

ผลกระทบบของการจางหายหลายเส้นทางต่อความจุ เออร์แลง ที่มี
การควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

THE EFFECT OF MULTIPATH FADING ON THE ERLANG CAPACITY
OF IMPERFECT POWER CONTROL IN CELLULAR CDMA SYSTEM

สมชาย ออมสิน

SOMCHAI OMSIN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาความหลังสุทธปริชญูวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-324-343-7

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ผลกระทบของการจางหายหลายเส้นทางต่อความจุเออร์แลงที่มี
การควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

THE EFFECT OF MULTIPATH FADING ON THE ERLANG CAPACITY
OF IMPERFECT POWER CONTROL IN CELLULAR CDMA SYSTEM



สมชาย ออมสิน

SOMCHAI OMSIN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 49560
วัน, เดือน, ปี 24 ก.พ. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-343-7

THE EFFECT OF MULTIPATH FADING ON THE ERLANG CAPACITY
OF IMPERFECT POWER CONTROL IN CELLULAR CDMA SYSTEM

SOMCHAI OMSIN

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
2003
ISBN 974-324-343-7

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ผลกระทบของการจางหายหลายเส้นทางต่อความจุเออร์แลงที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ
THE EFFECT OF MULTIPATH FADING ON THE ERLANG CAPACITY OF IMPERFECT POWER CONTROL IN CELLULAR CDMA SYSTEM

ชื่อนักศึกษา นายสมชาย ออมสิน
รหัสประจำตัว 44061739
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวกภาค	
รศ.สมยศ	จุนณะปิยะ	
รศ.ดร.ยุทธพงษ์	รังสรรค์เสรี	
รศ.ดร.ปัญญา	จิตติมขนิมา	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาถิพงษ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 28 เมษายน 2546 เวลา 10.30-12.30 น.

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

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัครชู)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....14.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.....2546.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ผลกระทบของการจางหายหลายเส้นทางต่อความจุเออร์แลงที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ
นักศึกษา	นายสมชาย ออมสิน
รหัสประจำตัว	44061739
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ นำเสนอการวิเคราะห์ผลกระทบของการจางหายหลายเส้นทางที่มีต่อค่าความจุเออร์แลงที่มีการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ การหาค่าความจุจะสัมพันธ์กับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์และการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลตามลำดับ สัญญาณที่รับได้เนื่องจากการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ถูกจำลองให้เป็นตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล ในการหาค่าความจุจะพิจารณาผลของ Multipath Intensity Profile (MIP) และผลของการควบคุมกำลังส่งที่ไม่สมบูรณ์ด้วย ผลจากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นว่าเมื่อค่า MIP มีค่าลดลงเนื่องจากจำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้มีค่ามากขึ้น หรือค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานเนื่องจากการควบคุมกำลังส่งที่ไม่สมบูรณ์มีค่าลดลง จะส่งผลให้ค่าความจุของระบบเพิ่มขึ้น

Thesis Title	The Effect of Multipath Fading on the Erlang Capacity of Imperfect Power Control in Cellular CDMA System
Student	Mr.Somchai Omsin
Student ID.	44061739
Degree	Master of Engineering
Programme	Telecommunication Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Asst.Prof.Dr.Suthichai Noppanakeepong

ABSTRACT

This thesis proposes the effect of multipath fading on the Erlang capacity of imperfect power control in cellular CDMA system. The evaluation of the Erlang capacity is depends on the outage probability, which based on using Gaussian and Lognormal approximation respectively. The received signal of imperfect power control is modeled as a Lognormal random variable. The capacity evaluation in this thesis is considered the Multipath Intensity Profile (MIP) parameters and the effect of imperfect power control are expressed. The numerical results indicate that when the MIP shape factor is decreased due to the increasing number of resolvable path, or the standard deviation of imperfect power control is decreased, then the higher capacity of system can be achieved.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความช่วยเหลือจาก ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ให้โอกาสและความช่วยเหลือ จนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างสมบูรณ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ผู้เป็นที่เคารพรักยิ่ง ที่ได้ให้ความรัก ความห่วงใย และกำลังใจรวบถึงให้การสนับสนุนช่วยเหลือในทุกๆ ด้านมาโดยตลอด

ขอขอบคุณท่าน รศ.ดร.เอื้อน ปิ่นเงิน และ รศ.ดร.ชม กิมปาน ที่ให้โอกาสและสนับสนุนทรัพยากรต่างๆ ในห้องปฏิบัติการ Information Science, ReCCIT รวมถึงการแนะนำในด้านต่างๆ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.ปัญญา วิฑิมชฌิมา ที่ให้คำปรึกษาและสนับสนุนในทุกๆ ด้าน ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ ตลอดจนถึงที่เป็นประโยชน์ต่อการศึกษาค้นคว้าและแนวทางในการจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณพี่แว่น พี่พัฒน์ พี่เป็ยก พี่ปิง พี่ชนม์ พี่ตุ๋ พี่อำนาจ หนู่ม ลัน ยา ที่ให้กำลังใจและคอยช่วยเหลือต่างๆ แก่ผู้วิจัย

ขอขอบคุณน้องเผือก น้องเพ็ญ และน้องแดง ที่คอยให้กำลังใจและความห่วงใยแก่ผู้วิจัยเสมอมา

ขอขอบคุณเพื่อนๆ และบุคคลที่ผู้วิจัยมิได้กล่าวถึง ณ ที่นี้ที่ให้การสนับสนุนตลอดจนให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆ และเป็นกำลังใจแก่ผู้วิจัยเสมอมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สมชาย ออมสิน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	2
1.4 โครงร่างวิทยานิพนธ์	2
บทที่ 2 การสื่อสารผ่านช่องสัญญาณการจางหาย	3
2.1 ลักษณะการแพร่สัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สาย.....	3
2.1.1 การสูญเสียตามระยะทาง	4
2.1.2 การบดบัง.....	5
2.1.3 การจางหายหลายเส้นทางหรือเฟดดิ้งหลายวิถี.....	6
2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ	7
2.2.1 แบบจำลองแบบเรย์ลี	9
2.2.2 แบบจำลองแบบโรเซียน	10
2.2.3 แบบจำลองแบบนาคากามิ	10
2.3 ฟังก์ชันการสหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณและสเปกตรัมกำลัง	10
2.4 สัญญาณดิจิทัลบนช่องสัญญาณที่เจาะจงความถี่และมีการจางหายแบบช้า	15
2.5 เทคนิคของการใช้ไวดเวอริทีตีสำหรับช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายเส้นทาง..	15
2.5.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก	16
2.5.2 เครื่องรับแบบ RAKE บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเจาะจงความถี่.....	19

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 3 ระบบเซลล์ลูลารีซีดีเอ็มเอและความจุเออร์แลง	22
3.1 พื้นฐานของซีดีเอ็มเอ	22
3.2 ระบบเซลล์ลูลารีซีดีเอ็มเอ	22
3.2.1 สัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารเชื่อมโยงขาไป	23
3.2.2 สัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารเชื่อมโยงขากลับ	26
3.2.2.1 การแทรกสอดอันเนื่องมาจากภายในเซลล์เดียวกัน (Same-Cell Interference)	26
3.2.2.2 การแทรกสอดอันเนื่องมาจากภายนอกเซลล์ (Other-cell Interference)	27
3.3 การควบคุมกำลังส่ง	27
3.3.1 การควบคุมกำลังส่งแบบลูปเปิด	28
3.3.2 การควบคุมกำลังส่งแบบลูปปิด	30
3.4 หลักการพื้นฐานของระบบทราฟฟิกในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่	31
3.5 อัตราการเรียกไม่ติด	34
3.6 รูปแบบต่างๆของเออร์แลง	35
3.6.1 รูปแบบของเออร์แลง-บี	35
3.6.2 รูปแบบของเออร์แลง-ซี	39
บทที่ 4 การวิเคราะห์หาค่าความจุเออร์แลง	43
4.1 แบบจำลองของระบบ	43
4.2 การหาค่าความน่าจะเป็นของ Outage	46
4.2.1 ความน่าจะเป็นของ Outage โดยพิจารณาในระบบเซลล์เดี่ยว	46
4.2.2 ความน่าจะเป็นของ Outage โดยพิจารณาในระบบหลายเซลล์	47
4.3 การประมาณค่าตัวแปรสุ่ม	49
4.3.1 การประมาณค่าแบบเกาส์	49
4.3.2 การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล	51

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.4 ค่าความจุเออร์แลง.....	53
4.4.1 ความจุเออร์แลงจากการประมาณค่าแบบเกาส์.....	53
4.4.2 ความจุเออร์แลงจากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล.....	55
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์เชิงเลขของระบบ	56
5.1 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์	57
5.1.1 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทาง	57
5.1.2 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน.....	58
5.2 ผลการวิเคราะห์โดยใช้ การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล.....	59
5.2.1 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทาง	59
5.2.2 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน.....	60
5.3 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์เปรียบเทียบกับ การประมาณค่า แบบล็อกนอร์มอล	61
5.3.1 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทางโดยใช้จำนวนของ เส้นทางเท่ากับ 2.....	61
5.3.2 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทางโดยใช้จำนวนของ เส้นทางเท่ากับ 3.....	62
5.3.3 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทางโดยใช้จำนวนของ เส้นทางเท่ากับ 4.....	63
5.3.4 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานโดยใช้ค่าความเบี่ยงเบน มาตรฐานเท่ากับ 0 dB	64
5.3.5 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานโดยใช้ค่าความเบี่ยงเบน มาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB	65
5.3.6 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานโดยใช้ค่าความเบี่ยงเบน มาตรฐานเท่ากับ 4 dB	66

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผล	67
เอกสารอ้างอิง	68
ภาคผนวก ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	69
ประวัติผู้เขียน	70

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการสูญเสียตามระยะทาง การหลายเส้นทางและการบดบัง.....	4
2.2 แสดงตัวอย่างการตอบสนองทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถี	7
2.3 แสดง Multipath Intensity Profile ที่เป็นแบบสม่ำเสมอ (Uniform MIP).....	12
2.4 แสดงถึงแบบจำลองของ Uniform MIP ในการเชื่อมโยงขากลับของระบบ	12
2.5 แสดงช่องสัญญาณเจาะจงความถี่แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tap Delay Line)	19
2.6 แสดงเครื่องรับแบบ RAKE	21
3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA).....	23
3.2 แสดงแพทเทิร์นของการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่ของระบบ CDMA และ ระบบ FDMA	23
3.3 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง(Forward Link)ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ	24
3.4 แสดงการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์.....	28
3.5 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov สำหรับเออร์แลง-บี.....	36
3.6 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov สำหรับเออร์แลง-บี ที่สภาวะคงตัว.....	37
3.7 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov สำหรับเออร์แลง-ซี	40
4.1 แสดงช่วงของค่า MIP shape factor	45
5.1 ค่าความจุเออร์ที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 1, 2, 3, 4 โดยให้การประมาณแบบเกาส์.....	57
5.2 ค่าความจุเออร์ที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0, 2.5, 4 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4 โดยให้การประมาณแบบเกาส์.....	58
5.3 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 1, 2, 3, 4 โดยให้การประมาณค่าแบบลือกนอร์มอล	59
5.4 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของส่วนเบี่ยงเบน มาตรฐานเท่ากับ 0, 2.5, 4 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4 โดยให้การประมาณค่าแบบลือกนอร์มอล	60
5.5 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 2.....	61
5.6 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 3	62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4	63
5.8 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4	64
5.9 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4	65
5.10 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 4 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4	66

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันนี้การติดต่อสื่อสาร เป็นสิ่งที่จำเป็นในชีวิตประจำวัน โดยเฉพาะการสื่อสารไร้สาย ที่ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อตอบสนองความต้องการในการใช้งาน รวมถึงการใช้บริการของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Telephone) ซึ่งปัจจุบันได้มีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายและได้ขยาย บทบาทเข้าไปในวงการธุรกิจ อุตสาหกรรม และวงการอื่นๆอีกมาก จนไม่อาจสามารถปฏิเสธได้ เลยว่าระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่มีส่วนสำคัญที่ช่วยผลักดันให้เกิดการการเจริญเติบโตทางเศรษฐกิจ ในช่วงที่ผ่านมา ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในปัจจุบันเป็นระบบเซลลูลาร์ โดยในระยะแรกของระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์นี้เป็นแบบอนาลอกหรือเป็นที่รู้จักกันในระบบ AMPS (Advance Mobile Phone Service) ซึ่งใช้การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple access : FDMA) ในการติดต่อสื่อสารระหว่างกัน ต่อมาได้มีการพัฒนาระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ให้มีประสิทธิภาพในการใช้งานและมีคุณภาพในการให้บริการที่ สูงขึ้น จนปัจจุบันนี้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ได้เปลี่ยนมาใช้ระบบดิจิทัล ระบบ ดังกล่าวนี้ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) อาทิเช่นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ GSM (Global System for Mobile), 1800 –DCS (1800-Digital Cellular System) ซึ่งสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้อย่างยิ่งขึ้น ต่อมาได้มีการพัฒนาระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งสามารถให้บริการทั้งเสียงและข้อมูลที่ใช้การเข้าถึง หลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) โดยผู้ใช้งานแต่ละ ช่องสัญญาณจะถูกแบ่งด้วยรหัสที่แตกต่างกัน

ในระบบซีดีเอ็มเอผู้ใช้งานช่องสัญญาณสามารถใช้ช่วงความถี่และช่วงเวลาร่วมกันได้ โดย ที่ผู้ใช้งานแต่ละผู้ใช้งานสามารถแยกออกจากกันได้โดยการใช้รหัสที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงต้อง ควบคุมระดับของกำลังส่งของผู้ใช้งานแต่ละผู้ใช้งานให้มีค่าเท่ากันและมีค่าน้อยที่สุดที่รับได้ที่ สถานีฐานเพราะสัญญาณเหล่านั้นจะปรากฏเป็นสัญญาณแทรกสอดที่จะเป็นสัญญาณรบกวนกับ ผู้ใช้งานอื่นๆ แต่ในทางปฏิบัติแล้วค่าของกำลังส่งที่รับได้จะมีค่าไม่เท่ากัน อันเป็นผลสืบ เนื่องมาจากระบบการควบคุมกำลังส่งที่เป็นไปอย่างไม่สมบูรณ์ (imperfect power control) เนื่องจากเครื่องรับจะได้รับกำลังของสัญญาณจากเครื่องส่งหรือเครื่องลูกข่ายของผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้ มีค่าสูงกว่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้งานที่อยู่ห่างออกไปจากสถานีฐานซึ่งลักษณะดังกล่าวคือ ผลของระยะใกล้-ไกล (near-far effect) และผลสภาพแวดล้อมรอบข้าง อาทิเช่น ภูเขา ต้นไม้

อาคารต่างๆ และผลของการจางหายหลายเส้นทางหรือเฟดดิ้ง (multipath fading) และการถูกบดบัง (shadowing) โดยกำลังของสัญญาณที่รับได้ดังกล่าวนี้จะมีลักษณะการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล [1] โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์ผลกระทบของปรากฏการณ์ต่างๆดังกล่าวต่อค่าความจุของระบบ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1) เพื่อศึกษาผลกระทบของการจางหายหลายเส้นทางหรือเฟดดิ้ง (multipath fading) ต่อค่าความจุของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ
- 2) เพื่อศึกษาผลกระทบของกระบวนการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ (imperfect power control) ต่อค่าความจุของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์ผลกระทบของการจางหายหลายเส้นทางต่อค่าความจุเออร์แลงภายใต้การควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ในการเชื่อมโยงขากลับ (reverse link) ซึ่งค่าความจุของระบบจะขึ้นกับค่าของสัญญาณแทรกสอด (interference) และได้ทำการประมาณค่าของสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวโดยใช้การประมาณค่า 2 รูปแบบคือ

1. การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation)
2. การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation)

1.4 โครงร่างวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบด้วย

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 การสื่อสารผ่านช่องสัญญาณการจางหาย

กล่าวถึงการเคลื่อนผ่านของคลื่นที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหาย

บทที่ 3 ระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอและความจุเออร์แลง

กล่าวถึงหลักการของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอและค่าความจุเออร์แลง

บทที่ 4 การวิเคราะห์หาค่าความจุเออร์แลง

จะเป็นการวิเคราะห์หาความน่าจะเป็นของ Outage และค่าความจุเออร์แลง

บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

จะเป็นผลของการวิเคราะห์ที่ได้จากบทที่ 4

บทที่ 6 สรุปผล

บทที่ 2

การสื่อสารผ่านช่องสัญญาณการจางหาย

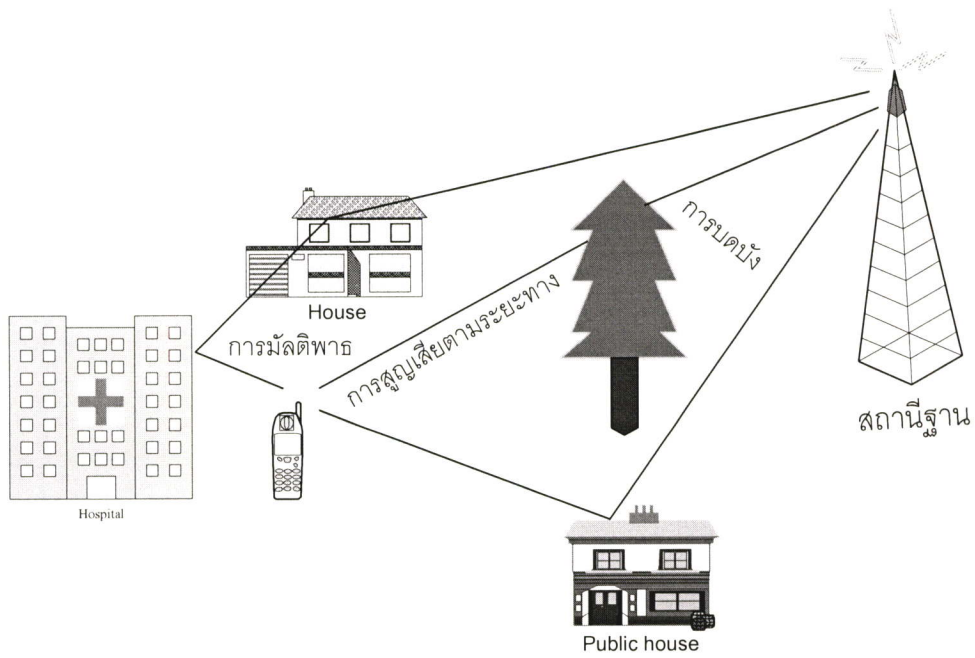
2.1 ลักษณะการแพร่สัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สาย

ระบบการสื่อสารไร้สายนั้นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างมากคือ ความเข้าใจลักษณะของเส้นทางการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณ ซึ่งการแพร่กระจายของสัญญาณอาจถูกรบกวนจากสภาวะแวดล้อมภายนอกเช่น บ้าน และสิ่งปลูกสร้างต่างๆ ที่สามารถพบได้ทั้งนอกเมืองและในเมือง สิ่งปลูกสร้างต่างๆเหล่านี้ เป็นสิ่งที่ก่อให้เกิดการกระจัดกระจายของสัญญาณ และในการออกแบบสภาวะแวดล้อมของเครื่องลูกข่ายหรือหน่วยการสื่อสารเคลื่อนที่ (mobile radio) กับรัศมีของเครื่องข่ายขนาดใหญ่ ต้องพิจารณาจากความสูงของสายอากาศของสถานีฐาน (base station) และสายอากาศของการสื่อสารเคลื่อนที่ จากสภาวะแวดล้อมเหล่านี้หน่วยการสื่อสารเคลื่อนที่จะได้รับสัญญาณสะท้อนกลับจำนวนมาก ลักษณะของเส้นทางการแพร่กระจายคลื่น (propagation path) สามารถแยกออกได้เป็น 3 องค์ประกอบ คือ

- การสูญเสียอันเนื่องมาจากระยะทาง (path loss)
- การสูญเสียอันเนื่องมาจากการถูกบดบัง (Shadowing)
- การจางหายหลายเส้นทางหรือการเฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading)

การเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่สามารถรับได้ในช่วงที่สั้นมากๆ พบว่าสัญญาณมีความลึกมาก และมีการเปลี่ยนแปลงของสภาวะแวดล้อมอย่างรวดเร็ว สาเหตุเนื่องมาจาก การรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างสัญญาณที่รับจากหลายทิศทางมารวมกัน ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงนี้จึงเรียกว่าวิถีต่างๆของสัญญาณเฟดดิ้ง

ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วนี้เฉลี่ยระดับสัญญาณที่ได้รับบนความยาวคลื่นที่สั้นมาก ซึ่งยังคงมีการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณต่างๆอยู่ ซึ่งเรียกว่าการสูญเสียเนื่องจากถูกบดบัง (shadowing) มีสาเหตุมาจากความไม่เป็นระเบียบของสภาพภูมิประเทศรวมถึงสิ่งปลูกสร้างต่างๆที่มนุษย์สร้างขึ้น และความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงนี้ สามารถประมาณได้ด้วย การแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล (log-normal distribution) ส่วนมากเรียกว่าลางเทอมเฟดดิ้ง (long-term fading) เมื่อทำการพิจารณาระยะทางไกลออกไป การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณช้าอย่างมากซึ่งเราจะได้ค่าเฉลี่ยของระดับสัญญาณของพื้นที่นั้นๆ ซึ่งค่าเฉลี่ยนี้เรียกว่าการสูญเสียตามระยะทาง (path loss)



รูปที่ 2.1 แสดงการสูญเสียตามระยะทาง การหลายเส้นทาง และการบดบัง

2.1.1 การสูญเสียตามระยะทาง (Path Loss)

การสูญเสียตามระยะทางในอากาศว่าง (free space loss) สาเหตุของการแพร่กระจายของเส้นทางการสูญเสียคือ ความถี่ f และระยะทาง d ดังแสดงในสมการ 2.1

$$\frac{P_{or}}{P_t} = \frac{1}{(4\pi df / c)^2} = \frac{1}{[4\pi(d/\lambda)]^2} \quad (2.1)$$

โดยที่

- c เป็นความเร็วแสง
- λ เป็นความยาวคลื่น
- P_t เป็นกำลังของการส่ง
- P_{or} เป็นกำลังของการรับ

ในสมการ(2.1)กำลังของสัญญาณที่ได้รับทั้ง 2 ในอากาศว่าง (free space loss) ต่างกันเนื่องมาจากระยะทางที่ต่างกัน ค่าที่ต่างกันคือ

$$\Delta_p = 10 \log \left(\frac{P_{or2}}{P_{or1}} \right) = 20 \log \left(\frac{d_1}{d_2} \right) (dB) \quad (2.2)$$

ที่กล่าวมาข้างต้นการแพร่กระจายของระยะทางการสูญเสีย ในสภาวะแวดล้อมของหน่วย การสื่อสารเคลื่อนที่ จะไม่เกี่ยวข้องกับความเร็วและระยะทางแต่จะเกี่ยวข้องกับความสูงของ สายอากาศที่สถานีฐาน และหน่วยการสื่อสารเคลื่อนที่, ลักษณะภูมิประเทศ, และสภาวะแวดล้อม ที่มนุษย์สร้างขึ้น ถ้าตัวประกอบเหล่านี้เพิ่มมากขึ้นเป็นการยากที่จะสามารถคาดเดาลักษณะของ การแพร่กระจายของสัญญาณ

2.1.2 การบดบัง (Shadowing)

