื่อมโยงทางคลื่นวิทยุ W-CDMA โดยใช้โปรโตคอลต่างกันเช่น การเลือกเส้นทางและการบีบอัดเสียงพูด W-CDMA เป็นโครงข่ายไร้สายที่ใช้งานหลายลักษณะ (ubiquitous) ทั้งเสียง สื่อประสม (multimedia) และข้อมูลความเร็วสูง ที่อัตราเร็ว 384 กิโลบิตต่อวินาทีสำหรับการใช้งานในบริเวณที่อยู่อาศัย 144 กิโลบิตต่อวินาทีสำหรับการใช้งาน

เคลื่อนที่และ 2 เมกะบิตต่อวินาทีภายในอาคาร W-CDMA ใช้ช่องสัญญาณ 5 MHz ได้มีการพัฒนาให้ใช้งานที่อัตรา 9 Mbps ที่เรียกว่า HSDPA (High Speed Data Packet Access) นำสู่ระบบในยุคที่ 4 หรือ 4G โดยมาตรฐานในยุคที่ 3 ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 มาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ในยุคที่สาม

มาตรฐาน 3G	cdma2000				W-CDMA		
	1X	1XEV-DO	1XEV-DV	3X	UMTS	FOMA	J-Phone
ส่วนย่อย							
แบนด์วิดท์ช่องสัญญาณ(MHz)	1.25	1.25		3.75	5		
อัตราชีพ (Mchips/s)	1.2288			3.6864	3.84		
อัตราข้อมูลสูงสุด (Mbps)	0.144	2.4	4.8	5-8	2.4 (8-10 ด้วย HSDPA)		
การมอดูเลต	QPSK (DL), BPSK (UL)						
การเข้ารหัส	คอนโวลูชัน (อัตราเร็วต่ำ) เทอร์โบ (อัตราเร็วสูง)						
การควบคุมกำลัง	800 Hz				1500 Hz		

เทคนิคที่ช่วยในการใช้ทรัพยากรที่มีอยู่ให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด สำหรับระบบข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ก็คือ การเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งเป็นวิธีการจัดสรรความถี่ที่มีอยู่จำกัดให้รองรับการใช้งานให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ วิธีการเข้าถึงหลายทาง มีดังนี้

2.1.4) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access)

การเข้าถึงข้อมูลในระบบอนาล็อกแบบแบ่งความถี่จะกำหนดช่องสัญญาณให้ผู้ใช้แต่ละราย ซึ่งช่องสัญญาณนี้จะถูกแบ่งมาจากแถบความถี่ ซึ่งการจัดสรรช่องสัญญาณจะเกิดขึ้นตามการขอใช้บริการของผู้ใช้ และระหว่างช่วงเวลาของการสื่อสารผู้ใช้รายอื่นจะไม่สามารถใช้แถบความถี่เดียวกันนี้ กล่าวคือ โทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบนี้อาจเปรียบเทียบกับได้กับการมีเครื่องรับและส่งสัญญาณวิทยุอยู่ในตัวเดียวกัน ซึ่งผู้ใช้จะได้รับความถี่สองความถี่เพื่อใช้รับและส่งสัญญาณเสียงโทรศัพท์ระหว่างที่ใช้งานติดต่อโทรศัพท์ที่อยู่ ไม่มีใครสามารถใช้ความถี่นี้ได้นั่นเอง

ระบบ FDMA ที่นิยมใช้มี 3 ระบบคือ

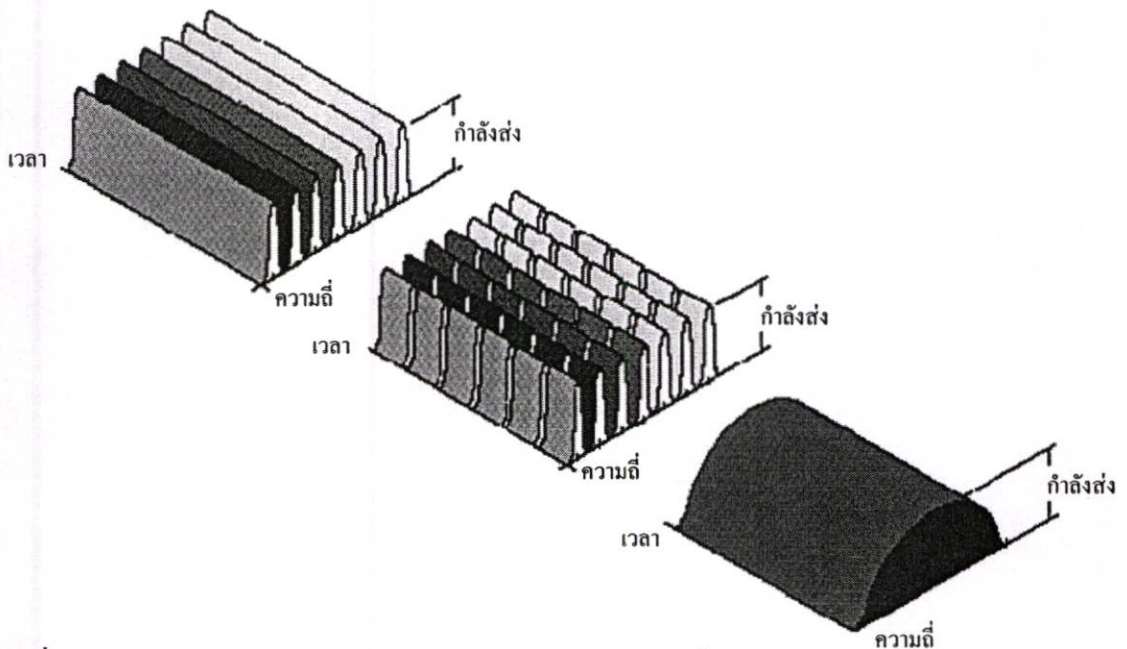
1. ระบบ AMPS ใช้งานเกือบทั่วประเทศสหรัฐอเมริกา และมีใช้ในประเทศไทยในอดีต คือ DTAC และ การสื่อสารแห่งประเทศไทย ใช้ความกว้างของความถี่ประมาณ 30 kHz ใช้งานที่คลื่นความถี่ 800 MHz ปัจจุบันในประเทศไทยแทบจะไม่ได้ใช้ระบบดังกล่าวแล้ว นอกจากนี้ตัวเครื่องโทรศัพท์ที่มีรูปร่างหน้าตาค่อนข้างใหญ่ หนัก อาจไม่ค่อยสะดวกในการพกพา

2. ระบบ NMT ใช้งานในแถบแอสกันดิเนเวียที่ความถี่ 450MHz และ 900MHz ในประเทศไทยก็มีใช้ในอดีต คือ องค์กรโทรศัพท์แห่งประเทศไทย และ DTAC ปัจจุบันในประเทศไทยแทบจะไม่ได้ใช้ระบบดังกล่าวแล้วเช่นกัน

3. ระบบคือ TACS (Total Access Communication System) ใช้ในประเทศอังกฤษ แต่ใช้ความกว้างของความถี่ประมาณ 25 kHz ใช้งานที่คลื่นความถี่ 800 MHz

2.1.5) การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA)

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลาเป็นระบบที่พัฒนาจาก FDMA เพื่อเพิ่มความจุช่องสัญญาณให้มากขึ้น โดยในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลาและใช้การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เป็นพื้นฐานด้วย รูปที่ 2.1 จะใช้แต่ละช่องความถี่มาแบ่งเป็นแต่ละช่องสัญญาณตามช่วงเวลา ทำให้สามารถเพิ่มความจุระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้อีก เช่นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM จะใช้เทคนิค TDMA โดยช่องสัญญาณวิทยุแต่ละช่องจะมีขนาดเท่ากับ 200 kHz และมีการแบ่งช่องสัญญาณสื่อสารเป็น 8 ช่วงเวลาหรือผู้ใช้บริการ 8 คน



รูปที่ 2.1 ชนิดต่างๆของการเข้าถึงหลายทาง คือ แบบแบ่งความถี่(FDMA) แบบแบ่งเวลา(TDMA) และ แบบแบ่งรหัส(CDMA)

ใน FDMA และ TDMA นี้ใช้งานความถี่อย่างไม่เต็มประสิทธิภาพนัก เพราะระหว่างที่ใช้โทรศัพท์จะมีเพียงคนเดียวที่พูดและอีกคนเป็นผู้ฟัง แต่เราใช้สองความถี่ หมายความว่าระหว่างที่ช่องหนึ่งมีการใช้งานอีกช่องหนึ่งก็จะไม่ได้ใช้ (มีการจัดให้ใช้ 2 ช่องแต่่าใช้จริง ใช้เพียงทีละช่องระหว่างการสนทนา) แต่ว่าเราไม่สามารถจะนำช่องที่ยังไม่ได้ใช้ ไปใช้ประโยชน์ได้ ดังนั้นจึงมีจุดอ่อนอยู่ที่

ช่องสัญญาณมีการใช้ เพียงครั้งเดียว ระหว่างการสนทนา ครั้งที่ใช้งานนั้นก็ถูกใช้งานจริงเพียง 25% เพราะ Voice Activity ของคน ถ้าหากสามารถนำเอาทรัพยากรความถี่ (Bandwidth) ที่ไม่ได้ใช้มาแบ่งใช้ก็จะสามารถเพิ่มความจุให้มากขึ้นได้

2.1.6 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA)

ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนั้นสัญญาณข้อมูลแถบแคบจะถูกคูณด้วยสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์กว้างมากเรียกว่า สัญญาณแผ่ (spreading signal) โดยสัญญาณแผ่นี้คือ ลำดับรหัส ซึ่งลำดับรหัสจะมีอัตราชีพมากกว่าอัตราข้อมูลของสัญญาณที่ต้องการส่ง จากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่าผู้ใช้ทุกรายใช้ความถี่พาหุที่เหมือนกันและส่งสัญญาณไปในเวลาเดียวกัน ผู้ใช้แต่ละรายจะมีรหัส (code) ซึ่งคล้ายสัญญาณสุ่มเป็นของตนเอง โดยรหัสนี้จะประมาณให้ตั้งฉากกับรหัสอื่นๆ แล้วเมื่อสัญญาณถูกส่งออกไปเครื่องรับจะพิจารณาเฉพาะสัญญาณที่มีรหัสเหมือนกัน ส่วนสัญญาณที่มีรหัสอื่นจะถูกพิจารณาให้เป็นสัญญาณรบกวนและอธิบายรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

2.2 โครงข่ายของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ

ในการออกแบบโครงข่ายระบบซีดีเอ็มเอประการสำคัญประการหนึ่งคือสามารถให้ผู้ใช้ระบบโทรออกหรือรับสายได้ ทั้งภายในโครงข่ายของตัวเองและจากโครงข่ายภายนอก ด้วยเหตุนี้การเชื่อมต่อในส่วนต่างๆจึงต้องเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน โดยตัวอุปกรณ์ที่จะต่อเชื่อมด้วยกันจะอยู่ภายใต้มาตรฐานการกำหนดการเชื่อมต่อเพื่อให้เป็นไปในแนวทางเดียวกัน ดังนั้นในส่วนประกอบต่างๆของโครงข่ายจะมีหน้าที่ดูแลดังต่อไปนี้

ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่เกตเวย์ (Gateway : Mobile Service Switching Center GMSC) เป็นชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ไม่มีฐานข้อมูลลูกค้าซึ่งทำหน้าที่การเชื่อมต่อและยกเลิกวงจรกับโครงข่ายทั้งภายในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ เองและโครงข่ายภายนอก อาทิเช่นเชื่อมต่อกับโครงข่ายโทรศัพท์พื้นฐาน (Public Switching Telephone Network: PSTN) โครงข่ายโทรศัพท์ต่อผ่านระหว่างประเทศและโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบต่างๆ (Public Land Mobile Network: PLMN) เชื่อมต่อกับอุปกรณ์การให้บริการข้ามแดน (International Roaming :IR) อีกทั้งยังสามารถเชื่อมกับฐานข้อมูล โดยการเชื่อมต่อจะต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดมาตรฐาน

ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่และฐานข้อมูลท้องถิ่นชั่วคราว (Mobile Service Switching Center / Visitor Location Register : MSC/VLR) ทำหน้าที่เป็นชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ต่อกับที่เกตเวย์และฐานข้อมูล อุปกรณ์ควบคุมสถานีฐาน โดยเป็นตัวเก็บฐานข้อมูลลูกค้าชั่วคราวในกรณีที่ลูกค้าโทรศัพท์เคลื่อนที่มายังได้บริเวณที่รับผิดชอบ ฐานข้อมูลลูกค้าชั่วคราว นี้จะทราบว่าลูกค้าเบอร์นี้ อยู่สถานีฐานใด มีบริการเสริมพิเศษอะไรบ้าง รวมทั้งรู้สถานะว่าลูกค้าเปิดหรือปิดเครื่องอยู่เป็นต้น นอกจากนั้นชุมสายก็จะทำหน้าที่การเชื่อมต่อและยกเลิกวงจรสื่อสารในรูปแบบของการสวิตซ์

วงจร (Circuit Switched: CS) สำหรับการสนทนา ผู้วิจัยขอยกตัวอย่างเช่น ออกแบบให้มี MSC/VLR 7 ตัว ทั่วประเทศไทย ตั้งอยู่กรุงเทพและภาคกลาง 4 MSC/VLR ภาคเหนือ อีสานและภาคใต้ ใช้อย่างละ 1 MSC/VLR โดยจะขึ้นอยู่กับว่าแต่ละ MSC/VLR จะสามารถรองรับลูกค้าที่เข้ามาอยู่ในบริเวณ MSC/VLR ซึ่งอาจจะมีค่าตั้งแต่ 600,000 ถึง 1,000,000 ราย ซึ่งขึ้นอยู่กับความสามารถอุปกรณ์ผู้ผลิตแต่ละราย เป็นต้น

ฐานข้อมูลหลัก (Home location Register :HLR) เป็นฐานข้อมูลหลักโดยทำหน้าที่เก็บรวบรวมข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย ตัวอย่างฐานข้อมูลได้แก่ เลขหมาย IRM (International roaming Mobile Identification Number) เป็นหมายเลขอ้างอิงผู้ใช้บริการเฉพาะระบบซีดีเอ็มเอ เลขหมาย MDN (Mobile Directory Number) ใช้ในการโทรออกหรือรับสาย มีค่า ESN (Electronic series number) และจัดถูกเก็บไว้ในซิมการ์ดเพื่อยืนยันข้อมูลที่ต้องการและให้ตรงกัน มีกฎเกณฑ์ตรวจสอบรายบุคคล (Authentication : AUC) ซึ่งส่วนใหญ่ AUC มักเป็นอุปกรณ์ตัวเดียวกันใน HLR เพราะเนื่องจากหากแยกตัวอุปกรณ์ดังกล่าวมันจะเปลืองเนื้อที่ในการติดตั้ง โดยรายการให้บริการต่างๆที่อนุญาตให้ผู้บริการใช้งานทั้งในด้านเสียง (Voice call) ด้านข้อมูลได้ (Data call) การให้บริการรับ-ส่งข้อความ (Short Message service) รวมทั้งอนุญาตให้ลูกค้าสามารถใช้บริการเรียกรับสายซ้อน บริการโอนสายอัตโนมัติ (Call Forwarding) อีกทั้งมีบริการอนุญาตให้ลูกค้าสามารถโทรข้ามพรมแดนได้ (International Roaming) เป็นต้น นอกจากนี้ฐานข้อมูลหลักสามารถเก็บข้อมูลลูกค้าอาจตั้งแต่ 600,000 ถึง 1,000,000 ราย หรืออาจมากกว่านั้น ขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ผู้ผลิต

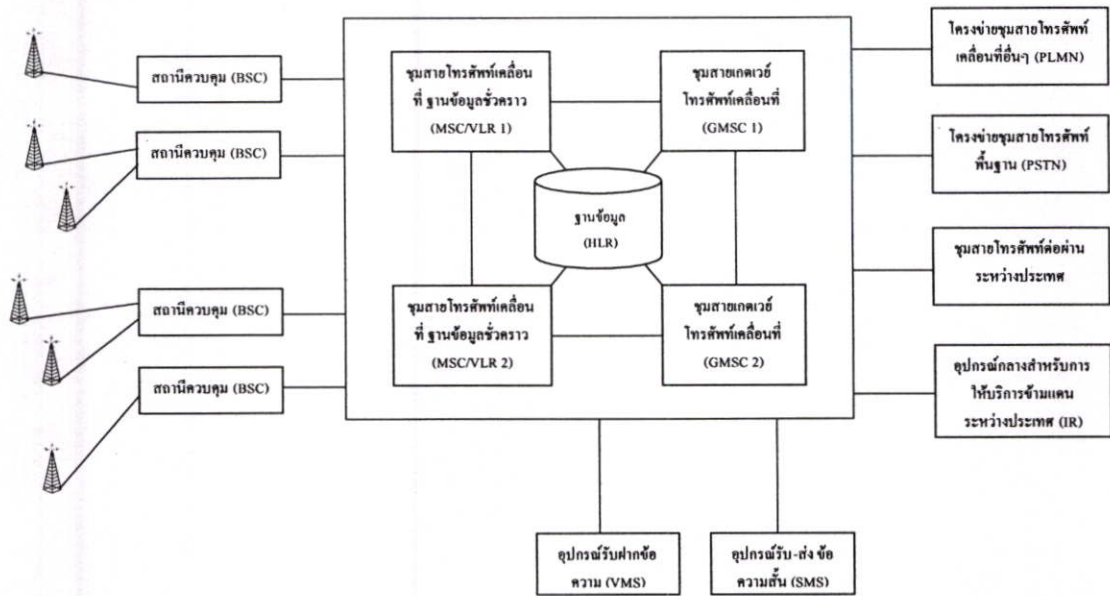
อุปกรณ์ควบคุมสถานีฐาน (Base Station Control :BSC) ทำหน้าที่ตรวจสอบและควบคุมการทำงานของสถานีฐานหลายๆตัว โดยแต่ละตัวของอุปกรณ์ควบคุมสถานีฐานจะสามารถควบคุมสถานีฐานได้มากที่สุดตั้งแต่หลายสิบถึงหลักร้อย ขึ้นอยู่กับผู้ผลิตอุปกรณ์ของเครือข่าย นอกจากนี้มีหน้าที่เชื่อมต่อวงจรและแลกเปลี่ยนข้อมูลทั้งส่วนสถานีฐานและตัวชุมสาย

สถานีฐาน (Base Station :BTS) ทำหน้าที่ติดต่อสื่อสารกับอุปกรณ์ควบคุมสถานีฐานและตัวเครื่องโทรศัพท์โดยใช้คลื่นวิทยุ ซึ่งโดยปกติแล้วสถานีฐานจะมีตำแหน่งที่อยู่ภายในกึ่งกลางของเซลล์ในกรณีที่เซลล์เป็นแบบ omni มีการกระจายคลื่นเท่ากันทุกทิศทาง หรืออาจจะแบ่งเป็นเซกเตอร์ก็ได้ ปัจจัยอีกประการหนึ่งคือคอยควบคุมกำลังส่งที่ได้รับคำสั่งมาจากอุปกรณ์ควบคุมสถานีฐานไม่ให้มากหรือน้อยเกินไป

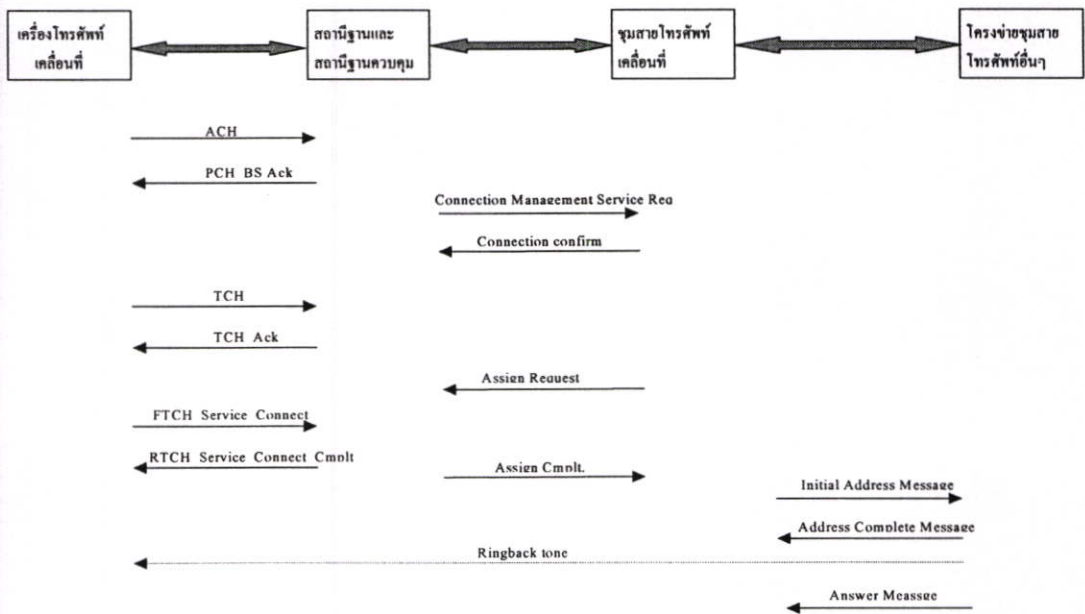
อุปกรณ์รับ-ส่งข้อมูลสั้น (Short Message Center :SMS) เป็นรูปแบบบริการชนิดหนึ่งซึ่งปัจจุบันนิยมใช้กันมาก ทำหน้าที่รับและส่งข้อความแก่ลูกค้า โดยจะเชื่อมต่อกับชุมสายใช้ระบบสัญญาณแบบหมายเลข 7 ใช้โปรโตคอล MAP(Mobile Application Part) หรือ เชื่อมต่อแบบTCP/IP

อุปกรณ์รับฝากข้อความ (Voice Mail Service: VMS) เป็นรูปแบบการบริการชนิดหนึ่งเช่นลูกค้ารายหนึ่งโทรไปหาลูกค้าอีกราย แต่ลูกค้าอาจจะปิดเครื่องและได้มีการลงทะเบียน โอนข้ามสายไป VMS ลูกค้าที่โทรเข้ามาสามารถฝากข้อความได้ ขณะที่ลูกค้าเปิดเครื่องขึ้นมาทีจะมีข้อความส่งมา

บอกว่ามีใครฝากข้อความด้านเสียงไว้ ซึ่งสามารถกดเข้าไปฟังได้เป็นต้น นอกจากนี้ระบบจะใช้ สัญญาณแบบหมายเลข 7 และใช้โปรโตคอล ISUP (Integrated Service Digital Network User Part) ในการเชื่อมโยงวงจรให้สามารถสนทนาได้

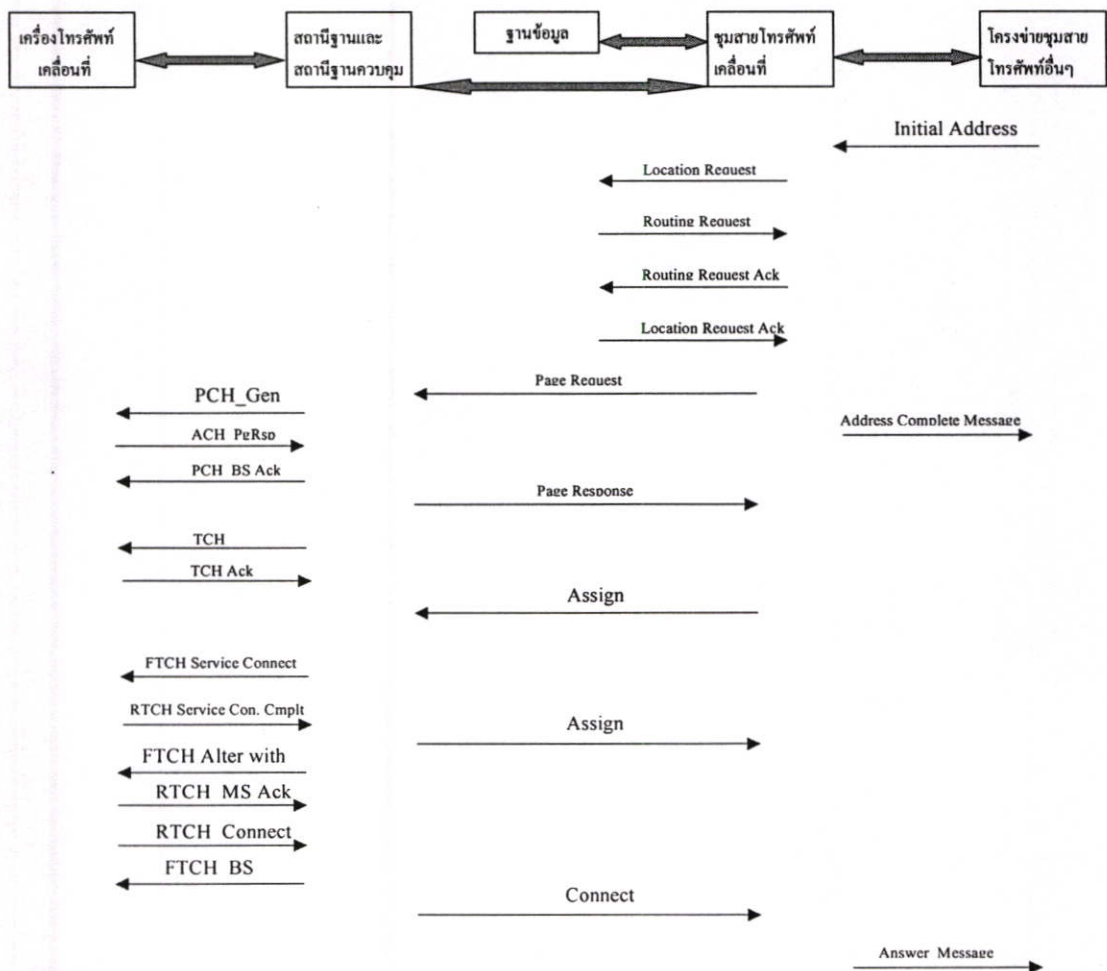


รูปที่ 2.2 โครงข่ายระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ



รูปที่ 2.3 ขั้นตอนการสร้างวงจรสนทนาในกรณีโทรออก

จากรูปที่ 2.3 เป็นตัวอย่างการโทรออกไปยังโครงข่ายอื่น ในขั้นตอนแรกตัวเครื่องโทรศัพท์จะร้องขอช่องสัญญาณ (Access Channel :ACH) กับสถานีฐาน และจะส่งค่า IRM ESN เลขหมายต้นทางกับปลายทาง ขั้นตอนต่อมาสถานีฐานจะส่งสัญญาณเพจจิง (Paging Channel :PCH) เพื่อยืนยันและอุปกรณ์ควบคุมสถานีส่งสัญญาณการเชื่อมต่อซึ่งส่งจะมีค่า IRM ESN เลขหมายต้นทางกับปลายทาง ตำแหน่งเซลล์ที่อยู่ไปให้ทางชุมสายและชุมสายส่งสัญญาณตอบรับยืนยันความถูกต้อง จากนั้นเครื่องโทรศัพท์จะขอช่องสัญญาณทราฟฟิค (Traffic Channel :TCH) และจะถูกกำหนดช่องสัญญาณให้จากสถานีฐาน ต่อมาชุมสายขององไว้วงจรเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ควบคุมสถานีและถูกยืนยันวงจรเชื่อมกลับและเครื่องโทรศัพท์ขอเชื่อมต่อช่องสัญญาณ หลังจากนั้นชุมสายจะส่งสัญญาณไปขอจองวงจรกับโครงข่ายที่เชื่อมต่อ โดยมีทั้งหมายเลขต้นทางกับปลายทางโดยมีการตอบรับยืนยันจากโครงข่ายที่เชื่อมต่อ ซึ่งในช่วงเวลานี้ผู้เรียกจะได้ยินเสียงโทนจากชุมสายสุดท้ายเริ่มการสนทนาและจองวงจรเชื่อมต่อถาวร แต่หลังจากนั้นหากฝ่ายใดฝ่ายหนึ่งยกเลิกการสนทนาทางชุมสายก็จะยกเลิกวงจรเชื่อมต่อนั้นให้ผู้ใช้รายอื่นใช้วงจรเชื่อมโยงต่อไป



