

การวิเคราะห์ความจุเออร์แลงเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังส่งการให้บริการเสียงพูดและข้อมูลบนระบบเซลล์ดิวาร์ซีดีเอ็มเอ

ERLANG CAPACITY ANALYSIS WITH IMPERFECT POWER CONTROL
INTEGRATED VOICE AND DATA SERVICE FOR CELLULAR CDMA

พิทักษ์ แก้วบุญส่ง
PITAK KEAWBUNSONG

วิทยานิพนธ์นี้เขียนเพื่อเป็นงานหนึ่งของภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1170-1

การวิเคราะห์ความจุเออร์แลงเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุม
กำลังที่มีการให้บริการเสียงพูดและข้อมูลบนระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

ERLANG CAPACITY ANALYSIS WITH IMPERFECT POWER CONTROL
INTEGRATED VOICE AND DATA SERVICE FOR CELLULAR CDMA

พิทักษ์ แก้วบุญส่ง

PITAK KEAWBUNSONG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2547

ISBN 974-15-1170-1

ERLANG CAPACITY ANALYSIS WITH IMPERFECT POWER CONTROL
INTEGRATED VOICE AND DATA SERVICE FOR CELLULAR CDMA

PITAK KEAWBUNSONG

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

2004

ISBN 974-15-1170-1

COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ความจุเออร์แลงเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังที่มีการให้บริการเสียงพูดและข้อมูลบนระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ
นักศึกษา	นายพิทักษ์ แก้วบุญส่ง
รหัสนักศึกษา	43061419
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมการวัดคุม
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการวิเคราะห์สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ และค่าความจุเออร์แลงของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ เมื่อระบบประยุกต์ใช้งานสายอากาศสมาร์ท แบบ LES อาร์เรย์ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพคุณภาพการให้บริการและความจุของระบบ อันเนื่องจากผลกระทบของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางและความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง โดยที่ความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังถูกจำลองเป็นตัวแปรสุ่มแบบลือกนอร์มอล การประมาณค่าความจุเออร์แลงใช้วิธีการประมาณแบบเกาส์เซียนและลือกนอร์มอล ตามลำดับ

Thesis Title	Erlang Capacity Analysis with Imperfect Power Control Integrated Voice and Data Service for Cellular CDMA
Student	Mr. Pitak Keawbunsong
Student ID.	43061419
Degree	Master of Engineering
Program	Instrumentation Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Fusak Cheevasuvit

ABSTRACT

This thesis presents the performance of bit error rate (BER) statistics and erlang capacity in a cellular CDMA system which employs a LES array of smart antenna for improving the quality of service and the capacity impact of multipath fading channel and imperfect power control. The imperfection in power control is modeled as a lognormal random variable. The approximation methods of erlang capacity based on gaussian and lognormal, respectively.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและให้คำปรึกษาของ รศ.ดร.ฟูศักดิ์ ชิวสุวิทย์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์และขอกราบขอบพระคุณอาจารย์เป็นอย่างสูง

ขอกราบขอบพระคุณ คุณปู่จ๋วนและคุณย่าทองนวล แก้วบุญส่ง ที่ได้เลี้ยงดูข้าพเจ้าผู้เป็นหลานมาตั้งแต่วัยเยาว์ คุณย้วน แก้วบุญส่ง ลุงที่ให้โอกาสหลานได้ศึกษาเล่าเรียน คุณพัชรี แก้วบุญส่ง ผู้เป็นน้องสาวที่เสียสละให้พี่ชายได้ศึกษาต่อในช่วงเริ่มต้นของวัยศึกษา ทั้งนี้จึงได้มีโอกาสจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ คุณณรงค์ ณรงค์รัตน์ ที่ได้คำแนะนำและแนวทางของงานวิจัย คุณเพ็ญฤดี ตั้งสมรพงษ์ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือในหลายด้านตลอดระยะเวลาของการศึกษา ขอขอบพระคุณองค์การสื่อสารมวลชนแห่งประเทศไทย ที่ได้ให้โอกาสในการศึกษาระดับปริญญาตรีและปริญญาโท

สุดท้ายขอขอบคุณ คุณรัตติยา แก้วบุญส่ง เด็กหญิงพิชญานิน แก้วบุญส่ง ภรรยา และบุตรสาว ผู้ที่คอยเป็นกำลังใจและให้ความเข้าใจตลอดระยะเวลาของการศึกษา