เมื่อมีการแพร่ผ่านของสัญญาณผ่านบริเวณที่มีพื้นที่ใหญ่ๆ ปรากฏการณ์ที่ได้รับผล กระทบจากสภาพภูมิประเทศ เช่น เนิน ต้นไม้ ไร่ ไม้ เป็นต้น ซึ่งอยู่ในช่วงจากเครื่องส่งไปยัง เครื่องรับซึ่งส่งผลให้กำลังเฉลี่ยของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ จะได้ว่าทางภาครับจะ ถูกแสดงออกถึงการถูกบดบัง(Shadowing) จากสภาพภูมิประเทศดังกล่าว โดยการแจกแจงแบบ ล็อกกอนอร์มอลจะอธิบายถึงปรากฏการณ์บดบัง (Shadowing) แบบสุ่มซึ่งเกิดขึ้นเหนือตำแหน่ง ต่างๆ ที่ทำการวัด โดยมีช่วงของภาครับ-ภาคส่งเดียวกันแต่หลายเส้นทางของการแพร่ผ่าน เมื่อ กำหนดให้ X เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ย m และความแปรปรวน σ^2 จะนิยามตัว แปรสุ่ม R ที่มีการแจกแจงแบบล็อกกอนอร์มอล โดยมีความสัมพันธ์ $R = e^X$ หรือ $X = \ln R$ เพราะฉะนั้นจะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ R ซึ่งมีความน่าจะเป็นที่มีการ แจกแจงเป็นล็อกกอนอร์มอล

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma r} \exp\left(-\frac{(\ln r - m)^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.3)$$

จากความสัมพันธ์ของตัวแปรสุ่มแบบล็อกกอนอร์มอล $R = e^X$ หรือ $X = \ln R$ เมื่อ X เป็นตัว แปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ย m และความแปรปรวน σ^2 , $X = G(m, \sigma^2)$ เมื่อพิจารณา ในการสูญเสียเนื่องจากการเคลื่อนผ่านที่วัดได้จากภาครับในหน่วย dB ซึ่งจะได้เป็นตัวแปรสุ่ม แบบเกาส์เซียน [H/B] $L(dB) = L_0(dB) + \sigma_c(dB) \times G(0,1) = G(L_0, \sigma_c^2)(dB)$ เมื่อ $L_0(dB)$ เป็นค่ามัธยฐาน (Median value) ของการสูญเสียเนื่องจากการเคลื่อนผ่าน $\sigma_c(dB)$ เป็นค่า เบี่ยงเบนมาตรฐาน $G(0,1)$ เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความ แปรปรวนเป็น 1 จากความสัมพันธ์ข้างต้นสามารถเขียนได้เป็น $L(dB) = L_0(dB) + \sigma_c(dB) \times X$ เมื่อ เพราะฉะนั้นสามารถแสดงการสูญเสียที่เป็นตัวแปรสุ่ม L_c เป็น

$$L_a = 10^{L(dB)/10} = 10^{[L_0(dB) + \sigma_c(dB)X]/10} = L_{0a} * 10^{\sigma_c X/10} \quad (2.4)$$

$$= L_{0a} * V$$

เมื่อนิยามให้ V เป็น $10^{\sigma_c X/10}$ เป็นตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอลและให้ L_{0a} มีค่าเป็น $10^{L_0(dB)/10}$ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าของ L_a นั้นเกิดขึ้นเนื่องมาจากหลายปัจจัยรวมถึงการบิดเบ่งด้วย จาก pdf ของตัวแปรสุ่ม X ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเป็น 1 เพราะฉะนั้นได้ตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล V เป็น

$$V = 10^{\sigma_c X/10} = e^{\beta \sigma_c X} \quad (2.5)$$

โดย $\beta = (\ln 10)/10 = 0.2303$ เมื่อต้องการหาค่าโมเมนต์ของตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอลที่แสดงถึงการสูญเสียเนื่องจากการเคลื่อนผ่าน (L_{0a}) ได้เป็น

$$L_a = L_{0a} V = L_{0a} e^{\beta \sigma_c X} = e^{\beta(L_0 + \sigma_c X)} \quad (2.6)$$

จะได้โมเมนต์อันดับ k ของ L_a เป็น $E\{L_a^k\} = \exp\left(k\beta L_0 + \frac{1}{2}k^2\beta^2\sigma_c^2\right)$ เพราะฉะนั้น

$$E\{L_a\} = L_{0a} e^{\beta^2\sigma_c^2/2} \quad (2.7)$$

$$E\{L_a^2\} = L_{0a}^2 e^{2\beta^2\sigma_c^2} \quad (2.8)$$

$$Var\{L_a\} = E\{L_a^2\} - [E\{L_a\}]^2 = L_{0a}^2 e^{\beta^2\sigma_c^2} \left(e^{\beta^2\sigma_c^2} - 1 \right) \quad (2.9)$$

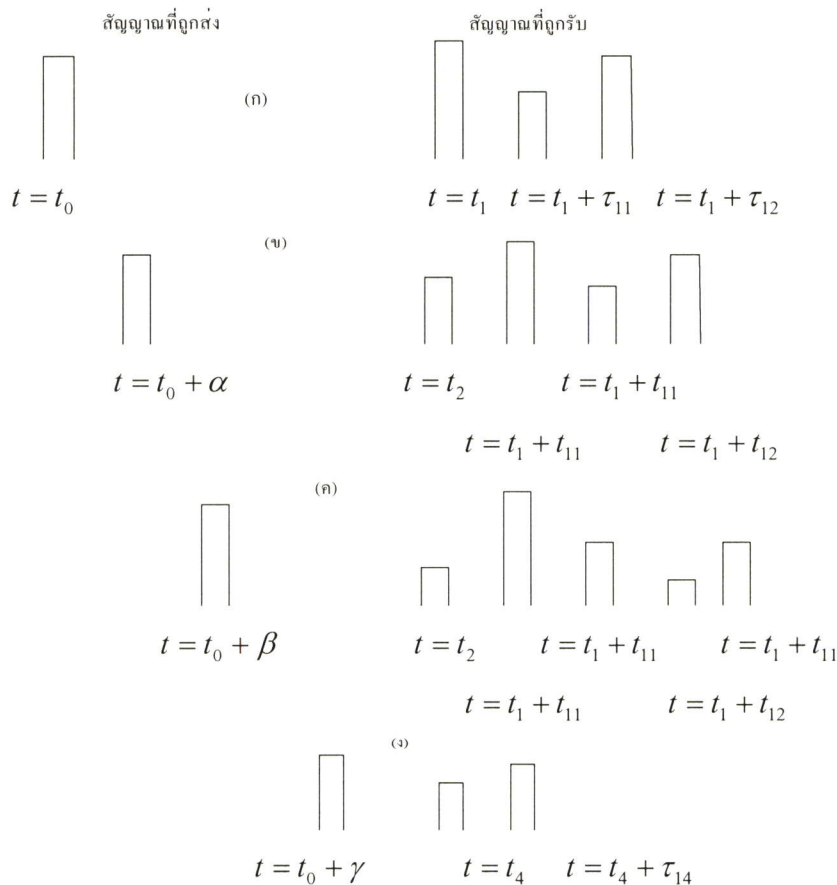
เป็นโมเมนต์อันดับ 1 โมเมนต์อันดับ 2 และความแปรปรวนของ L_a ตามลำดับ

2.1.3 การจางหายหลายเส้นทางหรือเฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading)

ในการแพร่ผ่านของสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เป็นสภาวะแวดล้อมที่มีวัตถุทำให้เกิดการสะท้อน การหักเห และการกระเจิง ทำให้สัญญาณเกิดการหลายเส้นทาง และเมื่อมีการหลายเส้นทางดังกล่าวโดยอาจจะมีเฟสของสัญญาณที่ต่างกัน ส่งผลให้สัญญาณที่ได้มีการลดทอน โดย

ในการหลายเส้นทางดังกล่าวนี้ เมื่อในจำนวนของเส้นทางเหล่านี้ เป็นเส้นทางที่เกิดจากการหลายวิธีทั้งสิ้น โดยไม่ได้มีเส้นทางที่เป็น Line-of-Sight จะได้ฟังก์ชันของการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) ส่วนเมื่อในจำนวนของเส้นทางเหล่านี้มีเส้นทางที่เป็น line-of-sight จะแสดงได้ด้วยค่าฟังก์ชันความหนาแน่นที่มีการแจกแจงแบบไรเซียน (Rician distribution) ในการลดทอนของช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นจะสามารถพิจารณาเป็น 2 ลักษณะ คือ large-scale fading และ small-scale fading เมื่อมีการลดทอนกำลังของสัญญาณเฉลี่ย หรือ Path Loss เนื่องจากการเคลื่อนที่ผ่านพื้นที่ใหญ่ ๆ จะเป็นในลักษณะที่รับผลกระทบจากสภาพภูมิประเทศระหว่างภาคส่งและภาครับ แล้วจะส่งผลให้เกิด large-scale fading จะให้การลดทอนของกำลังเฉลี่ยที่เป็นฟังก์ชันของระยะทาง ดังนั้นในลักษณะนี้จะเป็นการอธิบายโดยการสูญเสียเฉลี่ยตามระยะทาง (mean-path-loss) และการเปลี่ยนแปลงของค่าเฉลี่ยที่มีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล การเปลี่ยนแปลงในแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่ได้รับจะส่งผลให้มีการเปลี่ยนแปลง

2.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.2. แสดงตัวอย่างการตอบสนองทางเวลาของช่องสัญญาณหลายวิถี

ในการสื่อสารไร้สายเมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading) จะเกิดการหลายวิถีของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นดังในรูป 2.1 เมื่อการส่งสัญญาณพัลส์เล็กๆ ไปบนช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่มีการแปรผันทางเวลา (time-varying multipath channel) สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนพัลส์ ซึ่งแสดงดังในรูป 2.2 จะเห็นได้ว่าเกิดการแผ่กว้างทางเวลา (time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ และอีกคุณสมบัติของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีจะขึ้นกับการแปรผันทางเวลาในโครงสร้างของตัวกลาง จากผลอันเนื่องมาจากความแปรผันทางเวลานี้เองที่ทำให้คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมีการแปรผันทางเวลา นั่นคือถ้าส่งพัลส์ซ้ำไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งมีทั้งการเปลี่ยนแปลงขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงทางเวลา (delay time) ระหว่างพัลส์และที่พบบ่อยที่สุดคือการเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์ที่สังเกตได้จากขบวนพัลส์ที่รับได้ แสดงดังรูปที่ 2.2 นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาที่เกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ ดังนั้นจึงเป็นการสมเหตุสมผลที่จะกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ

ต่อไปจะพิจารณาถึงผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งไปซึ่งสัญญาณที่ถูกส่งไป ซึ่งสัญญาณที่ถูกส่งออก แสดงได้ในสมการ

$$S(t) = \text{Re}[S_l(t)e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.10)$$

$S(t)$ เป็นสัญญาณที่จะทำการส่งออกไป

$S_l(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent lowpass signal)

f_c เป็นความถี่ของสัญญาณพาห้

กำหนดให้มีเส้นทางในการแพร่กระจายหลายเส้นทาง แต่ละเส้นสอดคล้องกับเวลาหน่วงของการแพร่กระจาย (Propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (attenuation factor) โดยทั้งสองตัวประกอบนี้จะมีการแปรผันตามเวลา ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างของตัวกลาง ซึ่งสัญญาณผ่านแถบ (band-pass signal) ที่รับได้ แสดงได้ดังสมการ

$$x(t) = \sum_l \alpha_l(t)s[t - \tau_l(t)] \quad (2.11)$$

โดย

$\alpha_l(t)$ คือ ตัวประกอบการลดทอนบนเส้นทางที่ l

$\tau_l(t)$ คือ เวลาประวิงการแพร่กระจายในเส้นทางที่ l

เมื่อแทนค่า $s(t)$ จากสมการ (2.10) ลงในสมการ (2.11) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c t} s_L[t - \tau_l(t)] \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.12)$$

และจากสมการที่ (2.12) จะแสดงได้ว่าสัญญาณแบบผ่านต่ำสมมูลทางด้านรับ (Equivalent low-pass signal) แสดงได้ดังสมการ

$$r_L(t) = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c t} s[t - \tau_l(t)] \quad (2.13)$$

โดยที่ $r_L(t)$ คือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณแบบผ่านต่ำสมมูล ต่อสัญญาณแบบผ่านต่ำสมมูล ดังนั้นในช่องสัญญาณแบบผ่านต่ำสมมูล (Equivalent lowpass channel) แสดงได้ดังรูปของผลตอบสนองอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาดังแสดงในสมการที่ (2.14)

$$c(\tau; t) = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c t} \delta[t - \tau_l(t)] \quad (2.14)$$

เมื่อการตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ เป็นการถูกจำลองเป็น กระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ (complex-valued Gaussian random process) แล้วเอนเวลโลป $|c(\tau; t)|$ ที่เวลา t ใด ๆ สามารถจำลองได้ด้วยแบบจำลองของสัญญาณต่างๆ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function: PDF) มีหลายลักษณะดังนี้

2.2.1 แบบจำลองแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution)

เมื่อสัญญาณเฟดดิ้งหลายวิถีมีแต่เส้นทางที่เป็น Nondirect Line-Of-Sight ซึ่งจำลองการสื่อสารไร้สายกับสภาพแวดล้อมในชนบท การสื่อสารวิทยุแบบรังผึ้ง (cellular radio) จะแสดงด้วยค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ในสมการ

$$P_R(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-r^2/\Omega} \quad (2.15)$$

โดย $\Omega = E[R^2]$ เมื่อ $E[x]$ เป็น Expectation ของ x

2.2.2 แบบจำลองแบบไรเซียน (Rician distribution)

เมื่อสัญญาณหลายวิถีและมีเส้นทางที่เป็น Direct Line-Of-Sight รวมอยู่ด้วย ซึ่งเป็นการจำลองกับสภาพแวดล้อมในการสื่อสาร microcellular land mobile การสื่อสารไร้สายภายในอาคาร และสภาพแวดล้อมภายในอาคาร จะแสดงด้วยค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในสมการ

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-(r^2+s^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (2.16)$$

2.2.3 แบบจำลองแบบนาคากามิ (Nakagami distribution)

เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับทั้งในชนบทและในเมืองเหมาะสำหรับการแพร่กระจายของ land mobile และ indoor mobile ซึ่งแสดงได้ด้วยค่าฟังก์ชันความหนาแน่นจะเป็นในสมการ

$$p_R(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega} \quad (2.17)$$

โดย $m = \frac{\Omega^2}{E[(R^2 - \Omega)^2]}$ และ $\Omega = E(R^2)$

ในแบบจำลองนาคากามินี้ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้ด้วย ถ้าพารามิเตอร์ m ของสมการในแบบจำลองนาคากามินี้มีค่าเป็น $m = 1$ แสดงว่าเป็นการแจกแจงแบบเรย์ลี และถ้า $m = 0.5$ แสดงว่าเป็นการแจกแจงแบบเกาส์ข้างเดียว ส่วนถ้า $m \rightarrow \infty$ แสดงว่าเป็นกรณีในอุดมคติที่ไม่มีการผิดเพี้ยนของสัญญาณ

2.3 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของช่องสัญญาณและสเปกตรัมกำลัง

การหาฟังก์ชันเหล่านี้เพื่อใช้นิยามคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายหลายวิถีจากสมการผลตอบสนองอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลา

$$c(\tau; t) = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c t} \delta[t - \tau_l(t)] \quad (2.18)$$

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (correlation function) และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (power spectral density) สามารถใช้เป็นตัวกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งหลาย

วิธีได้ เมื่อพิจารณาผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบผ่านตัวสมมูล $c(\tau; t)$ ซึ่งเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ (complex-valued Gaussian random process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และสมมติให้ $c(\tau; t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (wide-sense stationary) ดังนั้น ฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (autocorrelation function) ของ $c(\tau; t)$ แสดงได้ดังสมการ (2.19)

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = \frac{1}{2} E[c(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.19)$$

สำหรับตัวกลางในการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนมากนั้น การลดทอน (Attenuation) และการเลื่อนเฟส (phase shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับการประวิง τ_1 นั้น จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับการหน่วง τ_2 ซึ่งกรณีนี้เรียกว่า การกระจัดกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (uncorrelated scattering) ดังสมการที่ เขียนได้เป็น

$$\frac{1}{2} E[c(\tau_1; t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.20)$$

พิจารณาที่ $\Delta t = 0$ ผลของฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau_1; \Delta t) = \phi_c(\tau)$ ซึ่งก็คือ กำลังงานเอาทพุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณ ที่เป็นฟังก์ชันของเวลาประวิง τ แล้ว $\phi_c(\tau)$ จึงถูกเรียกว่า รูปร่างความเข้มของการหลายวิถี (multipath intensity profile: MIP) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว $\phi_c(\tau, \Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาทพุทเฉลี่ยในรูปฟังก์ชันของเวลาประวิง τ และความแตกต่างของเวลาที่ใช้ในการสังเกต Δt ในการพิจารณาถึง MIP เมื่อช่องสัญญาณที่ใช้ในการพิจารณาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นแบบการจางหายช้าแบบเรย์ลีและเป็นช่องสัญญาณที่เจาะจงความถี่ (Slowly-varying Frequency -Selective Rayleigh Fading Channel) ที่มีการตอบสนองของช่องสัญญาณตามสมการ

$$c(\tau; t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c t} \delta[t - \tau_l(t)] \quad (2.21)$$

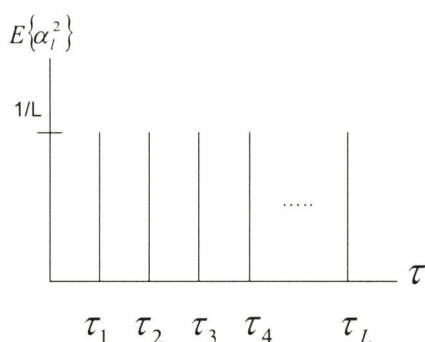
โดยกำหนดให้ได้จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เป็น L เส้นทาง (L-Resolvable Paths) เมื่อกำหนดให้สถิติของการเฟดดิ้ง (Fading statistics) แต่ละผู้ใช้งานของช่องสัญญาณเหมือนกัน ดังนั้น ค่าเฉลี่ยของกำลังที่รับได้ในแต่ละเส้นทางที่แก้ไขได้จะเท่ากันและกำหนดให้เท่ากันสำหรับ

ผู้ใช้งานทั้งหมด สามารถเรียกได้ว่า MIP นั้นเป็นแบบ Uniform MIP ดังแสดงในรูปที่ 2.3 เมื่อกำหนดให้ไม่มีการสูญเสียของกำลังงานส่วนใหญ่ เพราะฉะนั้น [1]

$$\sum_{l=1}^L E\{\alpha_l^2\} = 1 \quad (2.22)$$

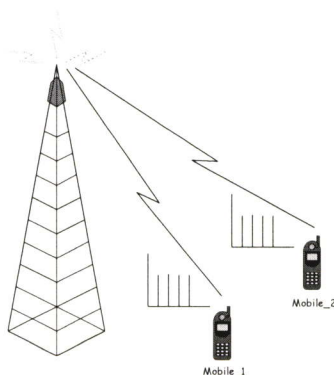
จากคุณสมบัติเป็น Uniform MIP โดยค่าเฉลี่ยของกำลังที่รับได้ในแต่ละเส้นทางที่แก้ไขได้จะเท่ากันในแต่ละเส้นทาง เพราะฉะนั้น

$$E\{\alpha_l^2\} = \frac{1}{L} \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.3 แสดง Multipath Intensity Profile ที่เป็นแบบ Uniform, (Uniform MIP)

โดยในแบบจำลองที่แสดงถึง Uniform MIP ในการเชื่อมโยงขากลับจะสามารถแสดงได้ดังรูป 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงถึงแบบจำลองของ Uniform MIP ในการเชื่อมโยงขากลับของระบบ

ในทางปฏิบัติฟังก์ชัน $\phi_c(\tau, \Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์ช่วงแคบมากๆ หรือสัญญาณแบนด์กว้าง (Wideband signal) และทำการสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยตัวสัญญาณนั่นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้วฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$ ที่วัดได้จะปรากฏเป็นลักษณะเอ็กโพเนนเชียลนั่นคือขนาดของ $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียลเมื่อค่า τ มีค่าเพิ่มขึ้นช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า multipath spread ของช่องสัญญาณ แทนด้วย T_m

การแสดงความถี่ลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลาในโดเมนของความถี่ก็สามารถทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยใช้การแปลงฟูเรียร์ ของ $c(\tau; t)$ จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอน (Transfer function) ที่แปรผันตามเวลา $c(f; t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$c(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.24)$$

เนื่องจาก $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t ดังนั้น $c(f; t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกันด้วย ด้วยเหตุนี้ ภายใต้การสมมติว่าช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง (wide-sense stationary) จึงสามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.25)$$

เนื่องจาก $c(f; t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ของ $c(\tau; t)$ แล้วก็พบว่า $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ ก็จะสัมพันธ์กับ $\phi_c(\tau, \Delta t)$ โดยการแปลงฟูเรียร์เช่นกัน ดังนั้นเมื่อแทนสมการที่ (2.24) ลงในสมการที่ (2.25) จะได้

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

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_C(\Delta f; \Delta t) \quad (2.26)$$

เมื่อ $\Delta f = f_1 - f_2$ จากสมการที่ (2.26) สังเกตว่า $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ของ MIP นอกจากนี้จากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กันแสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ของ $C(f; t)$ เป็นเพียงฟังก์ชันของความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_1 - f_2$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_C(\Delta f; \Delta t)$ ว่าเป็นฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (space-frequency correlation) ของช่องสัญญาณ

สมมติว่า $\Delta t = 0$ ในสมการ (2.26) รวมทั้ง $\phi_C(\Delta f; 0) \equiv \phi_C(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\phi_C(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.27)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.25) เนื่องจาก $\phi_C(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชันสหสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วมนัย (coherence frequency) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูเรียร์ระหว่าง $\phi_C(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะให้ผลในทำนองเดียวกันว่า การแผ่อกหลายวิถี (multipath spread) นั้นเป็นการวัดแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ นั่นคือ

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.28)$$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแบนด์วิดท์ร่วมนัย ด้วยเหตุนี้สัญญาณไซน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ (frequency selective channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (frequency-nonsselective)

2.4 สัญญาณดิจิทัลบนช่องสัญญาณที่เจาะจงความถี่และมีการจางหายแบบซ้ำ

เมื่อองค์ประกอบของการกระจาย (Spread factor) ของช่องสัญญาณสอดคล้องกับเงื่อนไข $T_m B_d \ll 1$ ก็จะมีความเป็นไปได้ที่จะเลือกแบนด์วิดท์ของสัญญาณให้ $W \ll (\Delta f)_c$ และระยะเวลาของสัญญาณ (signal duration) $T \ll (\Delta t)_c$ ดังนั้นช่องสัญญาณแบบนี้จึงเป็นช่องสัญญาณที่ไม่เจาะจงความถี่และมีการเฟดดิ้งแบบซ้ำ ในช่องสัญญาณดังกล่าวนี้การใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีในการแก้ปัญหาการเฟดดิ้งได้

เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณของผู้ใช้ $W \gg (\Delta f)_c$ ช่องสัญญาณสามารถถูกแบ่งเป็นการมัลติเพล็กซ์ของช่องสัญญาณย่อยที่มีการแยกกันของระหว่างความถี่กลางอย่างน้อยที่สุด $(\Delta f)_c$ ดังนั้นสัญญาณเดียวกันสามารถจะถูกส่งผ่านบนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งทางความถี่ (Frequency division multiplexed (FDM) subchannel) ของช่องสัญญาณย่อยได้ และนั่นก็เป็นการใช้ไดเวอร์ซิตีทางความถี่

2.5 เทคนิคของการใช้ไดเวอร์ซิตีสำหรับช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายเส้นทาง