รูปที่ 2.4 ขั้นตอนการสร้างวงจรสนทนาในกรณีรับสายเข้า

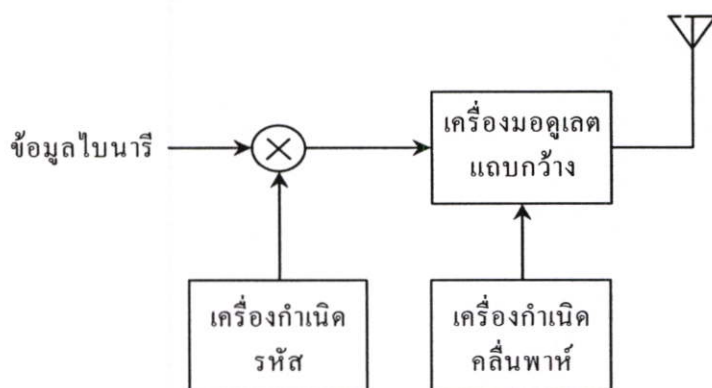
ในรูปที่ 2.4 แสดงการรับสายจากโครงข่ายภายนอก โดยชุมสายอื่นจะส่งสัญญาณมายังชุมสายโทรศัพท์ซีดีเอ็มเอ ประกอบไปด้วยหมายเลขต้นทางและปลายทางอีกทั้งของวงจรเชื่อมต่อ หลังจากนั้นชุมสายซีดีเอ็มเอจะส่งข้อมูลไปตามฐานข้อมูลโดยที่ฐานข้อมูลจะทราบถึงผู้ใช้ที่อยู่บริเวณชุมสายแห่งใด (ในทางปฏิบัติจะมีชุมสายมากกว่าหนึ่งชุมสาย) และชุมสายนั้นๆ จะส่งหมายชั่วคราวไปอีกชุมสายที่ลูกค้าอยู่เพื่อของวงจรเชื่อมโยง ขั้นตอนต่อไปชุมสายจะส่งสัญญาณเพจจึงไปยังเครื่องโทรศัพท์และหากมีการยืนยันตอบรับสัญญาณก็จะขอช่องสัญญาณโทรศัพท์ไปยังเครื่องโทรศัพท์อีกครั้ง หลังจากนั้นชุมสายจะของวงจรกับตัวควบคุมสถานีฐาน และหากผู้ใช้รับสายก็จะมีการใช้วงจรสนทนาเกิดขึ้นอย่างถาวรจนกว่าจะมีการวางสายจากฝ่ายใด ฝ่ายชุมสายก็จะยกเลิกวงจรนั้นให้ว่างตามปกติเพื่อให้ผู้ใช้รายอื่นใช้ช่องวงจรต่อไป ทั้งหมดนี้เป็นตัวอย่างการสร้างวงจรสนทนาเบื้องต้นในการทำงาน โครงข่ายซีดีเอ็มเอ

2.3 ชนิดของสเปกตรัมแผ่ของสัญญาณ

การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแบ่งตามวิธีการคือ วิธีการจัดลำดับโดยตรง (direct- sequence) วิธีการกระโดดของความถี่ (frequency hopping) วิธีการกระโดดของเวลา (time hopping) มีรายละเอียดของแต่ละวิธีดังนี้

2.3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยวิธีลำดับตรง (Direct Sequence: DS)

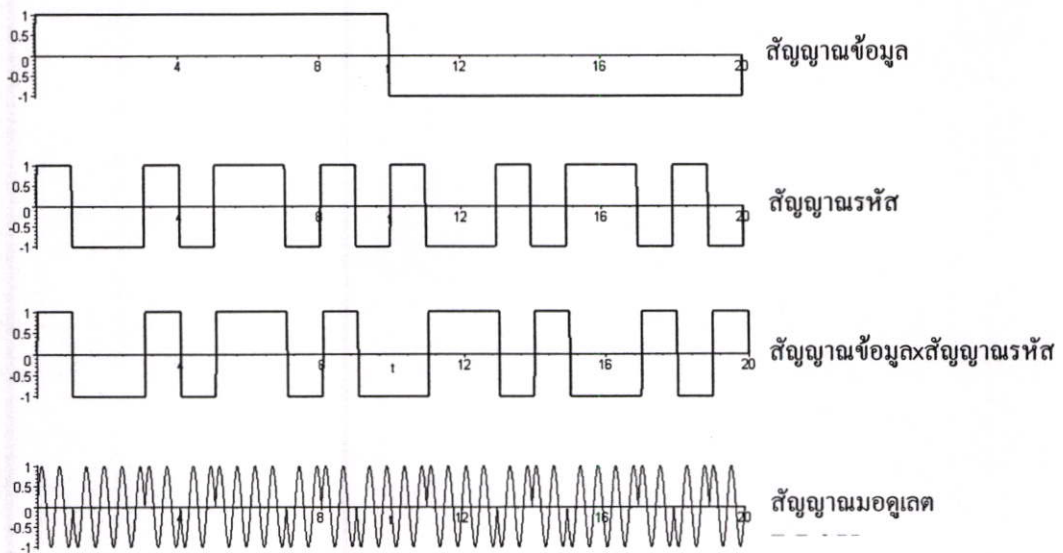
สำหรับการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence Code Division Multiple Access : DS-CDMA) สัญญาณข้อมูลไบนารีจะถูกนำไปคูณโดยตรงกับสัญญาณรหัส โดยสัญญาณข้อมูลไบนารีและรหัสสัญญาณนี้จะประกอบด้วยบิตต่างๆ ของรหัสหรือเรียกว่าชิพ ก็ได้ ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 เพื่อที่จะให้ได้การแผ่ของสัญญาณตามต้องการ อัตราชิพ (Chip rate) และใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธีเช่น BPSK QPSK โดยในรูปที่ 2.5 เป็นการมอดูเลตแบบBPSK ฉะนั้นจึงเรียกวิธีการนี้ว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยวิธีลำดับตรง หรือ DS-CDMA นั่นเอง



รูปที่ 2.5 เครื่องส่งแบบ DS-CDMA

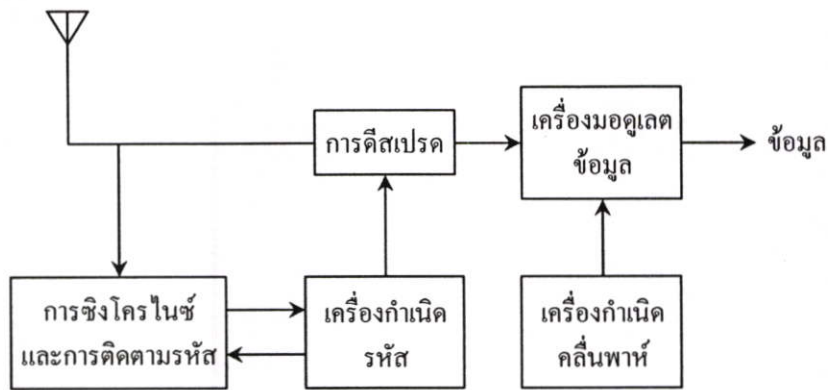
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณรหัส 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชีพของรหัสเป็น 10 เท่าของอัตราชีพของข้อมูล) ดังนั้นจะได้อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) เป็น 10 แสดงดังสมการที่ 2.1 ในทางปฏิบัติอัตราขยายการประมวลผลจะมีค่ามากกว่านี้มาก (อาจจะมามีค่าเป็น 10^2 ถึง 10^3 หรือมากกว่า)

$$G_p = \frac{T_b}{T_c} \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.6 สัญญาณต่างๆ ของระบบ DS-SS ที่ใช้การมอดูเลตรหัสแบบ BPSK

หลังจากการส่งสัญญาณ ที่เครื่องรับดังแสดงในรูปที่ 2.7 จะใช้การตีมอดูเลตแบบร่วมนัย (coherent demodulation) เพื่อตีสเปรคสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การสร้างลำดับรหัสที่เครื่องรับ การที่กระบวนการตีสเปรคจะสำเร็จได้นั้นไม่เพียงแต่เครื่องรับจะต้องรู้ลำดับรหัสที่ใช้ในการแผ่สัญญาณเท่านั้น แต่รหัสของสัญญาณที่รับได้และรหัสที่สร้างขึ้นที่เครื่องรับต้องซิงโครไนซ์กันด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะต้องสมบูรณตั้งแต่เริ่มรับสัญญาณไปจนถึงสิ้นสุดการรับสัญญาณ โดยกระบวนการนี้อยู่ในบล็อกของการซิงโครไนซ์และการติดตามรหัส (code synchronization/tracking) ตามรูปที่ 2.7 และหลังจากการตีสเปรคและการตีมอดูเลตแล้วก็จะได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบ DS-SS

จากที่ได้กล่าวมาได้พูดถึงคุณสมบัติอันเป็นประโยชน์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดของระบบ CDMA คือความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ และคุณสมบัติของการมีความน่าจะเป็นในการถูกตัดจบบัญชีสัญญาณที่ต่ำ ซึ่งจะทำให้ระบบการสื่อสารมีความปลอดภัยและมีความเป็นส่วนตัวมากขึ้น คุณสมบัติอธิบายดังนี้

1) การเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนใช้ช่องสัญญาณในขณะเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณ DS หลายๆ สัญญาณที่มีการเหลื่อมทับ (overlap) กันในทางเวลาและเวลาที่ที่เครื่องรับจะใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัยเพื่อกำจัดผลของการ โมดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวจะเป็นการรวมกำลังของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคให้อยู่ในช่วงของแบนด์วิดท์ข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดอยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าขบวนการหาค่าสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นช่วงกว้างของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการดีเทคและสัญญาณเดียวกันนี้ที่ถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ เมื่อใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดและจะมีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

3) สัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยลำดับของรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลของกระบวนการดังกล่าวก็จะเหมือนกับการคูณสัญญาณแบนด์แคบด้วยลำดับ

ของรหัสแบนด์กว้างที่เครื่องส่ง นั่นคือจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณแบนด์แคบซึ่งอยู่ในช่วงของแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีค่าลดลงด้วยค่าแฟกเตอร์ที่เท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

เนื่องจากสัญญาณ DS นั้นจะใช้สเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิร์ตต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการดักจับสัญญาณ DS นี้ นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบ DS-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่นๆ อีก ซึ่งสามารถแยกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

ข้อดีของระบบ DS-CDMA

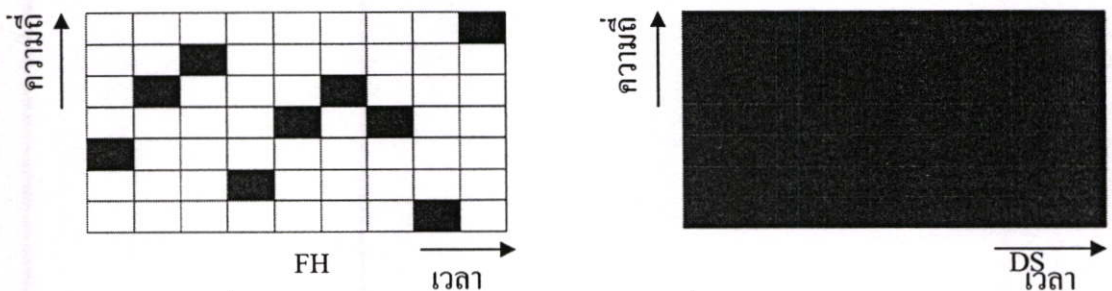
- 1) การสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นวงจรง่ายๆ เนื่องจากใช้ความถี่พาห้เพียงความถี่เดียว
- 3) สามารถใช้โมดูเลตสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การดีโมดูเลตแบบร่วมนัยได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

- 1) การเริ่มต้นและรักษาการซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยาก ซึ่งกระบวนการซิงโครไนซ์นี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาของชีพ
- 2) การที่จะรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ขบวนการรหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับขบวนการรหัสที่รับได้ภายในช่วงเวลาของชีพ ซึ่งส่งผลให้ขนาดของแบนด์วิธในทางปฏิบัติถูกจำกัดอยู่ในช่วง 10-20 MHz
- 3) กำลังงานของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้แบนด์วิธที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะทำให้เกิดการแทรกสอดอย่างมากต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดจากอิทธิพลของความใกล้-ไกลของสัญญาณ (near-far effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้กระบวนการควบคุมกำลังงาน (power control) ซึ่งทำให้สถานีฐานทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ทั้งหมดด้วยกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน

2.3.2 การกระโดดทางความถี่ (Frequency Hopping : FH)

วิธีการนี้ความถี่คลื่นพาห้ของสัญญาณข่าวสารที่ถูกมอดูเลตจะไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนไปในลักษณะที่มีคาบช่วงเวลา T กล่าวคือ ความถี่คลื่นพาห้จะคงที่แต่จะเปลี่ยนในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งรูปแบบการกระโดดนี้จะเป็นไปตามสัญญาณรหัสซึ่งเซตของความถี่ที่เป็นไปได้จะเรียกว่าเซตของการกระโดด ซึ่งความถี่จะแตกต่างกันกับกรณีของวิธีการจัดลำดับโดยตรง โดยวิธีดังกล่าวจะใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดเพื่อใช้ในการส่งข้อมูลแต่ในขณะที่วิธีนี้จะใช้แบนด์วิดท์เพียงส่วนเล็กๆเพื่อใช้ในการส่งแต่ความถี่จะเปลี่ยนไปในเวลาที่แตกต่างกัน สมมุติว่าวิธีการกระโดดความถี่ส่งในความถี่ที่สอง ในช่วงคาบเวลาแรกดังรูปที่ 2.8 หากแต่ระบบการจัดลำดับโดยตรงจะส่งในช่วงเวลาเดียวกันตลอดช่วงความถี่ ดังนั้นค่ากำลังงานที่ส่งในช่วงความถี่หนึ่ง ตลอดช่วงเวลา แต่วิธีการกระโดดความถี่ มันจะส่งในช่วงความถี่เฉพาะในช่วงเวลาเท่านั้น ในระบบทั้งสองจะมีค่ากำลังงานในช่วงความถี่เท่ากัน

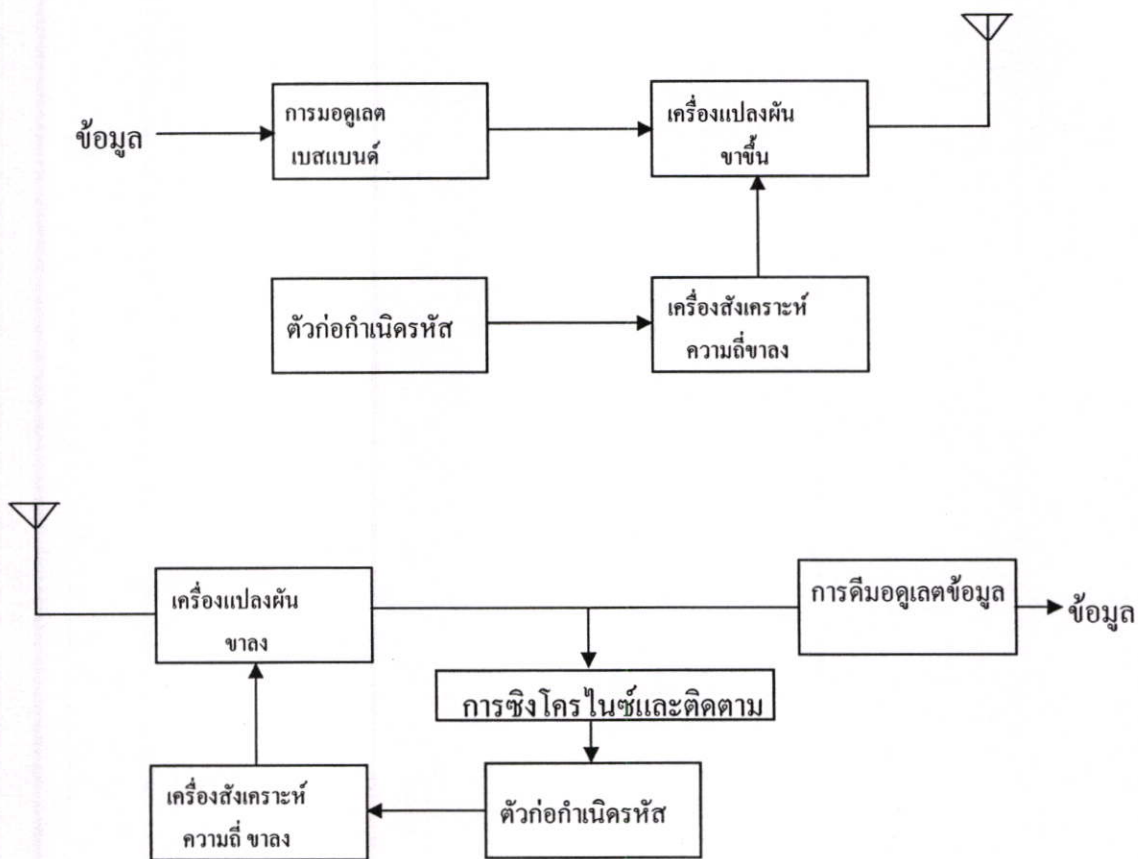


รูปที่ 2.8 เปรียบเทียบลักษณะของเวลา ความถี่ของระบบ DS และ FH

สัญญาณข้อมูลจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (baseband) ที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณพาห้โดยสามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธี แต่ในการประยุกต์ใช้งานระบบ FH จริงๆ ไม่สามารถใช้ได้ทุกวิธี โดยมักจะใช้การมอดูเลตแบบ FM สำหรับสัญญาณอนาล็อกและใช้การมอดูเลตแบบ GSK สำหรับสัญญาณดิจิทัล จากรูปจะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้อย่างรวดเร็วโดยการควบคุมจากสัญญาณรหัส ดังนั้นความถี่พาห้จะถูกแปลงความถี่ให้สูงขึ้นเป็นความถี่ในการส่งสัญญาณ เครื่องรับจากรูปที่ 2.9 ก็จะใช้วิธีกลับกับทางด้านส่ง โดยใช้วงจรกำเนิดขบวนรหัสเพื่อนำมาใช้ในการแปลงความถี่ของสัญญาณที่รับได้ให้ต่ำลงมาเป็นความถี่พาห้ซึ่งใช้ในการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ทางด้านส่ง หลังจากนั้นก็จะทำการดีมอดูเลตจึงได้สัญญาณข้อมูลเดิม กลับคืนมา วงจรซิงโครไนซ์/การติดตาม (synchronize/tracking) จะถูกนำมาใช้ในการทำให้การกระโดดของความถี่พาห้ที่สร้างขึ้นทางด้านรับเป็นไปอย่างซิงโครไนซ์กับรูปแบบการกระโดดของสัญญาณพาห้ที่รับได้ ดังนั้นจึงสามารถทำการ ดีสเปรดสัญญาณ ได้อย่างถูกต้อง

ระบบ FH-CDMA นี้สามารถจำแนกความแตกต่างโดยใช้อัตราการกระโดดของความถี่พาห้ได้ ดังนี้ ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่ามากกว่าอัตราข้อมูลมากๆ จะเรียกว่าเป็นการเข้าถึง

หลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการกระโดดของความถี่อย่างรวดเร็ว(Fast Frequency Hopping (F-FH) CDMA) สำหรับกรณีนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่พาห้หลายครั้งในช่วงเวลาของการส่งข้อมูล 1 บิต นั่นคือข้อมูล 1 บิตจะถูกส่งออกไปในหลายๆ ความถี่ แต่ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่าน้อยกว่าอัตราข้อมูลหลายๆจะเรียกว่าการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการกระโดดของความถี่อย่างช้า (Slow Frequency Hopping (S-FH) CDMA)



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมเครื่องส่งและเครื่องรับ FH-CDMA

สำหรับกรณีนี้จะมีบิตข้อมูลหลายบิตถูกส่งที่ความถี่เดียวกัน การครอบครองย่านความถี่ที่ความถี่ในการกระโดดใดๆ ไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลเท่านั้นแต่ขึ้นอยู่กับรูปร่างของสัญญาณที่มีการกระโดดและความถี่ในการกระโดดอีกด้วย ถ้าความถี่ในการกระโดดมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลหลายๆ (กรณี S-FH) ปัจจัยสำคัญที่จะควบคุมการครอบครองย่านความถี่คือแบนด์วิดท์ของข้อมูล แต่ถ้าความถี่ในการกระโดดมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของข้อมูลหลายๆ รูปร่างพัลส์ของสัญญาณที่มีการกระโดดจะเป็นปัจจัยในการควบคุมการครอบครองย่านความถี่ที่ความถี่ในการกระโดดใดๆ ถ้ารูปร่างพัลส์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (เป็นผลให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่อย่างรวดเร็ว) ย่านความถี่ที่ครอบครองจะมีแบนด์

วัดที่แผ่กว้างออกมา เป็นผลทำให้จำกัดจำนวนความถี่ในการกระโดด ถ้าทำให้การเปลี่ยนแปลงของความถี่เป็นไปอย่างราบเรียบ (smooth) แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่แต่ละความถี่ในการกระโดด จะมีค่าประมาณ $1/T_n$ เท่าของแบนด์วิดท์ของความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด เมื่อ T_n มีค่าเท่ากับความถี่ในการกระโดด การจะทำให้การเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นไปอย่างสม่ำเสมอ นั้นทำได้โดยการลดกำลังก่อนที่จะมีการกระโดดของความถี่แล้วเพิ่มขึ้นอีกครั้งเมื่อความถี่ในการกระโดดได้เปลี่ยนแปลงไปแล้ว

สำหรับระบบ FH-CDMA นั้นจะมีคุณสมบัติในเรื่องของความสามารถในการเข้าถึงหลายทางการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง การกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบและการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ดังนี้

1) การเข้าถึงหลายทาง

ในระบบ F-FH นั้น 1 บิตข้อมูลจะถูกส่งไปในย่านความถี่ต่างๆ กัน ถ้าผู้ใช้ต้องการ เป็นเพียงผู้ใช้เดียวที่จะทำการส่งสัญญาณไปในย่านความถี่ทั้งหมด กำลังงานที่รับได้ของสัญญาณที่ต้องการคิดเทคจะมีค่ามากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดมาก ดังนั้นจึงสามารถรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง

สำหรับระบบ S-FH หลายๆ บิตจะถูกส่งไปโดยใช้ความถี่เดียวกัน ถ้าความน่าจะเป็นที่จะมีผู้ใช้อื่นทำการส่งสัญญาณในย่านความถี่เดียวกันมีค่าต่ำเพียงพอ สัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการจะถูกรับได้อย่างถูกต้องตลอดช่วงเวลาทำการส่ง ในช่วงเวลาดังกล่าวถ้ามีสัญญาณแทรกสอดที่ส่งมาจากผู้ใช้อื่นในย่านความถี่เดียวกัน จะใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาด (error correcting code) ในการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกส่งมาในช่วงเวลานั้นกลับคืนมาได้

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ระบบ F-FH CDMA ความถี่พาหะจะมีการเปลี่ยนแปลงหลายครั้งในช่วงของการส่ง 1 บิต ข้อมูลความถี่ของสัญญาณที่ถูกโมดูเลตแล้วจะถูกนำมาโมดูเลตและส่งออกไปด้วยความถี่พาหะที่ต่างๆ กัน ซึ่งสัญญาณคลื่นพาหะที่มีความถี่ต่างกันจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณหลายเส้นทาง (multipath) ที่ต่างกันเป็นผลทำให้ความถี่ของสัญญาณที่ถูกโมดูเลตข้างต้นอาจจะถูกขยายที่ความถี่พาหะความถี่หนึ่งแต่จะถูกลดทอนที่ความถี่พาหะอีกความถี่หนึ่งหรือในทางกลับกัน ที่เครื่องรับผลตอบสนองที่ความถี่ในการกระโดดต่างๆ กันจะถูกเฉลี่ยและทำให้ผลของการแทรกสอดแบบหลายเส้นทางลดลง

3) สัญญาณแทรกสอดแบบแคบ

สมมติว่ามีสัญญาณแบบแคบเข้ามาแทรกสอดที่ความถี่ในการกระโดด ถ้ามีความถี่ในการกระโดด G_p ความถี่ (เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้ที่ต้องการ (โดยเฉลี่ย) จะใช้

ความถี่ในการกระโดดซึ่งจะมีการแทรกสอดอยู่เพียง $1/G_p$ เปรี่เช่นต์ของเวลา ดังนั้นสัญญาณแทรกสอดจะถูกทำให้ลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น G_p

4) ความน่าจะเป็นในการถูกคักจับสัญญาณต่ำ

ความยากในการดักจับสัญญาณ FH ไม่ได้อยู่ที่การใช้กำลังส่งที่ต่ำ ในช่วงระหว่างการส่งสัญญาณระบบ FH-CDMA จะใช้กำลังส่งต่อเฮิร์ตสูงพอๆ กับการส่งแบบต่อเนื่อง แต่ความถี่ที่สัญญาณจะถูกส่งออกไปนั้นไม่สามารถทราบได้จากระบบอื่น นอกจากนี้ช่วงเวลาของการส่งสัญญาณที่แต่ละความถี่ก็ยังสั้นมากอีกด้วย ดังนั้นแม้ว่าสัญญาณ FH จะถูกคักจับได้ง่ายกว่าสัญญาณ DS แต่ก็ยังคงต้องใช้กระบวนการที่ยุ่งยากมากที่จะทราบความหมายของสัญญาณระบบ FH-CDMA สามารถแยกเป็น ได้ทั้งข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

ข้อดีของระบบ FH-CDMA

- 1) การชิงโครโมไนซ์ของระบบ FH-CDMA สามารถทำได้ง่ายกว่าระบบ DS-CDMA มาก การชิงโครโมไนซ์ของระบบ FH-CDMA นั้นจะต้องทำภายในช่วงของเวลาในการกระโดด (hop time) เนื่องจากการแผ่ของสเปกตรัมไม่สามารถทำได้โดยการใช้การกระโดดของความถี่ด้วยความเร็วมากๆ แต่จะใช้การจัดให้มีเซตของการกระโดดขนาดใหญ่ ดังนั้นเวลาในการกระโดดจะมากกว่าเวลาของชีพของระบบ DS-CDMA มาก ทำให้ระบบ FH-CDMA อนุญาตให้มีค่าความผิดพลาดในการชิงโครโมไนซ์ที่มากกว่า
- 2) แบนด์วิดท์ที่ความถี่ในการกระโดดต่างๆ ที่สัญญาณ FH สามารถครอบครองใช้งานไม่จำเป็นต้องอยู่ติดกัน เนื่องจากสามารถสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ให้สังเคราะห์ความถี่กระโดดข้ามส่วนของสเปกตรัมทางความถี่ที่แน่นอนได้ เมื่อประกอบกับการชิงโครโมไนซ์ที่ง่าย ทำให้สามารถมีแบนด์วิดท์ สเปกตรัมที่กว้างขึ้นมาก
- 3) เนื่องจากระบบ FH-CDMA เป็นระบบสเปกตรัมแผ่แบบหลีกเลี่ยง (avoidance SS) ความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้หลายคนจะส่งสัญญาณในย่านความถี่เดียวกันในขณะเวลาเดียวกันจะมีค่าน้อย ถ้าผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานทำการส่งสัญญาณ สัญญาณดังกล่าวก็จะถูกรับได้ที่สถานีฐานแม้ว่าผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานกำลังทำการส่งสัญญาณอยู่ก็ตาม เนื่องจากผู้ใช้นั้นอาจจะกำลังส่งสัญญาณที่ความถี่อื่นๆ อยู่ก็ได้ ด้วยเหตุนี้สมรรถนะในเรื่องของ near-far effect จะดีกว่าระบบ DS-CDMA มาก
- 4) ระบบ FH-CDMA มีความเป็นไปได้ที่จะลดผลของสัญญาณแทรกสอดแบบค้แคบได้ดีกว่าระบบ DS-CDMA เนื่องจากความเป็นไปได้ในการที่จะมีแบนด์วิดท์ที่มากกว่า

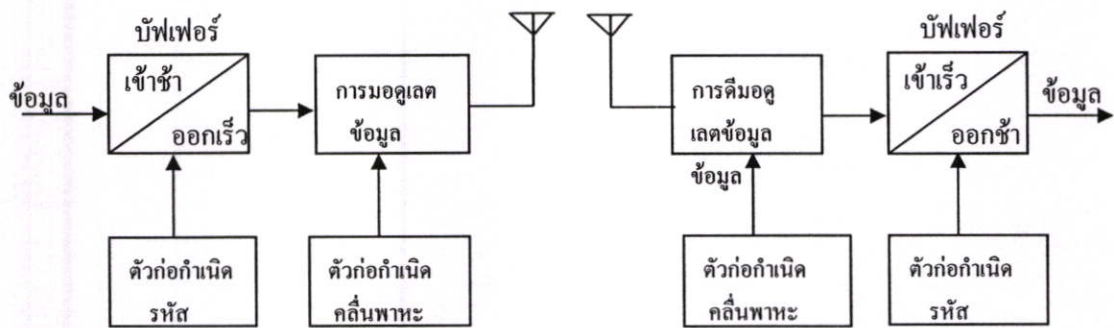
ข้อเสียของระบบ FH-CDMA

- 1) จำเป็นต้องใ้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความสลับซับซ้อนมาก

- 2) การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของสัญญาณในการเปลี่ยนแปลงย่านความถี่จะทำให้การครอบครองแบนด์วิดท์ที่ความถี่ในการกระโดดใดๆ เพิ่มมากขึ้น เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงกรณีดังกล่าว สัญญาณจะต้องถูกปิดและเปิดใหม่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่
- 3) การโมดูเลตแบบร่วมนัยทำได้ยาก เนื่องจากปัญหาของการรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงเวลาของการกระโดด

2.3.3 การกระโดดทางเวลา (Time Hopping : TH)

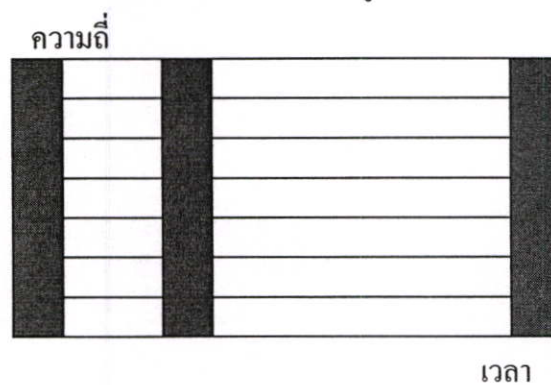
สัญญาณข้อมูลไม่ได้ถูกส่งไปอย่างต่อเนื่อง แต่จะถูกส่งออกไปเป็นเบิร์สต์สั้นๆ โดยช่วงเวลาของเบิร์สต์นั้นจะถูกกำหนดโดยรหัสการแผ่ กล่าวคือ สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งไปใน burst ภายในช่วงเวลาที่กำหนดรหัสของผู้ใช้แต่ละคน