พิทักษ์ แก้วบุญส่ง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย.....	1
1.2 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
บทที่ 2 การแพร่กระจายคลื่นบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย.....	4
2.1 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย.....	4
2.1.1 การสูญเสียตามระยะทาง.....	4
2.1.2 การสูญเสียเนื่องจากสัญญาณถูกบดบัง.....	8
2.1.3 การสูญเสียจากการจางหายหลายเส้นทาง.....	11
2.2 ช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง.....	15
2.2.1 รูปแบบช่องสัญญาณ.....	15
2.2.2 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน.....	17
2.2.3 สัญญาณดิจิทัลบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่.....	20
บทที่ 3 ระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอและสายอากาศสมาร์ท.....	23
3.1 บทนำ.....	23
3.2 เทคนิคการใช้สเปกตรัมแม่โดยวิธีการจัดลำดับโดยตรง.....	25
3.3 การแทรกสอดในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ.....	27
3.3.1 การแทรกสอดภายในเซลล์.....	27
3.3.2 การแทรกสอดภายนอกเซลล์.....	27
3.3.3 แฟคเตอร์การแทรกสอด.....	29

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 การควบคุมกำลัง.....	30
3.4.1 ความต้องการการควบคุมกำลัง.....	30
3.4.2 วิธีการควบคุมกำลังแบบลูเปิดบนช่องสัญญาณขาขึ้น.....	31
3.4.3 วิธีการควบคุมกำลังแบบลูปิดบนช่องสัญญาณขาขึ้น.....	32
3.5 ความจุของระบบซีดีเอ็มเอ.....	36
3.5.1 ลักษณะกราฟฟิกของระบบ.....	36
3.5.2 ความจุของระบบ.....	38
3.6 รูปแบบต่างๆ ของเออร์แลง.....	39
3.6.1 รูปแบบของเออร์แลง-บี.....	40
3.7 อัตราความผิดพลาดบิต.....	43
3.7.1 อัตราความผิดพลาดบิตบนช่องสัญญาณ AWGN	43
3.7.2 อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ.....	45
3.8 ระบบสายอากาศสมาร์ท.....	47
3.8.1 พื้นฐานระบบสายอากาศสมาร์ท.....	47
3.8.2 อาร์เรย์แฟคเตอร์.....	50
บทที่ 4 การวิเคราะห์สมรรถนะและความจุเออร์แลงของระบบ.....	52
4.1 รูปแบบระบบ.....	52
4.1.1 ความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง.....	52
4.1.2 แฟคเตอร์ MIP.....	53
4.1.3 ค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น.....	55
4.2 ค่าความจุเออร์แลง.....	57
4.2.1 สมการความน่าจะเป็นการติดขัด.....	57
4.2.2 วิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน.....	60
4.2.3 วิธีการประมาณแบบลึกรันอมอล.....	60
4.3 อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ.....	61

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การวิเคราะห์และแสดงผลลัพธ์เชิงเลข.....	66
5.1 บทนำ.....	66
5.2 การวิเคราะห์ความจุเออร์แลง.....	67
5.2.1 อิทธิพลเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง.....	67
5.2.2 อิทธิพลเนื่องจากสัญญาณแทรกสอด.....	71
5.2.3 ผลของ MIP Shape Factor ที่มีต่อความจุระบบ.....	72
5.3 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิต.....	73
บทที่ 6 สรุปผลและข้อเสนอแนะ.....	76
เอกสารอ้างอิง.....	78
ภาคผนวก.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	81

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้งานกับสถานีฐานที่ต้องการ และที่สถานีฐานใกล้เคียง.....	52
4.2 แสดงผลการคำนวณค่าเฉลี่ย G , ที่ได้จากการปรับเปลี่ยนจำนวนอีลีเมนต์ของ สายอากาศ Smart แบบ LES อาเรย์ ที่สถานีฐาน.....	57
5.1 แสดงพารามิเตอร์ระบบที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์.....	66