เทคนิคของไดเวอร์ซิตีได้ถูกนำมาใช้เพื่อปรับปรุงเรื่องความผิดพลาดในการรับสัญญาณเมื่อการลดทอนของช่องสัญญาณมีค่ามากเช่น เมื่อช่องสัญญาณมีการจางหายของสัญญาณอย่างรุนแรง ถ้าสามารถใช้แบบจำลองของช่องสัญญาณข้อมูลหลายๆแบบจำลองที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายของสัญญาณอย่างเป็นอิสระต่อกันที่เครื่องรับ ความน่าจะเป็นที่องค์ประกอบของสัญญาณทั้งหมดจะมีการจางหายในเวลาเดียวกันนั้นสามารถลดลงได้ นั่นคือถ้า p เป็นความน่าจะเป็นที่สัญญาณใด สัญญาณหนึ่งจะเกิดการจางหายภายใต้ค่าวิกฤตค่าหนึ่ง ดังนั้น p^L จะเป็นความน่าจะเป็นที่ L แบบจำลองของสัญญาณเดียวกันนั้นเกิดการจางหายโดยเป็นอิสระต่อกันภายใต้ค่าวิกฤตค่าดังกล่าว วิธีการที่จะทำให้ได้ L แบบจำลองของสัญญาณที่เหมือนกันนั้นเกิดการจางหายเป็นอิสระต่อกันที่เครื่องรับสามารถทำได้หลายวิธี เช่น การทำไดเวอร์ซิตีทางความถี่ (frequency diversity) ทำได้โดยการส่งสัญญาณเดียวกันไปบนความถี่พาห้ทั้งหมด L ความถี่ โดยที่แต่ละความถี่แยกจากกันเท่ากับหรือมากกว่าแบนด์วิดท์รวมกัน (coherent bandwidth, $(\Delta f)_c$) ของช่องสัญญาณ วิธีต่อมาเป็นการส่งสัญญาณเดียวกันไปในไทม์สล็อต (time slot) ต่างๆ จำนวน L ไทม์สล็อต โดยแต่ละไทม์สล็อตแยกจากกันเท่ากับหรือมากกว่าเวลารวมกัน (coherent time, $(\Delta t)_c$) ของช่องสัญญาณ วิธีนี้เรียกว่า การทำไดเวอร์ซิตีทางเวลา (time diversity) มีอีกวิธีหนึ่งที่มีการใช้กันโดยทั่วไปคือการใช้สายอากาศหลายๆ อัน ตัวอย่างเช่น ใช้สายอากาศส่งเพียงอันเดียวแต่ใช้สายอากาศรับหลายๆอัน โดยที่สายอากาศรับจะต้องมีระยะห่างกันมากเพียงพอที่องค์ประกอบจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศมีเวลาการหน่วงในการแพร่กระจาย (propagation delay) ต่างกัน โดยทั่วไประยะห่างระหว่างสายอากาศสองอัน

ต้องแยกห่างกันอย่างน้อย 10 เท่าของความยาวคลื่นเพื่อที่จะให้ได้สัญญาณที่เกิดการจางหายที่เป็นอิสระต่อกันและอีกวิธีในการใช้เทคนิคโดเวอร์ซิตี คือ จะอาศัยหลักการใช้สัญญาณที่มีแบนด์วิดท์มากกว่าแบนด์วิดท์รวม (Δf)_c ของช่องสัญญาณหลายๆ สัญญาณดังกล่าวซึ่งมีแบนด์วิดท์ W สามารถจะมีองค์ประกอบจากหลายเส้นทางต่างๆ กันได้ ด้วยเหตุนี้ทำให้เครื่องรับสามารถรับสัญญาณซึ่งมีเส้นทางของสัญญาณการจางหายหลายๆ เส้นทางโดยมีการจางที่เป็นอิสระต่อกัน และมีเวลาที่สามารถแยกความแตกต่างของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง (time resolution) ได้เป็น 1/W ดังนั้นถ้าการกระจายหลายเส้นทาง (multipath spread) เป็น T_m วินาที จะมีองค์ประกอบของสัญญาณต่างๆ ซึ่งแยกออกจากกันเป็น T_mW องค์ประกอบ เนื่องจาก T_m ≈ 1/(Δf)_c จำนวนองค์ประกอบของสัญญาณต่างๆ ซึ่งแยกออกจากกันสามารถแสดงได้เป็น W/(Δf)_c ด้วยเหตุนี้การใช้สัญญาณแบนด์กว้างจึงเป็นอีกวิธีหนึ่งในการที่จะทำให้ได้โดเวอร์ซิตีทางความถี่ซึ่งมีค่า L ≈ W/(Δf)_c เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการประมวลผลสัญญาณแบนด์กว้างนี้ เรียกว่าเครื่องรับแบบ RAKE (RAKE Receiver) ซึ่งนิยมใช้กันอย่างกว้างขวาง

2.5.1 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line)

เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณมีค่า W และช่องสัญญาณยังคงสมมติฐานให้เป็นการเฟดดิ้งแบบช้า โดย T ≪ (Δf)_c สมมติให้ W เป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณแถบผ่าน (Bandpass Signal) ดังนั้นแถบที่ใช้ของสัญญาณผ่านต่ำสมมูลย์ s_l(t) เป็น |f| ≤ 1/2 W เมื่อ s_l(t) ถูกจำกัดแถบโดย |f| ≤ 1/2 W การประยุกต์ใช้ทฤษฎีการสุ่ม (sampling theory) ส่งผลให้สัญญาณแสดงดังสมการ

$$s_l(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(\frac{n}{W}\right) \frac{\sin[\pi W(t - n/W)]}{\pi W(t - n/W)} \quad (2.29)$$

แล้วการแปลงฟูเรียร์ของ s_l(t) จะเป็น

$$S_l(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi f n/W} & (|f| \leq \frac{1}{2} W) \\ 0 & (|f| > \frac{1}{2} W) \end{cases} \quad (2.30)$$

สัญญาณที่ถูกรับโดยไม่มีสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่จะอยู่ในรูปของ

$$r_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t) S_l(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.31)$$

โดย $C(f;t)$ เป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนที่มีการแปรผันตามเวลา เพราะฉะนั้นจะได้

$$\begin{aligned} r_l(t) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-\infty}^{\infty} C(f;t) e^{j2\pi ft} df \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(\frac{n}{W}\right) c\left(t - n/W; t\right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

โดย $C(\tau;t)$ เป็นการตอบสนองอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลา เราสังเกตได้ว่าสมการมีรูปแบบของผลรวมของการประสาน (Convolution) ดังนั้นสามารถที่จะแสดงในอีกรูปแบบหนึ่งได้เป็น

$$r_l(t) = \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(t - n/W\right) c\left(n/W; t\right) \quad (2.33)$$

เป็นการสะดวกที่เราจะกำหนดให้ค่าของสัมประสิทธิ์ของการแปรผันตามเวลาของช่องสัญญาณเป็น

$$c_n(t) = \frac{1}{W} c\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (2.34)$$

ดังนั้นสามารถแสดงในเทอมของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณได้เป็น

$$r_l(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) s_l\left(t - n/W\right) \quad (2.35)$$

ในการที่จะแสดงสมการของสัญญาณที่รับได้นั้นจะบ่งชี้ว่าช่องสัญญาณที่จะจะจงความถี่สามารถที่จะจำลองเป็นสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกช่วงกว้างของจุดต่อแยกเป็น $1/W$ และมีสัมประสิทธิ์ของการถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยก (tap weight coefficient) เป็น $\{c_n(t)\}$ ในความเป็นจริง เราสามารถลดรูปเป็นการตอบสนองอิมพัลส์แบบแถบความถี่ต่ำผ่านสำหรับช่องสัญญาณเป็น

$$c_n(f;t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) \delta(t - n/W) \quad (2.36)$$

และสอดคล้องกับฟังก์ชันการถ่ายโอนที่มีการแปรผันตามเวลาเป็น

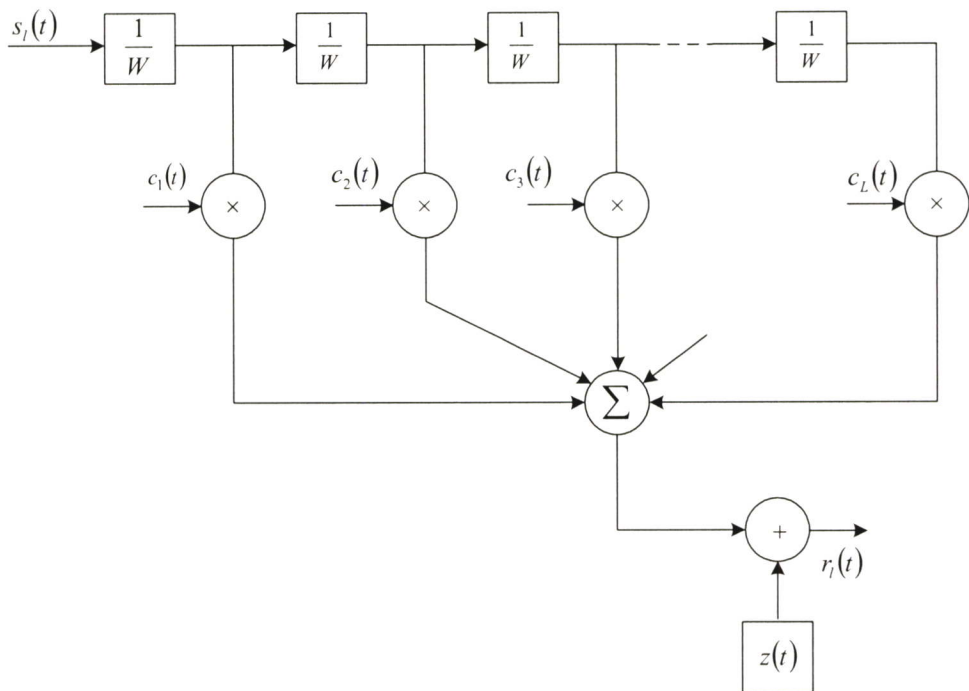
$$C(f;t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) e^{-j2\pi fn/W} \quad (2.37)$$

ดังนั้น ด้วยสัญญาณผ่านต่ำสมมูลย์ (equivalent lowpass signal) ที่มีแบนด์วิดท์ $\frac{1}{2}W$ โดย $W \gg (\Delta f)_c$ เราจะได้การแยกชัด (resolution) ของรูปร่างความหนาแน่นของการหลายเส้นทาง (Multipath Intensity Profile, MIP) เป็น $1/W$ ดังนั้นการกระจายการหลายเส้นทางทั้งหมดเป็น T_m ดังนั้นในทางปฏิบัติของแบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกสำหรับช่องสัญญาณนั้น จะมีจำนวนจุดต่อแยก (tap) จำกัดอยู่ที่ $L = \lfloor T_m W \rfloor + 1$ ดังนั้นสัญญาณที่ถูกรับโดยไม่มีสัญญาณรบกวนสามารถจะถูกแสดงในรูปของ

$$r_l(t) = \sum_{n=1}^L c_n(t) s_l \left(t - \frac{n}{W} \right) \quad (2.38)$$

แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก แสดงดังรูป (2.5) ที่ถูกต้องตามคุณลักษณะทางสถิติของช่องสัญญาณจากที่กล่าวข้างต้น ค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกที่แปรผันตามเวลา $\{c_n(t)\}$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบ Gaussian (complex-value stationary Gaussian random process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ขนาดของ $\{c_n(t)\}$ คือ $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$ มีการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลีย์และเฟส $\phi_n(t)$ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ เนื่องจาก $\{c_n(t)\}$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกซึ่งสอดคล้องกับเวลาประวิง $\tau = n/W$ ของเส้นทางต่างๆทั้งหมด L เส้นทาง เมื่อ $n = 1, 2, \dots, L$ จากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สหสัมพันธ์ แสดงให้เห็นว่า $\{c_n(t)\}$ ของแต่ละ

เส้นทางจะไม่สัมพันธ์กันด้วย แต่เนื่องจาก $\{c_n(t)\}$ เป็นกระบวนการสุ่มแบบ Gaussian (Gaussian random process) ดังนั้น $\{c_n(t)\}$ ของแต่ละเส้นทางจึงมีความเป็นอิสระทางสถิติต่อกัน



รูปที่ 2.5 แสดงช่องสัญญาณเจาะจงความถี่แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tap delay line)

2.5.2 เครื่องรับแบบ RAKE บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเจาะจงความถี่

ต่อไปได้พิจารณาปัญหาของการส่งสัญญาณดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ซึ่งถูกจำลองเป็น แบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (tapped delay line) โดยมีค่าถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยกเป็น $\{c_n(t)\}$ ที่แปรผันตามเวลาโดยมีความอิสระทางสถิติต่อกัน การที่แบบจำลองดังกล่าวนี้มีค่าถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยกที่เป็นอิสระทางสถิติต่อกันนี้จะทำให้เครื่องรับทำการรับสัญญาณที่ถูกส่งมาจากเครื่องส่งโดยแยกเป็น L สัญญาณตามจำนวนของจุดต่อแยก ด้วยเหตุที่เครื่องรับสามารถทำการประมวลได้อย่างเหมาะสมจะทำให้ได้ระบบสื่อสารที่สมมูลกับระบบไดเวอร์ซิตีที่มีจำนวนสาขา L สาขา สมมติว่ามีสัญญาณไบนารีที่มีพลังงานเท่ากัน 2 สัญญาณคือ $u_1(t)$ และ $u_2(t)$ ซึ่งอาจจะเป็นสัญญาณแอนติพอดอล (antipodal) หรือ สัญญาณออร์ทอกอนอล (orthogonal) ก็ได้ ทั้งสองสัญญาณนี้มีคาบเวลา T ที่สอดคล้องกับเงื่อนไข $T \gg T_m$ มากๆ เพื่อไม่ให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference, ISI) อันเนื่อง

มาจากสัญญาณหลายเส้นทาง เนื่องจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้จะเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^L c_k(t) u_i \left(t - \frac{k}{W} \right) + z(t) \\ &= v_i(t) + z(t) \quad , 0 \leq t \leq T \text{ และ } i = 1, 2 \end{aligned} \quad (2.39)$$

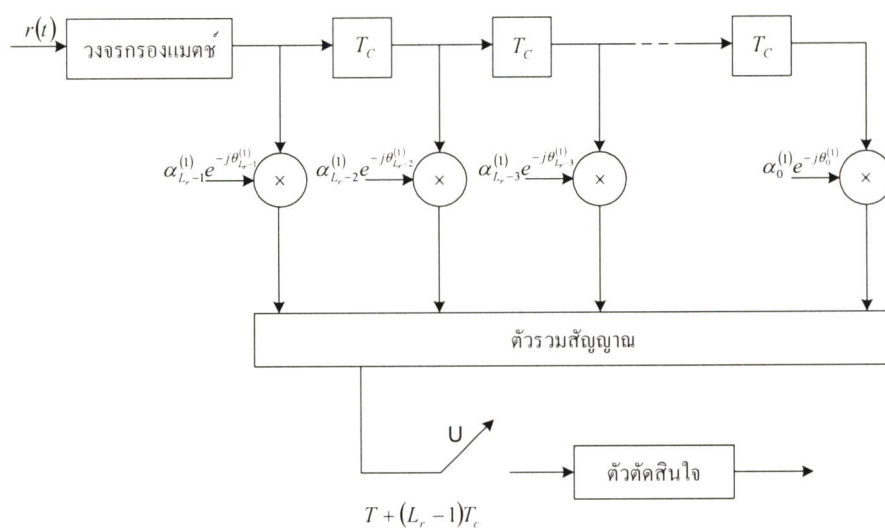
เมื่อ L เป็นจำนวนเส้นทางทั้งหมดที่แก้ไขได้ และ

$$v_i(t) = \sum_{k=1}^L c_k(t) u_i \left(t - \frac{k}{W} \right) \quad (2.40)$$

เมื่อ $z(t)$ เป็นการสุ่มเชิงซ้อนของสัญญาณรบกวนขาวแบบ Gaussian (complex-valued white Gaussian noise process) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สมมติว่ารู้ค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกของช่องสัญญาณที่เครื่องรับ ดังนั้นเครื่องรับที่เหมาะสมจะประกอบด้วย วงจรกรองความถี่ 2 วงจรที่แมตช์กับ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ตามด้วยวงจรมัธย (sampler circuit) และวงจรทำการตัดสินใจ (decision circuit) ซึ่งจะเลือกสัญญาณที่ทำให้ได้ค่าเอาท์พุทสูงสุด เครื่องรับที่เหมาะสมอาจใช้การทำสหสัมพันธ์ข้ามแทนการใช้วงจรแมตช์ฟิลเตอร์ ตัวแปรที่ใช้ในการตัดสินใจ (decision variable) สำหรับการดีเทคต์สัญญาณไบนารีแบบร่วมนัยแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} U_m &= \operatorname{Re} \int_0^T r(t) v_m^*(t) dt \\ &= \operatorname{Re} \sum_{k=1}^L \int_0^T r(t) c_k^*(t) u_m^* \left(t - \frac{k}{W} \right) dt \end{aligned} \quad (2.41)$$

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



รูปที่ 2.6 แสดงเครื่องรับแบบ RAKE

จากการทำงานของเครื่องรับที่เป็นแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกนี้เป็นการสะสมพลังงานของสัญญาณจากทุกเส้นทางของสัญญาณที่รับได้ที่อยู่ในแต่ละช่วงทางเวลาของสายการประวิงเวลา ซึ่งนำพาสัญญาณข้อมูลเดียวกันมาจึงเรียกเครื่องรับที่มีลักษณะการทำงานดังกล่าวนี้ว่าเครื่องรับแบบ RAKE

บทที่ 3

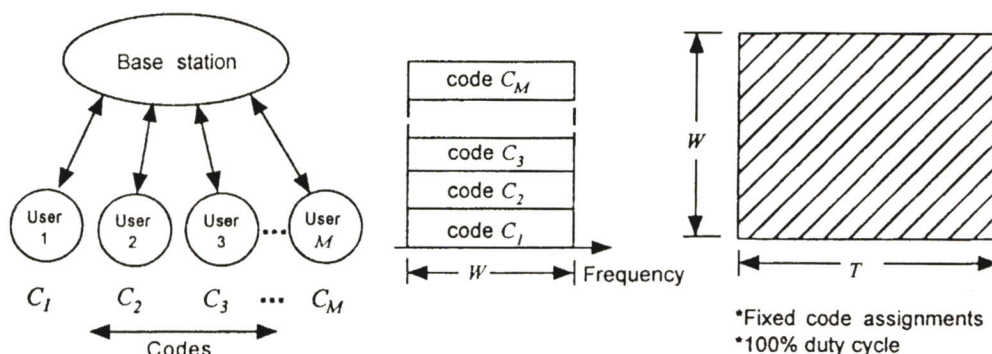
ระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอและความจุเออร์แลง

3.1 พื้นฐานของซีดีเอ็มเอ

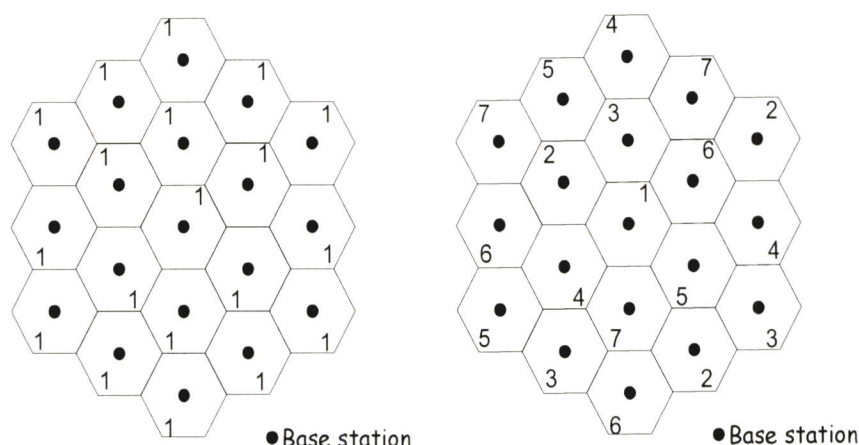
หลักการเบื้องต้นของระบบซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) ในมาตรฐาน IS-95 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่ 2-2.5 ซึ่งความแตกต่างระหว่างการสื่อสารยุคที่หนึ่งและสองคือรูปแบบของการสื่อสารข้อมูล โดยการสื่อสารระบบเซลลูลูลาร์ในยุคที่สองนั้น จะเป็นการสื่อสารด้วยระบบดิจิทัล ซึ่งแตกต่างกับยุคที่หนึ่งที่เป็นการสื่อสารแบบอนาล็อก ตัวอย่างของระบบการสื่อสารในยุคที่หนึ่ง คือ ระบบ Advanced Mobile Telephone System (AMPS) ที่ใช้การจัดสรรการเข้าถึงและการมอดูเลชันทางความถี่ (Frequency Modulation: FM) ส่วนระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่สองดังในมาตรฐาน IS-54 นั้นจะใช้การจัดสรรช่องสัญญาณด้วยช่วงเวลา หรือ Time Division Multiple Access (TDMA) ซึ่งเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูลเสียงจากระบบอนาล็อกเดิมเป็นระบบดิจิทัลที่ 10 kbps และส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลชันแบบ $\pi/4$ Differentially encoded quadrature phaseshift keying ($\pi/4$ DQPSK) ซึ่งต่อมาได้มีการนำเสนอมตรฐาน IS-95 ที่ใช้การจัดสรรการเข้าถึงด้วยรหัส (Code Division Multiple Access: CDMA) โดยใช้เทคนิคการขยายสเปคตรัม (Spread Spectrum) ที่ทำให้ความจุของผู้ใช้ในหนึ่งเซลล์เพิ่มขึ้นและสามารถส่งข้อมูลข่าวสารได้มากกว่าการสื่อสารในยุคที่ 1 และ 2 ซึ่งในหนังสือหรือเอกสารบางเล่ม จะเรียกระบบซีดีเอ็มเอว่าเป็นระบบการสื่อสารไร้สายยุคที่ 2.5

3.2 ระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ ผู้ใช้งานนั้นสามารถที่จะส่งสัญญาณได้อย่างต่อเนื่องและทั่วถึงทั้งในระนาบของเวลาและความถี่ ดังในรูป 3.1 จะเห็นได้ว่าในรูปแบบนี้ผู้ใช้งานจะไม่ถูกแบ่งทรัพยากรทางเวลาหรือความถี่ แต่สามารถใช้ร่วมกันได้ทั้งหมดโดยในรูปแบบการเข้าถึงหลายทางแบบนี้ผู้ใช้งานจะถูกกำหนดรหัสให้แต่ละผู้ใช้งาน ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัสนั้น ในเซลล์ที่อยู่ติดกันสามารถที่จะใช้ความถี่เดียวกันได้ ดังนั้นการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่เท่ากับ 1 ซึ่งจะแสดงได้ดังในรูปที่ 3.2 ในการพิจารณาจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถที่จะรองรับได้นั้น จะมีปัจจัยหลายประการที่มีผลต่อจำนวนความจุของระบบ เช่น ปริมาณการแทรกสอดในระหว่างผู้ใช้งานด้วยกันเอง ความถูกต้องของการควบคุมกำลังของเครื่องลูกข่ายอันเนื่องมาจากปัญหาความใกล้เคียง-ไกล [2]



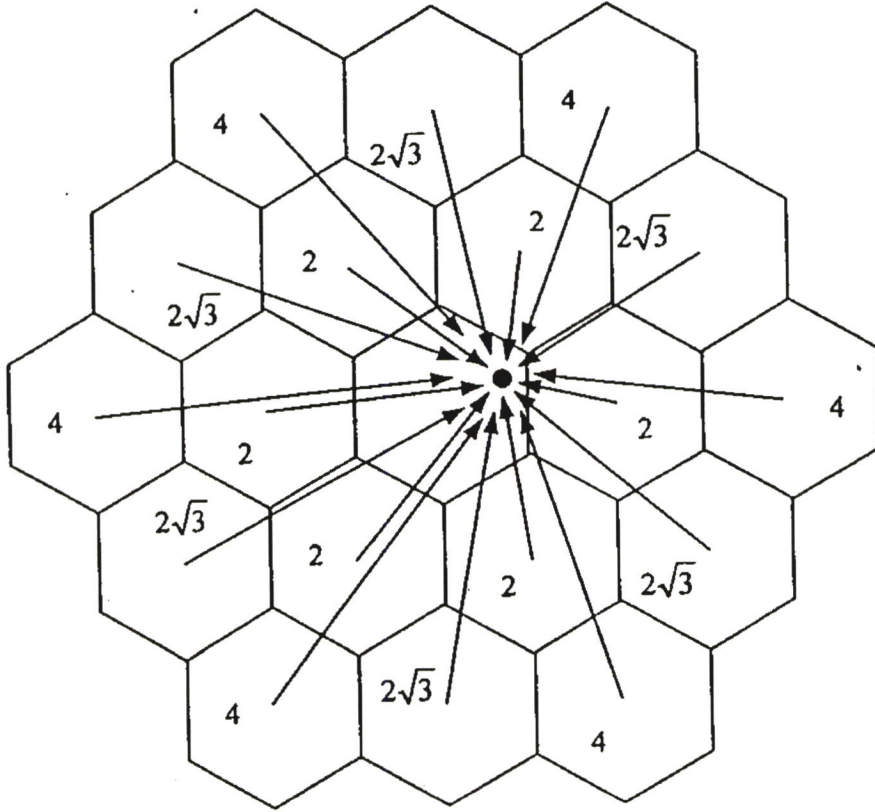
รูปที่ 3.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งทางรหัส (CDMA)