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ TH-CDMA

ในแกนของเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็น M ไทม์สล็อต ผู้ใช้งานระบบแต่ละคนจะส่งเฟรมในไทม์สล็อตใน M โดยจะขึ้นอยู่กับรหัสที่กำหนดให้ในแต่ละคนเมื่อผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลทั้งหมดภายใน 1 ไทม์สล็อต แทนที่จะทำการส่งข้อมูลไปในทั้งหมด M ไทม์สล็อตดังนั้นความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น M

บล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA แสดงดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ TH-CDMA

มีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1) การเข้าถึงหลายทาง

ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางของสัญญาณ TH-SS สามารถทำได้ในทำนองเดียวกันกับสัญญาณ FH-SS คือการทำให้ความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลายๆ คนที่ย่านความถี่เดียวกันและในขณะเดียวกันให้มีค่าน้อยเพียงพอ สำหรับกรณีการกระโดดของเวลา การส่งสัญญาณทั้งหมดจะส่งไปในย่านความถี่เดียวกัน ดังนั้น ค่าความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้มากกว่า 1 คนในขณะเวลาเดียวกันจะต้องมีค่าน้อย ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดรหัสต่างๆ กันให้กับผู้ใช้แต่ละคน ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลายๆ คนเกิดขึ้นจริง ก็สามารรถมั่นใจได้ว่าสามารถรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้องโดยการใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาด ถ้ามีการชิงโครในซักันระหว่างผู้ใช้ทั้งหมด และรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้แต่ละคนทำให้ไม่มีผู้ใช้ในระบบทำการส่งสัญญาณในไทม์สล็อตเดียวกันมากกว่า 1 คน ดังนั้น จะทำให้ระบบ TH-CDMA สามารถลดรูปเป็นระบบ TDMA ได้เมื่อไทม์สล็อตที่ผู้ใช้ทำการส่งไม่ได้ถูกกำหนดไว้ตายตัว แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงแบบเฟรมต่อเฟรม

2) สัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ

สัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งออกไปในลักษณะถูกลดเวลา ส่วนที่ลดลงนี้คือ $1/G_p$ เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับสัญญาณแทรกสอดจะถูกรับเข้ามาเพียงแคในช่วงเวลา ที่ทำการรับสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ด้วยเหตุนี้ จะรับสัญญาณแทรกสอดเข้าเพียง $1/G_p$ เปรอ์เซ็นต์ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น จึงเป็นการลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น G_p

3) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

สำหรับระบบ TH-CDMA ผู้ใช้แต่ละคนจะทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่ที่คงที่ แต่เวลาที่ผู้ใช้แต่ละคนทำการส่งนั้นไม่สามารถทราบได้จากระบบอื่นและช่วงเวลาในการส่งยังสั้นมาก นอกจากนี้สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนจะมีลักษณะเฉพาะในเรื่องของเวลาที่ทำการส่ง ดังนั้นแม้ว่าเครื่องรับจากระบบอื่นๆ จะทำการดักจับสัญญาณได้ แต่ก็เป็นการยากที่จะแบ่งแยกจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของการส่งได้ นอกจากนั้นยังไม่สามารถทราบได้ว่าการส่งใดเป็นของผู้ใช้คนใด นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้ว ระบบ TH-CDMA สามารถแยกเป็นได้ทั้งข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

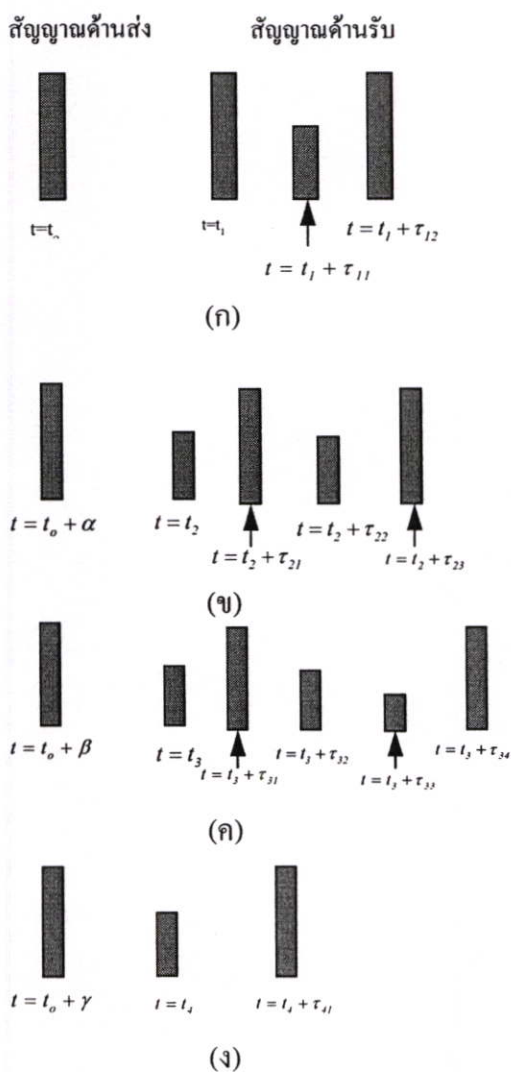
ข้อดีของระบบ TH-CDMA

- 1) การนำไปสร้างใช้งานทำได้ง่ายกว่าระบบ FH-CDMA
- 2) เมื่อเครื่องส่งมีกำลังเฉลี่ยจำกัดแต่มีกำลังสูงสุดไม่จำกัดระบบ TH-CDMA จะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน เนื่องจากข้อมูลได้ถูกส่งออกไปใน burst สั้นๆ ด้วยกำลังงานสูง
- 3) มีปัญหาจาก near-far effect น้อยมากเช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากเป็นระบบแบบมีการหลีกเลี่ยง ดังนั้นตลอดเวลาเครื่องปลายทางที่อยู่ไกลจากสถานีฐานจะทำการส่งสัญญาณเพียงเครื่องเดียว โดยไม่ถูกรบกวนจากการส่งสัญญาณจากสถานีที่อยู่ใกล้เสียง

ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

- 1) ต้องใช้เวลาก่อนที่รหัสจะซิงโครไนซ์กัน แต่เครื่องรับต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไว้เพียงช่วงเวลาสั้นๆ เท่านั้น
- 2) ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้นานๆ คนเกิดขึ้น จะทำให้บิตข้อมูลจำนวนมากเกิดความเสียหาย ดังนั้นจะต้องใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาดที่ดีและจำเป็นต้องมีการวางสลับทางบิต
- 3) สัญญาณการกวนป้อนกลับ (error in the feedback channel) และเงื่อนงำของกราฟฟิก

2.4 คุณลักษณะของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้ง



รูปที่ 2.12 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาทางช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

ในการสื่อสารด้วยเทคโนโลยีแบบไร้สาย ทางด้านส่งเมื่อส่งสัญญาณออกไปผ่านไปยังช่องสื่อสารต่างๆ จะเกิดการแทรกสอด การสะท้อนและการลดทอน สัญญาณที่มาถึงทางด้านรับ จะเกิดการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมกันหรือหักล้างกัน

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆ ไปบนช่องสัญญาณหลายวิธีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนการของพัลส์แสดงดังรูปที่ 2.12 ซึ่งจะเห็นว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบหลายวิถีคือ การแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณ

2.4.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเวลาในโครงสร้างของตัวกลาง ถ้าเราทำการส่งพัลส์ไปเรื่อยๆ ซึ่งจะสังเกตเห็นการเปลี่ยนแปลงของขบวนการพัลส์ที่ได้รับ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงในขนาดของพัลส์ การประวิงเวลาระหว่างพัลส์ และการเปลี่ยนแปลงของจำนวนพัลส์ ดังรูปที่ 2.12 โดยที่การเปลี่ยนแปลงของพัลส์ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้

เมื่อพิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งไป โดยที่สัญญาณที่ส่งออกไป แสดงได้ดังสมการ (2.2)

$$s(t) = \text{Re} [s_i(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.2)$$

โดยที่ $s(t)$ เป็นสัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ

$s_i(t)$ เป็น equivalent low pass signal

f_c คือความถี่คลื่นพาห้

กำหนดให้เส้นทางในการแพร่กระจายหลายเส้นทาง แต่ละเส้นทางสอดคล้องกับเวลาประวิงที่แพร่กระจาย (propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) โดยทั้งสองตัวประกอบนี้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เกิดการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของตัวกลางเป็นแถบผ่านของสัญญาณที่รับได้ดังสมการ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.3)$$

โดย $\alpha_n(t)$ เป็นอัตราการลดทอนของสัญญาณในวิถีที่ n

$\tau_n(t)$ เป็นเวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของวิถีที่ n

$x(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ
เมื่อแทนค่า $s(t)$ จากสมการ (2.2) ลงในสมการ (2.3) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left(\sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi f_c \tau_n(t)} s_l [t - \tau_n(t)] \right) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.4)$$

จากสมการ (2.4) จะแสดงได้ว่าสัญญาณทางด้านรับ แสดงได้ดังสมการ (2.5)

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (2.5)$$

โดยที่ $r_l(t)$ คือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณผ่านตัวสมมูลต่อสัญญาณแบบผ่านตัวสมมูล

ช่องสัญญาณแบบผ่านตัวสมมูล (equivalent low pass channel) แสดงในรูปผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาแสดงดังในสมการ (2.6)

$$c(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (2.6)$$

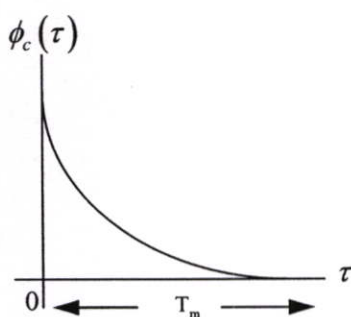
คุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งโดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเมื่อพิจารณาผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบผ่านตัวสมมูล โดยกำหนดให้ $c(\tau; t)$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อนแบบเกาส์ (complex-valued Gaussian stationary) ในตัวแปร t กำหนดให้ $c(\tau; t)$ เป็นช่องสัญญาณที่มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (wide-sense-stationary) ดังนั้นค่าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation function) ของ $c(\tau; t)$ แสดงได้ดังสมการ (2.7)

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

ตัวกลางในการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนมากมีการลดทอน (attenuation) และมุมเฟสที่มีการประวิงเวลา (phase shift) ของช่องสัญญาณที่มีค่าหน่วงเวลา τ_1 และ τ_2 มีลักษณะเป็นอิสระจากกัน ไม่สหสัมพันธ์กัน (uncorrelate) ดังนั้นสมการ (2.7) สามารถเขียนได้เป็นสมการ (2.8)

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

พิจารณา $\Delta t = 0$ ค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ $\phi_c(\tau;0) \equiv \phi_c(\tau)$ คือค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา τ โดย $\phi_c(\tau;\Delta t)$ เป็นความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (Multipath intensity profile: MIP) ของช่องสัญญาณที่มีการประวิงเวลา โดยทั่วไป $\phi_c(\tau;\Delta t)$ ค่ากำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา τ และความแตกต่างในการสังเกต Δt ปกติฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$ จะมีขนาดที่ลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล เมื่อเวลาประวิงมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น τ ที่ทำให้ $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เรียกว่า การแผ่หลายวิถี (Multipath Spread) ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิถี

ลักษณะของช่องสัญญาณเป็นดังสมการ

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

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide-sense-stationary) การหาค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์เป็นดังสมการ

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

แทนสมการ (2.9) ในสมการ (2.10) ดังนั้น

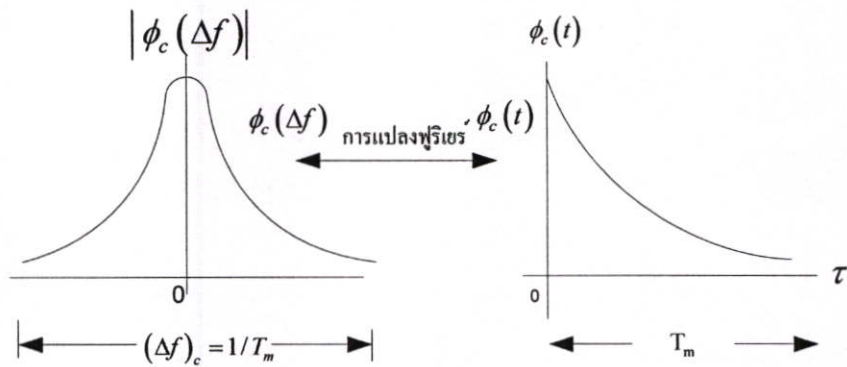
$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[C^*(\tau_1, t)C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.11)$$

โดย $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการ (2.11) เห็นว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ คือผลการแปลงฟูรีเยร์ของ MIP เรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของการกระจายทางความถี่และทางเวลาของช่องสัญญาณ

แทนค่า $\Delta t = 0$ ในสมการ (2.11) จะได้ $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ดังนั้น

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

ความสัมพันธ์ดังกล่าวแสดงในรูปที่ 2.14 จากรูปค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ (coherent bandwidth) แสดงได้โดย



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

เมื่อ $(\Delta f)_c$ เป็นค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ถ้าค่า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตาม

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

ความถี่ ในทางกลับกันถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่

2.4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนได้ด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจรกรองความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$c(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2.14)$$

- โดยที่ α_n เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (Amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ
- τ_n เป็นประวิงเวลา (time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, T]$
- γ_n เป็นการประวิงเฟส (phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, 2\pi]$
- L เป็นจำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ

2.4.2.1 แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh model)

แบบจำลองของ Rayleigh นั้นสามารถอธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในสภาพแวดล้อมในเมืองและเหมาะสมกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เนื่องจากพบปัญหาซึ่งมีผลกระทบกับระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายวิถี เมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากทางด้านส่งไปยังด้านรับและไม่สามารถรับสัญญาณโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการส่งจากทิศทางอื่นๆทำให้สัญญาณอ่อนลง ซึ่งจะตกกระทบมาจาก เช่น บ้านเรือน อาคารสูงต่างๆ จึงเป็นการยากมากที่ของการส่งสัญญาณในระดับสายตา (line of sight) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ดังนั้นสัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงเครื่องรับโดยผ่านการสะท้อนกับอาคารสูงและใหญ่หลายครั้ง เราสามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ (2.15)

$$\rho(\alpha) = \frac{2\alpha}{\alpha^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2}{\alpha^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (2.15)$$

2.4.2.2 แบบจำลองของไรท์เซียน (Rician model)

แบบจำลองของ Rician เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในชนบท ประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่า ใช้จำลองเส้นทางในการกระจายสัญญาณประกอบด้วยส่วนหลักคือ ส่วนของ เส้นทางหลัก direct line-of-sight และส่วนประกอบในเส้นทางรอง ที่มีความแรงของ สัญญาณแรงลงมา แสดงด้วยฟังก์ชันค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ (2.16)

$$\rho(\alpha) = \frac{2\alpha}{\alpha^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2 + a^2}{\alpha^2}\right] I_0\left[\frac{a\alpha}{\alpha^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (2.16)$$

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

2.4.2.3 แบบจำลองแบบนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami model)

แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการเกิดการจางหายแบบ นาคากามิ-เอ็ม แบบเลือกความถี่ (Frequency-selective Nakagami-m fading) มีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : PDF) เป็น

$$p(\alpha_{lk}) = M(\alpha_{lk}, m_{lk}, \Omega_{lk})$$

$$M(R, m, \Omega) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (2.17)$$

เมื่อ

$\Gamma(\bullet)$ คือ ฟังก์ชันแกมมา

m_{lk} คือ พารามิเตอร์เฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ของวิถีที่ l ผู้ใช้ที่ k

Ω_{lk} คือ โมเมนต์อันดับสองของ α_{lk} หรือ $\Omega_{lk} e^{-(\alpha_{lk})^2}$

สมมติให้โครงร่างความแรงของกำลังเฉลี่ยหลายวิถี (Multipath Intensity Profile : MIP) ลดลงเอ็กซ์โพเนนเชียลเชิงลบ

โดยที่

$$\Omega_{lk} = \Omega_{lk} e^{-\eta(l-1)}; \eta \geq 0$$

เมื่อ Ω_{lk} คือ ความแรงของสัญญาณเฉลี่ยที่วิถีแรกในผู้ใช้ที่ k

η คือ อัตราการลดทอนกำลังเฉลี่ย

พารามิเตอร์เฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม m_{lk} ในสมการที่ (2.17) เขียนสมการได้

$$m = \frac{E^2 \left[(\alpha_{lk})^2 \right]}{\text{Var} \left[(\alpha_{lk})^2 \right]} \quad (2.18)$$

เมื่อ m เป็นการแจกแจงของแอมพลิจูดซึ่งแสดงถึงความรุนแรงของการเฟดดิ้งในวิถีที่ l โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่า m จะได้แจกแจงในรูปแบบต่าง ๆ ดังนี้

$m = 0.5$ คือ เฟดดิ้งแบบเกาส์ข้างเดียว (One-sided Gaussian fading)

$m = 1$ คือ เฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh fading)

$m \rightarrow \infty$ คือ ไม่มีการเฟดดิ้ง

แต่เมื่อ $m > 1$ จะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบไรเซียน (Ricean) และล็อกนอร์มอล (Lognormal)

โดยความสัมพันธ์ของไรซ์แฟกเตอร์ (Rice factor : k) กับพารามิเตอร์ m แสดงได้ดังสมการ

$$m = \frac{1}{1 - \left[\frac{k}{1+k} \right]^2} \quad (2.19)$$

เมื่อ k คือ อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณจากวิถีตรงเฉลี่ย
ต่อกำลังของสัญญาณจากวิถีกระจายเฉลี่ย

2.5 เครื่องสร้างรหัส

ในหัวข้อนี้เราจำเป็นต้องเข้าใจถึงแนวทางการสร้างรหัส และ คุณสมบัติของรหัสที่เรียกว่า PN โค้ด (Pseudorandom noise) มันถูกสร้างขึ้นโดยวิธีที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่รหัสที่ได้มันจะมีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณ Random มาก โดยรหัสชนิดนี้ได้ถูกนำมาใช้งานกันอย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่น นำมาใช้ในการ ซิงโครไนซ์สัญญาณ (Signal Synchronization) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Cryptography) และการทำสเปกตรัม (Spread Spectrum)

การสร้างรหัสหรือชิปจะถูกสร้างขึ้นจากชิฟต์รีจิสเตอร์ (Shift Register) จำนวนหนึ่งโดยมาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรมและมีการป้อนกลับของสัญญาณจากตัวชิฟต์รีจิสเตอร์ เป็นจำนวนอย่างน้อยสองตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวแรก โดยนิยาม แล้วรหัสชนิดนี้สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวได้มากที่สุด คือ $2^n - 1$ เมื่อกำหนดให้ n เป็นจำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะต้องมีคุณสมบัติเฉพาะดังต่อไปนี้

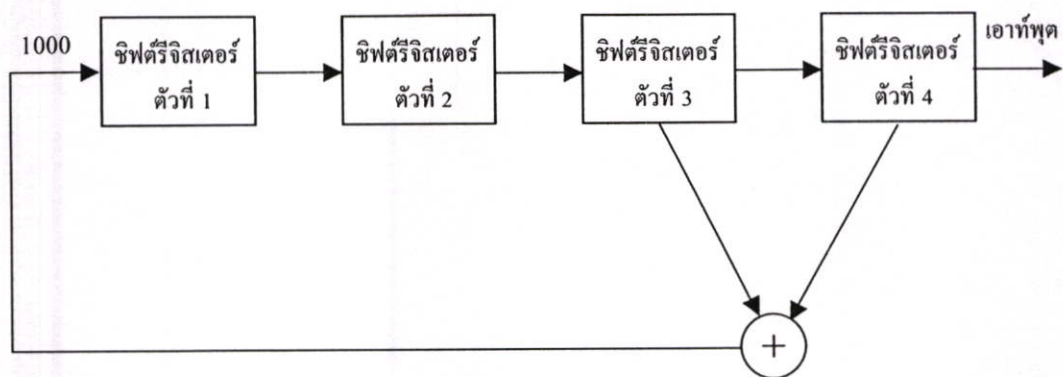
- 1) ความยาว รหัสมีมากที่สุดเท่ากับ $L = 2^n - 1$
- 2) มีคุณสมบัติการสมดุล

รหัสที่มีค่าเป็นหนึ่งจะต้องมีจำนวนมากกว่ารหัสที่มีค่าเป็นศูนย์ อยู่หนึ่งเสมอ ยกตัวอย่าง เช่น กำหนดให้มีชิฟต์รีจิสเตอร์เป็น 4 ตัว ดังนั้น มีความยาว รหัสสูงสุด คือ $2^n - 1$ เท่ากับ 15 ชิฟ โดยจะประกอบไปด้วยรหัสที่มีค่าเป็นหนึ่งเท่ากับ 8 ชิฟ และรหัสที่มีค่าเป็นศูนย์เท่า 7 ชิฟ

3) ภายในลำดับรหัสแต่ละชุดจะมีช่วงของชิฟที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้เราจะเรียกว่าการวิ่ง(run) โดยความยาวของแต่ละการวิ่งจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป ในการวิ่งจะมีค่าศูนย์และหนึ่งขนาด P ชิฟเกิดขึ้นในลำดับของสัญญาณทั้งสิ้น $2^{n-(p+2)}$ ครั้ง โดย P จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $n-2$ เมื่อ n เป็นจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับของสัญญาณชิฟ นอกจากนี้จะมีการวิ่งของศูนย์ขนาด $n-1$ จำนวนหนึ่ง การวิ่ง ยกตัวอย่างเช่น n เท่ากับ 4 ดังนั้นค่า ศูนย์จะมีเท่ากับค่าหนึ่งที่ต่อเนื่องกันของแต่ละลำดับสัญญาณ

4) คุณสมบัติอัตโนมัติสัมพันธ์ (Autocorrelation) เป็นการเทียบคุณสมบัติเมื่อรหัสเทียบกับตัวมันเอง โดยในการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการ มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิฟ แต่ถ้าหากการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดจะเปลี่ยนแปลงไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสมีทั้งสองอย่างเป็นเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง 2^{n-1} เราสามารถแสดงดังรูป 2.16 ซึ่งจากรูปเป็นการหาค่าอัตโนมัติสัมพันธ์สามารถกระทำได้โดยนำค่าชิฟจากลำดับ สัญญาณ 2 ชุด ที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกัน แล้วนำผล คูณ ที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาบวก รวมกันทั้งหมด ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือค่าอัตโนมัติสัมพันธ์ ทั้งนี้ในการ คูณ กันนั้นจะกำหนดให้ใช้ค่า -1 แทนชิฟที่มีค่าเป็นศูนย์ และค่า $+1$ แทนชิฟที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตโนมัติสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับของสัญญาณสองชุดที่เหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิฟของลำดับรหัสสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่างๆตามต้องการ

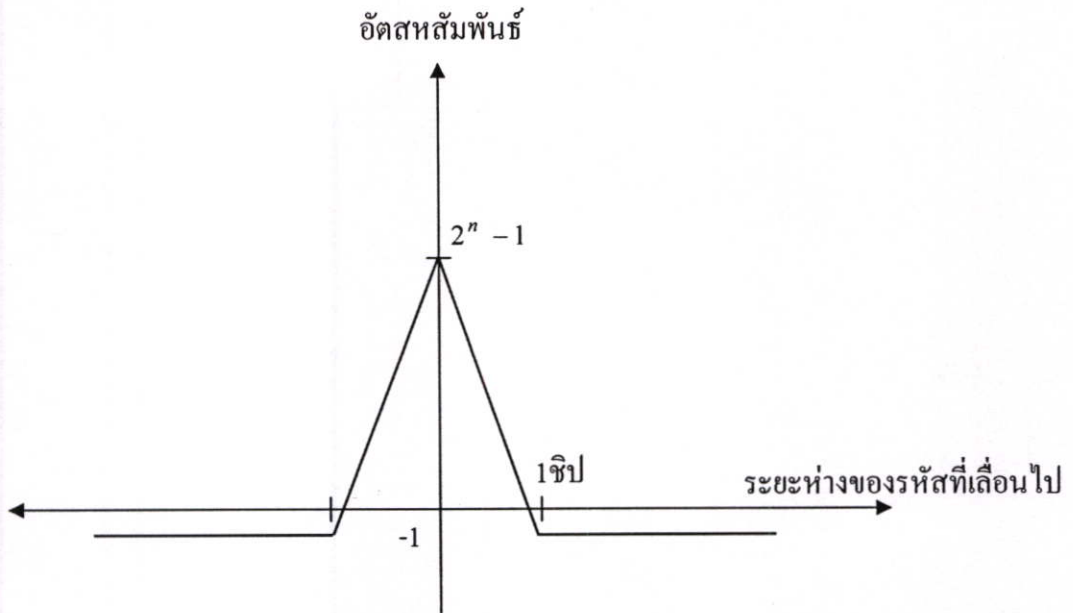
จากรูป 2.15 เป็นการแสดงตัวอย่างการสร้างรหัสโดยการใช้จำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัว และกำหนดให้ตำแหน่งชิฟต์รีจิสเตอร์ตัวที่ สามกับสี่ ทำการ โมดูโล แล้วป้อนย้อนกลับไป ขาเข้า ของชิฟต์รีจิสเตอร์ ตัวแรก ให้สัญญาณที่เข้ามามีค่าเท่ากับ 1000 จากตาราง 2.1 และรูปที่ 2.16 แสดงค่าอัตโนมัติสัมพันธ์ของชุดรหัส ดังนั้นจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัวที่ใช้จะได้เอาท์พุตเป็นจำนวน $2^n - 1$ เท่ากับ 15 ชิฟ โดยคุณสมบัติต่างๆสามารถเทียบด้วยข้อกำหนดดังที่ได้กล่าวมาแล้ว



รูปที่ 2.5.1 แสดงการสร้างรหัส ด้วยจำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ 4 ตัว

ตาราง 2.5.2 ค่าอัตรสหสัมพันธ์ที่มีคุณลักษณะของชุดรหัส

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



รูปที่ 2.5.2 ค่าอัตรสัมพันธ์ของชุดรหัสที่มีการเลื่อนของรหัสที่ค่าต่างๆ

หากพิจารณาค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านั้น จะมีรูปแบบที่แตกต่างกันไปจากจังหวะเวลาอื่นๆ ทั้งหมด เมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบ ของลำดับสัญญาณ นั่นคือรูปแบบสถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่เกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรชิฟต์รีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

จากคุณสมบัติต่างๆ ที่กล่าวมาทำให้รหัสประเภทนี้เป็นประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ เช่น การที่รหัสมีจำนวนชิปเป็นศูนย์ใกล้เคียงกับชิปที่เป็นหนึ่ง ทำให้เวลานำสัญญาณดังกล่าวกับระบบสื่อสารบางประเภทเช่น ระบบที่มีการมอดูเลตสัญญาณ โดยการ Suppress Carrier นั้นปัญหาดังกล่าวก็จะยังคงลดลงตามไปด้วย

นอกจากนี้คุณสมบัติดังกล่าวได้นำไปใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ ยกตัวอย่างเช่นการใช้ตัวชิฟต์รีจิสเตอร์ จำนวน 15 ตัว ในการสร้างรหัส ในมาตรฐาน ระบบโทรศัพท์ ซีดีเอ็มเอ ที่เป็น IS-95 เพื่อที่จะใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐาน ดังนั้น การสร้างรหัสนี้มีความยาวเท่ากับ $2^{15}-1$ เท่ากับ 32,768 ชิปซึ่งสถานีฐานแต่ละสถานีแต่ละแห่งจะใช้วงจร รหัสแบบเดียวกัน แต่จะมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิป ด้วยเหตุนี้ การใช้งานทั้งหมดคือ 32,768 ชิปหาร ด้วย 64 ชิป จะมีค่าเท่ากับ 512 ชุดรหัส ซึ่งจะมีสถานีฐานได้ถึง 512 สถานีฐานหาก

พิจารณาสายอากาศแบบอสมนิเซกเตอร์ ส่วนในกรณีตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะมีการสร้างรหัส $2^{42}-1$ เท่ากับ 4.39×10^{12} ซิปโดยที่แต่ละผู้ใช้เครื่องโทรศัพท์จะมี 42 ซิป ซึ่งใน 42 ซิป จะมีค่าเท่าที่เราเรียก ESN (Electronic Serial Number) ในแต่ละคนจะมีค่า ESN นี้จะถูกจัดเก็บไว้ในซิมการ์ดหรือเครื่องโทรศัพท์ในกรณีตัวเครื่องไม่มีซิมการ์ดใส่และจะจัดเก็บไว้ในฐานข้อมูล (HLR) ด้วยเพื่อยืนยันตรวจสอบข้อมูลที่ถูกต้อง

บทที่ 3

หลักการระบบเซลลูลาร์แบบซีดีเอ็มเอวัน และซีดีเอ็มเอ2000

มาตรฐานของระบบซีดีเอ็มเอสามารถแบ่งออกเป็นแบบใหญ่ๆ ได้ 3 แบบ คือ IS-95A, IS-95B และ CDMA2000