รูปที่ 3.2 แสดงแพทเทิร์นของการนำความถี่กลับมาใช้ใหม่ของระบบ CDMA และ ระบบ FDMA

3.2.1 สัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารเชื่อมโยงขาไป (Forward Link)

ทางอุดมคติแล้วจะไม่มีสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์ในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไป เนื่องจากแต่ละช่องสัญญาณในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไปนั้นออร์โธกอนอลซึ่งกันและกัน ทุกๆ ช่องสัญญาณรวมทั้งช่องสัญญาณนำร่องในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไปนั้น จะสามารถแยกแยะออกจากกันได้โดยการคูณสัญญาณที่รับเข้ามาด้วยขบวนชิปที่พอเหมาะแล้วทำการรวมหรืออินทิเกรตชิปในช่วง 64 ชิป(วอลท์ฟังก์ชัน) ซึ่งผลที่ได้จากกระบวนการนี้ คือ สัญญาณขบวนข้อมูลแบบแบนด์ของช่องสัญญาณที่ต้องการ โดยปราศจากสัญญาณแทรกสอดใดๆ จากการสื่อสารในทิศทางของการสื่อสารเชื่อมโยงขาไป แต่อย่างไรก็ตาม การแพร่กระจายคลื่นในการสื่อสารเคลื่อนที่ จะทำให้เกิดการแทรกสอดในทิศการสื่อสารเชื่อมโยงขาไปเนื่องจากการเกิดมัลติพาทนั่นเอง



รูปที่ 3.3 สัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง(Forward Link)ในระบบเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอ

สมมติว่า $I_{0,f}$ คือ ความหนาแน่นกำลังสัญญาณทั้งหมดที่รับได้ที่เครื่องรับจากสถานีฐานที่ใช้บริการอยู่ ซึ่งสัญญาณนี้ประกอบด้วยสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณแทรกสอดอันเนื่องมาจากมัลติพาท ซึ่งกำลังของสัญญาณในเส้นทางที่ K กำหนดให้เป็น β_k เมื่อ $0 \leq \beta_k \leq 1$ ซึ่งสัดส่วนของสัญญาณ $I_{0,f}$ อันเนื่องมาจากเส้นทางที่ K คือ

$$I_{0,f} = \text{ความหนาแน่นสเปกตรัมของเส้นทางที่ } k = \beta_k I_{0,f} \quad (3.1)$$

และถ้าในการแพร่กระจายประกอบด้วยสัญญาณจำนวน K เส้นทาง จะได้ว่า

$$I_{0,f} = \sum_{k=1}^k I_{0,k} = I_{0,f} \sum_{k=1}^k \beta_k \quad \text{หรือ} \quad \sum_{k=1}^k \beta_k = 1 \quad (3.2)$$

หากสมมติว่าที่เครื่องรับมีวงจรรับสัญญาณจำนวน K วงจร โดยแต่ละวงจรตั้งค่าไว้สำหรับรับสัญญาณแต่ละเส้นทางใน K เส้นทาง ให้ E_{bj} เป็นกำลังรวมบิตข้อมูลที่รับได้ที่เครื่องรับ แล้วกำลังบิตข้อมูลอินพุตของวงจรรับสัญญาณอันดับที่ j จะมีค่าเป็น

$$E_{bj} = \text{กำลังบิตข้อมูลจากเส้นทางที่ } j = \beta_j E_{b0} \quad (3.3)$$

กำหนดให้ I_{scj} เป็นความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณแทรกสอดจากภายในเซลล์ต่อเส้นทางอันดับ j ซึ่งหาได้จาก

$$I_{scj} = \sum_{k \neq j} I_{0,k} = I_{0,f} \sum_{k \neq j} \beta_k = I_{0,f} (1 - \beta_j) \quad (3.4)$$

ซึ่งจะได้อัตราส่วนความสัมพันธ์ของกำลังบิตข้อมูลข่าวสารต่อสัญญาณรบกวน (ที่รวมทั้งสัญญาณแทรกสอดด้วย) ของวงจรดีโมดูเลเตอร์ที่ตั้งค่าไว้สำหรับรับสัญญาณจากเส้นทาง j เป็น

$$\frac{E_{bj}}{(N_{0,T})_j} = \frac{E_{b0} \beta_j}{N_0 + I_{0,\infty} + I_{0,f} (1 - \beta_j)} \quad (3.5)$$

เมื่อ N_0 คือ กำลังสเปกตรัมของเทอร์มอลนอยซ์

$I_{0,\infty}$ คือ กำลังสเปกตรัมของสัญญาณแทรกสอดจากเซลล์ข้างเคียง

$I_{0,f}$ คือ กำลังสเปกตรัมรวมของสัญญาณที่รับได้จากเซลล์ภายใน

$(N_{0,T})_j$ คือ ความหนาแน่นรวมสัญญาณรบกวนรวมทั้งสัญญาณแทรกสอดในการสื่อสารเชื่อมโยงขาไปหากที่เครื่องลูกข่ายใช้การรวมสัญญาณแบบ maximum ratio combining จากเส้นทางทั้ง K เส้นทางแล้ว จะได้ว่า

$$\frac{E_b}{N_{0,T}} = \sum_{k=1}^k \frac{E_{bk}}{(N_{0,T})_k} = \sum_{k=1}^k \frac{E_{b0} \beta_k}{N_0 + I_{0,\infty} + I_{0,f} (1 - \beta_k)} \quad (3.6)$$

สำหรับเครื่องลูกข่ายที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานแล้ว สัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์จะมีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนชนิดอื่นๆ ซึ่งจะสามารถตัดสัญญาณรบกวนอื่นๆทิ้งไปได้ สมการ (3.6) จึงสามารถประมาณได้เป็น

$$\frac{E_b}{N_{0,T}} \approx \sum_{k=1}^k \frac{E_{b0} \beta_j}{I_{0,f} (1 - \beta)} = \frac{E_{b0}}{I_{0,f}} \sum_{k=1}^k \frac{\beta_j}{1 - \beta_j} = \frac{E_{b0}}{I_{0,sc}} \quad (3.7)$$

เมื่อ $I_{0,\infty}$ คือส่วนที่เป็นสัญญาณแทรกสอดของความหนาแน่นสัญญาณรวมที่รับได้ภายในเซลล์ ($I_{0,f}$) ดังนั้นความหนาแน่นกำลังสเปกตรัมที่มีผลกระทบต่อเครื่องรับของสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์จะมีนิยามเป็น

$$I_{0,sc} = \frac{I_{0,f}}{\sum_{j=1}^j \frac{\beta_j}{1 - \beta_j}} \quad (3.8)$$

3.2.2 สัญญาณแทรกสอดของการสื่อสารเชื่อมโยงขากลับ (Reverse Link Interference)

3.2.2.1 การแทรกสอดอันเนื่องมาจากภายในเซลล์เดียวกัน (Same-Cell Interference)

ในการแทรกสอดที่เกิดขึ้นดังกล่าวนี้จะประกอบด้วยการรวมของสัญญาณจากผู้ใช้งานรายอื่นๆ ที่ภาครับในสถานีฐานเดียวกัน สำหรับระบบซีดีเอ็มเอ เมื่อสัญญาณดังกล่าวเหล่านี้มีการใช้แบนด์วิดท์เดียวกันในเวลาเดียวกัน ดังนั้นการแทรกสอดทั้งหมดจึงเป็นแบบจำลองที่เป็นจุดมุ่งหมายของการวิเคราะห์เป็นสัญญาณรบกวนขาวที่มีแถบจำกัด โดยเกือบทั้งหมดของสัญญาณรบกวนที่ภาครับของสถานีฐานจะเกิดขึ้นเนื่องมาจากการแทรกสอดของสัญญาณจากโมบายล์ จำนวนของผู้ใช้งานที่เข้ามาใช้งานขณะใดขณะหนึ่งในการส่งของการเรียก จะถูกทำให้มีจำนวนสูงสุดได้โดยการทำให้กำลังที่รับได้ของแต่ละผู้ใช้ที่สถานีฐานนั้นมีค่าเท่ากัน และให้มีค่าต่ำเท่าที่เป็นไปได้ในขณะที่ยังสอดคล้องกับสมรรถนะของการเชื่อมโยง การควบคุมแบบไดนามิกของกำลังที่ส่งของโมบายล์จึงเป็นส่วนที่จำเป็นต่อการออกแบบส่วนการเชื่อมโยงขากลับ เพราะเมื่อมีการใช้ของการควบคุมกำลัง สำหรับ M ของผู้ใช้งานในเซลล์ แล้วปริมาณของกำลังของการแทรกสอดที่ภาครับของสถานีฐานเนื่องจากเซลล์เดียวกันจะถูกสมมติโดย

$$I_{sc} = (M - 1)S\alpha_r \quad (3.9)$$

เมื่อ S เป็นกำลังของแต่ละโมบายล์ที่ภาครับ และ α_r เป็นค่าเฉลี่ยของแฟคเตอร์ของ voice activity ของการเชื่อมโยงขากลับ

3.2.2.2 การแทรกสอดอันเนื่องมาจากภายนอกเซลล์ (Other-cell Interference)

การแทรกสอดจากเซลล์อื่นบนการเชื่อมโยงขากลับ สมมติให้เซลล์มีขนาดเท่ากัน มีการใช้การควบคุมกำลังและกฎการแพร่ผ่านด้วยกำลัง 4 แล้วกำลังที่ส่งของโมบายล์ในเซลล์ที่แทรกสอดซึ่งเป็นสถานีฐาน B เป็นสัดส่วนกับ

$$\text{ระดับกำลังที่ต้องการที่สถานีฐาน B} * \text{อัตราขยายที่การชดเชยของการแพร่ผ่าน} = S * r^4$$

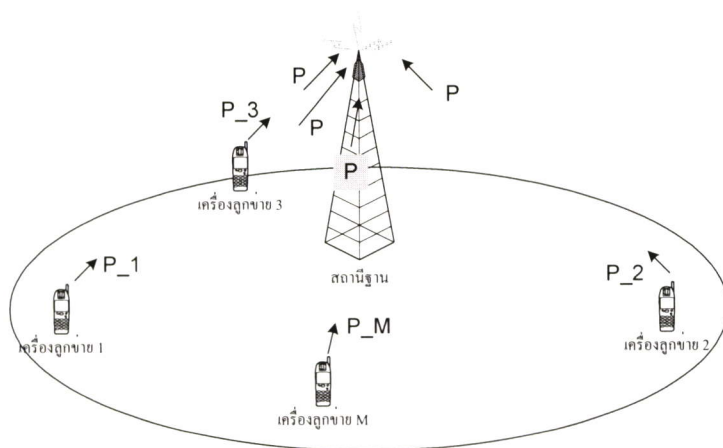
เมื่อ r คือ ระยะห่างระหว่างเครื่องลูกข่ายที่อยู่ในสถานีฐาน B ดังนั้นกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากเครื่องลูกข่ายนี้ที่ไปรบกวนสถานีฐาน B_0 จะมีค่าเป็น

$$P_0 = \alpha_r S \left(\frac{r^4}{r_0} \right) \quad (3.10)$$

ปริมาณสัญญาณแทรกสอดจะขึ้นอยู่กับจำนวนเครื่องลูกข่ายที่ใช้งานภายในเซลล์ B โดยจะมีค่าเป็นค่าผลรวมของกำลังสัญญาณแทรกสอดของเครื่องลูกข่ายจำนวน M เครื่อง

3.3 การควบคุมกำลังส่ง

ในการสื่อสารระบบซีดีเอ็มเอนั้นการควบคุมกำลังมีความจำเป็นต่อระบบมาก เนื่องจากผู้ใช้งานทั้งหมดนั้นใช้แบนด์วิดท์ทั้งหมดร่วมกันโดยผ่านทางรหัสสัญญาณรบกวนแบบสุ่มเทียม (PN Code) ดังนั้นผู้ใช้แต่ละรายจึงดูเหมือนเป็นสัญญาณรบกวนต่อผู้ใช้งานอื่น ดังนั้นกำลังของผู้ใช้แต่ละรายจะต้องมีการควบคุมเพื่อไม่ให้มีผู้ใช้งานรายใดรายหนึ่งเป็นสัญญาณที่ไปรบกวนต่อผู้ใช้งานอื่นๆที่ใช้แบนด์วิดท์ร่วมกันอยู่ การควบคุมกำลังนั้นถูกสร้างขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาความใกล้เคียงและเพื่อให้ได้ความจุที่สูงที่สุด การควบคุมกำลังจะกระทำโดยให้กำลังที่ถูกส่งมาจากแต่ละผู้ใช้จะถูกควบคุมให้มีการรับได้ของกำลังดังกล่าวที่สถานีฐานมีค่าเท่ากัน ดังในรูปที่ 3.4 แสดงแนวความคิดดังกล่าว เมื่อ $P_1, P_2, P_3 \dots P_M$ เป็นกำลังที่ส่งมาจากเครื่องลูกข่ายที่ 1, 2, 3... M เมื่อมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์จะส่งผลให้กำลังที่รับได้ที่สถานีฐานของเครื่องลูกข่ายแต่ละตัวมีค่าเท่ากันคือ P แต่ในทางความเป็นจริงแล้วการควบคุมกำลังส่งนั้นมิได้เกิดขึ้นอย่างสมบูรณ์ ดังนั้นกำลังของสัญญาณที่รับได้จึงมีค่าไม่เท่ากัน กระบวนการควบคุมกำลังส่งโดยทั่วไปมีอยู่ 2 แบบคือ



รูปที่ 3.4 แสดงการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์

3.3.1 การควบคุมกำลังส่งแบบลูปเปิด (Open Loop Power Control)

ในรูปแบบของการควบคุมกำลังแบบนี้ ตัวโมบายล์จะเป็นตัวจัดการกระบวนการเองทั้งสิ้น ไม่ได้เกี่ยวข้องกับสถานีฐานเลย กระบวนการของการควบคุมแบบลูปเปิดจะเป็นกระบวนการที่กระทำอย่างต่อเนื่องหลังจากที่ทางสถานีฐานนั้นรับรู้การร้องขอเข้าใช้งานช่องสัญญาณของโมบายล์ และหลังจากที่โมบายล์เริ่มส่งในช่องสัญญาณทราฟฟิค

หลังจากที่การเรียก (Call) ได้ทำการติดตั้งขึ้น เมื่อโมบายล์เคลื่อนที่ไปรอบๆ ภายในเซลล์แล้วการสูญเสียเชิงระยะทางระหว่างโมบายล์กับสถานีฐานจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องจากผลดังกล่าว กำลังที่ถูกรับได้ที่โมบายล์จะมีการเปลี่ยนแปลงและการควบคุมกำลังแบบลูปเปิด จะทำการตรวจสัญญาณกำลังที่ถูกรับที่โมบายล์อย่างต่อเนื่อง และจะมีการปรับกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป

กล่าวได้ว่าการควบคุมกำลังแบบเปิดจะอยู่บนพื้นฐานของการประมาณการสูญเสียเชิงระยะทางในทิศทางไปยังสถานีฐาน การควบคุมกำลังนี้เป็นการชดเชยในส่วนของปรากฏการณ์ถูกบดบังแบบลึกลับและเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ โดยเป็นการสหสัมพันธ์ระหว่างการจางหายในส่วนการเชื่อมโยงไปข้างหน้ากับส่วนการเชื่อมโยงย้อนกลับ อย่างไรก็ตามความถี่ของการเชื่อมโยงขาไปและขากลับนั้นก็ใช้ความถี่ที่ต่างกัน การควบคุมกำลังแบบเปิดจึงไม่เพียงพอและมีความช้าเกินไปที่จะสามารถชดเชยการจางหายเร็วแบบเรย์ลีได้ หรือในอีกแง่หนึ่งเมื่อมีการจางหายเร็วแบบเรย์ลี จะไม่สามารถใช้การควบคุมกำลังแบบเปิดมาชดเชยการจางหายเร็วแบบเรย์ลีได้ เนื่องจากในการควบคุมกำลังแบบลูปเปิดนั้นได้ทำการวัดความแรงของสัญญาณที่รับได้ นั่นคือเป็นการหาค่าของการสูญเสียในการเชื่อมโยงขาไป แล้วมีการสมมติให้มีค่าการสูญเสียดังกล่าวเกิดขึ้นที่ทิศทางการเชื่อมโยงขากลับที่คล้ายๆกัน จึงได้ยกตัวอย่างของสมการแสดง Link budget ของการเชื่อมโยงขากลับ

$$SNR_R(dB) = P_m(dBm) - L_r(dB) - I_t(dBm) \quad (3.11)$$

เมื่อ SNR_R เป็นค่าของ SNR ที่รับได้ P_m เป็นกำลังของโมบายล์ที่ส่งมา L_r เป็นการสูญเสียในทิศทางกลับสู่ทึ I_t เป็นการแทรกสอดและสัญญาณรบกวนของทิศทางขากลับทั้งหมด ดังนั้นกำลังของโมบายล์ที่จะถูกส่งจึงสามารถหาได้โดย

$$P_m(dBm) = SNR_R(dB) + L_r(dB) + I_t(dBm) \quad (3.12)$$

โดย L_r จะคิดรวมถึงค่าของการสูญเสียเชิงระยะทางและการสูญเสียอื่นที่ถูกขดเซยจากอัตราขยายของสายอากาศ สำหรับการเชื่อมโยงขาไปแล้ว กำลังที่รับได้ที่สถานีฐานนั้นสามารถแสดงได้เป็น

$$P_R(dBm) = P_B(dBm) - L_f(dB) \quad (3.13)$$

เมื่อ P_R คือกำลังที่ถูกรับได้ P_B คือกำลังถูกส่งจากสถานีฐาน L_f การสูญเสียในทิศทางไปข้างหน้าสู่ทึ ดังนั้นสามารถหาค่าของการสูญเสียสู่ทึในทิศทางไปข้างหน้า

$$L_f(dB) = P_B(dBm) - P_R(dBm) \quad (3.14)$$

จากสมการดังกล่าวไม่ได้คำนึงถึงความเป็นจริงที่ว่า การวัดค่ากำลังของสถานีฐานที่รับได้ของโมบายล์นั้นถูกทำให้ลดลงได้โดยการแทรกสอดและสัญญาณรบกวนในทิศทางไปข้างหน้า สุดท้ายจะได้ค่าของกำลังของโมบายล์ที่ส่งออกไปเป็น

$$\begin{aligned} P_m(dBm) &= SNR_{target}(dB) + P_B(dB) + I_r(dBm) - P_r(dBm) \\ &= C(dB) - P_r(dBm) \end{aligned} \quad (3.15)$$

เมื่อ C เป็นค่าคงที่โดย $C(dB) = SNR_{target}(dB) + P_B(dB) + I_r(dBm)$

3.3.2 การควบคุมกำลังส่งแบบลูปปิด (Close Loop Power Control)

การควบคุมกำลังแบบลูปปิดนั้นถูกใช้สำหรับการชดเชยสำหรับการเปลี่ยนแปลงของกำลัง เนื่องจากการเฟดดิ้งแบบเรย์ลีแบบรวดเร็ว โดยกระบวนการควบคุมจะเป็นลูปปิดเพราะว่า กระบวนการจะเกี่ยวข้องกับทั้งสถานีฐานและโมบายล์ เมื่อโมบายล์ได้รับช่องสัญญาณทราฟฟิก และเริ่มการสื่อสารกับสถานีฐาน กระบวนการของการควบคุมกำลังแบบปิดจะกระทำร่วมกันไป ด้วยการควบคุมกำลังแบบลูปเปิด ในการควบคุมกำลังแบบลูปปิด ทางสถานีฐานจะทำการตรวจวัดทั้งสัญญาณของทางการเชื่อมโยงขากลับ (Reverse Link) และคุณภาพของการเชื่อมโยง ถ้าคุณภาพการเชื่อมโยงเริ่มที่จะไม่ดี ทางสถานีฐานจะมีคำสั่งไปยังโมบายล์ผ่านการเชื่อมโยงขาไปข้างหน้า (Forward Link) ให้ทำการเพิ่มกำลังของสัญญาณขึ้น ถ้าในกรณีที่คุณภาพของสัญญาณดีเกินไป นั่นคือการที่มีกำลังของสัญญาณเกินไปในการเชื่อมโยงขากลับ ในกรณีนี้ทางสถานีฐานจะสั่งให้ทางโมบายล์ลดกำลังที่ส่งลงมา ในอุดมคติ อัตราความผิดพลาดต่อเฟรมนั้นจะเป็นตัววัดคุณภาพของการเชื่อมโยงที่ดี แต่เพราะว่าจะทำให้ใช้เวลานานสำหรับสถานีฐานที่จะใช้จำนวนบิตที่จะมาคำนวณให้ถูกต้อง ดังนั้น E_b/N_0 จึงถูกใช้เป็นตัวชี้วัดของคุณภาพการเชื่อมโยงขากลับ

การควบคุมกำลังแบบลูปปิดมีกระบวนการในการกระทำดังนี้

- 1) สถานีฐานจะทำการตรวจวัด E_b/N_0 อย่างต่อเนื่องในการเชื่อมโยงขากลับ
- 2) ถ้า E_b/N_0 นั้นมีค่าสูงไป (เช่นเป็นการเกินค่า Threshold) ดังนั้นสถานีฐานจะมีคำสั่งให้โมบายล์ลดกำลังส่งลงมา
- 3) ถ้า E_b/N_0 นั้นมีค่าต่ำไป (เช่นเป็นการต่ำกว่าค่า Threshold) ดังนั้นสถานีฐานจะมีคำสั่งให้โมบายล์เพิ่มกำลังส่งขึ้นไป

สถานีฐานจะส่งคำสั่งของการควบคุมกำลังไปยังโมบายล์โดยใช้การเชื่อมโยงขาไป โดยคำสั่งในการควบคุมกำลังจะเรียกว่าเป็น บิตของการควบคุมกำลัง (Power Control Bit, PCBs) ปริมาณของกำลังของโมบายล์ที่ถูกสั่งให้เพิ่มหรือลดลงนั้นโดยทั่วไปจะมีค่า 1dB และ -1dB

เนื่องจากการควบคุมกำลังแบบลูปปิดนั้นหมายความว่า จะเป็นการชดเชยการเฟดดิ้งแบบเรย์ลีอย่างรวดเร็ว ดังนั้นการตอบสนองของโมบายล์ต่อคำสั่งในการควบคุมกำลังจึงต้องมีความเร็วมาก จากเหตุผลดังกล่าวบิตของ PCBs เหล่านี้จะถูกส่งตรงผ่านช่องสัญญาณทราฟฟิก แต่เมื่อมีความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับบิตเหล่านี้ก็จะมีผลกระทบต่อกระบวนการควบคุมกำลังเกิดขึ้นเช่นกัน

ในการควบคุมกำลังแบบลูปปิดนั้นจะมีอยู่ 3 จุดที่ต้องกล่าวถึงเพิ่มเติมดังนี้

- 1) บิตของการควบคุมกำลังส่งนั้นไม่ได้ถูกป้องกันจากความผิดพลาด
ดังนั้น PCBs นั้นถูกมัลติเพล็กซ์ไปบนช่องสัญญาณไปข้างหน้าหลังจากตัวเข้ารหัสแบบคอนไวลูชัน ดังนั้นจึงไม่ได้มีการป้องกันความผิดพลาดให้แก่บิตดังกล่าว ซึ่งเป็นการกระทำเพื่อลดการ

หน่วงเวลาในการถอดรหัสและดึงเอาออกมาของบิตที่ป้องกันความผิดพลาด และเนื่องจากการควบคุมกำลังส่งแบบลูปิดนั้นถูกใช้ชดเชยการเฟดดิ้งแบบเบเรย์ล้อย่างรวดเร็ว ทำให้ PCBs จึงไม่ได้ป้องกันความผิดพลาดเพื่อที่จะให้โมบายล์สามารถนำบิตดังกล่าวมาให้เร็วและทำการปรับกำลังที่ส่งให้ได้ตามนั้น จากเหตุผลดังกล่าว ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตสำหรับช่องสัญญาณย่อยของการควบคุมกำลังอาจจะสูงกว่าช่องสัญญาณทราฟฟิกถ้าไม่มีการจัดการเป็นพิเศษ

2) การควบคุมกำลังแบบลูปิดจะมีลูปิดใน (Inner loop) และลูปิดนอก (Outer loop)

ในที่นี้จะอธิบายเฉพาะลูปิดภายในของกระบวนการควบคุมกำลังแบบลูปิด การมีอยู่ของลูปิดภายในคือการมีของตัว Predetermined SNR threshold โดยการตัดสินใจให้มีการเพิ่มขึ้นและลดของกำลังเมื่อพยายามที่จะรักษาให้มีค่าของอัตราความผิดพลาดต่อเฟรมนั้นคงที่ไว้ที่ค่าที่สามารถยอมรับได้ และเมื่อสิ่งแวดล้อมของตัวโมบายล์ไม่ได้เป็นความสัมพันธ์แบบ 1 ต่อ 1 ระหว่าง FER และ E_b/N_0 ดังนั้น ค่า Threshold ของ E_b/N_0 จะมีการปรับแบบไดนามิกเพื่อรักษาให้ค่า FER มีค่าคงที่ซึ่งสามารถยอมรับได้ การปรับของค่า threshold ของ E_b/N_0 นี้จะกระทำโดยอ้างอิงจากลูปิดภายนอกของ การควบคุมกำลังแบบลูปิด โดยกระบวนการลูปิดภายนอกของการควบคุมกำลังแบบลูปิดนั้นไม่ได้นิยามสำหรับมาตรฐาน IS-95 โดยกระบวนการผลิตที่เป็นโครงสร้างพื้นฐานจะมีอิสระที่จะสร้างอัลกอริธึมของลูปิดภายนอกได้เอง

3) การควบคุมกำลังแบบลูปิดในระหว่าง Soft handoff

ระบบ IS-95 ซีดีเอ็มเอ จะมีการใช้ soft handoff เมื่อโมบายล์มีการเคลื่อนที่ระหว่าง 2 หรือ 3 เซลล์ โดย soft handoff เป็นกระบวนการโดยที่โมบายล์ยังคงรักษาการติดต่ออยู่กับสถานีฐาน 2 หรือ 3 สถานีที่โมบายล์นั้นมีการเคลื่อนที่อยู่ ในระหว่าง soft handoff โมบายล์จะรับเฟรมของช่องสัญญาณทราฟฟิก จาก 2 หรือ 3 สถานี และบนช่องสัญญาณทราฟฟิกดังกล่าวนี้อาจจะมีความขัดแย้งกันเองในส่วนของบิต PCBs ในสถานการณ์เหล่านี้ ตัวโมบายล์จะกระทำตามกฎต่อไปนี้ ถ้าเพียงสถานีใดสถานีหนึ่งมีคำสั่งให้ลดในกำลังลงมา โมบายล์ก็จะลดกำลังลงมา และโมบายล์จะเพิ่มกำลังเมื่อสถานีฐานทั้งหมดที่เกี่ยวข้องกับการทำ soft handoff มีคำสั่งจากทุกสถานีให้เพิ่มในกำลังเท่านั้น

3.4 หลักการพื้นฐานของทราฟฟิกในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่

ปัญหาในการให้บริการระบบโทรศัพท์คือ จะทำอย่างไรที่จะให้ระบบการให้บริการโทรศัพท์บริการที่ดีกับผู้ใช้บริการโดยใช้ต้นทุนที่เหมาะสม สิ่งที่ต้องพิจารณาถึงคือการพัฒนา ระบบให้มีความจุสูงสุดโดยการคำนึงถึงต้นทุนต่าง ๆ และสร้างระบบให้รองรับความต้องการตามที่ได้ประมาณเอาไว้ได้เทคนิคนี้เรียกว่า "วิศวกรรมทราฟฟิก" (Traffic engineering) การใช้เทคนิค

ดังกล่าวจะอยู่บนพื้นฐานในหลักการของหลักความน่าจะเป็นและทฤษฎีการรอ (Queuing Theory)

วิศวกรรมจราจร (Traffic engineering) จะแตกต่างกันที่ระบบแต่ละระบบนั้นจะจัดการกับความหนาแน่นของปริมาณจราจรอย่างไร ซึ่งมีวิธีการอยู่ 2 วิธีด้วยกัน อย่างแรกคือ ระบบการเรียกที่ไม่มีการรอคอย ซึ่งจะทำการตัดสายทิ้งโดยไม่ให้บริการหรือรอคอย วิธีนี้เรียกว่า block-call-cleared (BCC) อย่างที่สองคือ ระบบการเรียกที่มีการรอคอย ซึ่งจะทำการจัดคิวสายที่ใช้และให้บริการเมื่อสามารถทำได้ วิธีนี้เรียกว่า block-call-delay (BCD) ระบบเครือข่ายโทรศัพท์แบบ circuit switching ทั่วไปนั้น จะใช้ระบบการเรียกที่ไม่มีการรอคอย เช่น เครือข่ายระบบโทรศัพท์ที่มีการใช้อย่างหนาแน่นจะใช้สัญญาณสายไม่ว่างเป็นการปฏิเสธการให้บริการ ในทางตรงข้ามเครือข่ายข้อมูลหลายเครือข่ายจะใช้ระบบการเรียกที่มีการรอคอย อย่างไรก็ตามสองระบบนี้ ไม่ได้มีความแตกต่างกันโดยสิ้นเชิงจะเห็นว่าสวิตช์แพ็กเกตหลายตัว ก็มีการตัดสายทิ้งเมื่อมีจราจรเกิดการ overload และสวิตช์วงจรมีการให้บริการแบบ delay ในบางครั้งเหมือนกันและยังจะได้เห็นอีกว่า ระบบที่มีการรวมรวมเอาเสียงและข้อมูลจะต้องมีการใช้ทั้งระบบการรอคอยและระบบการตัดทิ้งที่น่าสนใจก็คือ เครือข่ายเสียง/ข้อมูลนั้นจะตัดสัญญาณเสียงที่ overload ถึงแม้จะมีการจัดคิวให้สัญญาณข้อมูลแทน การศึกษาในตอนนั้นจะเน้นระบบ loss system แต่อย่าลืมว่าการรวมทั้งระบบ loss และ delay ก็สามารถทำได้ด้วยเช่นกัน

ในสถานการณ์ใดๆ ที่การรอรับบริการซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของขั้นตอนในกระบวนการ สิ่งที่ต้องคำนึงถึงคือ ความต้องการของผู้ใช้บริการในระบบซึ่งเรียกว่า “โหลดขอรับบริการ” (offered load) หรือความต้องการของผู้ใช้บริการ (call) และสามารถอยู่ในรูปของการเรียกของโทรศัพท์ โหลดขอรับบริการ(offered load) จะถูกนิยามโดยสองกระบวนการที่เกิดขึ้นแบบสุ่มดังนี้

1. อัตราการเข้ามาเฉลี่ยของผู้ใช้บริการที่ร้องขอรับบริการ λ (average arrival)
2. อัตราเฉลี่ยของระยะเวลาที่ผู้ให้บริการต้องการให้บริการ (average holding time) T

ระบบไม่สามารถจะให้บริการได้ในทันทีทันใดตลอดเวลา ตัวอย่างเช่น ผู้ใช้งานต้องรอสายเมื่อระบบกำลังให้บริการสายอื่น ๆ อยู่ ในบางระบบนั้นการรอรับบริการโดยการเข้าแถวหรือรอคิวความยาวของคิวนั้นคาดการณ์ไม่ได้เนื่องจากการขอรับบริการเป็นแบบสุ่ม

ระบบที่สมบูรณ์จะต้องไม่มีการรอคอย (Delay) ถ้าจำนวนผู้ให้บริการ n คน ต่อเชื่อมเข้าระบบการทำระบบไม่มีการรอคอยจะต้องมีการเชื่อมต่อโดยตรงโดยใช้สูตร $n(n-1)/2$ ซึ่งเป็นไปไม่ได้อย่างแน่นอน ดังนั้นระบบโทรศัพท์จึงได้รับการออกแบบเพื่อให้มีการรอคอย (Delay) ที่เหมาะสมในระหว่างช่วงจราจรเป็นปกติ และตัดสายในช่วงเวลาที่มีจราจรฟูกมาก

สำหรับระบบการให้บริการใดๆ ก็ตามที่มีผู้บริการ (servers) เพียงพอที่จะสามารถให้บริการแก่ผู้ใช้บริการได้ทันทีที่ร้องขอ ค่าเฉลี่ยจำนวนของผู้บริการ (servers) ที่ไม่ว่างได้มาจากผลคูณของ

λ และ T เสมอ โดยความสัมพันธ์นี้จะ อธิระจากการเข้ามาและเวลาที่ให้บริการ (holding time) จากผลของการตั้งสมมุติฐาน offered load (a) (จำนวนสายที่ขอใช้บริการ) ถูกกำหนดจาก

$$a = \lambda * T \quad (3.16)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าในช่วงเวลา 1 ชั่วโมง มีลูกค้าต้องการรับบริการ 300 คนต่อ 1 นาที และลูกค้าแต่ละคนใช้บริการคนละ 2 นาที ดังนั้น Offered load $a = 600$ อย่างก็ตามค่านี้อาจบอกเราไม่ได้ทุกอย่าง เช่น ถ้าในช่วงเวลาที่มีคนใช้บริการมากที่สุดนั้นมีค่าเกินกว่าค่าเฉลี่ย (ซึ่งเป็นกรณีที่เกิดขึ้นในระบบการให้บริการส่วนใหญ่) เราต้องบริการให้ได้มากขึ้นและเพียงพอกับ traffic ที่เพิ่มขึ้นโดยการเพิ่มอุปกรณ์เครื่องมือต่าง ๆ

โหลดขอบริการ (Offered load) ที่เกิดขึ้นใน 1 ชั่วโมงของการใช้โทรศัพท์ เรียกว่า traffic intensity (การใช้สายพร้อมกันในช่วงระยะเวลาหนึ่งชั่วโมง) จากตัวอย่างที่แล้วค่าของ traffic intensity คือ $300/60$ นาที = มีการโทร 5 สายพร้อมกันใน 1 ชั่วโมง traffic intensity แสดงให้เห็นค่าเฉลี่ยของจำนวนสายที่ใช้โทรศัพท์พร้อมกัน Traffic intensity ไม่เหมือนกับ traffic density (ความหนาแน่น) อย่างหลังหมายถึง จำนวนสายที่โทรพร้อมกัน ณ จุดของเวลาหนึ่งที่กำหนดให้ traffic intensity นั้นจะแสดงถึงค่าเฉลี่ยของ traffic density ในช่วงเวลาหนึ่ง ๆ (โดยปกติคือ 1 ชั่วโมง) และ offered load ก็แตกต่างกับ carried load เนื่องจากระบบไม่ได้ให้บริการกับทุก ๆ สาย (carried load = ได้รับบริการ แต่ offered load คือ ความต้องการที่มีเข้ามา) โดยทั่วไปค่าเฉลี่ยการเข้ามา และค่าเฉลี่ยเวลาที่ให้บริการนั้นจะแสดงหน่วยของเวลา ซึ่งจำนวนปริมาณจะแสดงในหน่วยของเออร์แลง (Erlang) ซึ่ง A K Erlang นักคณิตศาสตร์ชาวเดนมาร์กเป็นผู้คิดค้น ตัวอย่างเช่น สมมุติว่าผู้ใช้โทรศัพท์ทั้งหมด 200 ราย ทำให้เกิดการโทร 60 ครั้ง ระหว่างช่วงสายไม่ว่างในชั่วโมงที่เร่งด่วน (busy hour) ค่าเฉลี่ยเวลาที่ให้บริการ (holding time) คือ 240 วินาที ดังนั้นค่าเฉลี่ยการได้รับบริการคือ (arrival rate)

$$60/3600 = 1 \text{ request} / 1 \text{ วินาที}$$

เออร์แลงคำนวณได้จาก

$$\frac{60 \text{ calls}}{3600 \text{ second}} * \frac{240 \text{ second}}{\text{call}} = 4 \text{ เออร์แลง}$$

นอกจากเออร์แลงแล้วระบบโทรศัพท์จะวัดค่าหน่วยเป็น CCS ต่อชั่วโมง (ปริมาณการใช้สายเป็นเวลา 100 วินาที) CCS คำนวณจาก

$$CCS = NCBH * HT / 100$$

$NCBH$ = จำนวนการโทรใน 1 ชั่วโมงที่ยุ่ง (busy hour)

HT = ค่าเฉลี่ยเวลาที่ให้บริการ (holding time)

1 ชั่วโมง มี 3600 วินาที ดังนั้นทราฟฟิกขอบริการ (Traffic load) ที่ต่อเนื่องกันใน 1 ชั่วโมง จะมีค่าเท่ากับ 36 CCS หรือ 1 เฮอร์แลง หน่วย CCS เป็นหน่วยที่ใช้ทั่วไปสำหรับการวัดทราฟฟิกของระบบโทรศัพท์ จากตัวอย่างปริมาณการใช้สายเป็นเวลา 100 วินาทีคือ

$$(60 * 240) / 100 = 144 \text{ ccs}$$

ทราฟฟิกต่อผู้โทร 1 คน คือ

$$4 \text{ เฮอร์แลง} / 200 \text{ คน} = 0.02 \text{ เฮอร์แลง} / \text{ผู้โทร 1 คน}$$

$$\text{หรือคิดเป็น } 144 / 200 = 0.72 \text{ ccs} / \text{ผู้โทร 1 คน}$$

3.5 อัตราการเรียกไม่ติด (Grade of Service)

อัตราการติดขัด และความน่าจะเป็นของการติดขัดนั้นจะมีลักษณะที่ไม่เหมือนกัน ซึ่งอัตราการติดขัดหาได้จากการคำนวณปริมาณซึ่งเกิดขึ้นที่สถานีฐาน ในส่วนของความน่าจะเป็นของการติดขัดเป็นความน่าจะเป็นที่การเรียกเกิดการบล็อกเนื่องจากช่องสัญญาณไม่ว่าง โดยจะขึ้นอยู่กับโหลดขอบริการ (Offered Load) และจำนวนของช่องสัญญาณ ซึ่งสามารถใช้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ในการคำนวณหาความน่าจะเป็นของการติดขัด ดังนั้นอัตราการเรียกไม่ติด (Grade of Service) สามารถพิจารณาได้จากเทอมของความน่าจะเป็นของการติดขัด [3] ความน่าจะเป็นของการติดขัดที่เกิดจากโหลดขอบริการ (Offered Load) ในระหว่างชั่วโมงใช้โทรศัพท์สูงสุด ซึ่งเกิดขึ้นจากโหลดให้บริการ (Carried Load) สูงสุดในระหว่างหนึ่งชั่วโมงซึ่งเกิดขึ้นที่สถานีฐาน ดังนั้นการกำหนดช่องสัญญาณสำหรับชั่วโมงใช้สูงสุดจะต้องให้อัตราการติดขัดที่ต้องการในระหว่างเวลาที่ใช้สูงสุดสัมพันธ์กับในระหว่างเวลาที่ใช้ต่ำสุด เฮอร์แลง-ปี และเฮอร์แลง-ซีเป็นแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ที่ใช้กันอย่างแพร่หลายซึ่งจะเกี่ยวข้องกันระหว่างความน่าจะเป็นของการติดขัด โหลดขอบริการ (Offered Load) และจำนวนของช่องสัญญาณ

3.6 รูปแบบต่างๆของเออร์แลง

ในระบบสื่อสารโทรศัพท์นั้น การวัดปริมาณของทราฟฟิกจะแบ่งออกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ ระบบการเรียกที่ไม่มีการรอคอย (Block Call Cleared : BCC) และระบบการเรียกที่มีการรอคอย หรือการเข้าคิวรอ (Block Call Delayed : BCD)

ในระบบ BCC การเรียก (call) จะไม่มีการรอคอยของผู้ใช้งาน โดยที่เมื่อมีผู้ใช้งานเรียกเข้ามาในระบบจะต้องมีช่องสัญญาณอย่างน้อย 1 ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้ ถ้าในขณะที่มีผู้ใช้งานเรียกขอการให้บริการมาและช่องสัญญาณในระบบถูกใช้งานจนหมด ผู้ใช้งานดังกล่าวจะถูกปฏิเสธการให้บริการหรือถูก blocked และไม่สามารถเข้าใช้งานระบบได้แต่สามารถที่จะทำการเรียกเข้ามาใหม่ได้ ซึ่งการเรียกเข้ามาของผู้ใช้งานระบบนี้จะถูกสมมติให้มีการแจกแจงแบบปัวส์ซอง (Poisson distribution) และสมมติให้จำนวนของผู้ใช้งานมีค่าเป็นอนันต์ รูปแบบของเออร์แลง-บี (Erlang-B) จะอธิบายถึงระดับของการให้บริการ (Quality of Service : QoS) เป็นความเป็นไปได้หรือความน่าจะเป็นของการเรียกจะถูก blocked ในระบบ BCC ระยะเวลาระหว่างการเรียกที่สำเร็จโดยผู้ใช้งานที่ถูก blocked จะสมมติให้เป็นกระบวนการสุ่มแบบปัวส์ซองแบบจำลองนี้จะมีความถูกต้องสำหรับระบบขนาดใหญ่ที่มีจำนวนของช่องสัญญาณและจำนวนของผู้ใช้งานมากๆ

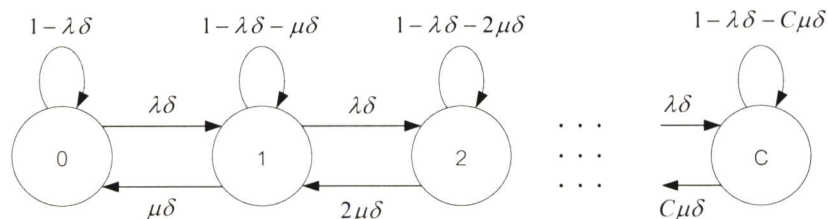
ในระบบ BCD การเข้าคิวรอจะถูกนำมาใช้กับผู้ใช้งานที่มีการเรียกเข้ามาในขณะที่ระบบเริ่ม blocked เมื่อผู้ใช้งานทำการเรียกในขณะที่ไม่มีช่องสัญญาณใดที่จะว่างใช้งานได้ ผู้ใช้งานที่ทำการเรียกนั้นจะต้องทำการรอคอยจนกว่าจะมีช่องสัญญาณว่างให้บริการได้ ในระบบ BCD สิ่งจำเป็นแรกที่ต้องการหาคือความน่าจะเป็นของช่องสัญญาณจะถูกใช้งานจนหมดคือผู้ใช้งานไม่สามารถเข้าใช้งานระบบได้ และจำเป็นต้องทราบความน่าจะเป็นของระยะเวลาในการรอคอยของผู้ใช้งานที่ทำการเรียกก่อนที่ช่องสัญญาณจะว่าง ซึ่งลักษณะดังกล่าวจะอยู่ในรูปแบบของเออร์แลง-ซี (Erlang-C) สำหรับระบบ BCD ระดับของการให้บริการ (QoS) จะถูกวัดโดยความน่าจะเป็นของการเรียกที่จะต้องรอคอยมากกว่า t วินาที เออร์แลง-ซีและการกระจายของการให้บริการจะถูกใช้วิเคราะห์ระดับของการให้บริการ โดยที่สมมติให้ผู้ใช้งานในระบบมีค่าเป็นอนันต์ ทุกการเรียกในระบบคิวจะได้รับการให้บริการ

3.6.1 รูปแบบของเออร์แลง-บี

ในรูปแบบของเออร์แลง-บี โดยกำหนดให้ความน่าจะเป็นของการเรียกจะถูก blocked และใช้วัดระดับของการให้บริการของระบบ โดยที่การเรียกที่ถูก blocked จะไม่มีการรอเข้าคิว (BCC) ซึ่งมีเงื่อนไขดังนี้

- การเรียกจะเป็นแบบไม่มีความจำ ทุกๆผู้ใช้งานและผู้ใช้งานที่ถูก blocked จะสามารถเรียกขอใช้ช่องสัญญาณได้ทุกเวลา
- ทุกช่องสัญญาณที่ว่างสามารถให้บริการได้ทุกช่องสัญญาณ
- ความน่าจะเป็นของการใช้ช่องสัญญาณหรือเวลาในการบริการจะมีการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล
- ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้มีจำนวนจำกัด
- ทราฟฟิกที่ต้องการอธิบายโดยความสัมพันธ์ของการเข้าใช้บริการที่มีการแจกแจงแบบปัวส์ซงและระยะเวลาในการใช้บริการที่เป็นการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล
- ระยะเวลาของการใช้ช่องสัญญาณของผู้ใช้งานจะเป็นอิสระต่อกัน

เมื่อพิจารณาเออร์แลง-บีในระบบของการเข้าคิวจะเป็นระบบคิวแบบ M/M/C/C โดยที่ M ตัวแรกจะหมายถึงการเรียกเข้าซึ่งมีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบปัวส์ซงของ M ตัวที่สองจะหมายถึงอัตราการบริการที่มีการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล C ตัวแรกหมายถึงจำนวนของช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้ C ตัวที่สองหมายถึงจำนวนสูงสุดของการให้บริการ



รูปที่ 3.5 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov สำหรับเออร์แลง-บี

จากรูปจะเป็นรูปห่วงโซ่ของ Markov (Markov chain) ซึ่งสามารถใช้อธิบายเออร์แลง-บีได้ โดยพิจารณาสถานะให้อยู่ในรูปแบบของกระบวนการสุ่ม $\{X_n | n = 0, 1, 2, \dots\}$ ดังนั้นสถานะของกระบวนการที่จะเป็นไปได้คือ $i=0, 1, 2, \dots$ และถ้ามีการเปลี่ยนสถานะจาก i ไปเป็น $i+1$ โดยที่สถานะ $i+1$ จะขึ้นอยู่กับสถานะ i และจะไม่ขึ้นอยู่กับสถานะก่อนหน้านั้น เมื่อพิจารณาช่วงเวลาสั้นๆ δ ถ้า N_k คือจำนวนการเรียกที่เวลา $k\delta$ จะได้

$$N_k = N(k\delta) \quad (3.17)$$

โดยที่ N คือจำนวนของสัญญาณที่ถูกใช้งานซึ่งได้จากกระบวนการสุ่มแบบดิสครีต (discrete random process) และ N_k เป็น discrete time Markov chain ด้วยความน่าจะเป็นที่สถานะคงตัวโดยลำดับของสถานะเป็น $0,1,2,\dots,C$