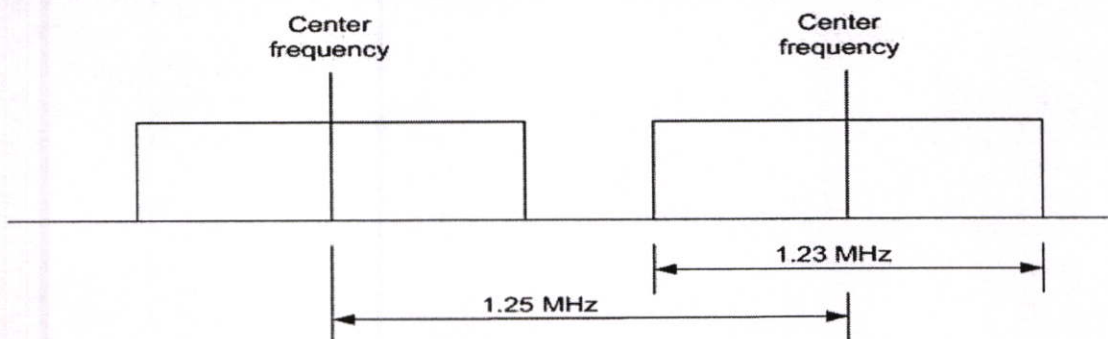
3.1 มาตรฐาน IS-95

สำหรับมาตรฐานซีดีเอ็มเอแบบ IS-95 ถูกออกแบบสำหรับใช้กับโครงข่ายเซลลูลาร์ในยุคที่ 2 (2G) โดยเป็นการเริ่มเปลี่ยนเทคโนโลยีจากแอนาลอกมาเป็นดิจิทัล

3.1.1 โครงสร้างของมาตรฐาน IS-95

โครงข่ายซีดีเอ็มเอมักจะใช้วิธีการเข้าสู่โครงข่ายแบบ 2 ทางในเวลาเดียวกัน (full-duplex) เช่น การใช้เทคนิคการสื่อสาร 2 ทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Duplex: FDD) เป็นต้น ในโครงข่ายเหล่านี้จะถูกออกแบบให้มีพาหะชุดหนึ่งสำหรับการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ หรือที่เราเรียกว่าการเชื่อมต่อขาลง (downlink) และจะมีความถี่อีกชุดหนึ่งสำหรับการส่งสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์ไปยังสถานีฐาน หรือการเชื่อมต่อขาขึ้น (uplink)

โดยสถานีฐานอาจจะกำหนดให้ใช้ช่องความถี่มากกว่า 1 ชุดต่อการสื่อสารทั้งขาขึ้นและขา ลง เพื่อเพิ่มความจุในเซลล์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งมีแถบความถี่เท่ากับ 1.23 MHz (1.2288 Msps) แต่ ว่าช่องแถบความถี่จะมีช่วงห่างเป็น 1.25 MHz ดังนั้นเราจึงมักจะเห็นว่าการระบุแถบความถี่ของ สัญญาณพาหะในระบบนี้มีทั้ง 1.23 MHz และ 1.25 MHz สำหรับช่วงห่างระหว่างสัญญาณพาหะขา ขึ้นและขา ลงจะเป็น 45 MHz ในย่าน 850 MHz และเป็น 80 MHz ในย่าน 1.9 GHz



รูปที่ 3.1 แถบความถี่สัญญาณพาหะในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95

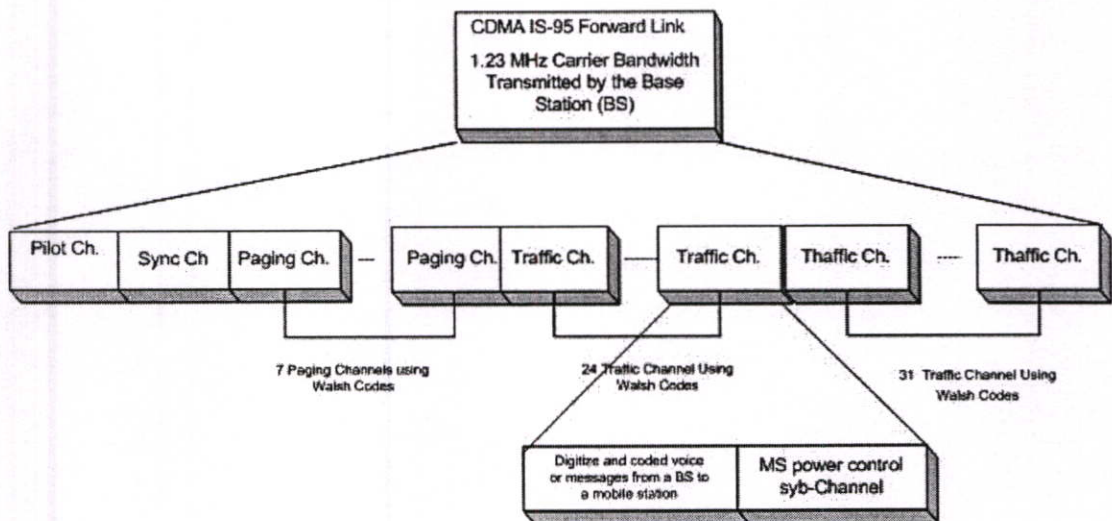
สัญญาณพาหะจะแสดงให้เห็นถึงการเชื่อมต่อการสื่อสารเชิงฟิสิกส์ เช่น ความถี่ที่ใช้ในการส่งข้อมูล จะใช้สำหรับทั้งส่งและจัดการข้อมูล ระบุประเภทของข้อมูลว่าเป็นข้อมูลการจราจร ข้อมูลควบคุม หรือข้อมูลที่ต้องการกระจายออกไป

ทุกๆ ช่องซีดีเอ็มเอในแต่ละสถานีฐานจะถูกระบุด้วยค่าพารามิเตอร์ 2 ตัว คือ สัญญาณพาหะความถี่วิทยุ และรหัส ซึ่งพารามิเตอร์แรกจะถูกกำหนดเป็นแถบความถี่ 1.25 MHz ส่วนพารามิเตอร์ตัวที่สองจะประกอบด้วยรหัสเวลช์ (Walsh code) หรือ ออฟเซ็ทมาสก์ (offset mask) สำหรับ ลำดับ PNLC

สำหรับช่องสื่อสารขาลง ช่องสื่อสารจะถูกระบุโดยรหัสใดรหัสหนึ่งที่วางของรหัสเวลช์แบบ 64 รหัส (ความยาว 64 chips) ส่วนช่องสื่อสารขาขึ้นจะถูกกำหนดโดยออฟเซ็ทมาสก์และความถี่ที่ถูกใช้ ซึ่งกระบวนการกำหนดช่องสื่อสาร เช่น สัญญาณพาหะ และรหัส สำหรับเครื่องรับโทรศัพท์แต่ละเครื่อง จะกระทำโดยสถานีฐานที่ครอบคลุมเครื่องโทรศัพท์เหล่านั้น

3.1.2 สัญญาณขาลงในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95

ระบบซีดีเอ็มเอ IS-95 จะกำหนดช่องสื่อสารขาลงเป็น 4 แบบ คือ ไพล๊อต (pilot), สัญญาณซิงค์ (synchronism), เพจจิง (paging) และ การจราจร (traffic) ในรูปที่ 3.2 แสดงถึง โครงสร้างช่องสื่อสารขาลงของระบบซีดีเอ็มเอ IS-95



รูปที่ 3.2 โครงสร้างช่องสื่อสารขาลงของระบบซีดีเอ็มเอ IS-95

สัญญาณพาหะของ IS-95 ทุกๆ สัญญาณจะมีไพล๊อตช่องขาลง (Forward Pilot Channel: FPiCh) ที่ใช้รหัสเวลช์ศูนย์ (W_0^{64}) ซึ่งช่องนี้จะส่งเพียงแคบิต "0" ที่มีการมอดูเลตแบบอโธโกนอลกับลำดับ PN-I และ PN-Q (เป็นรหัส PN ขนาดสั้น) โดยการชดเชยเฟสแต่ละเฟสที่ระบุถึงแต่ละสถานีฐานในโครงข่าย ด้านเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะได้รับสัญญาณไพล๊อตที่ส่งมาในช่องสื่อสาร

ซึ่งจะถูกกำหนดไว้ของสื่อสารที่กำหนดให้ถ้าสถานีฐานใช้ความถี่พาหะมากกว่า 1 ความถี่ สัญญาณไฟล็ตนี้จะใช้สำหรับกำหนดการซิงค์กับการกำเนิดลำดับ PN ภายในเครื่องรับให้สัมพันธ์กับลำดับ PN ที่ส่งมา เนื่องจากรหัสเวลาจะถูกซิงค์ด้วยลำดับ PN ขนาดสั้น ดังนั้นเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะต้องได้รับสัญญาณซิงค์ของรหัสเวลา

ทุกๆ สถานีฐานของระบบซีดีเอ็มเอจะทำการส่งความถี่พาหะที่กำหนดให้ใช้ 1 หรือ 2 ความถี่ ที่เรียกกันว่า พาหะปฐมภูมิ (primary carrier) และพาหะทุติยภูมิ (secondary carrier) ซึ่งจะประกอบด้วยสัญญาณไฟล็ตช่องขาลง และการซิงค์ช่อง (Synchronisation Channel: SyncCh) ภายหลังจากได้รับสัญญาณช่องการซิงค์และประมวลผลสัญญาณเสร็จ เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะสามารถระบุสถานีฐานที่ให้บริการอยู่ในขณะนั้น สัญญาณการซิงค์ช่องจะใช้ รหัสเวลา $32 (W_{32}^{64})$ ที่ส่งข่าวสารเกี่ยวกับสถานีฐาน ที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่สามารถนำไปใช้ในการซิงค์เพื่อกำเนิดลำดับรหัสขนาดยาว

ข้อมูลที่ใส่ระบุสถานีฐานประกอบด้วยจำนวนที่ไว้ใช้ในการชดเชย เริ่มต้นจาก 0 ถึง 511 แต่ละข้อมูลการชดเชยจะแสดงด้วย 64 ชิพ (chip) ที่เป็นลำดับ PN ขนาดสั้น เช่น ลำดับ PN-I และ PN-Q จุดเริ่มต้นของรหัสเวลาและลำดับเหล่านี้จะสอดคล้องกัน ซึ่งทั้งคู่จะใช้อัตราการส่งข้อมูล เท่ากันที่ 1.2288 Mcps

สัญญาณพาหะที่ระบุให้ใช้งานจะต้องส่งช่องเพจจิงขาลง (Forward Paging Channel: FPCh) ปฐมภูมิ ซึ่งใช้รหัสเวลา 1 (W_1^{64}) สัญญาณนี้จะใช้โดยสถานีฐานในการส่งสัญญาณข้อมูล ตัวอย่างเช่น การเพิ่มช่องเพจจิง และระบุสัญญาณพาหะซีดีเอ็มเอที่จะให้เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ส่งทั้งขาขึ้นและขาลง ข้อมูลที่ส่งผ่านช่องเพจจิงขาลงจะเป็นข้อมูลทั้งหมดที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ต้องการในการเข้าถึงโครงข่าย แต่ละสัญญาณพาหะของระบบซีดีเอ็มเออาจประกอบด้วยช่องเพจจิงขาลงมากถึง 7 สัญญาณ โดยการใส่รหัสเวลาที่ 1-7 โดยที่โทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละตัวที่อยู่ในพื้นที่ครอบคลุมของสถานีฐานจะทำการสุ่มแบบกระจาย (pseudo-randomly distribute) เพื่อหาช่องเพจจิงที่พร้อมใช้งาน โดยการใช้อัลกอริทึมแบบ แฮช (hash algorithm)

รหัสเวลาอื่นๆ จะใช้สำหรับช่องจราจรขาลง (Forward Traffic Channel: FTCh) ซึ่งเป็นช่องสื่อสารที่ใช้ในระหว่างการติดต่อ ในตารางที่ 3.1 แสดงรหัสเวลาที่ถูกระบุกำหนดสำหรับเป็นสัญญาณพาหะปฐมภูมิ และทุติยภูมิในสถานีฐาน ตารางที่ 3.2 แสดงสัญญาณพาหะที่ถูกกำหนดเพิ่มในสถานีฐาน ซึ่งสัญญาณพาหะที่ถูกกำหนดเพิ่มไม่ต้องการการซิงค์ช่อง

ตารางที่ 3.1 รหัสแวลซ์สำหรับสัญญาณพาหะปฐมภูมิและทุติยภูมิในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95

ประเภทของช่องสื่อสาร	จำนวนช่องสื่อสาร	รหัสแวลซ์
ช่องจราจร	สูงถึง 55	$W_8^{64} - W_{63}^{64}$, ยกเว้น W_{32}^{64}
ช่องเพจจิ่ง	จาก 1 ถึง 7	$W_1^{64} - W_7^{64}$
ช่องการซิงค์	1	W_{32}^{64}
ช่องไฟล้ต	1	W_0^{64}

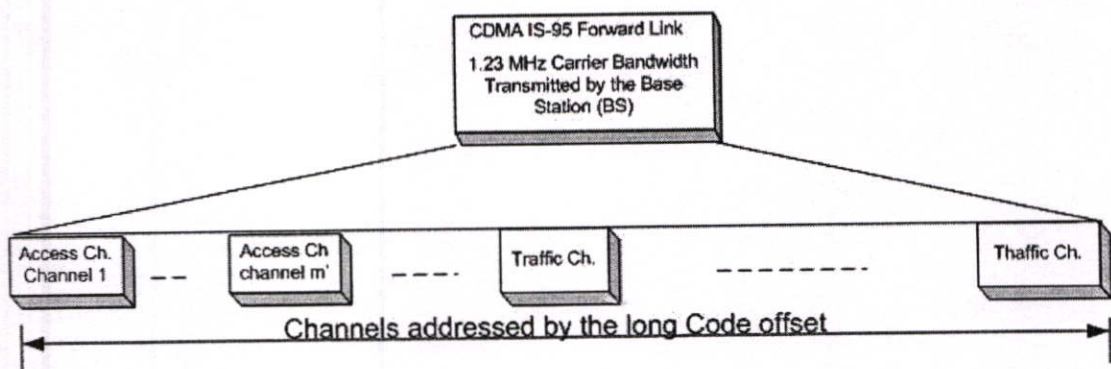
ตารางที่ 3.2 สัญญาณพาหะที่ถูกกำหนดเพิ่มในสถานีฐาน

ประเภทของช่องสื่อสาร	จำนวนช่องสื่อสาร	รหัสแวลซ์
ช่องจราจร	จาก 55 ถึง 62	$W_2^{64} - W_{63}^{64}$, ยกเว้น W_{32}^{64}
ช่องเพจจิ่ง	จาก 0 ถึง 7	$W_1^{64} - W_7^{64}$
ช่องไฟล้ต	1	W_0^{64}

ในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95B เป็นวิวัฒนาการขั้นต้นของระบบ IS-95 ดั้งเดิม โดยการผนวกเพิ่มช่องรหัสขาลง (Forward Supplemental Code Channels: FSCChs) เพื่อปรับปรุงความสามารถของการจราจร โดยช่องเหล่านี้จะใช้รหัสแวลซ์เดียวกันกับช่องจราจรที่มีอยู่ในระบบก่อน ดังตารางที่ 3.1 และ 3.2 ที่ช่องรหัสขาลงผนวกไว้ 7 ช่อง รวมกับ 1 ช่องจราจรขาลง สามารถเพิ่มความจุช่องจราจรถึง 115.2 kbps

3.1.3 ช่องขาขึ้นในระบบซีดีเอ็มเอ IS-95

สำหรับช่องขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอ IS-95 จะมีเพียงแค่ 2 ประเภท คือ ช่องเข้าถึงขาขึ้น (Reverse Access Channel: RACH) และ ช่องจราจรขาขึ้น (Reverse Traffic Channel: RTCh) ช่องขาขึ้นจะระบุด้วยรหัสออฟเซตแวลซ์ขนาดยาว ดังแสดงในรูปที่ 3.3

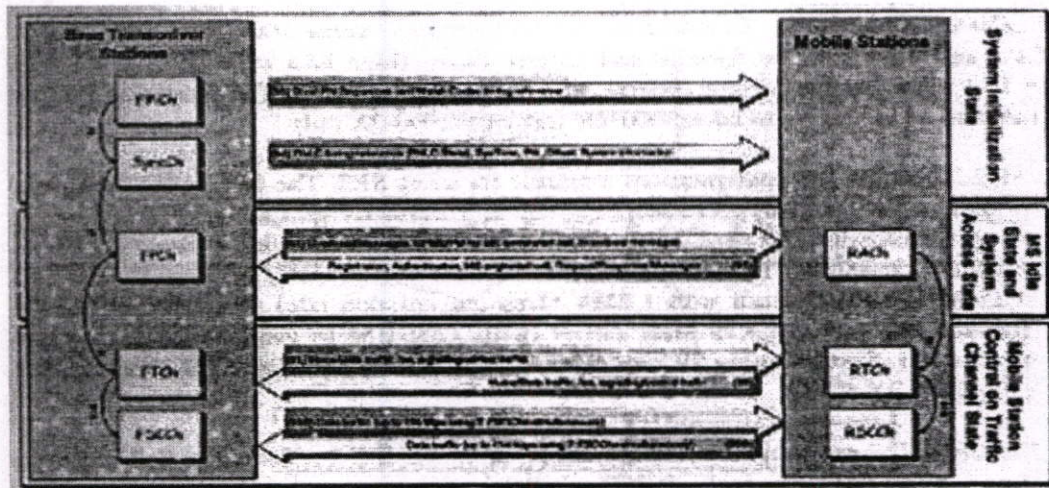


รูปที่ 3.3 โครงสร้างช่องขาขึ้นสำหรับระบบซีดีเอ็มเอ IS-95

โทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้ช่องเข้าถึงขาขึ้นเพื่อเข้าสู่ระบบ ทั้งนี้การเข้าถึงอาจจะเป็นการเริ่มเรียก หรือเป็นการส่งเพื่อตอบสนองข่าวสารที่เฉพาะเจาะจง หรือตามที่สถานีฐานต้องการ แต่ละช่องเข้าถึงขาขึ้นจะสัมพันธ์เป็นอันหนึ่งอันเดียวกันกับช่องเพจจึงขาลง โดยมีทั้งหมด 32 ช่องเข้าถึงขาขึ้นต่อช่องเพจจึงขาลง

ในระหว่างสนทนา เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะใช้ช่องจราจรขาขึ้น (Reverse Traffic Channel: RTCh) ส่วนช่องจราจรไปยังสถานีฐานทั้งขาขึ้นและขาลงจะถูกกำหนดโดยระบบ ข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งไปยังเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่บนช่องเพจจึงขาลง

สำหรับการเชื่อมต่อขาลงที่วิวัฒนาการไปสู่ระบบซีดีเอ็มเอ IS-95B จะรวมถึงการเพิ่มช่องสื่อสารใหม่คือ การผนวกเพิ่มช่องรหัสขาขึ้น (Reverse Supplemental Code Channels: RSCChs) ที่ทำหน้าที่เหมือนกับการเชื่อมต่อขาลง รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างช่องสื่อสารของระบบซีดีเอ็มเอ IS-95A และ IS-95B



รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสื่อสารของระบบซีดีเอ็มเอ IS-95A และ IS-95B

3.2 มาตรฐานซีดีเอ็มเอ2000

ระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้มาตรฐานซีดีเอ็มเอ2000 จะสามารถใช้โครงสร้างของสัญญาณพาหะได้อย่างชัดเจนขึ้น โดยการใช้แถบความถี่พาหะขนาด 1.25 MHz (เพื่อให้เข้ากันได้กับระบบซีดีเอ็มเอ IS-95) และ 3.75 MHz (เพื่อให้ได้อัตราการส่งข้อมูลตามความต้องการของโครงข่าย 3G)

ความต้องการความจุของระบบที่เพิ่มขึ้น (ช่องสื่อสารทั้งเสียงและข้อมูล) ได้กระตุ้นให้เกิดการผนวกเพิ่มประเภทของช่องสื่อสารใหม่ๆ อย่างไรก็ตามเพื่อให้ระบบสามารถเข้ากันได้กับระบบ

เดิมที่มีอยู่ จึงจำเป็นต้องรักษาช่องสื่อสารรูปแบบเดิมไว้ด้วย การใช้งานซีดีเอ็มเอ2000 ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะใหม่ๆ เช่น โครงร่างทางวิทยุ (Radio Configuration: RC) และอัตราการแพร่กระจาย (Spreading Rate: SR) ซึ่งในระบบจะประกอบด้วย 10 โครงร่างทางวิทยุสำหรับช่องสัญญาณขาลง และ 6 โครงร่างทางวิทยุสำหรับขาขึ้น

ช่องสัญญาณซีดีเอ็มเอ2000 จะใช้อัตราการแพร่กระจาย 2 แบบ ได้แก่

1) SR1: ใช้แถบความถี่สัญญาณพาหะขนาด 1.25 MHz เพื่อให้เข้ากันได้กับระบบซีดีเอ็มเอ1 ที่มีอยู่เดิม ทำให้โครงข่ายจะเหมือนกับมาตรฐาน IS-95A และ IS-95B ที่อัตราการส่ง 1.2288 Mcps อัตราการแพร่กระจายอ้างอิงไว้ที่ 1X เนื่องจากใช้สัญญาณพาหะขนาด 1.25 MHz (หนึ่งเท่าของ 1.25 MHz) ต่อช่องการสื่อสาร ดังนั้นบางครั้งจะเรียกว่าซีดีเอ็มเอ2000 1X-RTT หรือ ซีดีเอ็มเอ2000-1X (cdma2000-1X)

บางครั้งอาจพบว่ามีการใช้งานระบบซีดีเอ็มเอ IS-95 เป็นส่วนหนึ่งของระบบซีดีเอ็มเอ 2000-1X เพราะว่าเครื่องโทรศัพท์แบบเก่าที่ใช้กันในระบบ IS-95 สามารถใช้งานในโครงข่าย ซีดีเอ็มเอ2000-1X เพื่อให้เข้ากันได้กับระบบเก่าซีดีเอ็มเอ2000-1X จะใช้โครงร่างทางวิทยุ 1 และ 2 ในการเชื่อมต่อขาลงและขาขึ้นตามลำดับ ซึ่งจะสามารถตอบสนองอัตราข้อมูลรหัสเสียงที่ 9.6 kbps และ 14.4 kbps ที่ใช้งานในระบบ IS-95 ส่วนโครงร่างทางวิทยุที่เหลือจะไว้พิจารณาใช้งานใน ซีดีเอ็มเอ2000-1X และ ซีดีเอ็มเอ2000-3X

2) SR3: อัตราการแพร่กระจายนี้แบ่งออกเป็น 2 โครงร่าง ได้แก่ โครงร่างลำดับตรง (Direct Sequence: DS) ใช้สัญญาณพาหะขนาด 3.75 MHz ทั้งช่องขาขึ้นและขาลง ที่อัตราการส่ง 3.6864 Mcps (3 x 1.2288 Mcps) หรือ 3 เท่าของ SR1 และโครงร่างหลายสัญญาณพาหะ (Multi-Carrier: MC) ที่ใช้สัญญาณพาหะขนาด 1.25 MHz 3 ชุด พร้อมกันทางช่องสัญญาณขาลง และใช้สัญญาณพาหะขนาด 3.75 MHz ทางด้านช่องสัญญาณขาขึ้น ระบบที่ใช้ SR3 จะอ้างถึง 3X เช่นระบบซีดีเอ็มเอ 2000-3X-RTT หรือ ซีดีเอ็มเอ2000-3X (cdma2000-3X)

อย่างไรก็ตามแนวโน้มดูเหมือนจะเลือกใช้เพียงโครงร่างแบบหลายสัญญาณพาหะเท่านั้น ดังนั้นมาตรฐานซีดีเอ็มเอ2000 3GPP2 C.S0002 จึงแสดงให้เห็นถึงโครงร่างทั้งสองแบบในรุ่น 0 (release 0) และอธิบายเฉพาะ SR3 แบบหลายสัญญาณพาหะในรุ่น C (release C)

รหัสเวลซ์ที่มีความยาวเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 4 ถึง 128 ชิป จะระบุแต่ละช่องสัญญาณขาลงให้ ขึ้นอยู่กับอัตราการแพร่กระจายและโครงร่างทางวิทยุที่ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ รหัสออฟเซตขนาดขานยาว รหัสเวลซ์ และสัญญาณพาหะที่ใช้จะระบุในช่องสื่อสารขาขึ้น กระบวนการกำหนดช่องสื่อสาร เช่นสัญญาณพาหะ และรหัส สำหรับแต่ละเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะกำหนดโดยสถานีฐาน ดังแสดงในรูปที่ 3.5

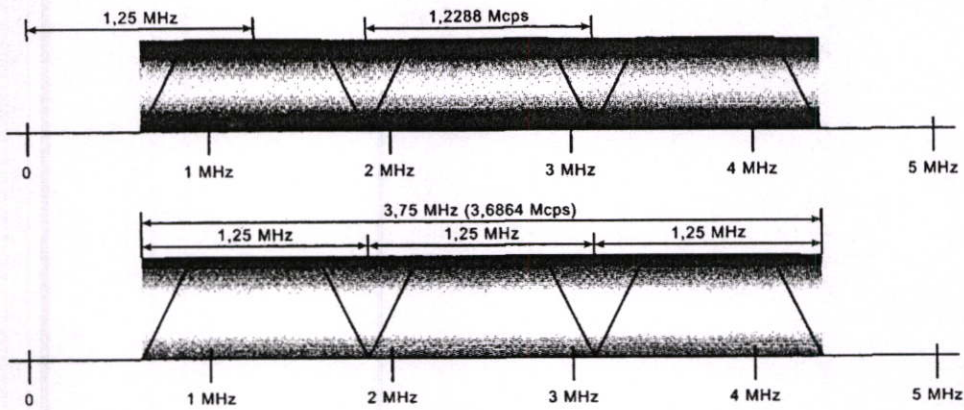


Figure 2.9 Physical channel structure for the *cdma2000* systems.

รูปที่ 3.5 โครงสร้างทางฟิสิกส์ของช่องสื่อสารสำหรับระบบซีดีเอ็มเอ2000

3.2.1 สัญญาณขาของระบบซีดีเอ็มเอ2000

ในระบบซีดีเอ็มเอ2000 จะมีช่องสัญญาณขาของ 10 แบบหลักๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.6 ที่มีการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นช่องย่อยๆ ในบล็อกที่เน้นไว้แสดงถึงช่องสัญญาณที่สืบทอดมาจากระบบ IS-95 ส่วนโครงสร้างช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับอัตราการแพร่กระจายและโครงสร้างทางวิทยุที่ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่

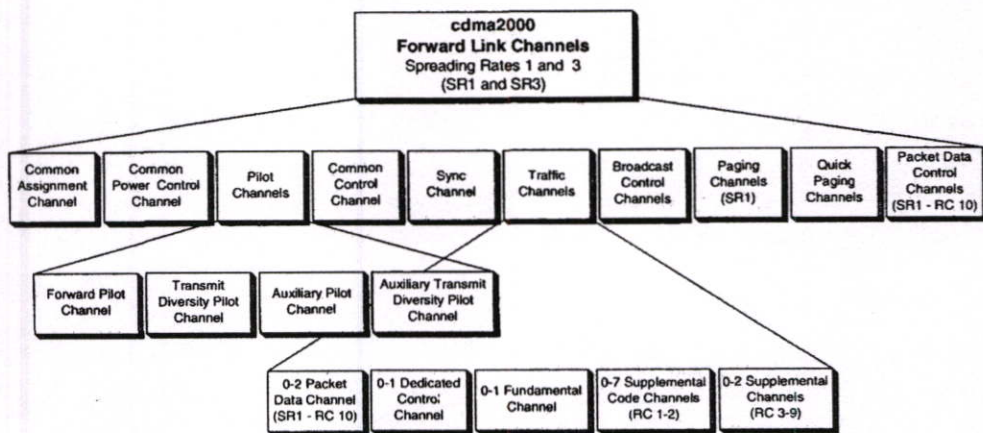


Figure 2.10 Forward link channel structure for *cdma2000* systems [5].