โดยลักษณะของการเปลี่ยนแปลงของ $P_{i,j}$ คือ

$$P_{i,j} = P_r \{N_{k+1} = j | N_k = i\} \quad (3.18)$$

$$P_{00} = 1 - \lambda\delta + o(\delta) \quad (3.19)$$

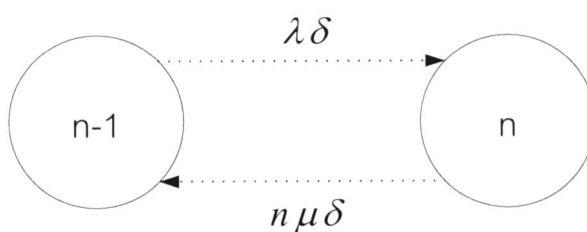
$$P_{ii} = 1 - \lambda\delta - \mu\delta + o(\delta) \quad , i \geq 1 \quad (3.20)$$

$$P_{i,i+1} = \lambda\delta + o(\delta) \quad , i \geq 0 \quad (3.21)$$

$$P_{i,i-1} = \mu\delta + o(\delta) \quad , i \geq 1 \quad (3.22)$$

$$P_{i,j} = o(\delta) \quad , j \neq i, j \neq i+1, j \neq i-1 \quad (3.23)$$

จากรูป 3.5 จะได้ความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ 0 ไปเป็นสถานะ 1 เป็น $\lambda\delta$ และในทำนองเดียวกันความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ 1 กลับไปเป็น 0 จะเป็น $\mu\delta$ และความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะที่ยังคงเป็นสถานะ 1 เหมือนเดิมคือ $1 - \lambda\delta - \mu\delta$ และความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะทั้งหมดมีค่ารวมกันเท่ากับ 1



รูปที่ 3.6 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov สำหรับเออร์แลง-บี ที่สภาวะคงตัว

เมื่อพิจารณาระยะเวลาที่นานพอระบบจะอยู่ในสถานะคงตัว (steady state) และมีจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ n ดังในรูป 3.6 ความน่าจะเป็นของสถานะ n จะมีค่าเท่ากับการเปลี่ยนสถานะไปเป็นสถานะ $n-1$ จะได้

$$\lambda \delta P_{n-1} = n \mu \delta P_n, n \leq C \quad (3.24)$$

จากสมการ (3.24) จะเป็น Global Balance Equation [5] และจาก

$$\sum_{n=0}^C P_n = 1 \quad (3.25)$$

$$\lambda \delta P_{n-1} = P_n n \mu \delta, n = 1, 2, 3, \dots, C \quad (3.26)$$

$$\lambda P_{n-1} = P_n n \mu \quad (3.27)$$

$$P_1 = \frac{\lambda P_0}{\mu} \quad (3.28)$$

จากสมการ (3.26) จะได้ความน่าจะเป็นที่สถานะ n โดยเป็น

$$P_n = P_0 \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n \frac{1}{n!} \quad (3.29)$$

โดยที่

$$P_0 = \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n P_n n! = 1 - \sum_{i=1}^C P_i \quad (3.30)$$

แทนค่าสมการ (3.29) ลงใน (3.30) จะได้

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{n=0}^C \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n \frac{1}{n!}} \quad (3.31)$$

จากสมการ (3.29) ความน่าจะเป็นของการเกิด blocking สำหรับจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ C

$$P_c = P_0 \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^C \frac{1}{C!} \quad (3.32)$$

แทนค่าสมการ (3.31) ลงในสมการ (3.32) จะได้สูตรของเออร์แลง-บี ดังในสมการ (3.33)

$$P_c = \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^C \frac{1}{C!}}{\sum_{n=0}^C \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n \frac{1}{n!}} \quad (3.33)$$

3.6.2 รูปแบบของเออร์แลง-ซี (Erlang-C)

ในรูปแบบของเออร์แลง-ซี จะกำหนดให้ผู้ใช้งานที่ถูก blocked เกิดการรอคอยในกรณีที่มีผู้ใช้งานช่องสัญญาณจนเต็ม โดยความน่าจะเป็นของการรอคอยจะเป็น

$$P_r[\text{call delayed}] = \frac{A^C}{A^C + C! \left(1 - \frac{A}{C} \right) \sum_{k=0}^{C-1} \frac{A^k}{k!}} \quad (3.34)$$

เมื่อไม่มีช่องสัญญาณใดว่างพอที่จะใช้งานได้ การเรียกจะถูกจัดให้รอคอยอยู่ในระบบคิว ความน่าจะเป็นที่การเรียกที่ต้องรอคอยในคิวในเวลาที่มากกว่า t วินาทีคือ

$$P_r[\text{wait} > t | \text{delayed}] = e^{-\frac{(C-A)t}{H}} \quad (3.35)$$

โดยที่ C คือจำนวนของช่องสัญญาณทั้งหมดที่สามารถใช้งานได้ t คือเวลารอคอยที่สนใจ และ H คือค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาของการเรียก ความน่าจะเป็นของทุกการเรียกที่เข้ามาต้องรอคอยในคิวเป็นเวลาที่มากกว่า t วินาทีเป็น

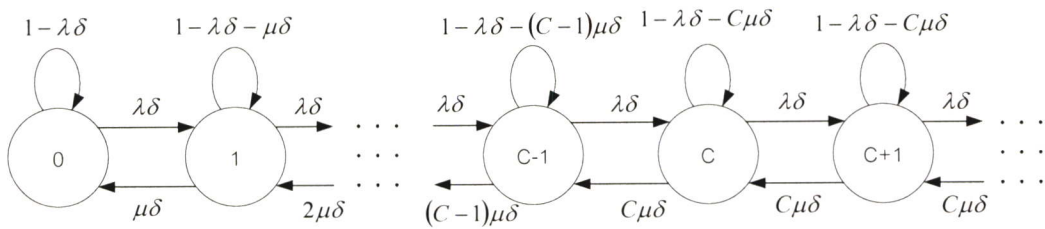
$$P_r[\text{wait} > t] = P_r[\text{call delayed}] P_r[\text{wait} > t | \text{delayed}]$$

$$= P_r[\text{call delayed}] e^{-\frac{(C-A)}{H}t} \quad (3.36)$$

ค่าเฉลี่ย D ในการรอคอยในคิวของระบบจะเป็น

$$D = \int_0^{\infty} P_r[\text{call delayed}] e^{-\frac{(C-A)}{H}t} dt \quad (3.37)$$

$$D = P_r[\text{call delayed}] \frac{H}{(C-A)} \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.7 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov สำหรับเออร์แลง-ซี

เออร์แลง-ซีสามารถที่จะอธิบายได้ในระบบคิวแบบ M/M/C/D โดย C คือจำนวนสูงสุดของผู้ใช้งานที่สามารถใช้งานได้พร้อมกัน D คือจำนวนของการเรียกที่อยู่ในระบบการรอคิว เมื่อสมมติให้ D มีค่าเป็นอนันต์ระบบคิวจะเป็นแบบ M/M/C/∞ หรือในรูปแบบทั่วไปคือ M/M/C ถ้า D เป็นอนันต์ ดังนั้น P_k คือความน่าจะเป็นของสถานะ k ที่สภาวะคงตัว (steady state)

$$P_k = \lim_{k \rightarrow \infty} P_r \{N_t = k\} \quad (3.39)$$

โดยที่ N_t คือจำนวนของการเรียกหรือการรอคอยทั้งหมดในระบบที่เวลา t ที่สภาวะคงตัวความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจาก k ไปเป็นสถานะ $k-1$ จะมีค่าเท่ากับค่าความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจาก $k-1$ ไปเป็นสถานะ k และจากรูป 3.7

$$\lambda \delta P_{k-1} = k \mu \delta P_k, \quad k \leq C \quad (3.40)$$

โดยที่

$$P_k = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \frac{1}{k} P_{k-1}, \quad k \leq C \quad (3.41)$$

และ

$$\lambda \delta P_{k-1} = C \mu \delta P_k, \quad k \leq C \quad (3.42)$$

$$P_k = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \frac{1}{C} P_{k-1}, \quad k \geq C \quad (3.43)$$

$$P_k = \begin{cases} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} P_0, & k \leq C \\ \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{C^{k-C}} P_0, & k \geq C \end{cases} \quad (3.44)$$

ในเมื่อ $\sum_{k=0}^{\infty} P_k = 1$ จะได้

$$P_0 \left[1 + \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) + \dots + \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{C+1} \frac{1}{C^{(C+1)-C}} + \dots \right] = 1 \quad (3.45)$$

$$P_0 \left[1 + \sum_{k=1}^{C-1} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} + \sum_{k=C}^{\infty} \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{C^{k-C}} \right] = 1 \quad (3.46)$$

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{k=1}^{C-1} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} + \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)}} \quad (3.47)$$

ความน่าจะเป็นของการเรียกเข้ามาเมื่อทุกช่องของสัญญาณ C ถูกใช้งานจนเต็ม ซึ่งการเรียกในครั้งนี้นี้ จะต้องเข้าระบบการรอคิวจะเป็น

$$\begin{aligned}
P_r[C \text{ ch. are busy}] &= \sum_{k=C}^{\infty} P_k = \sum_{k=C}^{\infty} \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{C^{k-C}} P_0 \\
&= P_0 \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \sum_{k=C}^{\infty} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{k-C} \frac{1}{C^{k-C}} \\
&= P_0 \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)}
\end{aligned} \tag{3.48}$$

สำหรับสมการ (3.48) จะใช้ได้สำหรับ $\frac{\lambda}{\mu C} < 1$ ซึ่ง P_0 เป็นไปตาม (3.47)

สูตรของเออร์แลง-ซี เป็นไปตาม (3.49)

$$\begin{aligned}
P_r[C \text{ ch. are busy}] &= \frac{\frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)} \frac{1}{\left[\sum_{k=0}^{C-1} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \frac{1}{k!} + \frac{1}{C!} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C \frac{1}{\left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right)} \right]} \\
&= \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C}{\left[\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^C + C! \left(1 - \frac{\lambda}{\mu C}\right) \sum_{k=0}^{C-1} \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k \left(\frac{1}{k!}\right) \right]}
\end{aligned} \tag{3.49}$$

บทที่ 4

การวิเคราะห์หาค่าความจุเออร์แลง

4.1 แบบจำลองของระบบ

ในการพิจารณาหาค่าของความจุของระบบนั้น จะพิจารณาที่การเชื่อมโยงขากลับ (reverse link) ภายใต้สภาวะการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์ (imperfect power control) มีผลให้สัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งมีผลมาจากการจางหลายเส้นทาง (multipath fading) การบดบัง (shadowing) โดยสมมติให้เอนเวโลปของผู้ใช้งานที่ i บนเส้นทางที่ j ที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distributed) เป็น $A_{i,j}$ โดย $j = 1, 2, \dots, N$ ฉะนั้นค่าเฉลี่ยของพลังงานหนึ่งบิตในช่วงเวลา T_b คือ

$$S_{i,j} = \frac{T_b A_{i,j}^2}{2} \quad (4.1)$$

เพราะฉะนั้นพลังงานบิตรวมที่จำนวน N เส้นทางคือ

$$E_{b(i)} = \sum_{j=1}^N S_{i,j} \quad (4.2)$$

ภายใต้การจางแบบเรย์ลีให้ $A_{i,j}$, $S_{i,j}$ มีการแจกแจงแบบ Chi-square ที่มีดีกรีอันดับสอง และให้ f_j ($j = 1, 2, \dots, N$) เป็น Multipath Intensity Profile (MIP) [1] และนอร์มอลไลซ์เป็น

$$\sum_{j=1}^N f_j = 1 \quad (4.3)$$

ดังนั้นโมเมนต์อันดับที่หนึ่งและสองของพลังงานบิตที่รับได้ของผู้ใช้งานที่ i บนเส้นทางที่ j คือ

$$E_s[S_{i,j}] = f_j E_s[E_{b(i)}] = f_j y \quad (4.4)$$

$$E_s[S_{i,j}^2] = 2(E_s[S_{i,j}])^2 = 2f_j^2 y^2 \quad (4.5)$$

โดยที่ $E_s[]$ คือการเฉลี่ยแบบ short-term ซึ่งสมการ (4.5) ได้จาก (4.4) ตามคุณสมบัติของ Chi-square ดังนั้นโมเมนต์อันดับที่หนึ่งและสองของพลังงานรวมที่รับได้คือ

$$E_s[E_{b(i)}] = y \sum_{j=1}^N f_j = y \quad (4.6)$$

$$E_s[E_{b(i)}^2] = 2 \sum_{j=1}^N f_j^2 y^2 = \xi y^2 \quad (4.7)$$

กำหนดให้ ξ เป็น MIP Shape Factor [6] ซึ่งจะมีความสัมพันธ์เป็น

$$\xi = 2 \sum_{j=1}^N f_j^2 \quad (4.8)$$

และเมื่อ y เป็นค่าเฉลี่ยของพลังงานที่รับได้เนื่องจากการประวิงเวลา (delay) และความผิดพลาดในการควบคุมกำลังส่งแบบลูปปิด (closed-loop power control) ซึ่งมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล

$$y = 10^{\frac{x}{10}} = e^{\beta x} \quad (4.9)$$

เมื่อ $\beta = (\ln 10)/10$ และ x เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ย (mean) เท่ากับ m_e (dB) และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ σ_e^2 (dB) และเมื่อเราพิจารณาช่วงของ long-term เราจะได้โมเมนต์อันดับที่หนึ่งเป็น

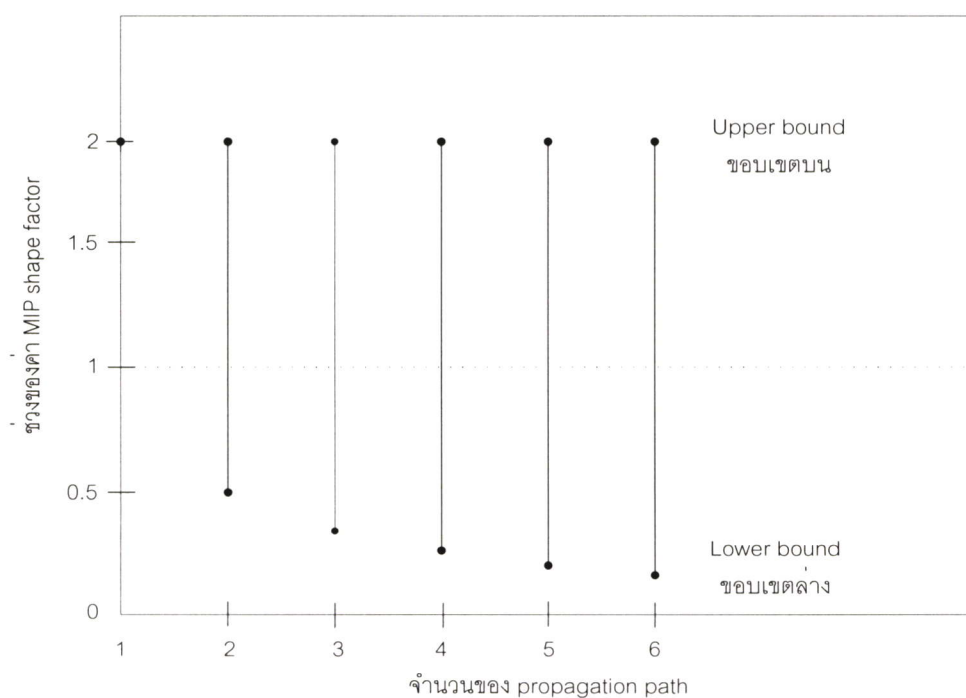
$$\begin{aligned} E_L[E_s[E_{b(i)}]] &= E_L[y] \\ &= E_L[e^{\beta x}] \\ &= e^{\left[\frac{(\beta^2 \sigma_e^2)}{2} \right] + \beta m_e} \end{aligned} \quad (4.10)$$

และโมเมนต์อันดับสองเป็น

$$\begin{aligned}
 E_L[E_S[E_{b(i)}^2]] &= \xi E_L[y^2] \\
 &= \xi E_L[e^{2\beta x}] \\
 &= \xi e^{(2\beta^2 \sigma_c^2) + (2\beta m_e)} \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

โดยที่ $E_L[]$ จะหมายถึงค่าเฉลี่ยแบบ long-term

ค่าของ ξ (MIP Shape factor) จะมีค่าขึ้นอยู่กับจำนวนของ propagation paths ซึ่งจะมีค่าสูงสุด (Upper bound) อยู่เท่ากับ 2 และที่บริเวณ Lower Bound จะมีค่าที่น้อยกว่าหนึ่งเมื่อจำนวนของเส้นทางหรือ propagation paths มีค่ามากกว่าหนึ่งหมายถึงค่าของพลังงานจะกระจายสม่ำเสมอในทุกเส้นทาง และช่วงของค่า ξ จะมีค่าขึ้นอยู่กับจำนวนของเส้นทาง ดังในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงช่วงของค่า MIP shape factor (ξ)

4.2 ความน่าจะเป็นของ Outage

4.2.1 ความน่าจะเป็นของ Outage โดยพิจารณาในระบบเซลล์เดียว

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดของการเชื่อมโยงขากลับ (Reverse link) ที่เกิดขึ้นที่สถานีฐานโดยพิจารณาในระบบเซลล์เดียว สัญญาณแทรกสอดทั้งหมดจะเกิดจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานหลายผู้ใช้งานภายในเซลล์เดียวกัน และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนหรือ Thermal Noise ดังความสัมพันธ์

$$I_{total} = I_{samecell} + Thermal\ noise$$

เมื่อ I_{total} คือค่าของสัญญาณแทรกสอดทั้งหมด

$I_{samecell}$ คือค่าของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในเซลล์

และเมื่อพิจารณากำลังของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานของการเชื่อมโยงขากลับ (Reverse link) ในระบบแบบเซลล์เดียวจะได้ค่าของสัญญาณแทรกสอดทั้งหมดเป็น

$$I_o W = \sum_{i=1}^k \nu_i E_{b(i)} R + N_0 W \quad (4.12)$$

เมื่อ I_o คือ ค่าของสัญญาณแทรกสอดทั้งหมด

W คือ แบนด์วิดธ์

ν_i คือ Voice activity ของผู้ใช้งานที่ i ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบไบนารี

$E_{b(i)}$ คือ ค่าของพลังงานบิตของผู้ใช้ที่ i

R คือ ค่าอัตราบิตข้อมูลหรือ Data Bit Rate

N_0 คือ สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนหรือ Thermal noise

k คือ จำนวนผู้ใช้งานในแต่ละเซลล์ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบปัวส์ซอง

มีค่าเฉลี่ยเป็น $\frac{\lambda}{\mu}$

4.2.2 ความน่าจะเป็นของ Outage ในระบบหลายเซลล์

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดของการเชื่อมโยงขากลับ (Reverse link) ที่เกิดขึ้นที่สถานีฐาน สัญญาณแทรกสอดทั้งหมดจะเกิดจากสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้ภายในเซลล์ สัญญาณแทรกสอดภายนอกเซลล์และ Thermal noise มีความสัมพันธ์เป็นดังนี้

$$I_{total} = I_{same\ cell} + I_{other\ cell} + Thermal\ noise$$

เมื่อ I_{total}	คือค่าสัญญาณแทรกสอดทั้งหมด
$I_{same\ cell}$	คือค่าสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานภายในเซลล์เดียวกัน
$I_{other\ cell}$	คือค่าสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งานภายนอกเซลล์

และเมื่อพิจารณากำลังของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานของการเชื่อมโยงขากลับ (Reverse link) ในระบบแบบหลายเซลล์หรือในแบบเซลล์ลูลาร์จะได้ค่าของสัญญาณแทรกสอดทั้งหมดเป็น

$$I_o W = \sum_L \sum_{i=1}^k v_i(L) E_{b(i)}(L) R + \sum_{i=1}^k v_i E_{b(i)} R + N_0 W \quad (4.13)$$

เมื่อ I_o	คือ ค่าของสัญญาณแทรกสอดทั้งหมด
W	คือ แบนด์วิดท์
$v_i(L)$	คือ Voice activity ของผู้ใช้งานที่ i ในเซลล์ L ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบไบนารี
$E_{b(i)}(L)$	คือ ค่าของพลังงานบิตของผู้ใช้ที่ i ในเซลล์ L
R	คือ ค่าอัตราบิตข้อมูลหรือ Data Bit Rate
N_0	คือ สัญญาณรบกวนเชิงความร้อนหรือ Thermal noise
k	คือ จำนวนผู้ใช้งานในแต่ละเซลล์ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มแบบบอร์สของ มีค่าเฉลี่ยเป็น $\frac{\lambda}{\mu}$

จากสมการ (4.13) จะเห็นได้ว่าทางด้านขวาของสมการในพจน์แรกจะเป็นค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานภายนอกเซลล์ พจน์ที่สองจะเป็นค่าสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานภายในเซลล์และพจน์สุดท้ายจะเป็นสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนหรือ Thermal noise ที่นอร์มอลไลซ์ด้วยแบนด์วิดท์ และเมื่อพิจารณาภายใต้เงื่อนไขของการไม่ติดขัด (non-blocking) จะได้

$$\sum_L^{other\ cell} \sum_{i=1}^k v_i(L) E_{b(i)} R + \sum_{i=1}^k v_i E_{b(i)} R + N_0 W \leq I_o W \quad (4.14)$$

ทำการจัดรูปสมการ

$$\sum_L^{other\ cell} \sum_{i=1}^k v_i(L) E_{b(i)} R + \sum_{i=1}^k v_i E_{b(i)} R \leq I_o W - N_0 W \quad (4.15)$$

$$\sum_L^{other\ cell} \sum_{i=1}^k \frac{v_i(L) E_{b(i)}}{I_o} + \sum_{i=1}^k \frac{v_i E_{b(i)}}{I_o} \leq \frac{W}{R} - \frac{N_0 W}{R I_o} \quad (4.16)$$

$$\sum_L^{other\ cell} \sum_{i=1}^k v_i(L) \rho_i(L) + \sum_{i=1}^k v_i \rho_i \leq \frac{W}{R} (1 - \eta) \quad (4.17)$$

เมื่อ $\rho_i(L) = \frac{E_{b(i)}}{I_o}$ และ $\eta = \frac{N_0}{I_o}$

และเมื่อพิจารณาค่าพลังงานบิตต่อค่าของสัญญาณรบกวนทั้งหมดนั้นจะเป็นค่าของตัวแปรสุ่ม และผลรวมของตัวแปรสุ่มจากสมการ (4.17) จะได้ [7]

$$Z = \sum_L^{other\ cell} \sum_{i=1}^k v_i(L) \rho_i(L) + \sum_{i=1}^k v_i \rho_i \leq \frac{W}{R} (1 - \eta) \quad (4.18)$$

เมื่อ Z จะเป็นผลรวมของตัวแปรสุ่ม ค่าความน่าจะเป็นของ Outage จะเป็นค่าของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นทั้งหมดมีค่ามากกว่าค่าของจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) ซึ่งในกรณีนี้สำหรับผู้ใช้คนที่ $k+1$ จะถูกปฏิเสธสำหรับการให้บริการคือระบบจะถูก blocked ทั้งนี้ขึ้นกับคุณภาพของการให้บริการ (Quality of Service : QoS) ด้วย ดังนั้นความน่าจะเป็นของ Outage จะเป็น

$$P_{out} = P_r \left[Z > Z_0 = \frac{W}{R} (1 - \eta) \right] \quad (4.19)$$

เมื่อ Z_0 คือค่าจุดเริ่มเปลี่ยนหรือค่า Threshold ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{W}{R}(1-\eta)$

จากสมการ (4.19) เมื่อต้องการหาความน่าจะเป็นของ Outage จะต้องหาค่าเฉลี่ย (mean) และค่าความแปรปรวน (variance) ของตัวแปรสุ่ม Z ซึ่งจะเป็นผลรวมกำลังของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้งานทั้งภายในและภายนอกเซลล์ ในการคำนวณหาค่าของ Z นั้นจะไม่สามารถคำนวณในรูปแบบของสูตรสำเร็จ (Close Form) ได้ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้้นำการประมาณมาใช้สำหรับคำนวณหาค่าของ Z ซึ่งจะให้การประมาณอยู่ 2 วิธีคือ

1. การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation)
2. การประมาณแบบลอการิทึม (Lognormal Approximation)

ซึ่งในรายละเอียดจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป

4.3 การประมาณค่าของตัวแปรสุ่ม

4.3.1 การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation)