รูปที่ 3.6 โครงสร้างของช่องสื่อสารขาของสำหรับระบบซีดีเอ็มเอ2000

ตารางที่ 3.3 โครงร่างทางวิทยุที่มีใช้ในช่องสัญญาณขาของระบบซีดีเอ็มเอ2000

ความถี่เนื่อง			FEC convolutional	วิธีการ	
RC	SR	อัตราข้อมูล (kbps)	Encoder (R)	มอดูเลต	ความหลากหลาย
1	1	1.2; 2.4; 4.8; 9.6	1/2	BPSK pre-sprading	
2	1	1.8; 3.6; 7.2; 14.4	1/2	BPSK pre-sprading	
3	1	1.2; 1.35; 1.5; 2.4; 2.7; 4.8; 9.6 ; 19.2; 38.4; 76.8; 153.6	1/4	QPSK pre-sprading	TD (OTD และ/ หรือ STS)
4	1	1.2; 1.35; 1.5; 2.4; 2.7; 4.8; 9.6 ; 19.2; 38.4; 76.8; 153.6; 307.2	1/2	QPSK pre-sprading	TD (OTD และ/ หรือ STS)
5	1	1.8; 3.6; 7.2; 14.4; 28.8; 57.6; 115.2; 230.4	1/4	QPSK pre-sprading	TD (OTD และ/ หรือ STS)
6	3	1.2; 1.35; 1.5; 2.4; 2.7; 4.8; 9.6 ; 19.2; 38.4; 76.8; 153.6; 307.2	1/6	QPSK pre-sprading	
7	3	1.2; 1.35; 1.5; 2.4; 2.7; 4.8; 9.6 ; 19.2; 38.4; 76.8; 153.6; 307.2	1/2	QPSK pre-sprading	
8	3	1.8; 3.6; 7.2; 14.4 ; 28.8; 57.6; 115.2; 230.4; 460.8	1/4 (20 ms) 1/3 (5 ms)	QPSK pre-sprading	
9	3	1.8; 3.6; 7.2; 14.4 ; 28.8; 57.6; 115.2; 230.4; 259.2; 460.8; 518.2; 1036.8	1/2 (20 ms) 1/3 (5 ms)	QPSK pre-sprading	
10	1	81.6; 158.4; 163.2; 312.0; 316.8; 326.4; 465.6; 619.2; 624.0; 633.6; 772.8; 931.2; 1238.4; 1248.0; 1545.6; 1862.4; 2476.8; 3091.2	1/5	QPSK, 8-PSK, 16-QAM	

จากตารางที่ 3.3 แสดงถึงโครงร่างทางวิทยุในช่องสัญญาณขาของโครงข่ายซีดีเอ็มเอ 2000 โดยในตารางแสดงให้เห็นถึงคุณลักษณะของโครงร่างทางวิทยุหลักที่เกี่ยวข้องกับอัตราการแพร่กระจาย ทุกโครงร่างทางวิทยุจะใช้อย่างน้อย 1 ใน 2 อัตราข้อมูลพื้นฐานที่ตั้งไว้ (Rate Set: RS) 9.6 kbps และ 14.4 kbps ซึ่งแสดงด้วยตัวอักษรตัวหนาในตาราง เพื่อให้สามารถใช้งานได้กับระบบ IS-95 ที่มีอยู่ดั้งเดิม (RCs 1 และ 2) ยกเว้นโครงร่างทางวิทยุ 10 (RC10) ที่กำหนดไว้เฉพาะพิเศษ เรียกว่า ระบบซีดีเอ็มเอ2000-1XEV (cdma2000-1XEV) ไม่ใช่ว่าทุกโครงร่างทางวิทยุจะสนับสนุนระบบซีดีเอ็มเอ2000 แต่อย่างน้อยจะต้องมีโครงร่างที่สนับสนุน อย่างไรก็ตามโครงร่างเหล่านี้จะแปรเปลี่ยนไปตามเทคโนโลยี ดังเช่นโครงข่ายต่อไปนี้

- cdma2000-1X: RC1 และ RC3,

- cdma2000-1X evolutions: RC1, RC3 และ RC10,

- cdma2000-3X: RC1, RC3 และ RC7

สำหรับโครงร่างวิทยุที่เหลือในตารางที่ 3.3 (RCs 2, 4, 5, 6, 8 และ 9) ออกแบบไว้เป็นตัวเลือกในบางรูปแบบ เช่น

- ทุกๆ สถานีฐานสนับสนุน RC2 จะต้องสนับสนุน RC1 ด้วย

- ในโครงข่าย cdma2000-1X, สถานีฐานที่สนับสนุน RC4 และ RC5 จะต้องสนับสนุน RC3 ด้วย

- ในโครงข่าย cdma2000-3X, สถานีฐานที่สนับสนุน RC6, RC8 และ RC9 จะต้องสนับสนุน RC7 ด้วย

ตารางที่ 3.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณช่องสัญญาณและช่องสัญญาณที่ใช้ได้ในช่องสัญญาณขาลงของระบบซีดีเอ็มเอ 2000 กับ อัตราการแพร่กระจายและโครงร่างทางวิทยุ

ตารางที่ 3.4 ช่องสัญญาณขาลงที่ใช้งานได้ตามการสนับสนุนของอัตราการแพร่กระจายและโครงร่างทางวิทยุ

ช่องสัญญาณขาลง	จำนวนสูงสุด		ใช้งานได้	
	SR1	SR3	SR1	SR3
Forward pilot channel	1	1	Y	Y
Transmit diversity pilot channel	1	1	Y	Y
Auxiliary pilot channel	ไม่ระบุ	ไม่ระบุ	Y	Y
Auxiliary transmit diversity pilot channel	ไม่ระบุ	ไม่ระบุ	Y	Y
Synchronisation channel	1	1	Y	Y
Forward paging channel	7		Y	N
Broadcast control channel	8	8	RC3-RC5	Y
Quick paging channel	3	3	RC3-RC5	Y
Common power control channel	15	4	RC3-RC5	Y
Common assignment channel	7	7	RC3-RC5	Y
Forward common control channel	7	7	RC3-RC5	Y
Forward dedicated control channel	1 ^a	1 ^a	RC3-RC5	Y
Forward fundamental channel	1 ^a	1 ^a	Y	Y
Forward supplemental code channel	7 ^a		RC1 และ RC2	N
Forward supplemental channel	2 ^a	2 ^a	RC3-RC5	Y
Forward packet data control channel	2		RC10 เท่านั้น	N
Forward packet data channel	2		RC10 เท่านั้น	N

^a หมายถึงปริมาณของช่องสัญญาณย่อยต่อช่องจราจร

3.2.2 สัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอ2000

ระบบซีดีเอ็มเอ2000 จะมีช่องสัญญาณขาขึ้น 5 ประเภทหลักๆ ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งส่วนที่เน้นไว้คือช่องที่สืบทอดมาจากระบบ IS-95 เช่นเดียวกับกับช่องสัญญาณลงที่โครงสร้างช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับโครงสร้างทางวิทยุและอัตราการแพร่กระจายที่ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่

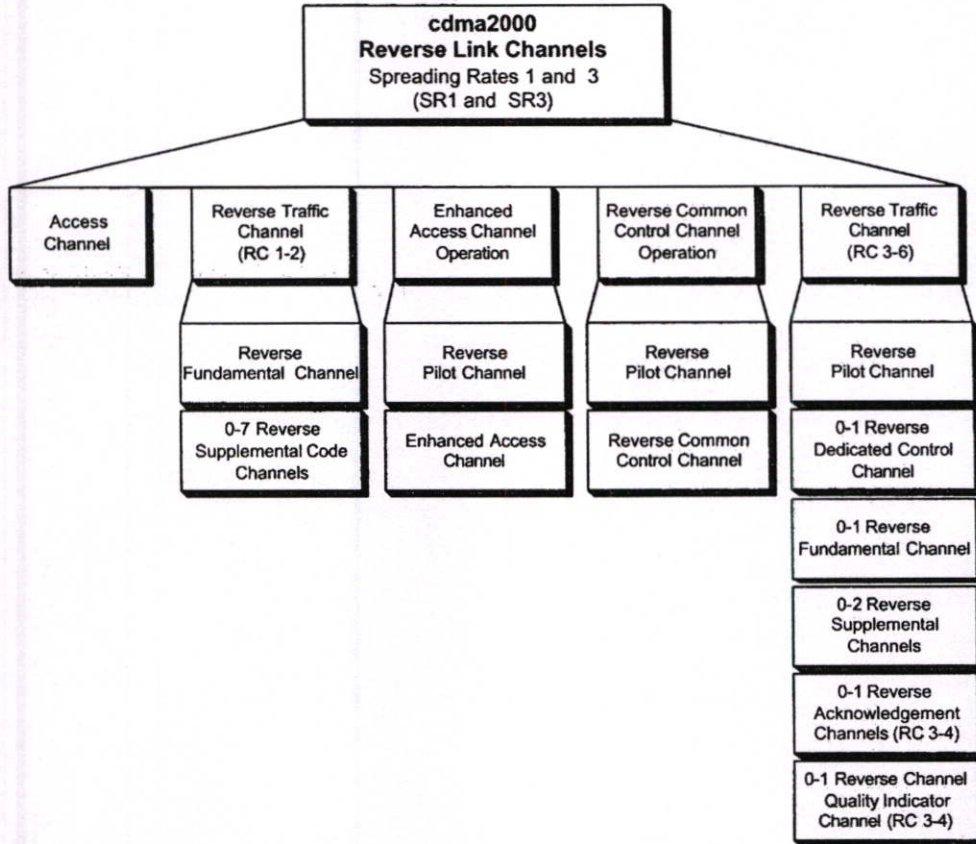


Figure 2.11 Reverse link channel structure for cdma2000 systems [2].

รูปที่ 3.7 โครงสร้างของช่องสื่อสารขาขึ้นสำหรับระบบซีดีเอ็มเอ2000

ตารางที่ 3.5 แสดงโครงสร้างทางวิทยุที่ใช้ในงานในสัญญาณขาขึ้นของโครงข่ายระบบซีดีเอ็มเอ 2000 โดยแสดงถึงคุณลักษณะหลักและความเกี่ยวเนื่องกับอัตราการแพร่กระจาย

ตารางที่ 3.5 โครงสร้างทางวิทยุที่มีใช้ในช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอ 2000

ความเกี่ยวเนื่อง			FEC convolutional	วิธีการ
RC	SR	อัตราข้อมูล (kbps)	Encoder (R)	มอดูเลต
1	1	1.2; 2.4; 4.8; 9.6	1/3	Orthogonal-order 64
2	1	1.8; 3.6; 7.2; 14.4	1/2	Orthogonal-order 64
3	1	1.2; 1.35; 1.5; 2.4; 2.7; 4.8; 9.6;	1/4	BPSK กับ RPiCh
		19.2; 38.4; 76.8; 153.6; 307.2	1/2	
4	1	1.8; 3.6; 7.2; 14.4 ; 28.8; 57.6;	1/4	BPSK กับ RPiCh
		115.2; 230.4		
5	3	1.2; 1.35; 1.5; 2.4; 2.7; 4.8; 9.6 ;	1/4	BPSK กับ RPiCh
		19.2; 38.4; 76.8; 153.6; 307.2; 614.4	1/3	
6	3	1.8; 3.6; 7.2; 14.4 ; 28.8; 57.6;	1/4	BPSK กับ RPiCh
		115.2; 230.4; 460.8; 1036.8	1/2	

เช่นเดียวกันกับช่องสัญญาณขาขึ้นทุกโครงสร้างทางวิทยุจะใช้อย่างน้อย 1 ใน 2 อัตราข้อมูลพื้นฐานที่ตั้งไว้ (Rate Set: RS) 9.6 kbps และ 14.4 kbps ซึ่งแสดงด้วยตัวอักษรตัวหนาในตาราง เพื่อให้สามารถใช้งานได้กับระบบ IS-95 ที่มีอยู่ดั้งเดิม (RCs 1 และ 2)

ไม่ว่าทุกโครงสร้างทางวิทยุจะสนับสนุนระบบซีดีเอ็มเอ 2000 แต่อย่างน้อยจะต้องมีโครงสร้างที่สนับสนุน อย่างไรก็ตามโครงสร้างเหล่านี้จะแปรเปลี่ยนไปตามเทคโนโลยี ดังเช่นโครงข่ายต่อไปนี้

- cdma2000-1X: RC1 และ RC3,
- cdma2000-1X evolutions: RC1 และ RC3
- cdma2000-3X: RC1, RC3 และ RC5

สำหรับโครงสร้างวิทยุที่เหลือในตารางที่ 3.5 (RCs 2, 4, และ 6) ออกแบบไว้เป็นตัวเลือกในบางรูปแบบ เช่น

- โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สนับสนุน RC2 จะต้องสนับสนุน RC1 ด้วย
- ในโครงข่าย cdma2000-1X, โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สนับสนุน RC4 จะต้องสนับสนุน RC3 ด้วย
- ในโครงข่าย cdma2000-3X, โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สนับสนุน RC6 จะต้องสนับสนุน RC5 ด้วย

ตารางที่ 3.6 แสดงถึงความสัมพันธ์ของปริมาณช่องสัญญาณและช่องสัญญาณที่ใช้ได้ในช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบซีดีเอ็มเอ2000กับ อัตราการแพร่กระจายและโครงร่างทางวิทยุ

ตารางที่ 3.6 ช่องสัญญาณขาขึ้นที่ใช้งานได้ตามการสนับสนุนของอัตราการแพร่กระจายและโครงร่างทางวิทยุ

ช่องสัญญาณขาขึ้น	จำนวนสูงสุด		ใช้งานได้	
	SR1	SR3	SR1	SR3
Reverse pilot channel	1	1	RC3 และ RC4	Y
Reverse access channel	1		Y	N
Enhanced access channel	1	1	RC3 และ RC4	Y
Reverse common control channel	1	1	RC3 และ RC4	Y
Reverse acknowledgement channel	1		RC3 และ RC4	N
Reverse channel quality indicator channel	1		RC3 และ RC4	N
Reverse fundamental channel	1	1	RC3 และ RC4	Y
Reverse dedicated control channel	1	1	RC3 และ RC4	Y
Reverse supplemental code channel	7		RC1 และ RC2	N
Reverse supplemental channel	2	2	RC3 และ RC4	Y

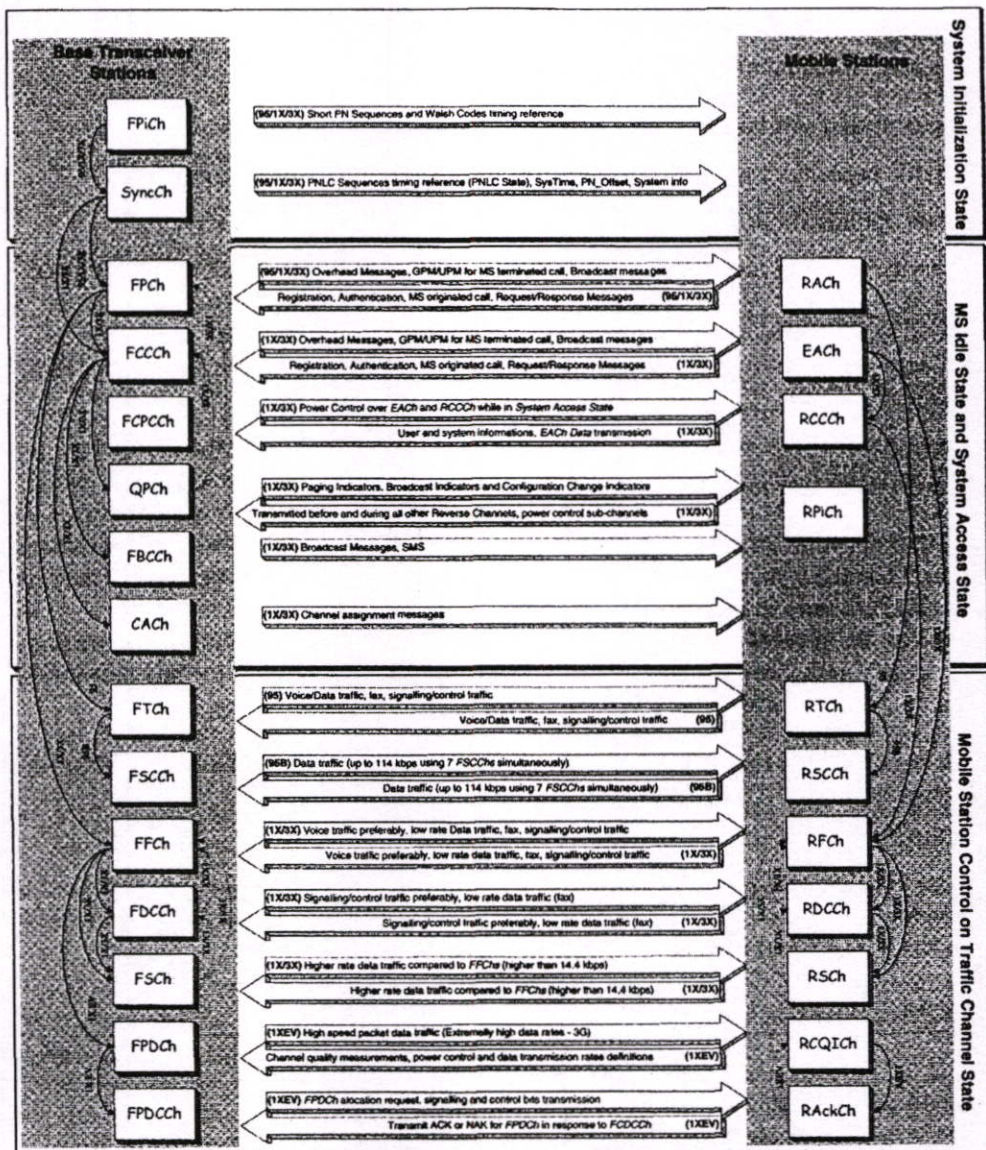


Figure 2.12 Logical channels on cdma2000 systems.

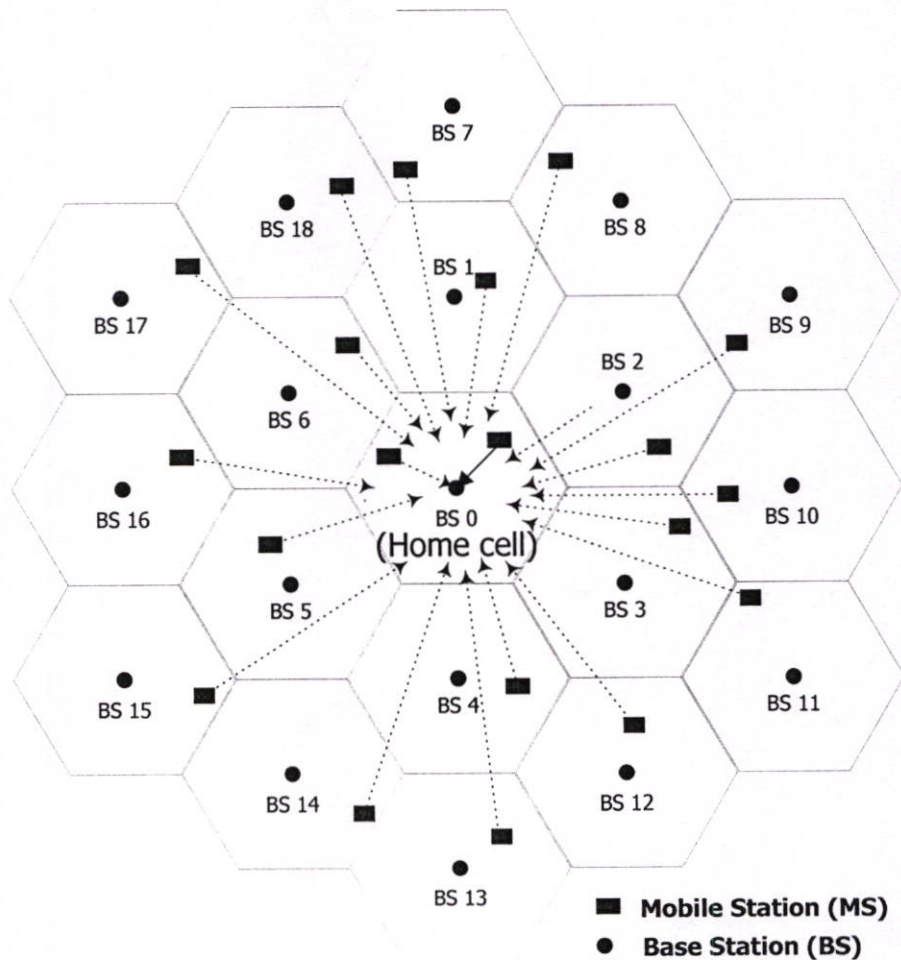
รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณซีดีเอ็มเอ IS-95 และ ซีดีเอ็มเอ2000

บทที่ 4

การวิเคราะห์ความผิดพลาดบิตของระบบเซลลูลาร์แบบไอเอส 95 และซีดีเอ็มเอ 2000 บนช่องสัญญาณมัลติพาทแบบนาคากามิ

4.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง

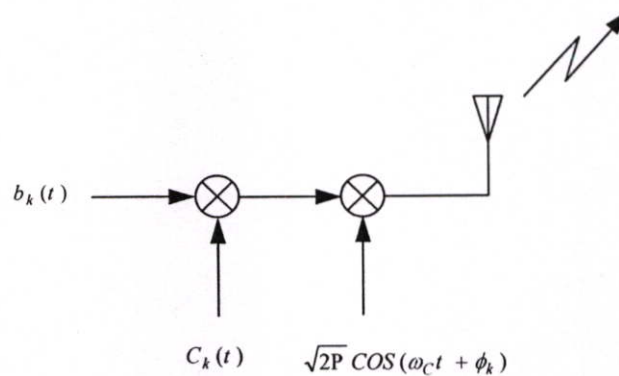
แบบจำลองที่ใช้ในการวิเคราะห์ ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้มีรูปแบบการวางเซลล์ของสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน ประกอบไปด้วยจำนวนเซลล์ทั้งหมด 19 เซลล์ สถานีฐานตั้งอยู่ตรงกลางของแต่ละเซลล์และกำหนดรัศมีเซลล์เท่ากับหนึ่ง จากรูปที่ 4.1 พิจารณากรณีสัญญาณส่งจากตัวเครื่องโทรศัพท์ผู้ใช้มายังสถานีฐาน



รูปที่ 4.1 รูปแบบของการวางเซลล์

โดยที่ เส้นประ คือสัญญาณรบกวนแทรกสอดของผู้ใช้เครื่องโทรศัพท์จากเซลล์อื่นและภายในเซลล์
 อ่างอิง(Home Cell) เส้นทึบแสดงสัญญาณของผู้ใช้ที่อ่างอิงที่เราสนใจ

ระบบ DS-CDMA ที่พิจารณานั้น ในแต่ละเซลล์มีการกำหนดให้มีผู้ใช้งานพร้อมกัน
 จำนวน K คน นั่นก็คือจะส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายคนไปในช่องสัญญาณเดียวกัน ได้พร้อมกัน
 โดยมีลำดับรหัส (Code sequence) เป็นตัวแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนที่แตกต่างกัน และกำหนดให้ข้อมูล
 และรหัสการแผ่สเปกตรัมพิจารณาเป็นเลขฐานสอง โดยมีการคูณกันระหว่างลำดับข้อมูล (data
 sequence) และลำดับรหัส (Code sequence) กำหนดให้ใช้การมอดูเลตเชิงเลขทางเฟสฐานสอง
 (Binary Phase Shift Keying : BPSK) แสดงดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แบบจำลองของเครื่องส่ง IS-95B และ cdma2000

จากรูปที่ 4.2 ลำดับข้อมูล (Data sequence) ของผู้ใช้แต่ละคน $b_k(t)$ จะถูกคูณด้วยกับ
 ลำดับรหัส $c_k(t)$ ด้วย อัตราชีพ (Chip Rate) 1.2288 Mcps ที่แบนด์วิธ 1.25 MHz สำหรับ IS-95B
 และมาตรฐาน cdma2000 เข้ารหัส ด้วยอัตรา 3.6864 Mcps ที่แบนด์วิธ 5 MHz จากนั้นจึงผ่านการ
 มอดูเลตแบบ Binary Phase Shift Keying (BPSK) ซึ่งสัญญาณที่ถูกส่งออกไปมีค่าตามสมการที่ 4.1

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

โดยที่

$s_k(t)$ คือสัญญาณส่งของผู้ใช้คนที่ k

P คือกำลังงานของผู้ใช้งานแต่ละราย

ω_c คือความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห์ (1.25 MHz สำหรับ IS-95B และ 5 MHz สำหรับ cdma2000)

ϕ_k แสดงถึงมุมเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ผู้ใช้คนที่ k และกำหนดให้มีการแจกแจงแบบ
 สม่ำเสมอในช่วง $[0, 2\pi]$

$b_k(t)$ คือลำดับข้อมูล (Data sequence) ของผู้ใช้คนที่ k ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง ที่มีค่า
 แอมพลิจูดเป็น $(-1, +1)$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน

$$b_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_{jk} p_{T_b}(t - jT_b) \quad ; b_{jk} \in \{-1, +1\} \quad (4.2)$$

$c_k(t)$ คือลำดับรหัส (Code sequence) ของผู้ใช้คนที่ k ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(-1, +1)$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน

$$c_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_{jk} p_{T_c}(t - jT_c) \quad ; c_{jk} \in \{-1, +1\} \quad (4.3)$$

โดยที่ $p_{T_b}(t)$ และ $p_{T_c}(t)$ คือพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความสูง 1 หน่วยและมีค่าความกว้างเท่ากับ T_b และ T_c

T_b คือความกว้างของบิตลำดับข้อมูลรหัส

T_c คือความกว้างของชิพลำดับรหัส

G_p คือค่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing gain) มีค่าเท่ากับ T_b / T_c

4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ในวิทยานิพนธ์นี้ จะทำการศึกษานี้จะใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการเกิดการจางหายแบบ นาคากามิ-เอ็ม แบบเลือกความถี่ (Frequency-selective Nakagami-m fading) ซึ่งสัญญาณแบบขนานจำนวน L หรือ $S_k(t) = [S_{1k}(t) S_{2k}(t) \dots S_{Lk}(t)]$ ซึ่งถูกส่งออกไปโดยสายอากาศจำนวน L ชุด ผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective fading channel) โดยแต่ละสัญญาณแบบขนานจะได้รับ เฟดดิ้งนาคากามิ-เอ็มแบบเลือกความถี่ ซึ่งผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ต่ำเชิงซ้อน (complex low-pass equivalent impulse response) สำหรับสัญญาณ แบบขนานของผู้ใช้ที่ k แสดงได้ดังสมการ

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{lk} \exp(j\theta_{lk}) \delta(t - \tau_{lk}) \quad (4.4)$$

เมื่อ

α_{lk} คือ แฟกเตอร์การลดทอนสัญญาณ

θ_{lk} คือ เฟส ซึ่งมีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม (Uniform) ในช่วง $[0, 2\pi]$

τ_{lk} คือ ดีเลย์ ซึ่งมีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม (Uniform) $[0, T_s]$

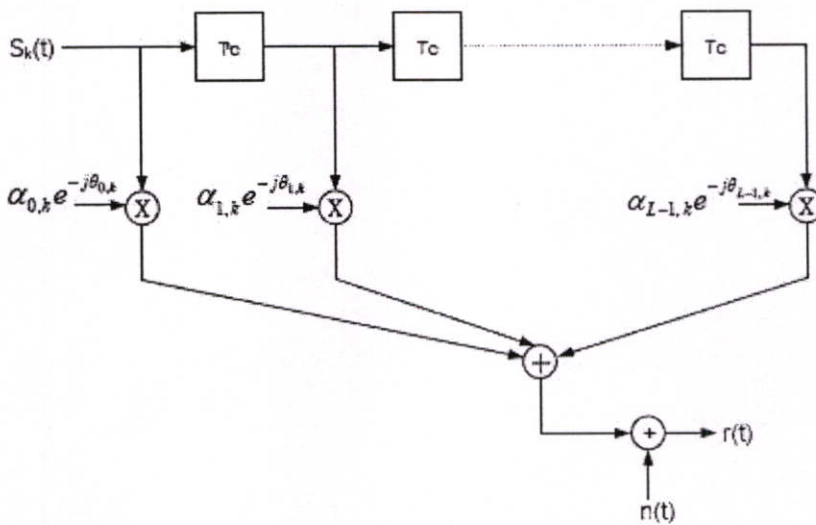
L_k คือ จำนวนวิถี

$\delta(t)$ คือ Kronecker Delta-Function

จำนวนวิถี L_k ในสมการที่ (4.4) มีสมการเป็น

$$L_k = \left\lceil \frac{T_m}{T_c} \right\rceil + 1 \quad (4.5)$$

เมื่อ $[x]$ คือ ค่ามากที่สุดน้อยกว่าหรือเท่ากับ x
 T_m คือ การคิดเลขที่มากที่สุดของช่องสัญญาณ
 T_c คือ ความกว้างชิปของลำดับการแผ่ตั้งฉาก



รูปที่ 4.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ

การลดทอนสัญญาณ α_{lk} ในสมการที่ (4.4) เป็นตัวแทนสุ่มอิสระแบบนาคากามิ ซึ่งมีฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : PDF) เป็น

$$p(\alpha_{lk}, m_{lk}, \Omega_k)$$

$$M(R, m, \Omega) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m/\Omega)R^2} \quad (4.6)$$

เมื่อ

$\Gamma(\square)$ คือ ฟังก์ชันแกมมา

m_{lk} คือ พารามิเตอร์เฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม ของวิถีที่ l ผู้ใช้ที่ k

Ω_k คือ โมเมนต์อันดับสองของ α_{lk} หรือ $\Omega_k = E[(\alpha_{lk})^2]$

สมมติให้โครงร่างความแรงของกำลังเฉลี่ยหลายวิถี (Multipath Intensity Profile : MIP)

ลดลงเอกซ์โพเนนเชียลเชิงลบ

โดยที่ Ω_{lk}

$$\Omega_{lk} = \Omega_{lk} e^{-\eta(l-1)}; \eta \geq 0$$

เมื่อ Ω_{lk} คือ ความแรงของสัญญาณเฉลี่ยที่วิถีแรกในผู้ใช้ที่ k m_{lk}

η คือ อัตราการลดทอนกำลังเฉลี่ย

พารามิเตอร์เฟดดิ้งแบบนาคากามิ-เอ็ม m_{lk} ในสมการที่ (4.6) เขียนสมการได้

$$m = \frac{E^2 [(\alpha_{lk})^2]}{\text{Var} [(\alpha_{lk})^2]} \quad (4.7)$$

เมื่อ m เป็นการแจกแจงของแอมพลิจูดซึ่งแสดงถึงความรุนแรงของการเฟดดิ้งในวิถีที่ L โดยมีการเปลี่ยนแปลงค่า m จะได้แจกแจงในรูปแบบต่าง ๆ ดังนี้

$m = 0.5$ คือ เฟดดิ้งแบบเกาส์ซ้างเดียว (One-sided Gaussian fading)