ในการประมาณค่าแบบเกาส์เสียนั้น จะให้ตัวแปรสุ่ม Z มีการแจกแจงแบบเกาส์เสียนจากการประยุกต์ใช้ทฤษฎีการเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central Limit Theorem) [8] และมีค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนเป็นจากสมการ (4.18)

$$Z = \sum_L \sum_{i=1}^k v_i(L) \rho_i(L) + \sum_{i=1}^k v_i \rho_i \quad (4.20)$$

และเมื่อทำการหาค่าเฉลี่ยจะได้

$$E[Z] = \sum_L \sum_{i=1}^k E[v_i(L) \rho_i(L)] + \sum_{i=1}^k E[v_i \rho_i] \quad (4.21)$$

$$E[Z] = \sum_L E[k] E[v_i(L) \rho_i(L)] + E[k] E[v_i \rho_i] \quad (4.22)$$

และจากตัวแปรสุ่ม k มีการแจกแจงแบบปัวส์ซองที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ $\frac{\lambda}{\mu}$ จะได้

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) E[v] \sum_L^{other\ cell} E[\rho_i(L)] + \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) E[v_i] E[\rho_i] \quad (4.23)$$

และเมื่อความน่าจะเป็นของการเกิดเสียง v (voice activity) ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบไบนารีที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ \bar{v} จะได้

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} \sum_L^{other\ cell} E[\rho_i(L)] + \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} E[\rho_i] \quad (4.24)$$

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} \left\{ E[\rho_i] + \sum_L^{other\ cell} E[\rho_i(L)] \right\} \quad (4.25)$$

และเมื่อพิจารณาให้ $E[\rho_i]$ คือสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์และ $\sum_L^{other\ cell} E[\rho_i(L)]$ คือสัญญาณแทรกสอดภายนอกเซลล์

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} (I_{samecell} + I_{othercell}) \quad (4.26)$$

และจากสมการ (4.25) จะได้

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} \left(1 + \frac{I_{othercell}}{I_{samecell}}\right) E[\rho] \quad (4.27)$$

และเมื่อกำหนดให้ f คือค่าของอัตราส่วนของสัญญาณแทรกสอดภายนอกเซลล์ต่อสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์จะได้ค่าเฉลี่ยของ Z เป็น

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} (1 + f) e^{\left[\left(\frac{\beta^2 \sigma^2}{2}\right) + \beta m\right]} \quad (4.28)$$

เมื่อพิจารณาค่าของตัวแปรสุ่ม k ซึ่งจะเป็นตัวแปรสุ่มแบบปัวส์ซง จากลักษณะดังกล่าวจะได้อ่าค่าของค่าเฉลี่ย (mean) และค่าความแปรปรวน (variance) มีค่าเท่ากัน ดังนั้นจะได้ค่าของความแปรปรวนของตัวแปร Z เป็น

$$Var(Z) = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f)\xi e^{(2\beta^2\sigma^2+2\beta m)} \quad (4.29)$$

เมื่อ $\bar{v} = E[v]$ เป็นค่าเฉลี่ยของการเกิดเสียง

ξ คือค่าของ MIP Shape factor

f คือค่าของสัญญาณแทรกสอดภายนอกเซลล์ต่อภายในเซลล์

$\beta = \ln 10 / 10$

m คือค่าเฉลี่ยของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน

σ คือค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน

ดังนั้นค่าของความน่าจะเป็นของ Outage คือ

$$P_{out} = Q\left(\frac{Z_0 - E[Z]}{\sqrt{Var(Z)}}\right) \quad (4.30)$$

โดยที่ $Z_0 = \frac{W}{R} X_0, X_0 = 1 - \eta$ คือ loading factor

และ $Q(x) = \frac{1}{2} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ คือ Gaussian Q-function ของ x

4.3.2 การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation)

ในการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลนี้ จะกำหนดให้ตัวแปรสุ่ม Z เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล Z' และมีค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนเป็น

$$E[Z'] = e^{m_N + \frac{1}{2}\sigma_N^2} \quad (4.31)$$

$$Var(Z') = e^{2m_N + \sigma_N^2} (e^{\sigma_N^2} - 1) \quad (4.32)$$

และเมื่อกำหนดให้

$$E[Z] = E[Z'] \quad (4.33)$$

$$Var(Z) = Var(Z') \quad (4.34)$$

จะได้

$$\left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f) e^{\left[\left(\frac{\beta^2 \sigma^2}{2}\right) + \beta m\right]} = e^{m_N + \frac{1}{2} \sigma_N^2} \quad (4.35)$$

$$\left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f) \xi e^{(2\beta^2 \sigma^2 + 2\beta m)} = e^{2m_N + \sigma_N^2} (e^{\sigma_N^2} - 1) \quad (4.36)$$

ทำการแก้สมการ (4.35), (4.36) จะได้

$$\sigma_N^2 = \ln \left\{ \frac{\xi e^{\beta^2 \sigma^2}}{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f)} + 1 \right\} \quad (4.37)$$

$$m_N = \ln \left\{ \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f) e^{\left(\frac{1}{2} \beta^2 \sigma^2 + \beta m\right)} \right\} - \frac{1}{2} \sigma_N^2 \quad (4.38)$$

และความน่าจะเป็นของ Outage จะเป็น

$$P_{out} = Q \left(\frac{\ln(Z_0) - m_N}{\sigma_N} \right) \quad (4.39)$$

4.4 ค่าความจุเออร์แลง (Erlang Capacity)

ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบเดิมตัวอย่างเช่น FDMA, TDMA นั้นช่องสัญญาณจราจรหรือช่องสัญญาณทราฟฟิกจะถูกจัดให้กับผู้ใช้งานก็ต่อเมื่อมีช่องสัญญาณที่ว่างและสามารถใช้งานได้ และเมื่อผู้ใช้งานใดใช้ช่องสัญญาณใดแล้วผู้ใช้งานอื่นจะไม่สามารถใช้ช่องสัญญาณนั้นได้อีกจนกว่าการใช้ช่องสัญญาณนั้นจะสิ้นสุดลงในขณะนี้ผู้ใช้งานอื่นจะไม่สามารถเข้าใช้ช่องสัญญาณได้หรือจะถูก blocked ซึ่งความน่าจะเป็นของการติดขัดหรือ blocking probability จะได้จากทวิเคราะห์ของเออร์แลงในระบบของการเข้าคิวแบบ M/M/S/S โดยที่ M ตัวแรกจะหมายถึงการเข้ามาหรือการเรียก (call) ซึ่งจะเป็นลักษณะของปัวส์ซองและมีอัตราเฉลี่ยที่ λ คือจำนวนครั้งของการเรียกต่อวินาที (call/s) ส่วน M ตัวที่สองจะหมายถึงอัตราเวลาการบริการซึ่งจะมีลักษณะเป็นเอกซ์โพเนนเชียลด้วยค่าเฉลี่ย $1/\mu$ วินาทีต่อการเรียกหนึ่งครั้ง ส่วน S ตัวแรกจะหมายถึงจำนวนของช่องสัญญาณที่ให้บริการได้ ส่วน S ตัวที่สองจะหมายถึงจำนวนสูงสุดของผู้ใช้งานที่สามารถให้บริการได้ก่อนที่ระบบจะเกิดการ blocked ดังนั้นความน่าจะเป็นของการติดขัดในรูปแบบของเออร์แลง-บี (Erlang-B) [2] จะเป็นไปตามเงื่อนไข

$$P_{\text{blocking}} = \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^S}{S!} \bigg/ \sum_{k=0}^S \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^k}{k!} \quad (4.40)$$

โดยที่ λ/μ คือค่าเฉลี่ยของทราฟฟิกที่ถูกวัดในหน่วยของเออร์แลง ฉะนั้นจำนวนของผู้ใช้งานนี้จะมีความสัมพันธ์กับค่าของความน่าจะเป็นของการติดขัดหรือ blocking probability เพราะฉะนั้นจำนวนผู้ใช้งานก็จะเท่ากับ

$$\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)(1 - P_{\text{blocking}}) \quad (4.41)$$

4.4.1 ความจุเออร์แลงจากการประมาณค่าแบบเกาส์

เมื่อพิจารณาจำนวนผู้ใช้งาน k ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบปัวส์ซอง (Poisson Distributed) และจากการกำหนดให้ตัวแปรสุ่ม Z มีลักษณะของการแจกแจงเป็นการแจกแจงแบบเกาส์เสียนจากความสัมพันธ์ในสมการ (4.30)

$$P_{out} = Q\left(\frac{Z_0 - E[Z]}{\sqrt{Var(Z)}}\right) \quad (4.42)$$

โดยที่

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f) e^{\left(\left[\frac{\beta^2 \sigma^2}{2}\right] + \beta m\right)} \quad (4.43)$$

$$Var(Z) = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f) \xi e^{(2\beta^2 \sigma^2 + 2\beta m)} \quad (4.44)$$

จะได้ค่าความจุเออร์แดงเป็น [6]

$$\frac{\lambda}{\mu} = \frac{(1-\eta) \frac{W}{R}}{\bar{v}(1+f) \left(\frac{E_b}{I_o}\right)} F(\xi B, \sigma) \quad (4.45)$$

โดยที่

$$B = \frac{[Q^{-1}(P_{out})]}{Z_0} = \frac{\left(\frac{E_b}{I_o}\right) [Q^{-1}(P_{out})]^2}{\left(\frac{W}{R}\right) (1-\eta)} \quad (4.46)$$

และ

$$F(\xi B, \sigma) = e^{\left(\frac{\beta^2 \sigma^2}{2}\right)} \left\{ 1 + \frac{\xi B}{2} e^{\left(\frac{3\beta^2 \sigma^2}{2}\right)} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4}{\xi B} e^{\left(\frac{-3\beta^2 \sigma^2}{2}\right)}} \right) \right\} \quad (4.47)$$

4.4.2 ความจุเออร์แลงจากการประมาณค่าแบบลิกนอร์มอล

ในหัวข้อนี้จะทำการหาค่าความจุเออร์แลงภายใต้การประมาณค่าแบบลิกนอร์มอล จะสมมติให้ตัวแปรสุ่ม Z มีลักษณะของการแจกแจงเป็นแบบลิกนอร์มอลและจากความสัมพันธ์ในสมการ (4.39)

$$P_{out} = Q\left(\frac{\ln(Z_0) - m_N}{\sigma_N}\right) \quad (4.48)$$

โดยที่

$$\sigma_N^2 = \ln\left\{\frac{\xi e^{\beta^2 \sigma^2}}{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f)} + 1\right\} \quad (4.49)$$

$$m_N = \ln\left\{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v}(1+f) e^{\left(\frac{1}{2}\beta^2 \sigma^2 + \beta m\right)}\right\} - \frac{1}{2} \sigma_N^2 \quad (4.50)$$

ดังนั้นจะได้ค่าความจุเออร์แลงจากการใช้การประมาณค่าแบบลิกนอร์มอลเป็น

$$\frac{\lambda}{\mu} = \frac{\ln\left[(1-\eta)\frac{W}{R}\right]}{\bar{v}(1+f)\left(\frac{E_b}{I_o}\right)} F(\xi B, \sigma) \quad (4.51)$$

โดยที่

$$B = \frac{[Q^{-1}(P_{out})]}{\ln Z_0} = \frac{\left(\frac{E_b}{I_o}\right) [Q^{-1}(P_{out})]^2}{\ln\left(\frac{W}{R}\right)(1-\eta)} \quad (4.52)$$

และ

$$F(\xi B, \sigma) = e^{\left(\frac{-\beta^2 \sigma^2}{2}\right)} \left\{ 1 + \frac{\xi B}{2} e^{\left(\frac{3\beta^2 \sigma^2}{2}\right)} \left(1 - \sqrt{1 + \frac{4}{\xi B} e^{\left(\frac{-3\beta^2 \sigma^2}{2}\right)}} \right) \right\} \quad (4.53)$$

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์เชิงเลขของระบบ

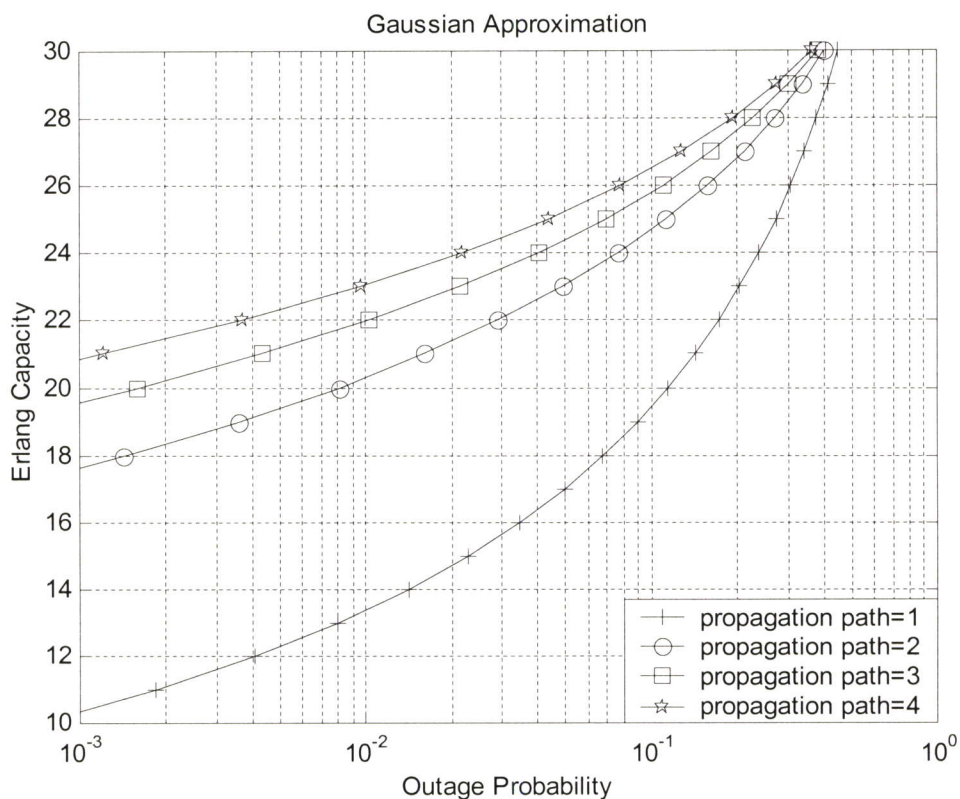
ในบทนี้จะได้ทำการแสดงผล ของการวิเคราะห์เชิงเลขของค่าความจุของเออร์แลง (Erlang-B capacity) และความน่าจะเป็นของการเกิด Outage (Outage Probability) ซึ่งได้ทำการวิเคราะห์หาค่าความจุของเออร์แลงมาแล้วในบทที่ 4 จากการวิเคราะห์ได้มีการพิจารณาค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ (standard deviation) ของกำลังของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานอันเป็นผลมาจากการควบคุมกำลังส่งแบบไม่สมบูรณ์, ค่าของ MIP shape factor ซึ่งค่านี้จะขึ้นกับค่าของจำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้ (resolvable path), และจากสมมติฐานของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นโดยพิจารณาที่สถานีฐานนั้นให้เป็นลักษณะของผลรวมของกำลังสัญญาณซึ่งเป็นตัวแปรสุ่ม และได้ทำการประมาณค่าของตัวแปรสุ่มดังกล่าวโดยใช้วิธีการประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) และการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) โดยได้แบ่งผลการวิเคราะห์ออกเป็น

- 5.1 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์
- 5.2 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล
- 5.3 ผลการวิเคราะห์โดยเปรียบเทียบระหว่างการประมาณแบบเกาส์และล็อกนอร์มอล

5.1 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์

5.1.1 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทาง

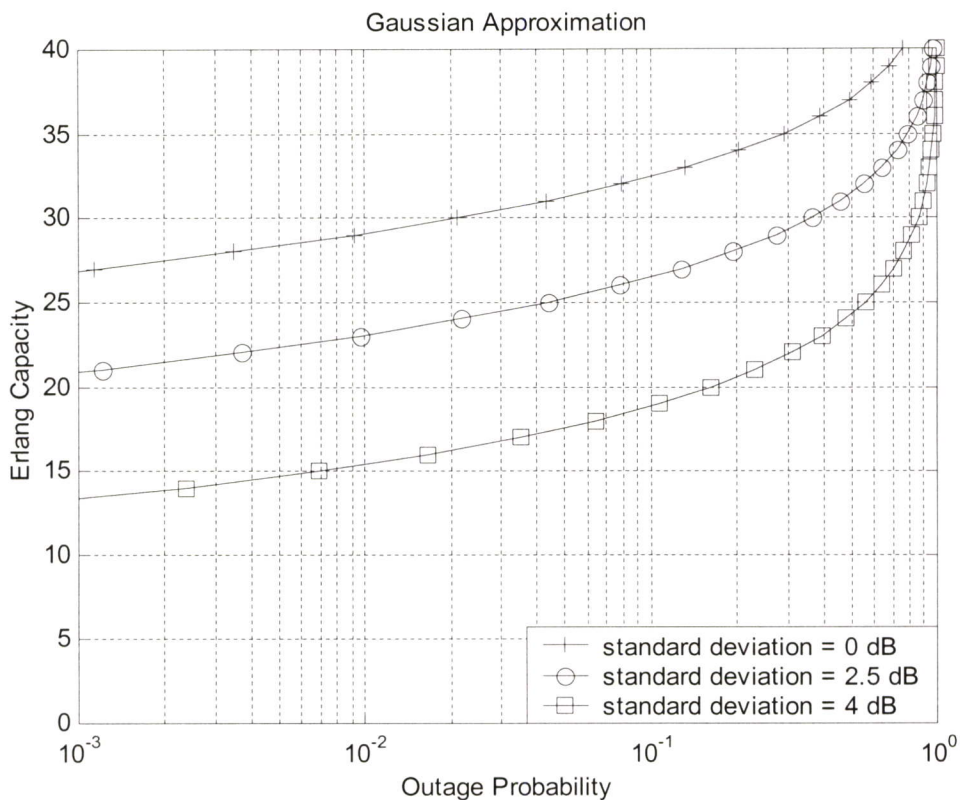
จากรูป 5.1 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนวิทด์เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ [9] ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB [10] และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 ค่าความจุเออร์แลงที่จำนวนของเส้นทางเท่ากับ 1, 2, 3, 4 มีค่าเท่ากับ 13.5, 20.5, 22, 23 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าของจำนวนเส้นทางมีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ค่าความจุเออร์แลงมีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.1 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 1, 2, 3, 4 โดยใช้การประมาณแบบเกาส์

5.1.2 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน

จากรูป 5.2 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 ค่าของความจุเออร์แลงที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่า 0, 2.5, 4 dB มีค่าเท่ากับ 29, 23, 16 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งหมายถึงการควบคุมกำลังส่งมีค่าผิดพลาดมากขึ้นจะทำให้ค่าความจุเออร์แลงมีค่าลดลง

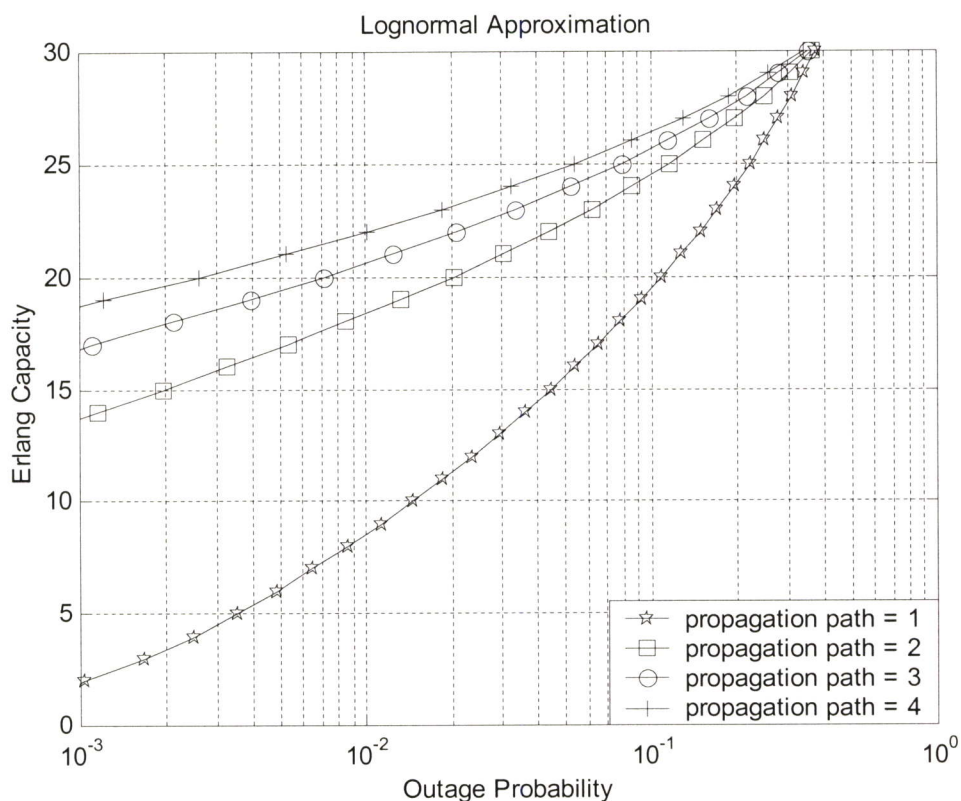


รูปที่ 5.2 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0, 2.5, 4 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4 โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์

5.2 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล

5.2.1 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทาง

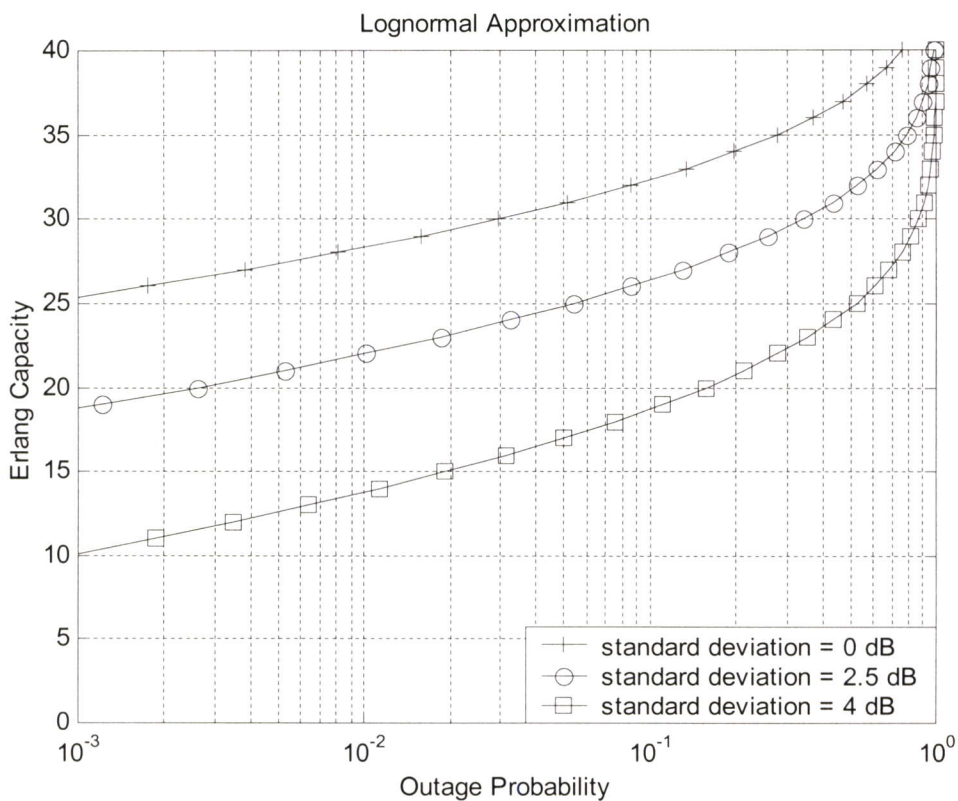
จากรูป 5.3 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 ค่าความจุเออร์แลงที่จำนวนของเส้นทางมีค่า 1, 2, 3, 4 มีค่าเท่ากับ 8, 18, 20.5, 22 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนของเส้นทางมีค่าเพิ่มขึ้นค่าความจุเออร์แลงจะมีค่าเพิ่มขึ้น