$m = 1$ คือ เฟดดิ้งแบบเรย์ลี (Rayleigh fading)

$m \rightarrow \infty$ คือ ไม่มีการเฟดดิ้ง

แต่เมื่อ $m > 1$ จะสอดคล้องกับการแจกแจงแบบไรเซียน (Rician) และล็อกนอร์มอล (Lognormal)

โดยความสัมพันธ์ของไรซ์แฟกเตอร์ (Rice factor : k) กับพารามิเตอร์ m แสดงได้ดังสมการ

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

เมื่อ k คือ อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณจากวิถีตรงเฉลี่ย ต่อกำลังของสัญญาณจากวิถีกระจายเฉลี่ย

4.3 แบบจำลองเครื่องรับ

ให้ระบบที่พิจารณาเป็นแบบอะซิงโครนัสที่มีผู้ใช้หลายคน โดยสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้ง ซึ่งส่งผลให้ช่องสัญญาณที่พิจารณามีฟังก์ชันการลดทอนของแอมพลิจูด และมีการหน่วงเวลา ดังนั้นสัญญาณข้อมูลที่รับได้จะเกิดการลดทอนแอมพลิจูดด้วยอัตราการลดทอน α และเกิดการหน่วงเวลา จาก $d(t)$ เป็น $d(t-\tau)$ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานหลายคนจากภายในเซลล์และภายนอกเซลล์มีค่าตามสมการที่ (4.9)

$$r^{(q)}(t) = \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{lk}^{(q)} c_k(t - \tau_{lk}^{(q)}) b_k(t - \tau_{lk}^{(q)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{lk}^{(q)})$$

$$\begin{aligned}
& + \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \sum_{l=0}^{L_k-1} \sum_{i=1}^K \alpha_{li}^{(q)} \left(\frac{d_{m,i}}{d_{0,i}} \right)^\beta c_i(t - \tau_{li}^{(q)}) b_i(t - \tau_{li}^{(q)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{li}^{(q)}) \\
& + n(t)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

โดยที่

$r^{(q)}(t)$ คือสัญญาณที่รับได้

P คือกำลังงานของผู้ใช้งานแต่ละราย ที่ส่งจากตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่มายังสถานีฐาน

$\alpha_{lk}^{(q)}$ คืออัตรา衰落ของแอมพลิจูดของผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l

$b_k(t)$ คือข้อมูลไบนารีของผู้ใช้คนที่ k โดยมีความกว้างของบิตเป็น T_b

$c_k(t)$ คือรหัสที่ใช้ในการแผ่สเปกตรัมของผู้ใช้คนที่ k โดยมีความกว้างของบิตเป็น T_c

τ_{lk} แสดงถึงการหน่วงเวลา ผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l

M เป็นจำนวนผู้ใช้งานจากเซลล์ข้างเคียงที่รบกวน

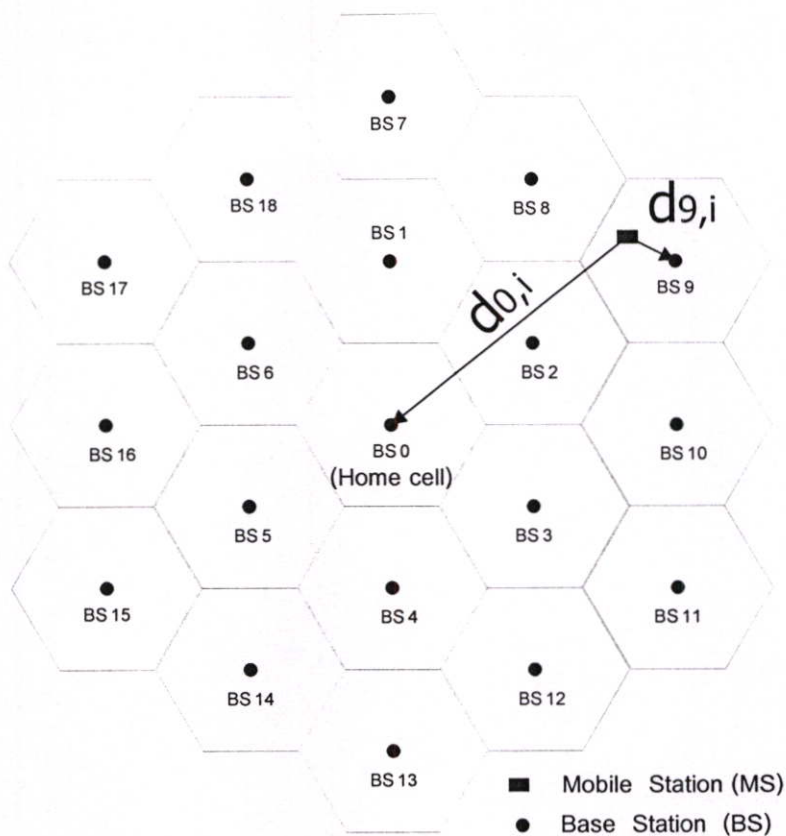
$\varphi_{lk}^{(q)} = \phi_k + \theta_{lk} - \omega_c \tau_{lk}^{(q)}$ แสดงถึงเฟสของสัญญาณคลื่นพาห้ ผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l และกำหนดให้มีการแจกแจงอย่างสม่ำเสมอในช่วง $[0, 2\pi)$

β เป็นระยะทางการสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นและกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 4

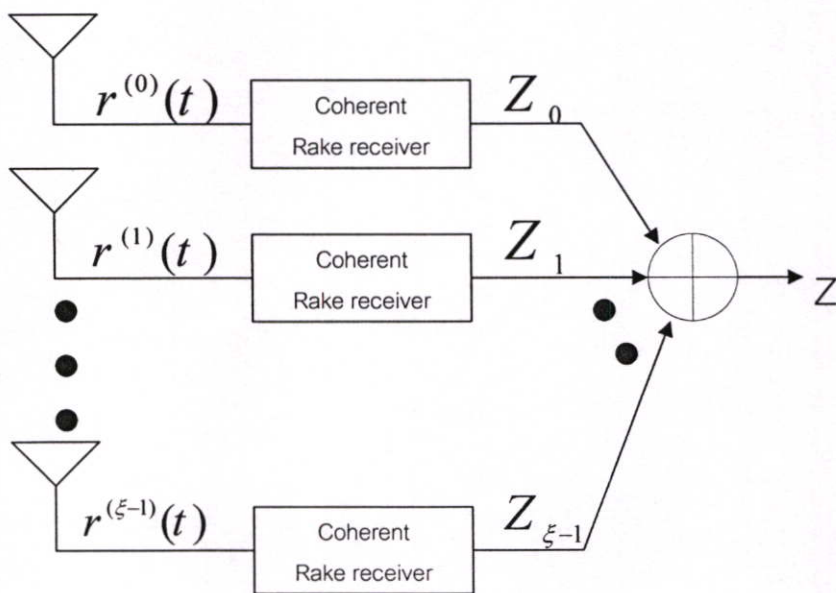
$d_{0,i}$ เป็นระยะทางของผู้ใช้รายที่ i ที่ไปรบกวนเซลล์อ้างอิงที่ 0

$d_{m,i}$ เป็นระยะทางของผู้ใช้รายที่ i อยู่ตำแหน่งเซลล์ที่ m จากรูป 4.4 เป็นแสดงตัวอย่างผู้ใช้โทรศัพท์ที่อยู่บริเวณตำแหน่ง เซลล์ BS9 ส่งสัญญาณรบกวนเซลล์อ้างอิงที่ 0 เป็นระยะทาง $d_{m,i}$ กำหนดให้ $(d_{m,i} / d_{0,i})$ เป็นตัวแปรสุ่มและมีการแจกแจงอย่างสม่ำเสมอในช่วง $[0, 1)$

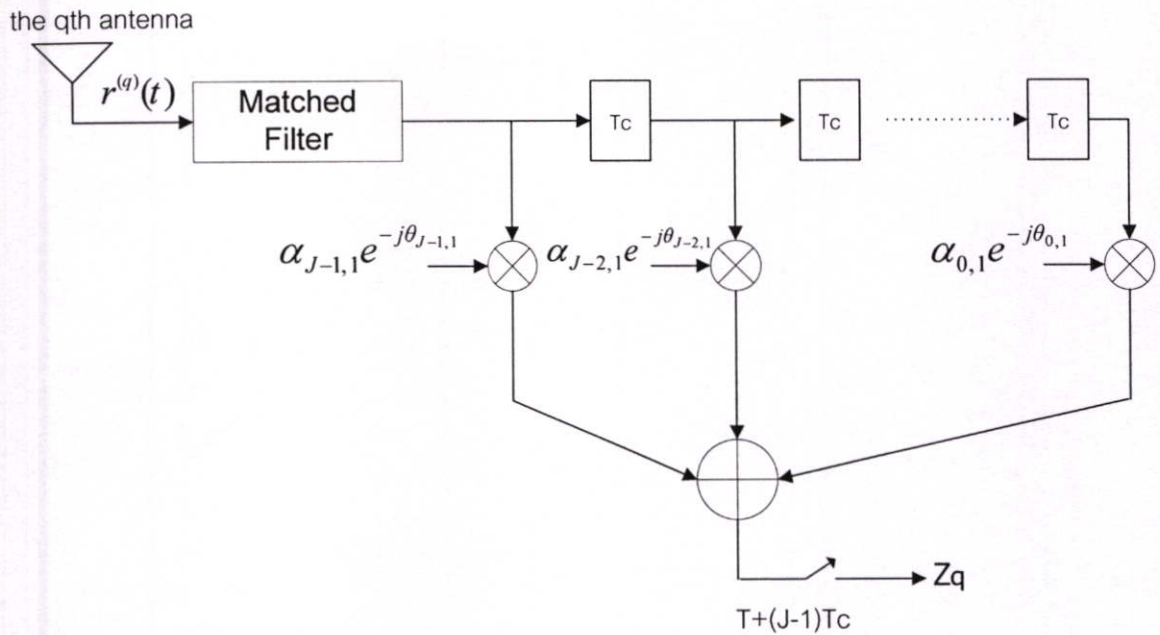
$n(t)$ คือสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ $N_0/2$



รูปที่ 4.5 รูปแบบของการวางเซลล์ ที่ผู้ใช้บริเวณเซลล์ที่ 9 ส่งสัญญาณมารบกวนเซลล์ที่ข้างอิง



รูปที่ 4.6 แบบจำลองของภาครับของแต่ละสาขาสายอากาศ



รูปที่ 4.7 เครื่องรับแบบ RAKE

ภาครับจะใช้จำนวนสายอากาศ ξ สาขาแสดงดังรูปที่ 4.6 โดยในแต่ละสาขาของสายอากาศจะใช้เครื่องรับแบบเรค[4] ด้วยเทคนิคอัตรารวมสูงสุด(MRC) บนจำนวน J ฟิงเกอร์ (finger) ดังรูปที่ 4.7 ดังนั้นสัญญาณเอาท์พุทจะเป็น

$$\begin{aligned}
 Z &= \sum_{q=0}^{\xi-1} Z_q \\
 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} \left\{ \sum_{j=0}^{J-1} \alpha_{j1}^{(q)} \int_{jT_c}^{T+jT_c} r^{(q)}(t) c_1(t-jT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_{j1}^{(q)}) dt \right\} \\
 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} \left\{ \sum_{j=0}^{J-1} \alpha_{j1}^{(q)} S_j^{(q)} + \sum_{j=0}^{J-1} (I_{SI,j}^{(q)} + I_{MAI,j}^{(q)} + I_{OCI,j}^{(q)} + I_{NI,j}^{(q)}) \right\}
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

โดยที่

$S_j^{(q)}$ คือองค์ประกอบของสัญญาณที่ต้องการ

$\alpha_j^{(q)}$ คือค่าถ่วงน้ำหนัก (Weighting Factor)

$I_{SI,j}^{(q)}$ คือสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดจากตัวเอง (Self Interference : SI) ของผู้ใช้งานอ้างอิง และเซลล์ที่อ้างอิง

$I_{MAI,j}^{(q)}$ คือสัญญาณรบกวนแทรกสอดแบบเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) จากผู้ใช้งานคนอื่นตั้งแต่รายที่ k เท่ากับ 2 จนถึงที่ K ราย สำหรับเซลล์ที่อ้างอิง

$I_{OCI,j}^{(q)}$ คือสัญญาณรบกวนแทรกสอดของผู้ใช้งานจากเซลล์อื่น (Other Cell Interference : OCI) ที่เข้ามารบกวนเซลล์ที่อ้างอิง ตั้งแต่จำนวนเซลล์ที่ m เท่ากับ 1 จนถึงที่ M เซลล์

$I_{NI,j}^{(q)}$ สัญญาณรบกวนแทรกสอดเนื่องจากสัญญาณรบกวนขาแบบบวที่ผ่านเอาท์พุทภาครับ

สัญญาณที่ต้องการสามารถหาได้โดยการแทนเงื่อนไข ที่ k เท่ากับ 1 กล่าวคือเป็นสัญญาณของผู้ใช้งานที่อ้างอิง ลงในสมการที่(4.8) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 S_j^{(q)} &= \sqrt{2P} \int_{jTc}^{T+jTc} \left\{ \alpha_{j1}^{(q)} c_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) b_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{j1}^{(q)}) \right\} c_1(t - jTc) \cos(\omega_c t + \varphi_{j1}^{(q)}) dt \\
 &= \sqrt{2P} \alpha_{j1}^{(q)} \int_{jTc}^{T+jTc} (c_1(t))^2 b_1(t) \cos^2(\omega_c t + \varphi_{j1}^{(q)}) dt \\
 &= \sqrt{2P} \alpha_{j1}^{(q)} \int_{jTc}^{T+jTc} b_1(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\omega_c t + 2\varphi_{j1}^{(q)}) \right] dt \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} T b_0^1 \left[\alpha_{j1}^{(q)} \right]
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

สัญญาณรบกวนการแทรกสอดที่เกิดจากตัวเองของผู้ใช้งานอ้างอิง ลงในสมการที่(4.8) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{SI,j}^{(q)} &= \sqrt{2P} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} \int_{jTc}^{T+jTc} \alpha_{j1}^{(q)} \alpha_{l1}^{(q)} c_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) b_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{j1}^{(q)}) \\
 &\quad \times c_1(t - jTc) \cos(\omega_c t + \varphi_{l1}^{(q)}) dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} \int_{jTc}^{T+jTc} \alpha_{j1}^{(q)} \alpha_{l1}^{(q)} c_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) c_1(t - jTc) b_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) \\
 &\quad \times \frac{\cos(\varphi_{j1}^{(q)} - \varphi_{l1}^{(q)})}{2} dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} \alpha_{j1}^{(q)} \alpha_{l1}^{(q)} \frac{1}{2} \cos(\varphi_{j,l,1}^{(q)}) \int_{jTc}^{T+jTc} c_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) c_1(t - jTc) b_1(t - \tau_{j1}^{(q)}) dt \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{j=0}^{J-1} \alpha_{j1}^{(q)} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} \alpha_{l1}^{(q)} \cos(\varphi_{j,l,1}^{(q)}) \left[b_{-1}^1 R_{j1}(\tau_{j1}^{1,(q)}) + b_0^1 \hat{R}_{j1}(\tau_{j1}^{1,(q)}) \right]
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

สัญญาณรบกวนแทรกสอดแบบเข้าถึงหลายทางจากผู้ใช้รายอื่น สำหรับเซลล์ที่อ้างอิง ลงในสมการที่ (4.8) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{MAI,j}^{(q)} &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{l=0}^{L_k-1} \lambda \int_{jTc}^{T+jTc} \alpha_{j_l}^{(q)} \alpha_{l_k}^{(q)} c_K(t - \tau_{l_k}^{(q)}) b_K(t - \tau_{l_k}^{(q)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{l_k}^{(q)}) \\
 &\quad \times c_1(t - jTc) \cos(\omega_c t + \varphi_{j_l}^{(q)}) dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{k=2}^K \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{j_l}^{(q)} \alpha_{l_k}^{(q)} \frac{1}{2} \cos(\varphi_{j_l, l_k}^{(q)}) \lambda \int_{jTc}^{T+jTc} c_K(t - \tau_{l_k}^{(q)}) c_1(t - jTc) b_K(t - \tau_{l_k}^{(q)}) dt \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{k=2}^K \sum_{j=0}^{J-1} \alpha_{j_l}^{(q)} \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{l_k}^{(q)} \cos(\varphi_{j_l, l_k}^{(q)}) \lambda [b_{-1}^k R_{l_k}(\tau_{j_l}^{k,(q)}) + b_0^k \hat{R}_{l_k}(\tau_{j_l}^{k,(q)})]
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

เมื่อ

$R_{l_k}^{(q)}(\tau_{j_l}^{k,(q)})$ และ $\hat{R}_{l_k}^{(q)}(\tau_{j_l}^{k,(q)})$ คือค่า Cross-correlation function [4]

λ คือ ค่า Voice activity factor

สัญญาณรบกวนแทรกสอดของผู้ใช้งานจากเซลล์อื่นที่เข้ามารบกวนเซลล์ที่อ้างอิง ลงในสมการที่(4.8) ดังนี้

$$\begin{aligned}
 I_{OCI,j}^{(q)} &= \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{l=0}^{L_k-1} \lambda \int_{jTc}^{T+jTc} \alpha_{j_l}^{(q)} \alpha_{l_i}^{(q)} \left(\frac{d_{m,i}}{d_{1,i}} \right)^\beta c_i(t - \tau_{l_i}^{(q)}) b_i(t - \tau_{l_i}^{(q)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{l_i}^{(q)}) \\
 &\quad \times c_1(t - jTc) \cos(\omega_c t + \varphi_{j_l}^{(q)}) dt \\
 &= \sqrt{2P} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{l=0}^{L_k-1} \lambda \alpha_{j_l}^{(q)} \alpha_{l_i}^{(q)} \left(\frac{d_{m,i}}{d_{1,i}} \right)^\beta \frac{1}{2} \cos(\varphi_{j_l, l_i}^{(q)}) \\
 &\quad \times \int_{jTc}^{T+jTc} c_i(t - \tau_{l_i}^{(q)}) c_1(t - jTc) b_i(t - \tau_{l_i}^{(q)}) dt \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K \sum_{j=0}^{J-1} \lambda \alpha_{j_l}^{(q)} \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{l_i}^{(q)} \left(\frac{d_{m,i}}{d_{1,i}} \right)^\beta \cos(\varphi_{j_l, l_i}^{(q)}) [b_{-1}^i R_{l_i}(\tau_{j_l}^{i,(q)}) + b_0^i \hat{R}_{l_i}(\tau_{j_l}^{i,(q)})]
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

สัญญาณรบกวนแทรกสอดเนื่องจากสัญญาณรบกวนขาวแบบบวกที่ผ่านเอาท์พุทภาครับ จะได้

$$I_{NI,j}^{(q)} = \int_{jTc}^{T+jTc} n(t) \alpha_{j1}^{(q)} c_1(t-jTc) \cos(\omega_c t + \varphi_{11}^{(q)}) dt \quad (4.15)$$

นำสมการที่ (4.9) ถึง (4.15) มาแทนในสมการ (4.8) จะได้

$$\begin{aligned} Z &= \sum_{q=0}^{\xi-1} Z_q \\ &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} T b_0^1 [\alpha_{j1}^{(q)}]^2 \\ &\quad + \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} \alpha_{j1}^{(q)} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} \alpha_{l1}^{(q)} \cos(\varphi_{jl,1}^{(q)}) [b_{-1}^1 R_{l1}(\tau_{jl}^{1,(q)}) + b_0^1 \hat{R}_{l1}(\tau_{jl}^{1,(q)})] \\ &\quad + \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{k=2}^K \sum_{j=0}^{J-1} \alpha_{j1}^{(q)} \sum_{l=0}^{L_k-1} \alpha_{lk}^{(q)} \cos(\varphi_{jl,1}^{(q)}) \lambda [b_{-1}^k R_{lk}(\tau_{jl}^{k,(q)}) + b_0^k \hat{R}_{lk}(\tau_{jl}^{k,(q)})] \\ &\quad + \frac{\sqrt{2P}}{2} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K \sum_{j=0}^{J-1} \lambda \alpha_{j1}^{(q)} \sum_{l=0}^{L_m-1} \alpha_{li}^{(q)} \left(\frac{d_{m,i}}{d_{1,i}} \right)^\beta \cos(\varphi_{jl,1}^{(q)}) [b_{-1}^i R_{li}(\tau_{jl}^{i,(q)}) + b_0^i \hat{R}_{li}(\tau_{jl}^{i,(q)})] \\ &\quad + \int_{jTc}^{T+jTc} n(t) \alpha_{j1}^{(q)} c_1(t-jTc) \cos(\omega_c t + \varphi_{11}^{(q)}) dt \end{aligned} \quad (4.16)$$

ดังนั้น จากสมการ (4.16) เราสามารถสรุปได้ว่าเทอมแรกเป็นสัญญาณที่เราต้องการ เทอมที่สองคือสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่เกิดจากมันตัวเอง เทอมที่สามเป็นสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น สำหรับเซลล์ที่อ้างอิง เทอมที่สี่เป็นสัญญาณรบกวนแทรกสอดของผู้ใช้งานจากเซลล์อื่นที่เข้ามารบกวนเซลล์ที่อ้างอิงและเทอมสุดท้ายเป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบบวก

4.4 การวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนแทรกสอด (Signal to Interference Ratio : SIR) กรณีการควบคุมกำลังส่งสัญญาณที่สมบูรณ์

การหาค่า SIR ก็คือ การหาค่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณที่เราต้องการต่อผลรวมของค่าสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่ด้านเครื่องรับ นั่นก็คือ

$$SIR = \frac{P_{Signal}}{\sigma_{Total}^2} \quad (4.17)$$

กำหนดให้เทอมของสัญญาณรบกวนแทรกสอดที่ใช้ในการประมาณแบบเกาส์เซียน (Gaussian) ดังนั้นเทอมของสัญญาณรบกวนแทรกสอดทั้ง SI MAI OCI และ NI ตามลำดับ และมีค่าความแปรปรวน (Variance) ดังนี้

$$\sigma^2(I) = E(I^2) - E^2(I)$$

เนื่องจากการประมาณแบบเกาส์เซียน ดังนั้น การคำนวณค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนแทรกสอด จะมีค่าเท่ากับศูนย์นั่นเอง $E(I) = 0$ จะกลายเป็น

$$\sigma^2(I) = E(I^2)$$

เทอมของการหาค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแทรกสอดจากตัวเองจากสมการ(4.16)ได้

$$\begin{aligned} \sigma^2_{SI,j} &= E(I_{SI,j}^2) \\ &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} E(\alpha_{l1}^{(q)} \cos(\varphi_{jl}^{1,(q)}))^2 E[b_{-1}^1 R_{l1}(\tau_{jl}^{1,(q)}) + b_0^1 \hat{R}_{l1}(\tau_{jl}^{1,(q)})]^2 \\ &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} (E(\alpha_{l1}^{(q)})^2) E(\cos^2(\varphi_{jl}^{1,(q)})) (T^2 / Gp) \\ &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} T^2 \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L_1-1} (E(\alpha_{l1}^{(q)})^2) (1/2Gp) \end{aligned} \quad (4.18)$$

เทอมของการหาค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแทรกสอดเข้าถึงหลายทางจากผู้ใช้รายอื่น สำหรับเซลล์ที่อ้างอิงจากสมการ(4.14) จะได้

$$\begin{aligned} \sigma^2_{MAI,j} &= E(I_{MAI,j}^2) \\ &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{K=2}^K \lambda \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{l=0}^{L_k-1} E(\alpha_{lk}^{(q)} \cos(\varphi_{jl,k}^{(q)}))^2 E[b_{-1}^k R_{lk}(\tau_{jl}^{k,(q)}) + b_0^k \hat{R}_{lk}(\tau_{jl}^{k,(q)})]^2 \\ &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{K=2}^K \lambda \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{l=0}^{L_k-1} (E(\alpha_{lk}^{(q)})^2) E(\cos^2(\varphi_{jl,k}^{(q)})) (2T^2 / 3Gp) \\ &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} T^2 \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{K=2}^K \lambda \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{l=0}^{L_k-1} (E(\alpha_{lk}^{(q)})^2) (1/3Gp) \end{aligned} \quad (4.19)$$

ส่วนเทอมของการหาค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแทรกสอดของผู้ใช้งานจากเซลล์อื่นที่เข้ามารบกวนเซลล์ที่อ้างอิงจากสมการ(4.16) จะเป็น

$$\begin{aligned}
 \sigma_{OCI,j}^2 &= E(I_{OCI,j}^2) \\
 &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K \lambda \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{l=0}^{L_k-1} E(\alpha_{li}^{(q)} \cos(\varphi_{jl,i}^{(q)}))^2 E \left[\left(\frac{d_{m,i}}{d_{0,i}} \right)^\beta \right]^2 \\
 &\quad \times E \left[b_{-1}^i R_{li}(\tau_{jl}^{1,(q)}) + b_0^i \hat{R}_{li}(\tau_{jl}^{1,(q)}) \right]^2 \\
 &= \frac{(\sqrt{2P})^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{i=1}^K \lambda \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{l=0}^{L_k-1} \left(E(\alpha_{li}^{(q)})^2 \right) E(\cos^2(\varphi_{jl,i}^{(q)})) \frac{1}{9} (2T^2 / 3Gp) \\
 &= \frac{(\sqrt{2P})^2 T^2}{4} \frac{1}{9} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{i=1}^K \lambda \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \sum_{l=0}^{L_k-1} \left(E(\alpha_{li}^{(q)})^2 \right) (1/3Gp) \tag{4.20}
 \end{aligned}$$

เทอมสุดท้ายคือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนขาแบบบวจากสมการ(4.16) นั่นคือ

$$\begin{aligned}
 \sigma_{NI,j}^2 &= E(I_{NI,j}^2) \\
 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} E \left\{ \int_{jTc}^{T+jTc} n^2(t) (\alpha_{j1}^{(q)})^2 c_{(1)}^2 (t - jTc) \cos^2(\omega_c t + \varphi_{l1}^{(q)}) dt \right\} \\
 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} E \left\{ \int_{jTc}^{T+jTc} n^2(t) (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \left(\frac{1 + \cos 2(\omega_c t + \varphi_{l1}^{(q)})}{2} \right) dt \right\} \\
 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} E \left(\frac{1}{2} T (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \frac{N_0}{2} \right) \\
 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} \frac{N_0}{4} T (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \tag{4.21}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นผลรวมของค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแทรกสอด จากสมการที่ (4.18) ถึง (4.21) นั้นคือ

$$\begin{aligned} \sigma_{Total}^2 &= \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} ((E(I_{SI,j}^2) + E(I_{MAI,j}^2) + E(I_{OCI,j}^2) + E(I_{NI,j}^2))) \\ &= \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \left\{ \frac{(\sqrt{2P})^2 T^2 \sum_{l=0, l \neq j}^{L_1-1} (E(\alpha_{l1}^{(q)})^2)}{4 \cdot 2Gp} + \frac{(\sqrt{2P})^2 T^2 \sum_{k=2}^K \lambda \sum_{l=0}^{L_k-1} (E(\alpha_{lk}^{(q)})^2)}{4 \cdot 3Gp} \right. \\ &\quad \left. + \frac{(\sqrt{2P})^2 T^2 \frac{1}{9} \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^K \lambda \sum_{l=0}^{L_i-1} (E(\alpha_{li}^{(q)})^2)}{3Gp} + \frac{N_o T}{4} \right\} \end{aligned} \quad (4.22)$$

ในการพิจารณาการควบคุมกำลังสัญญาณที่สมบูรณ์ก็คือการควบคุมให้ระดับของสัญญาณผู้ใช้งาน ไม่ว่าผู้ใช้จะอยู่ใกล้สถานีฐานหรือไกลออกไปมีค่าเฉลี่ยของกำลังสัญญาณของผู้ใช้งานทุกรายมีค่าเฉลี่ยที่เท่าๆกัน ซึ่งกำหนดให้ $(\sqrt{2P}) = A$ กล่าวคือ ค่า A ผู้ใช้งานทุกรายมีค่ากำลังเฉลี่ยสัญญาณที่เท่าๆกันนั่นเอง ดังนั้นนำสมการที่ (4.14) ในเทอมแรกมาทำการยกกำลังสองเพื่อให้ได้ค่ากำลังสัญญาณที่ต้องการและนำสมการที่ (4.22) แทนในสมการ (4.17) จะได้

$$\begin{aligned} SIR &= \frac{P_{signal}}{\sigma_{Total}^2} \\ &= \frac{\frac{A^2 T^2}{4} \left\{ \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \right\}^2}{\frac{A^2 T^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \left\{ \frac{1}{2Gp} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L-1} E(\alpha_{l1}^{(q)})^2 + \frac{1}{3Gp} \sum_{k=2}^K \lambda \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{lk}^{(q)})^2 + \frac{1}{3Gp} \frac{MK\lambda}{9} \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{li}^{(q)})^2 + \frac{N_o}{2Eb} \right\}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{ji}^{(q)})^2}{\frac{1}{2Gp} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L-1} E(\alpha_{li}^{(q)})^2 + \frac{1}{3Gp} \sum_{k=2}^K \lambda \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{lk}^{(q)})^2 + \frac{1}{3Gp} \frac{MK\lambda}{9} \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{li}^{(q)})^2 + \frac{No}{2Eb}} \\
&= \frac{\sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{ji}^{(q)})^2}{\Omega_0 \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} \frac{1}{2Gp} + \frac{(K-1)\lambda}{3Gp} \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} + \frac{K\lambda}{3Gp} \frac{M}{9} \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} + \frac{No}{2Eb\Omega_0} \right\}} \quad (4.23)
\end{aligned}$$

4.5 การวิเคราะห์ค่า อัตราส่วนของสัญญาณที่ต้องการต่อสัญญาณรบกวนแทรกสอด (Signal to Interference Ratio : SIR) กรณีการควบคุมกำลังส่งสัญญาณที่ไม่สมบูรณ์

จากสมการ (4.21) เป็นการแสดงในกรณีการควบคุมกำลังสัญญาณที่สมบูรณ์ แต่หากระดับกำลังสัญญาณของผู้ใช้งานหลายๆรายทั้งภายในเซลล์ที่อ้างอิงและภายนอกเซลล์มีค่าเฉลี่ยที่ไม่เท่ากันแล้ว ค่าระดับกำลังสัญญาณของตัวแปร A จะกลายเป็น A_k ของผู้ใช้งานทั้งหมด K ราย โดยกำหนดให้ A_k เป็นตัวแปรสุ่มและมีการแจกแจงอย่างสม่ำเสมอในช่วง $[A-V, A+V)$ ดังนั้นเราสามารถทราบค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น[1] ดังแสดงในสมการที่ (4.24)

$$p(A_k) = \frac{1}{2V} \quad ; A - V \leq A_k \leq A + V \quad (4.24)$$

เมื่อ V เป็นค่าการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของระดับสัญญาณ ดังนั้นค่า SIR จากสมการที่ (4.23) จะเป็น

$$\text{SIR} = \frac{\frac{A^2 T^2}{4} \left\{ \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{ji}^{(q)})^2 \right\}^2}{\frac{A^2 T^2}{4} \sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{ji}^{(q)})^2 \left\{ \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{1}{2Gp} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L-1} E(\alpha_{li}^{(q)})^2 + \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{\lambda}{3Gp} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{lk}^{(q)})^2 + \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{\lambda}{3Gp} \frac{MK}{9} \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{li}^{(q)})^2 + \frac{No}{2Eb} \right\}}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{\sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2}{\left[\left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{1}{2Gp} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq j}}^{L-1} E(\alpha_{l1}^{(q)})^2 + \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{\lambda}{3Gp} \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{lk}^{(q)})^2 \right. \\
& \left. + \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{\lambda}{3Gp} \frac{MK}{9} \sum_{l=0}^{L-1} E(\alpha_{li}^{(q)})^2 + \frac{No}{2Eb} \right]} \\
& = \frac{\sum_{q=0}^{\xi-1} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2}{\Omega_0 \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{1}{2Gp} + \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} \frac{(K-1)\lambda}{3Gp} \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \right. \\
& \left. + \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} \frac{K\lambda}{3Gp} \frac{M}{9} \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) + \frac{N_0}{2E_b \Omega_0} \right\}} \quad (4.25)
\end{aligned}$$

กำหนดให้

$$Y = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{j=0}^{J-1} (\alpha_{j1}^{(q)})^2 \quad (4.26)$$

และ

$$\begin{aligned}
H &= \frac{\xi}{\left\{ \sum_{l=0}^L e^{-l\delta} \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \frac{1}{2Gp} + \sum_{l=0}^L e^{-l\delta} \frac{(K-1)\lambda}{3Gp} \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) \right. \\
& \left. + \sum_{l=0}^L e^{-l\delta} \frac{K\lambda}{3Gp} \frac{M}{9} \left(1 + \frac{V^2}{3A^2}\right) + \frac{N_0}{2E_b \Omega_0} \right\}} \quad (4.27)
\end{aligned}$$

4.6 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดจากค่าถ่วงน้ำหนักของ อัตรารวมสูงสุด

ในทางปฏิบัติแล้วเราไม่สามารถรักษาค่าจากการถ่วงน้ำหนักในเชิงอุดมคติได้ ด้วยเหตุผล ดังกล่าวจึงได้มีการพิจารณาเครื่องรับที่มีความผิดพลาดจากค่าการถ่วงน้ำหนักของอัตรารวมสูงสุด (MRC) ผลกระทบดังกล่าวสามารถแสดงค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่ม Y [7] แสดงดังสมการที่ (4.26)

$$p_y(Y) = \sum_{j=1}^J A(j) \frac{Y^{j-1} \exp(-Y / \overline{\alpha_{ik}^2})}{(\overline{\alpha_{ik}^2})^j (j-1)!} \quad (4.28)$$

เมื่อ

$$A(j) = \binom{J-1}{j-1} (1-\rho^2)^{J-j} \rho^{2(j-1)}$$

โดยที่ $A(j)$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักและ ρ^2 เป็นค่าสหสัมพันธ์กำลังสอง

4.7 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ

การวิเคราะห์สมรรถนะและผลกระทบ จากการอินเตอร์เฟียร์เรนท์ของระบบเซลลูลาร์ แบบวายแบนด์ ซีดีเอ็มเอในวิทยานิพนธ์นี้ เราสามารถหาได้จากค่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดบิต ข้อมูล (Probability of Error) แสดงได้โดย[3]

$$P_e(\sqrt{HY}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{HY}) \quad (4.29)$$

โดยที่

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt \quad (4.30)$$

เพื่อหาผลสำเร็จของ $P_e(Y)$ ได้ง่ายขึ้น จึงแปลงสมการ (4.30) โดยพิจารณาจากอินทิเกรตต่อไปนี้

$$\int_x^\infty e^{-at^2} dt = \frac{\sqrt{\pi}}{2a} \operatorname{erfc}(ax) \Big|_x^\infty \quad (4.31)$$

และจากการอินทิเกรตสองชั้น

$$\int_0^\infty \int_x^\infty e^{-(u^2+v^2)} du dv = \int_0^\infty e^{-u^2} du \int_x^\infty e^{-v^2} dv \quad (4.32)$$

เพื่อพิจารณา พจน์ทางด้านขวาของสมการที่ (4.32) ร่วมกับสมการ (4.30) และ (4.31) จะได้ว่า

$$\int_0^{\infty} e^{-u^2} du + \int_x^{\infty} e^{-v^2} dv = \frac{\pi}{2} P_e(x) \quad (4.33)$$

พิจารณาพจน์ทางด้านซ้ายของสมการ (4.33) โดยเปลี่ยนเป็นระบบพิกัดเชิงขั้ว โดยกำหนดให้

$$u = r \cos \theta$$

$$v = r \sin \theta$$

$$\text{และ } dudv = r dr d\theta \quad (4.34)$$

นำสมการ (4.34) ไปแทนในสมการการอินทิเกรตสองชั้น ในสมการที่ (4.33) จะได้

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \int_x^{\infty} e^{-(u^2+v^2)} dudv &= \int_0^{\frac{\pi}{2}} \int_{\frac{x}{\sin \theta}}^{\infty} e^{-r^2} r dr d\theta \\ &= \frac{1}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left[-\frac{x^2}{\sin^2 \theta}\right] d\theta \end{aligned} \quad (4.35)$$

จากสมการที่ (4.34) และ (4.35) จะได้ว่า

$$P_e(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp\left[-\frac{x^2}{\sin^2 \theta}\right] d\theta \quad (4.36)$$

สำหรับ Y_j คือการลดทอนสัญญาณหลายวิธีที่มีการกระจายแบบ นาคากามิ ยกกำลังสอง และถูกนอร์มอลไลซ์ สามารถแสดงได้เป็น

$$Y_j = \frac{\alpha_j^2}{\Omega_0}$$

โดย y_j มี PDF เป็น

$$P_{y_j}(Y_j) = \frac{Y_j^{(m-1)}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\lambda_j}\right)^m e^{(-m/\lambda_j)y_j}; Y_j \geq 0 \quad (4.37)$$

เมื่อ $\lambda_j = e^{(-\sigma L)}$

และ $\Gamma(\)$ คือฟังก์ชันแกมมา

และเมื่อสมมติให้ตัวแปรสุ่ม ทั้งหมดไม่ขึ้นกับค่าทางสถิติ จะได้

$$P_{y_1, y_2, \dots, y_j}(Y_1, Y_2, \dots, Y_j) = \prod_{j=1}^J P_{y_j}(Y_j) \quad (4.38)$$

การหาค่าอัตราบิดผิดพลาด eP สามารถแสดงได้ดังนี้

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty P_e \left[\sqrt{H \sum_{j=0}^{J-1} y_j} \right] \prod_{j=1}^J P_{y_j}(Y_j) dy_1 dy_2 \dots dy_j$$

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty P_e \left[\sqrt{H \sum_{j=0}^{J-1} y_j} \right] P_{y_1, y_2, \dots, y_j}(Y_1, Y_2, \dots, Y_j) dy_1 dy_2 \dots dy_j$$

$$P_e = \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \exp \left[-\frac{H \sum_{j=1}^J Y_j}{\sin^2 \theta} \right] d\theta \prod_{j=1}^J P_{y_j}(Y_j) dy_1 dy_2 \dots dy_j$$

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{j=1}^J I_j(\theta) d\theta \quad (4.39)$$

เมื่อ

$$I_j(\theta) = \int_0^\infty \exp \left[-\frac{HY_j}{\sin^2 \theta} \right] P_{y_j}(Y_j) dY_j \quad (4.40)$$

แทน (4.38) ลงในสมการ (4.40) จะได้

$$I_j(\theta) = \left[\frac{m \sin^2 \theta}{He^{-\sigma(L-1)} + m \sin^2 \theta} \right]^m \quad (4.41)$$

ดังนั้นเมื่อแทน สมการ (4.41) ลงในสมการ (4.39) จะได้

$$P_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{j=1}^J \left[\frac{m \sin^2 \theta}{He^{-\sigma(L-1)} + m \sin^2 \theta} \right]^m d\theta \quad (4.42)$$

จากสมการที่ (4.42) ทำการพิจารณากรณีแรก สำหรับระบบ cdma2000 เมื่อใช้ช่องสัญญาณ $N=3$ ที่แบนด์วิธ 1.25 MHz และอัตราการเข้ารหัส ที่อัตรา 1.2288 Mcps (3 x IS-95B) โดยทำการพิจารณาที่ช่องสัญญาณ จะได้

$$P_{e(total)} = P_{e(f1)} + P_{e(f2)} + P_{e(f3)} \quad (4.43)$$

เมื่อ $P_{e(total)}$ คือเหตุการณ์ที่อิสระต่อกันจะได้

$$\begin{aligned} P_{e(total)} &= (P_{e(f1)} + P_{e(f2)} + P_{e(f3)}) \\ &\quad - (P_{e(f1)} \bullet P_{e(f2)}) - (P_{e(f1)} \bullet P_{e(f3)}) \\ &\quad - (P_{e(f2)} \bullet P_{e(f3)}) \\ &\quad + (P_{e(f1)} \bullet P_{e(f2)} \bullet P_{e(f3)}) \end{aligned} \quad (4.44)$$

จากสมการที่ (4.44) ทำการพิจารณากรณี ที่สองเมื่อ cdma2000 เมื่อใช้ช่องสัญญาณเดี่ยว ที่แบนด์วิธ 5 MHz และอัตราการเข้ารหัสที่อัตรา 3.6864 Mcps จะได้ว่า

$$P_{e(cdma2000)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \prod_{j=1}^J \left(\frac{m \sin^2 \theta}{H e^{-\sigma(L-1)} + m \sin^2 \theta} \right)^m d\theta \quad (4.45)$$

บทที่ 5

การวิเคราะห์เชิงเลข

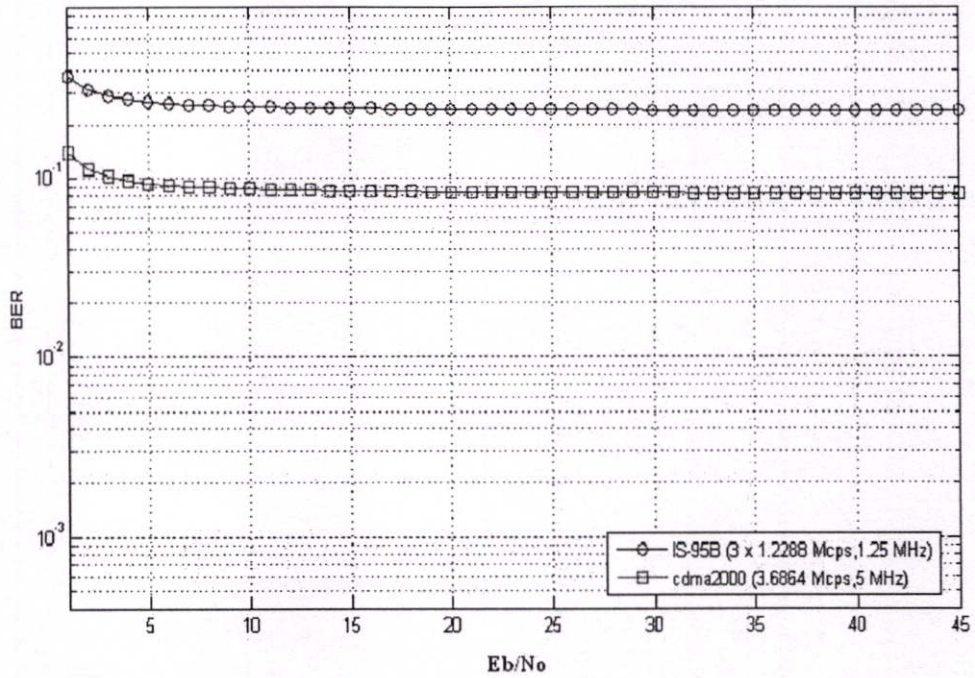
ในบทนี้เสนอผลการพิจารณาความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เปรียบเทียบค่าระหว่าง ระบบ CDMA2000 ที่เกิดจาก IS-95B 3 ช่องสัญญาณ กับระบบ CDMA2000 ที่ใช้ช่องสัญญาณที่กว้างกว่าเพียงช่องสัญญาณเดียว โดยจะพิจารณาผลอันเนื่องมาจากอัตราการส่งข้อมูลที่เปลี่ยนแปลงของ ให้บริการระบบซึ่งมีผลกระทบโดยตรงกับคุณภาพของการให้บริการ อีกทั้งในความเป็นจริงในระบบเซลล์ลาร์ สัญญาณที่แพร่กระจายมีค่าการหน่วงเวลาของ สัญญาณ แต่ละเส้นทางที่แตกต่างกันมากไปด้วยและมีผล การเกิด การจางหายของสัญญาณเนื่องจากมีจำนวนหลายวิถี ของเส้นทางที่เดินทางมายังเครื่องรับของสถานีฐาน โดยไม่สามารถรับสัญญาณจากเส้นทางตรงได้ ส่วนทางเครื่องรับใช้แบบ Rake และสุดท้ายพิจารณาหากมีผู้ใช้มี การรบกวนแทรกสอดจากเซลล์อื่นด้วย ซึ่งปัจจัยทั้งหมดนี้มีผลต่อสมรรถนะของระบบโดยตรง

โดยที่มาตรฐาน IS-95B รองรับอัตราการเข้ารหัสสัญญาณที่ 1.2288 Mcps (เมื่อ $N = 3$) และใช้แบนด์วิธที่ 1.25 MHz และ มาตรฐาน CDMA2000 ที่มีการเข้ารหัสสัญญาณที่อัตรา 3.6864 Mcps และใช้แบนด์วิธที่ 5 MHz จากนั้นทำการปรับอัตราการส่งสัญญาณข้อมูลซึ่งจะทำให้ค่าอัตราการขยายการประมวลผลระบบ (Processing Gain : G_p) เปลี่ยนแปลง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการ พิจารณาผลกระทบที่เกิดจากการอินเตอร์เฟียร์เรนที่ที่เกิดจากจากอัตราการส่งข้อมูลที่ต่างกันเมื่อระบบให้บริการลักษณะต่าง ๆ โดยทำการพิจารณาจากค่าความผิดพลาดบิตเฉลี่ย (Average Probability of Bit Error) โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆซึ่งมีผลต่อสมรรถนะของระบบ โดยพารามิเตอร์ที่พิจารณาคือ ค่า E_b/N_0 จำนวนผู้ใช้งานระบบเซลล์ลาร์ (K) อัตราการลดทอนกำลังสัญญาณ (δ) การควบคุมกำลังส่งสัญญาณที่สมบูรณ์ ($V=0$) การควบคุมกำลังส่งสัญญาณที่ไม่สมบูรณ์ ($V=0.7071A$ และ A) จำนวนผู้ใช้จากเซลล์ข้างเคียงที่รบกวน (M) อัตราการขยายการประมวลผล (G_p) ค่า Voice activity factor (λ) จำนวนวิถี (L) จำนวนฟิงเกอร์ (J) จำนวนสาขาสายอากาศ (ζ) ซึ่งแบ่งตามหัวข้อต่างๆที่ทำการวิเคราะห์ได้ดังนี้

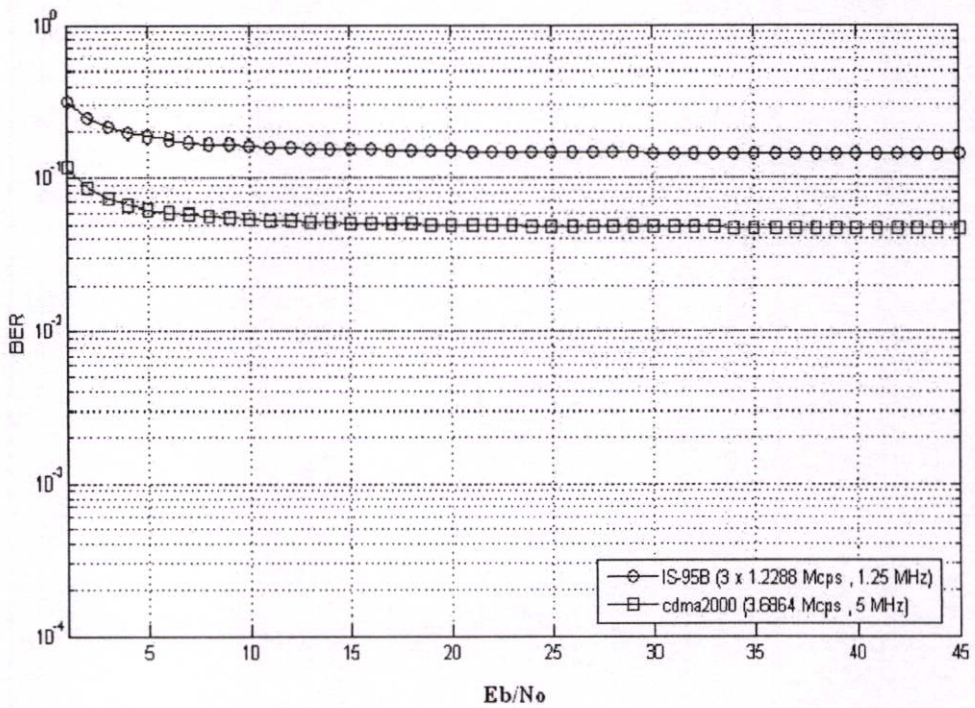
5.1 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ และค่า Eb/No โดยทั้งสองระบบใช้อัตราการส่งข้อมูลแบบ) WWW (16.0 kbps), Voice (8.0 kbps) ที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบ ซึ่งเป็นอัตราการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงสุดของอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัสเฉพาะจำนวนผู้ใช้งานภายในเซลล์ที่พิจารณา

ตารางที่ 5.1.1 พารามิเตอร์สำหรับ ระบบ IS-95 B และ CDMA 2000 ชุดที่ 1.

	IS-95 B (f1)	IS-95 B (f2)	IS-95 B (f3)	cdma 2000
จำนวน วิถี (L)	10	10	10	10
Number of Antenna	1	1	1	1
Delta	0	0	0	0
Finger (J)	1	1	1	1
Data Input	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps
K (User)	20	20	20	60
Voice Activity	3/8	3/8	3/8	3/8
M (Cell)	1	1	1	1
ค่าถ่วงน้ำหนักสูงสุด	1	1	1	1
Power Control (V)	0	0	0	0



รูปที่ 5.1.1 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=1, M=1$,
data rate = 16 kbps



รูปที่ 5.1.2 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=1, M=1$,
data rate = 8 kbps

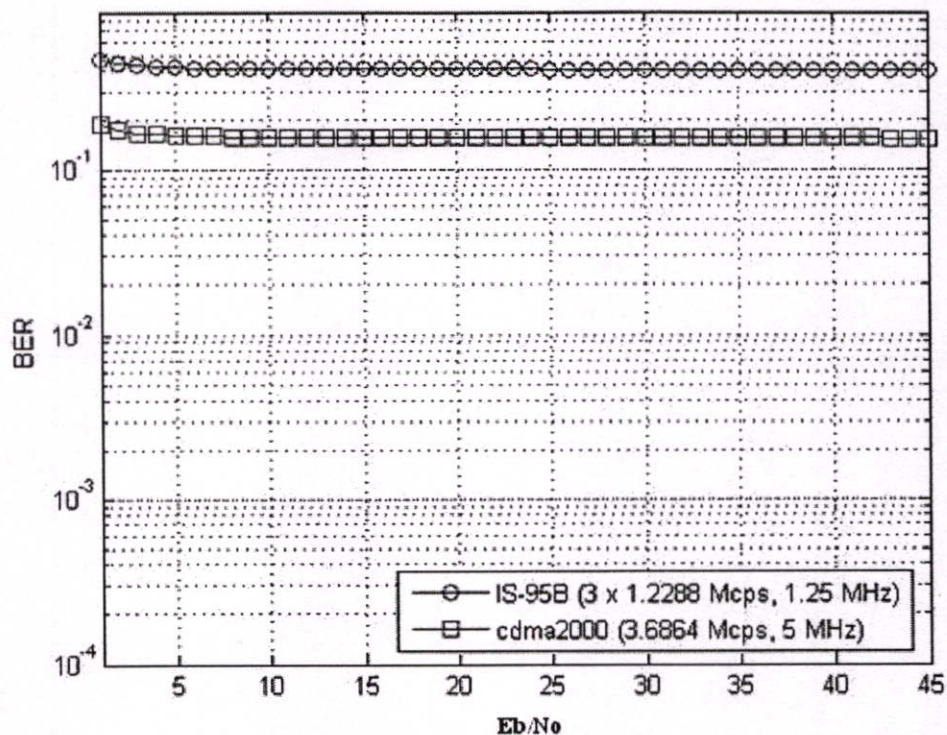
รูปที่ 5.1.1 และ 5.1.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย E_b/N_0 [dB] โดยพิจารณาอัตราการส่งข้อมูลเพื่อทำให้บริการสูงสุดของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัสจะ เห็นว่า เมื่อ

ระบบมีอัตราการข้อมูลที่สูงขึ้น จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบเพิ่มมากขึ้น และจากรูปที่ 5.1.1 จะเห็นว่าระบบมีอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยเพิ่มมากขึ้น

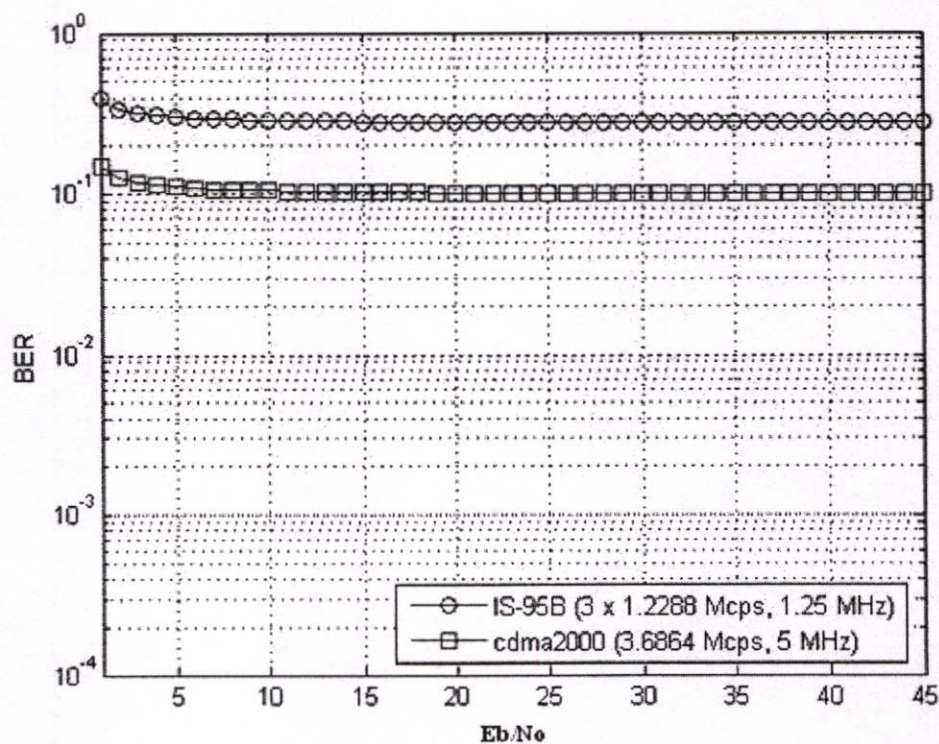
5.2 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ และค่า E_b/N_0 โดยทั้งสองระบบใช้อัตราการส่งข้อมูลแบบ WWW (16.0 kbps), Voice (8.0 kbps) ที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบ ซึ่งเป็นอัตราการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงที่สุดของอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัสและ พิจารณาจำนวนผู้ใช้จากเซลล์ข้างเคียงที่รบกวน

ตารางที่ 5.2.2 พารามิเตอร์สำหรับ ระบบ IS-95 B และ CDMA 2000 ชุดที่ 2.

	IS-95 B (f1)	IS-95 B (f2)	IS-95 B (f3)	cdma 2000
จำนวน วิถี (L)	10	10	10	10
Number of Antenna	1	1	1	1
Delta	0	0	0	0
Finger (J)	1	1	1	1
Data Input	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps
K (User)	20	20	20	60
Voice Activity	3/8	3/8	3/8	3/8
M (Cell)	18	18	18	18
ค่าถ่วงน้ำหนักสูงสุด	1	1	1	1
Power Control (V)	0	0	0	0



รูปที่ 5.2.3 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=1, M=18$,
data rate = 16 kbps



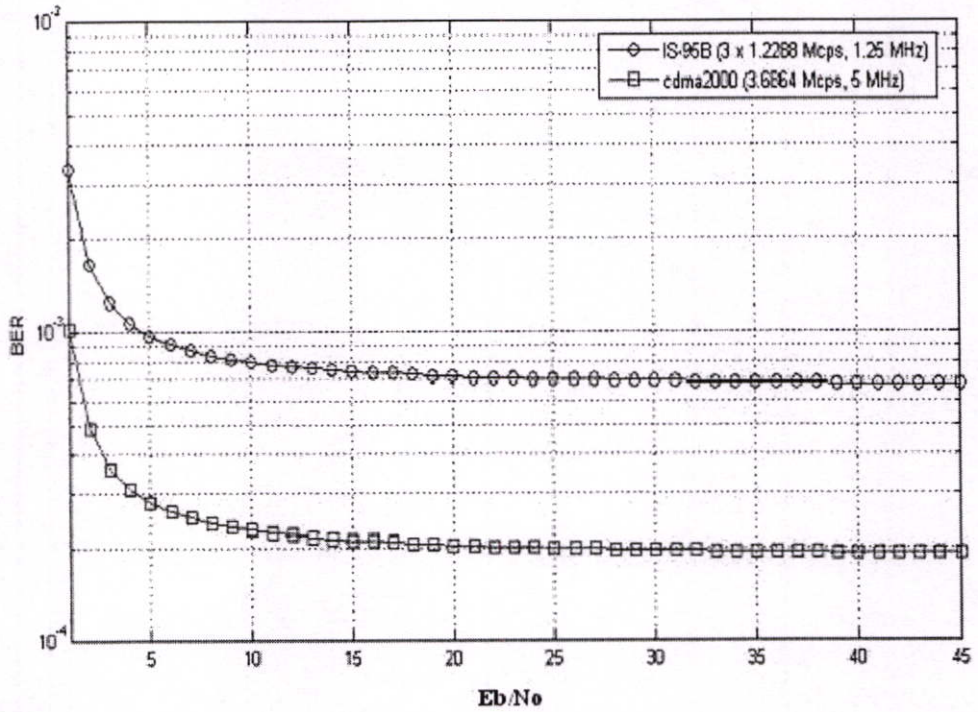
รูปที่ 5.2.4 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=1, M=18$,
data rate = 8 kbps

รูปที่ 5.2.3 และ 5.2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับ E_b/N_0 [dB] โดยพิจารณาอัตราการส่งข้อมูลเพื่อทำให้บริการสูงสุดของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัสจะ เห็นว่าเมื่อระบบมีอัตราการข้อมูลที่สูงขึ้น จะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบเพิ่มมากขึ้น และจากรูปที่ 5.2.3 จะเห็นว่าระบบมีอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยเพิ่มมากขึ้นกว่า กราฟในรูปที่ 5.2.4 เนื่องจากผลการรบกวนจากเซลล์ข้างเคียงนั่นเอง อย่างไรก็ตาม จากรูปทั้งสองจะพบว่า ผลที่ได้้นั้นเมื่อเรา เพิ่มค่า E_b/N_0 [dB] จะทำให้ค่าความผิดพลาดบิตเฉลี่ยลดลงได้ระดับหนึ่งแต่หากเส้นกราฟเริ่มเข้า ใกล้เส้นตรงถึงแม้จะเพิ่มค่า E_b/N_0 [dB] มากขึ้น ก็ไม่ทำให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นได้ ซึ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงาน เนื่องจากระบบถูกรบกวนจากผู้ใช้อื่นมากเกินไป

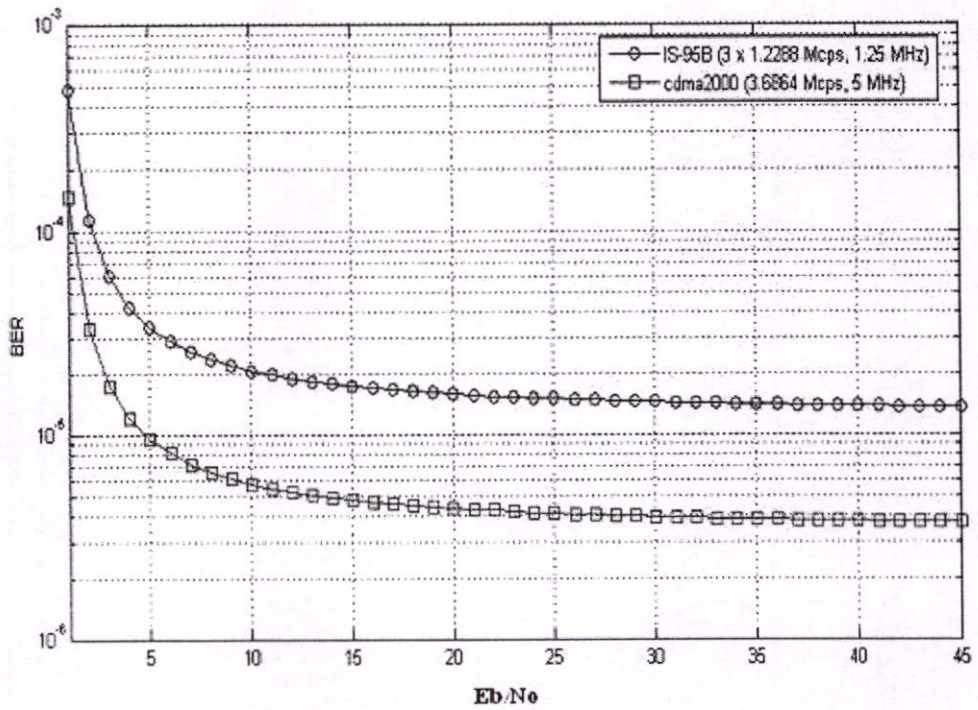
5.3 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ และค่า E_b/N_0 โดยทั้งสองระบบใช้อัตราการส่งข้อมูลแบบ WWW (16.0 kbps), Voice (8.0 kbps) ที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบ ซึ่งเป็นอัตราการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงสุดของอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัส เมื่อระบบทำการเพิ่มจำนวนฟังก์เจอร์

ตารางที่ 5.3.3 พารามิเตอร์สำหรับ ระบบ IS-95 B และ cdma2000 ชุดที่ 3.