รูปที่ 5.3 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 1, 2, 3, 4 โดยใช้การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล

5.2.2 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน

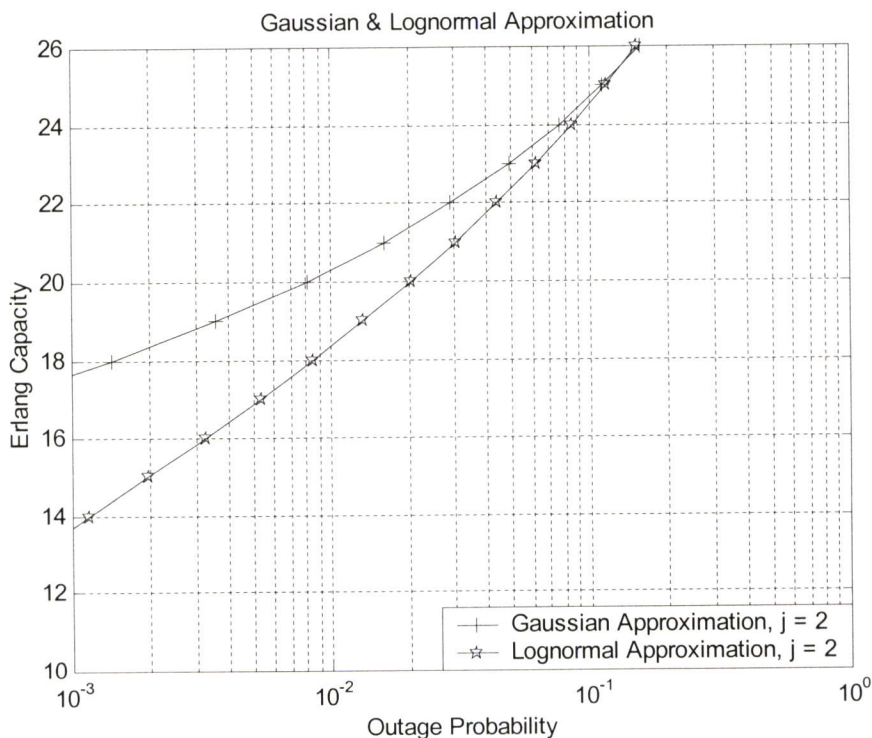
จากรูป 5.4 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบลอการิทึม (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่า 0, 2.5, 4 dB มีค่าเท่ากับ 28, 22, 14 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าเมื่อค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานมีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งหมายถึงความผิดพลาดของการควบคุมกำลังส่งมีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าความจุเออร์แลงมีค่าลดลง



รูปที่ 5.4 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0, 2.5, 4 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4 โดยใช้การประมาณค่าแบบลอการิทึม

5.3 ผลการวิเคราะห์โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์เปรียบเทียบกับ การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล

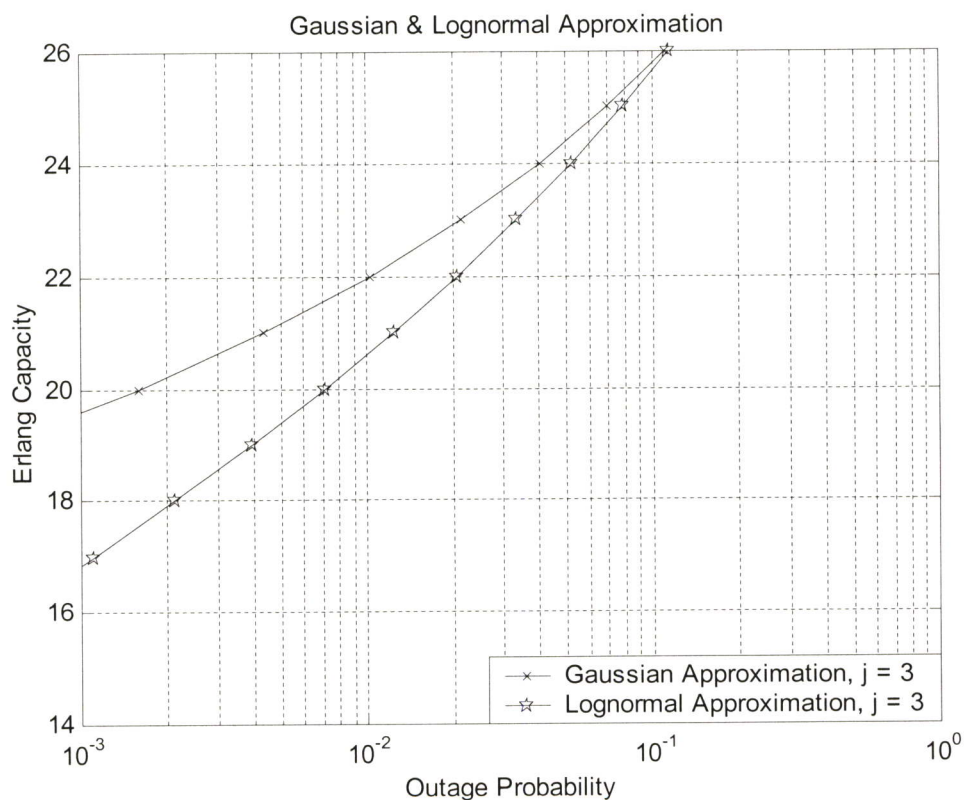
5.3.1 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทางโดยใช้จำนวนของเส้นทางเท่ากับ 2 จากรูป 5.5 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) และการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และ ค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่า เท่ากับ 0.01 ค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่าเท่ากับ 20.2 เออร์แลง และ ค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลมีค่าเท่ากับ 18.2 เออร์แลง จะเห็น ได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่ามากกว่าที่ได้จากการประมาณค่า แบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 5.5 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทาง ที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 2

5.3.2 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทางโดยใช้จำนวนของเส้นทางเท่ากับ 3

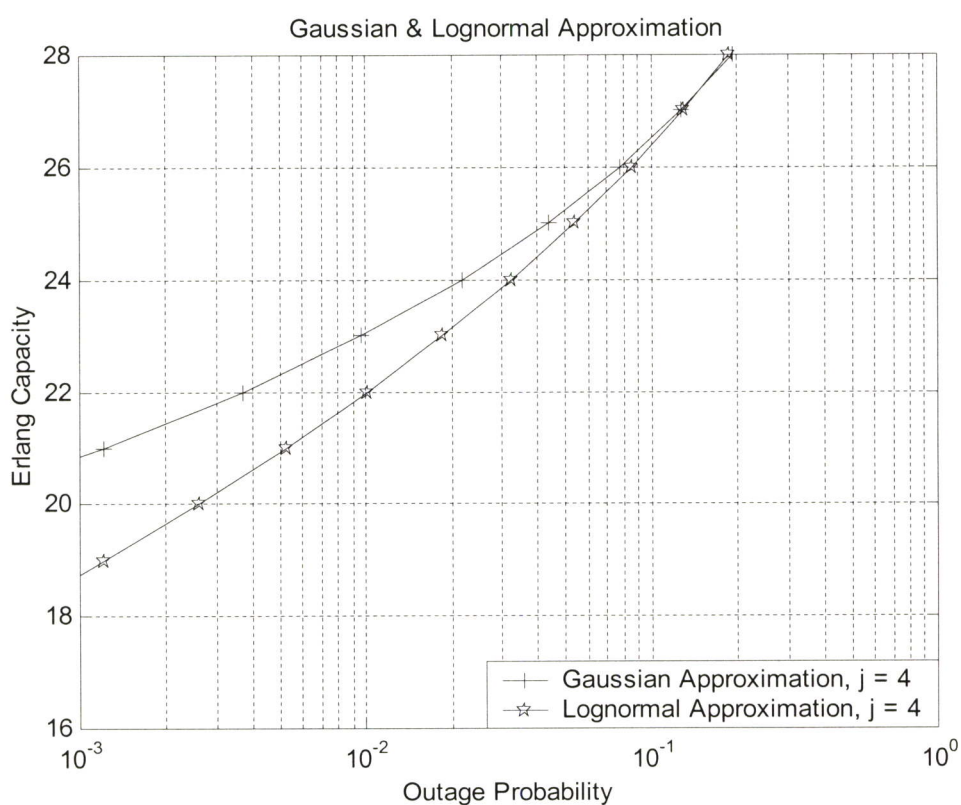
จากรูป 5.6 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) และการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 ค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่าเท่ากับ 22 เออร์แลง และค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลมีค่าเท่ากับ 20.5 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่ามากกว่าที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 5.6 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 3

5.3.3 การพิจารณาผลของจำนวนของเส้นทางโดยใช้จำนวนของเส้นทางเท่ากับ 4

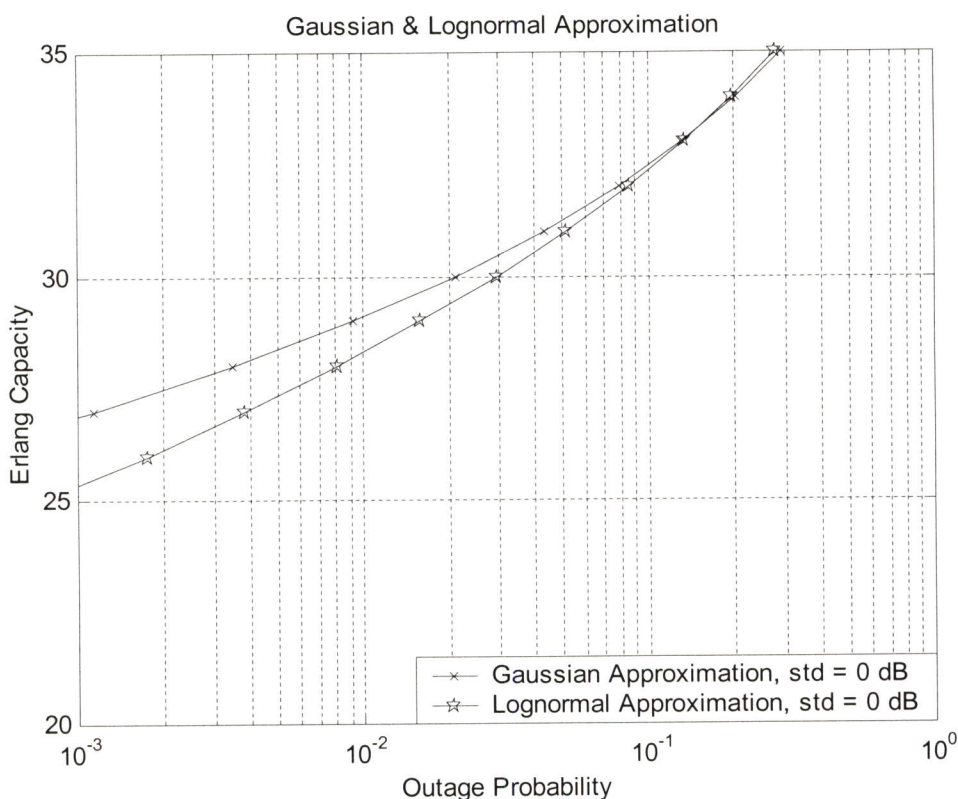
จากรูป 5.7 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิทข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่าเท่ากับ 23 เออร์แลง และค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลมีค่าเท่ากับ 22 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่ามากกว่าที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 5.7 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4

5.3.4 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานโดยใช้ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0 dB

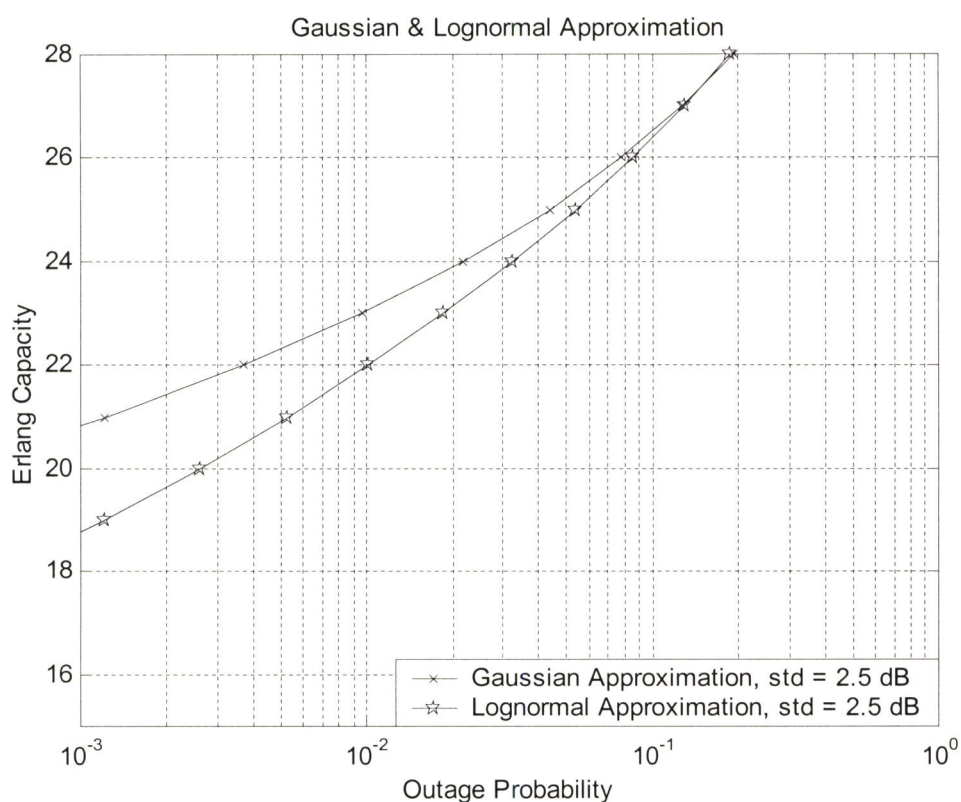
จากรูป 5.8 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) และการประมาณแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 จะใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่า 29 เออร์แลง และค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลมีค่า 28 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่ามากกว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 5.8 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 0 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4

5.3.5 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานโดยใช้ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB

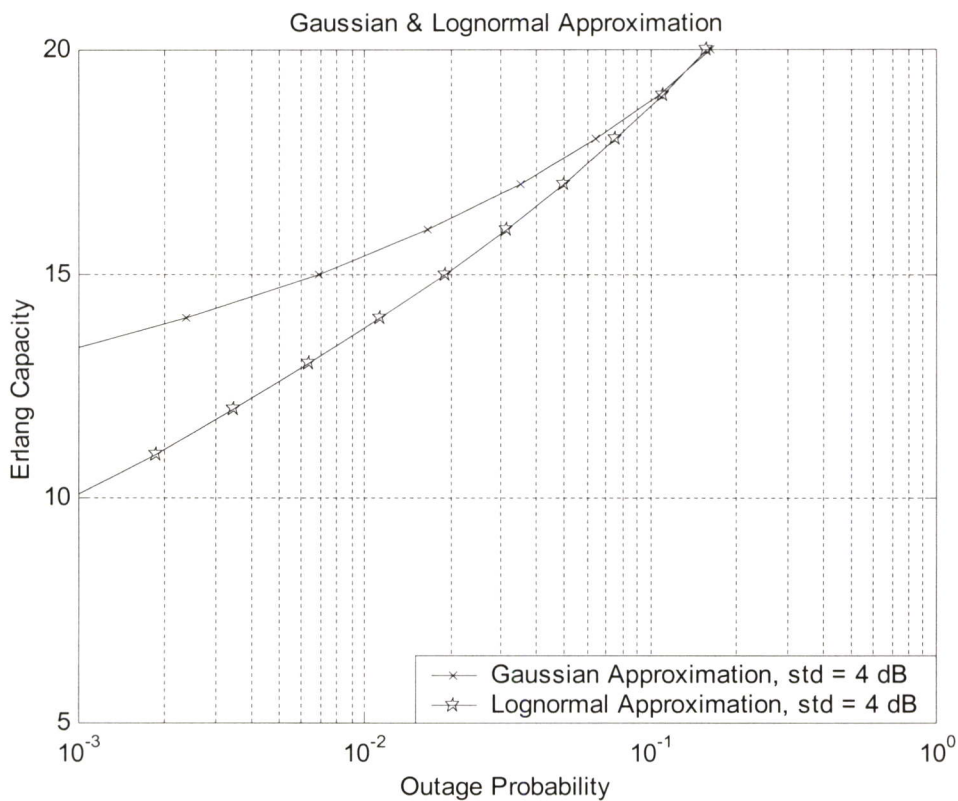
จากรูป 5.9 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) และการประมาณแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิทข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์ เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 จะใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่า 23 เออร์แลง และค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลมีค่า 22 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่ามากกว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 5.9 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 2.5 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4

5.3.6 การพิจารณาผลของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานโดยใช้ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 4 dB

จากรูป 5.10 แสดงค่าความจุเออร์แลงเปรียบเทียบกับค่าความน่าจะเป็นของ Outage โดยใช้การประมาณค่าแบบเกาส์ (Gaussian Approximation) และการประมาณแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ที่ค่าอัตราบิตข้อมูล (data bit rate) เท่ากับ 9600 bps แบนด์วิดท์เท่ากับ 1.2288 MHz ค่าของ voice activity เท่ากับ 0.4 ใช้ค่า $f = 0.55$ ค่าของ $\frac{E_b}{I_o} = 7$ dB และค่าของ $\eta = 0.1$ จากกราฟเมื่อพิจารณาที่ค่าความน่าจะเป็นของ Outage ที่ 1% หรือที่มีค่าเท่ากับ 0.01 จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่า 15.5 เออร์แลง และค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอลมีค่า 13.5 เออร์แลง จะเห็นได้ว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบเกาส์มีค่ามากกว่าค่าความจุเออร์แลงที่ได้จากการประมาณค่าแบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 5.10 ค่าความจุเออร์แลงที่ค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานเท่ากับ 4 dB จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้เท่ากับ 4

บทที่ 6

สรุปผล

ในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอนั้นผู้ใช้งานสามารถที่จะส่งสัญญาณไปบนแบนด์วิดท์เดียวกันในเวลาเดียวกันได้โดยการใส่รหัส (code) ที่ต่างกันสำหรับแต่ละผู้ใช้งาน จำนวนของผู้ใช้งานระบบจะขึ้นอยู่กับค่าของสัญญาณแทรกสอด (interference) ที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้งานภายในเซลล์เดียวกันและที่เกิดขึ้นจากผู้ใช้งานภายนอกเซลล์ ซึ่งค่าของสัญญาณแทรกสอดดังกล่าวจะเป็นตัวจำกัดค่าความจุของระบบและคุณภาพของการให้บริการ (Quality of Service: QoS) โดยปกติแล้วกำลังของสัญญาณที่มาถึงเครื่องรับที่สถานีฐานของแต่ละผู้ใช้งานจะมีค่าไม่เท่ากัน อันเป็นผลสืบเนื่องมาจากกระบวนการควบคุมกำลังของระบบที่มีลักษณะที่ไม่สมบูรณ์ (imperfect power control) เนื่องจากเครื่องรับจะได้รับกำลังของสัญญาณจากเครื่องส่งหรือเครื่องลูกข่ายของผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้มีค่าสูงกว่ากำลังของสัญญาณของผู้ใช้งานที่อยู่ห่างออกไปจากสถานีฐานซึ่งลักษณะดังกล่าวคือผลของระยะใกล้-ไกล (near-far effect) นอกจากนี้แล้วผลของการบดบัง (shadowing) ซึ่งเกิดจากสัญญาณบางส่วนจะถูกบดบังจากสภาพแวดล้อมรอบข้าง อาทิเช่น ภูเขา ต้นไม้ อาคารต่างๆ และผลของการจางหายหลายเส้นทางหรือเฟดดิ้ง (multipath fading) ซึ่งเกิดจากสัญญาณที่ถูกส่งออกมานั้นอยู่ในสภาวะแวดล้อมที่มีวัตถุหรือสิ่งทำให้เกิดการสะท้อน การหักเห และการกระเจิง ของสัญญาณดังกล่าวทำให้สัญญาณเกิดการหลายเส้นทางเกิดขึ้น ซึ่งปัจจัยและผลของปรากฏการณ์ดังกล่าวมีผลต่อคุณภาพของการให้บริการและค่าของความจุของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์หาค่าความจุเออร์แลงของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ โดยพิจารณากระบวนการควบคุมกำลังส่งของระบบเป็นแบบไม่สมบูรณ์ซึ่งจากวิเคราะห์หาค่าความจุดังกล่าวจะมีความสัมพันธ์กับค่าความน่าจะเป็นของ Outage และผลของการจางหายหลายเส้นทาง เมื่อค่าของจำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้มีค่ามากขึ้นซึ่งก็หมายถึงค่าของ MIP shape factor มีค่าลดลงจะส่งผลให้ค่าความจุเออร์แลงมีค่าสูงขึ้นทั้งในกรณีของการประมาณค่าแบบเกาส์เซียนและการประมาณค่าแบบลิอณอร์มอล และจากการพิจารณาค่าของความเบี่ยงเบนมาตรฐานของการควบคุมกำลังส่งที่ไม่สมบูรณ์มีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่าของความจุเออร์แลงลดลงของทั้งการประมาณค่าแบบเกาส์เซียนและการประมาณค่าแบบลิอณอร์มอล

เอกสารอ้างอิง

- [1] Proakis J. G. **Digital Communications**. Boston, McGraw Hill, 2001.
- [2] Viterbi A.M., Viterbi A.J. "Erlang Capacity of a Power Controlled CDMA System." IEEE Journal on Selected Area in Communications, Vol. 11, No. 6, August 1993, pp. 892-899,
- [3] Young C. S. **CDMA RF System Engineering**. Boston, Artech House, 1998.
- [4] Lee J. S. and Miller L. E. **CDMA Systems Engineering Handbook**. Boston, Artech House, 1998.
- [5] Rappaport T. S. **Wireless Communications:Principles and Practice**. New Jersey, Prentice-Hall, Inc. 2002.
- [6] Shen Q. and Krzymien W.A. " The effect of fading on the Erlang capacity of the IS-95 CDMA cellular system." IEEE International Conference on Communication, Vol.3, 1996.
- [7] Viterbi A.M.,**CDMA Principles of Spread Spectrum Communication**. Addison-Wesley Publishing Company,1995.
- [8] Jerez, J. M. R., Garcia M. R. and Estrella A. D. " Performance Analysis of a Cellular Slotted CDMA System with Imperfect Power Control over a Rayleigh Fading Channel," Multiaccess, Mobility and Teletraffic in Wireless Communications, E. Biglieri, L. Fratta, B. Jabbari, Eds., Kluwer Academic Publishers, 1999, pp. 253-262
- [9] Lee J. S. and Miller L. E. "On the Erlang Capacity of CDMA Cellular System" GLOBECOM'95, Nov. ,1995, pp. 1877-1883.
- [10] Padovani R., "Reverse Link Performance of IS-95 base Cellular System." IEEE Personal Communications, Vol. 1, No. 3, Third Quarter 1994, pp. 28-34.

ภาคผนวก

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Somchai Omsin, Apinan Manyanon, Chom Kimpan, Ouen Pin-Ngern and Suthichai Noppanakeepong "Effect Of Multipath Fading On The Erlang Capacity Of Imperfect Power Control In Cellular CDMA System," IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and System 2002., Bali Indonesia.

- [2] Somchai Omsin, Chom Kimpan, Ouen Pin-ngern and Suthichai Noppanakeepong," The Effect of Fading on the Erlang Capacity of Imperfect Power Control CDMA Cellular System" International Conference on Telecommunications 2002 (ICT2002) , Beijing China.

ประวัติผู้เขียน

นายสมชาย ออมสิน เกิดเมื่อวันที่ 20 กุมภาพันธ์ 2519 ที่จังหวัดพิจิตร สำเร็จการศึกษา
วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาฟิสิกส์ (คอมพิวเตอร์และอิเล็กทรอนิกส์) จากมหาวิทยาลัยนเรศวร
จังหวัดพิษณุโลก ปีการศึกษา 2540