	IS-95 B (f1)	IS-95 B (f2)	IS-95 B (f3)	cdma 2000
จำนวน วิถี (L)	10	10	10	10
Number of Antenna	1	1	1	1
Delta	0	0	0	0
Finger (J)	10	10	10	10
Data Input	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps
K (User)	20	20	20	60
Voice Activity	3/8	3/8	3/8	3/8
M (Cell)	18	18	18	18
ค่าถ่วงน้ำหนักสูงสุด	1	1	1	1
Power Control (V)	0	0	0	0



รูปที่ 5.3.5 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10, M=18$,
data rate = 16 kbps



รูปที่ 5.3.6 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10, M=18$,
data rate = 8 kbps

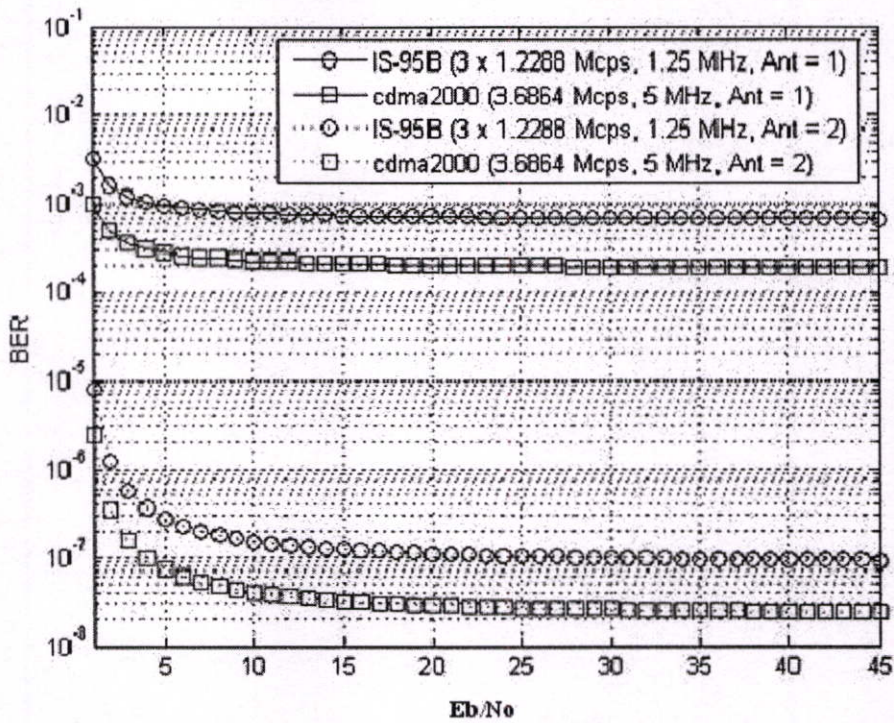
จากรูปที่ 5.3.5 ถึง 5.3.6 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับกับ E_b/N_0 [dB]

เมื่อระบบทำการเพิ่มจำนวนฟังก์เจอร์ โดยพิจารณาอัตราการส่งข้อมูลของ IS-95B และ CDMA 2000 จะพบว่าผลที่ได้นั้นเมื่อเรา เพิ่มค่า E_b/N_0 [dB] จะทำให้ค่าความผิดพลาดบิตเฉลี่ยลดลง

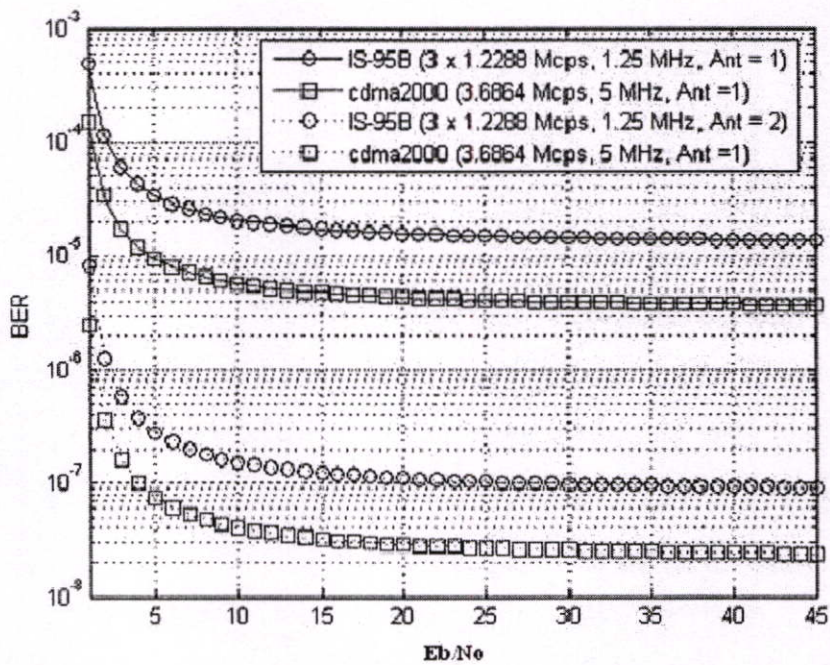
5.4 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ และค่า E_b/N_0 โดยทั้งสองระบบใช้อัตราการส่งข้อมูลแบบ WWW (16.0 kbps), Voice (8.0 kbps) ที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบ ซึ่งเป็นอัตราการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงที่สุดของอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัส เมื่อระบบทำการเพิ่มจำนวนฟังก์เจอร์ และจำนวนสายอากาศ

ตารางที่ 5.4.4 พารามิเตอร์สำหรับ ระบบ IS-95 B และ CDMA 2000 ชุดที่ 4.

	IS-95 B (f1)	IS-95 B (f2)	IS-95 B (f3)	cdma 2000
จำนวน วิถี (L)	10	10	10	10
Number of Antenna	1,2	1,2	1,2	1,2
Delta	0	0	0	0
Finger (J)	10	10	10	10
Data Input	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps
K (User)	20	20	20	60
Voice Activity	3/8	3/8	3/8	3/8
M (Cell)	18	18	18	18
ค่าถ่วงน้ำหนักสูงสุด	1	1	1	1
Power Control (V)	0	0	0	0



รูปที่ 5.4.7 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 1,2, $M=18$, data rate = 16 kbps



รูปที่ 5.4.8 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 1,2, $M=18$, data rate = 8 kbps

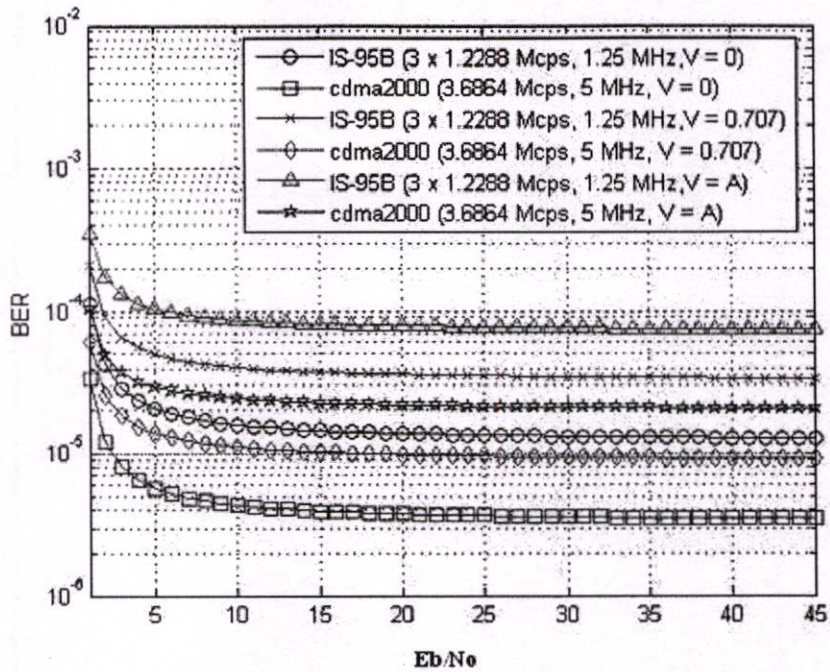
จากรูปที่ 5.4.7 ถึง 5.4.8 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับกับ E_b/N_0 [dB]

เมื่อระบบทำการเพิ่มจำนวนฟังก์เจอร์และจำนวนสายอากาศ โดยพิจารณาอัตราการส่งข้อมูลของ IS-95B และ cdma2000 จะพบว่า ผลที่ได้นั้นเมื่อเรา เพิ่มจำนวน สายอากาศ จาก 1 เป็น 2 จะทำให้ค่าความผิดพลาดบิตเฉลี่ยลดลง E_b/N_0 [dB]

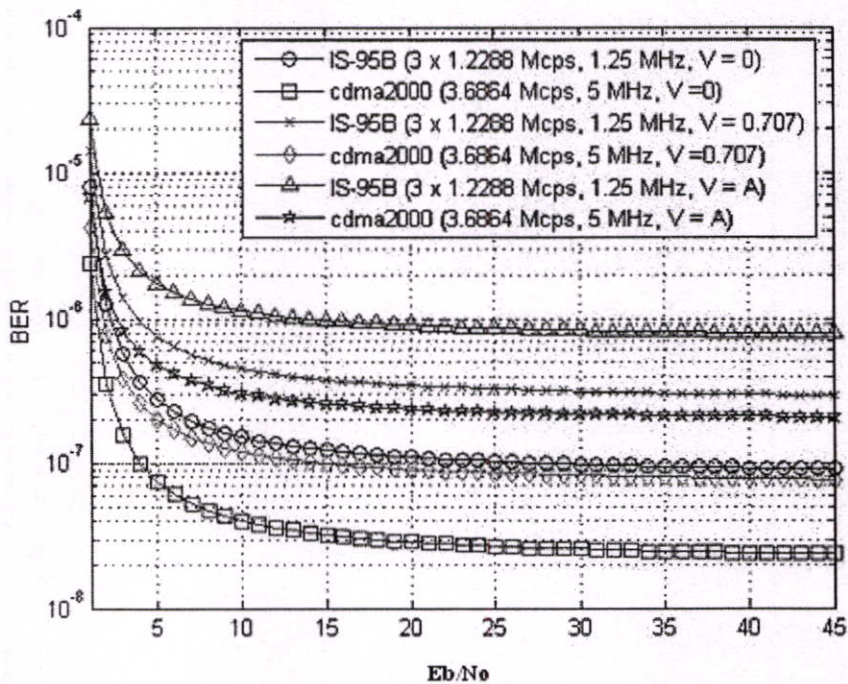
5.5 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ และค่า E_b/N_0 โดยทั้งสองระบบใช้อัตราการส่งข้อมูลแบบ WWW (16.0 kbps), Voice (8.0 kbps) ที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบ ซึ่งเป็นอัตราการส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงที่สุดของอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัส เมื่อระบบทำการเพิ่มจำนวนฟังก์เจอร์ จำนวนสายอากาศ และมีการควบคุมกำลังส่งสัญญาณและไม่ควบคุมกำลังส่งสัญญาณ

ตารางที่ 5.5.5 พารามิเตอร์สำหรับ ระบบ IS-95 B และ CDMA 2000 ชุดที่ 5.

	IS-95 B (f1)	IS-95 B (f2)	IS-95 B (f3)	cdma 2000
จำนวน วิถี (L)	10	10	10	10
Number of Antenna	2	2	2	2
Delta	0	0	0	0
Finger (J)	10	10	10	10
Data Input	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps	(16,8) kbps
K (User)	20	20	20	60
Voice Activity	3/8	3/8	3/8	3/8
M (Cell)	18	18	18	18
ค่าถ่วงน้ำหนักสูงสุด	1	1	1	1
Power Control (V)	0,0.707,A	0,0.707,A	0,0.707,A	0,0.707,A



รูปที่ 5.5.9 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 2, $M=18$, $V = 0, 0.707, A$, data rate = 16 kbps



รูปที่ 5.5.10 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 2,

$M=18$, $V = 0, 0.707, A$, data rate = 8 kbps

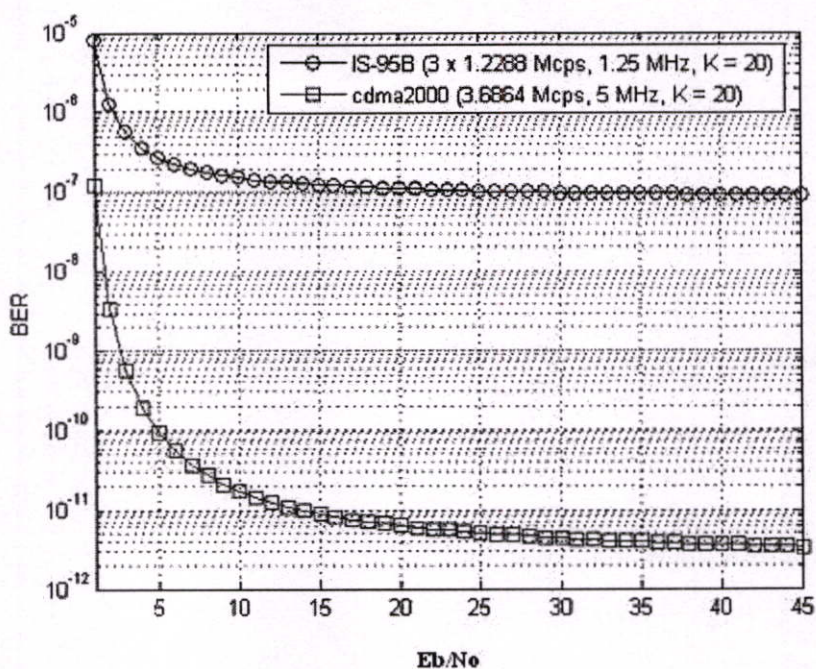
จากรูปที่ 5.5.9. ถึง 5.5.10 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย E_b/N_0 [dB]

เมื่อระบบเมื่อระบบทำการเพิ่มจำนวนฟังก์ชันที่ , จำนวนสายอากาศให้เป็น 2 และมีการควบคุมกำลังส่งสัญญาณ จะพบว่า ผลที่ได้นั้นเมื่อเรา ส่งข้อมูลด้วยอัตราการส่งข้อมูลที่สูงที่สุดของอัตรา การส่งข้อมูลของแต่ละมาตรฐานการเข้ารหัส จะทำให้ค่าความผิดพลาดบิตเฉลี่ย E_b/N_0 [dB] เพิ่มขึ้นในอัตราที่เป็นสัดส่วนกัน

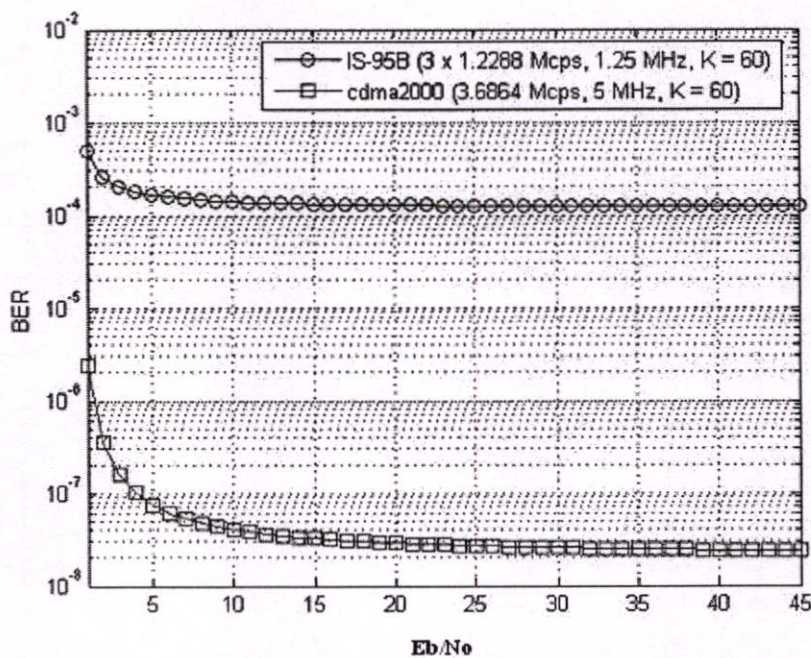
5.6 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ และค่า E_b/N_0 โดยทั้งสองระบบใช้อัตราการส่งข้อมูลแบบ Voice (8.0 kbps) ที่จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบ เมื่อให้จำนวนผู้ใช้งานแต่ละความถี่เท่ากันทั้งหมด

ตารางที่ 5.6.6 พารามิเตอร์สำหรับ ระบบ IS-95 B และ CDMA 2000 ชุดที่ 6.

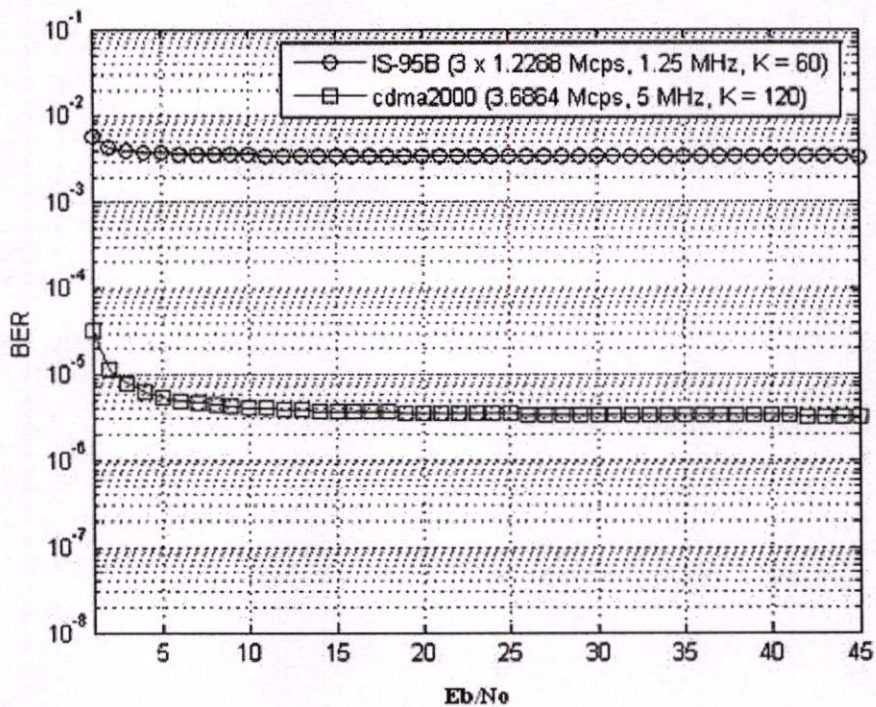
	IS-95 B (f1)	IS-95 B (f2)	IS-95 B (f3)	cdma 2000
จำนวน วิถี (L)	10	10	10	10
Number of Antenna	2	2	2	2
Delta	0	0	0	0
Finger (J)	10	10	10	10
Data Input	8 kbps	8 kbps	8 kbps	8 kbps
K (User)	20,60,120	20,60,120	20,60,120	20,60,120
Voice Activity	3/8	3/8	3/8	3/8
M (Cell)	18	18	18	18
ค่าถ่วงน้ำหนักสูงสุด	1	1	1	1
Power Control (V)	0	0	0	0



รูปที่ 5.6.11 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 2, $M=18$, $V=0$, data rate = 8 kbps และ $K=20$



รูปที่ 5.6.12 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 2, $M=18$, $V=0$, data rate = 8 kbps และ $K=60$



รูปที่ 5.6.13 เปรียบเทียบระหว่างค่า 3 x IS-95B และ CDMA 2000 เมื่อ $J=10$, จำนวนสายอากาศ = 2, $M=18$, $V = 0$, data rate = 8 kbps และ $K = 120$

จากรูปที่ 5.6.11 ถึง 5.6.13 พิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย E_b/N_0 [dB] เมื่อเมื่อให้จำนวนผู้ใช้งานแต่ละความถี่เท่ากันทั้งหมด โดยพิจารณาอัตราการส่งข้อมูลของ IS-95B และ CDMA 2000 จะพบว่า ผลที่ได้ ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย E_b/N_0 [dB] ของ CDMA 2000 จะลดมากกว่า เมื่อเปรียบกับ IS-95 ที่มีผลจากเกิดการรบกวนกันของเซลล์

บทที่ 6

สรุปผลการทดลอง

การวิเคราะห์ค่าอัตราบิดผิพลาตเฉลี่ย ของระบบเซลลูลาร์ ทั้งสองแบบ จะเห็นว่า การนำ IS-95B ที่ใช้แบนด์วิธ 1.25 MHz 3 ช่องสัญญาณรวมกันเปรียบเทียบกับการใช้ CDMA 2000 ที่ใช้แบนด์วิธ 5 MHz เพียงช่องสัญญาณเดียว จะเห็นว่าค่าความบิดผิพลาตเฉลี่ย ต่างกันอยู่ระดับหนึ่ง เนื่องจากในการใช้แบนด์วิธ 5 MHz ตลอดความถี่นั้น จะทำให้ระบบสามารถใช้ช่องสัญญาณได้เต็มประสิทธิภาพมากกว่าการนำ IS-95B 3 ช่องสัญญาณมารวมกัน เพราะจากการนำ IS-95B มารวมกันนั้นอาจมีการรบกวนกันระหว่างความถี่ที่ใกล้เคียงกัน เช่น ช่องสัญญาณที่ 1 รบกวนช่องสัญญาณที่ 2 หรือช่องสัญญาณที่ 2 จะถูกรบกวนจากทั้งช่องสัญญาณที่ 1 และ 3 อีกทั้งในช่องสัญญาณที่ 3 จะถูกรบกวนจากช่องสัญญาณที่ 2 เช่นกัน และการนำช่องสัญญาณ 3 ช่องสัญญาณมารวมกัน โดยแต่ละช่องความถี่จะต้องรบกวนกันน้อยที่สุดนั้น ในทางปฏิบัติ จำเป็นต้องสูญเสียความจุของช่องสัญญาณไปบางส่วน จากรูปที่ 1. จะเห็นว่าระหว่างช่องความถี่ที่ f_1 , f_2 และ f_3 จะต้องเว้นระยะระหว่างความถี่ ซึ่งทำให้ความจุของช่องสัญญาณลดลง ในขณะที่ CDMA 2000 ที่ใช้ช่องสัญญาณเพียง ช่องเดียวที่ 5 MHz โดยตลอดนั้น จะไม่มีการรบกวนระหว่างสัญญาณ และความจุช่องสัญญาณจะใช้ได้เต็มประสิทธิภาพมากกว่า แต่หากนำระบบ IS-95B ซึ่งเป็นระบบเดิม ให้สามารถใช้งานโดยมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับ CDMA 2000 โดยปรับปรุงนำช่องสัญญาณที่มีอยู่นามาใช้ใหม่เพื่อ ให้ระบบเดิมมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น จะทำให้ลดการลงทุนลงได้มากเมื่อเทียบกับการต้องลงทุนกับระบบใหม่ทั้งหมด

จากรูปที่ 5 ถึง 7 จะเห็นว่าเมื่อระบบมีการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ รูปแบบการจางหายแบบนาคามี กรณีสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน เมื่อมีการควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์ ผลจากการทดลองแสดงให้เห็นว่า จำนวนเซลล์ข้างเคียงที่รบกวนที่เพิ่มขึ้น ก็จะส่งผลให้ระบบมีค่าอัตราบิดผิพลาตเฉลี่ยเพิ่มมากขึ้นเช่นกัน ล้วนทำให้ประสิทธิภาพของระบบลดลงทั้งสิ้น แต่อย่างไรก็ดีเราอาจพิจารณาใช้การตรวจจับเสียง (Voice Activity Factor) ช่วยในการลดสัญญาณรบกวนแทรกสอดดังกล่าว เป็นผลให้สามารถรองรับผู้ใช้งานในระบบเซลลูลาร์เพิ่มขึ้นสำหรับผลกระทบ จากการเกิดเฟดดิ้งจากหลายๆเส้นทางที่เดินทางมายังสถานีฐาน เราจะสามารถชดเชยถึงผลกระทบดังกล่าว ด้วยการใช้อำนาจส่งที่เพิ่มขึ้น อีกทั้งเพิ่มจำนวนสายอากาศ เป็นผลให้เราสามารถลดผลกระทบดังกล่าว เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและรองรับจำนวนผู้ใช้งานและรูปแบบการส่งสัญญาณข้อมูลต่าง ๆ ที่มีจำนวนมาก ๆ ได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] C.S. Gardner and J.A. Orr "Fading effect on the performance of spread spectrum multiple access communication system," Trans. Commun., Vol. COMM-27, pp. 43-49, January 1979.
- [2] G.L. Turin "The effect of multipath and fading on the performance of DS-SS system," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.COMM-35, pp. 1189-1198, November 1987.
- [3] L.B. Milstein, T.S. Rappaport and R.Barghouti "Performance evaluation for cellular CDMA," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.10, No.4, pp. 680-689, May 1992.
- [4] T. Eng and L.B. Milstein "Coherent DS-SS performance in Nakagami multipath Fading," IEEE Trans. Commun., Vol.43, No.2-4, pp. 1134-1143, February/March/April 1995.
- [5] G. Efthymoglou, V. Aalo and H. Helmken, "Performance analysis of coherent DSSSS systems in a Nakagami fading channel with arbitrary parameters," IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol.46, No.2, pp. 289-297, May 1997.
- [6] J.S. Lee and L.E. Miller, CDMA System Engineering Handbook, Boston : Artech House, 1998.
- [7] B.R. Tomiuk, N.C. Beaulieu and A.A. Abu-Dayya "General forms for maximal ratio diversity with weighting errors," IEEE Trans. Commun., Vol.47, No.4, pp. 448-492, April 1999.
- [8] J.G. Proakis, Digital Communications, 2nd ed., New York : McGraw -Hill, 1995.
- [9] M.K. Simon and M.-S. Alouini, Digital Communication over Fading Channels, New York : John wiley & sons, Inc., 2000.
- [10] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Integrals, Series and Products, New York : Academic, 1980.
- [11] L.Korowajczuk et al. , Designing cdma2000 Systems, : John wiley & sons, Ltd ,pp.1-50

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

- 1 พิเชฐ ม่วงนวล ,วิจิต สันพระยากุล , ถวิด พึ่งมา “BER analysis of Cellular CDMA Reverse Link Over Rayleigh Multipath Fading Channel ”
ECTI International Conference (ECTI-CON 2005)
May 12-13 ,2005 Asia Pattaya Beach Hotel ,Pattaya,Cholburi,THAILAND

ประวัติผู้เขียน

นายวิจิต สิ้นพระยากุล เกิดเมื่อวันที่ 21 กรกฎาคม 2503 ที่จังหวัดขอนแก่น
สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
จาก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ.2535
ปัจจุบัน ทำงานอยู่ที่ การไฟฟ้าฝ่ายผลิต แห่งประเทศไทย บางกรวย นนทบุรี
สังกัด ฝ่ายระบบสื่อสาร