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการเดินทางของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อน.....	6
2.2 แสดงสัญญาณถูกบิดเบ่งจากสิ่งกีดขวาง.....	8
2.3 การกระจายความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบล็อกนอร์มอล ที่มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1 , 2 , 4 , 6 และ 8 dB.....	10
2.4 แสดงเส้นทางการแพร่กระจายของคลื่นหลายเส้นทาง.....	11
2.5 การกระจายแบบเรย์ลีที่มีความแปรปรวนเท่ากับ 1 , 2 , 4 , 6 และ 8 dB.....	14
2.6 ตัวอย่างผลตอบสนองของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลา.....	15
2.7 แสดง MIP แบบเอกรูป.....	18
2.8 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่.....	22
3.1 แสดงโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์.....	23
3.2 แสดงเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ FDMA และ TDMA.....	24
3.3 แสดงเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ CDMA.....	24
3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS แบบที่ 1.....	25
3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS แบบที่ 2.....	26
3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ DS-SS แบบที่ 1.....	26
3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ DS-SS แบบที่ 2.....	27
3.8 แสดงรูปแบบเรขาคณิตของการแทรกสอดบนช่องสัญญาณขาขึ้น.....	28
3.9 แสดงหลักการทํางานของวิธีการควบคุมกำลังแบบลูเปิด.....	32
3.10 แสดงกระบวนการเข้าถึงของวิธีการควบคุมกำลังแบบลูเปิด.....	32
3.11 แสดงเฟรมสัญญาณตรวจสอบการควบคุม.....	33
3.12 แสดงการทํางานของวิธีการควบคุมกำลังแบบลูปิด.....	34
3.13 แสดงลำดับการส่งบิตควบคุมกำลังตามระดับความแรงสัญญาณ.....	35
3.14 แสดงการเปิด-ปิดช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามอัตราการส่ง.....	35
3.15 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov ของเออร์แลง-บี.....	41
3.16 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov ของเออร์แลง-บี ที่สภาวะคงตัว.....	42
3.17 แสดงรูปแบบจำลองสัญญาณไบนารีที่ตรงกันข้าม.....	44
3.18 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของสัญญาณ $s_1(t), s_2(t)$	44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.19 แสดงโครงสร้างของระบบสายอากาศสมาร์ท.....	47
3.20 แสดงตัวอย่างรูปแบบการจัดทิศทางบีมลำคลื่นของระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์.....	48
3.21 แสดงโครงสร้างระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์.....	48
3.22 แสดงตัวอย่างรูปแบบการจัดทิศทางบีมลำคลื่นของระบบบอแดพที่พีบีมอาร์เรย์.....	49
3.23 แสดงโครงสร้างระบบบอแดพที่พีบีมอาร์เรย์.....	49
3.24 แสดงรูปทางเรขาคณิตของ LES อาร์เรย์.....	50
4.1 แสดงช่วงของค่า MIP Shape Factor (ξ)	54
4.2 แสดงโครงสร้างเรขาคณิตระบบเซลล์ลูลาร์.....	55
5.1 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB.....	67
5.2 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3$	68
5.3 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0$ dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3, 5$	68
5.4 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบลือกนอร์มอล ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB.....	69
5.5 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบลือกนอร์มอล ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3$	70
5.6 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบลือกนอร์มอล ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0$ dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3, 5$	70
5.7 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 2.5$ dB กรณีพิจารณาระบบแบบเซลล์เดี่ยว และ แบบหลายเซลล์.....	71
5.8 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่า ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 2.5$ dB กรณีพิจารณา MIP Shape Factor.....	72

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma_s = \sigma_o = 0$ dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3, 5$	73
5.10 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็วโทรศัพท์เคลื่อนที่ 5 Km/h ($\sigma_s = 0.35, \sigma_o = 4.90$ dB).....	74
5.11 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็วโทรศัพท์เคลื่อนที่ 40 Km/h ($\sigma_s = 2.20, \sigma_o = 3.41$ dB).....	74
5.12 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็วโทรศัพท์เคลื่อนที่ 5 Km/h กรณีพิจารณา MIP Shape Factor.....	75

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย

เมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันมากขึ้น เนื่องจากมีความคล่องตัวและสะดวกในการใช้งาน สามารถติดต่อสื่อสารกันได้ทุกที่ทุกเวลาที่ความสามารถของโครงข่ายให้บริการได้ และเมื่อความต้องการใช้งานมีเพิ่มมากขึ้น ความสามารถในการให้บริการของระบบถูกจำกัดด้วยทรัพยากรแถบความถี่ที่มีอยู่ ส่งผลต่อความจุของระบบที่สามารถให้บริการได้ โดยในปัจจุบันระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้บริการในระบบดิจิทัลและได้นำเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณแบบหลายทาง (Multiple Access) มาใช้งาน เพื่อเพิ่มความจุของระบบให้สามารถให้บริการแก่ผู้ใช้งานได้มากขึ้น ซีดีเอ็มเอ (CDMA : Code Division Multiple Access) หรือเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เรียกว่า ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ โดยการให้บริการของระบบมีจุดประสงค์หลักคือการเพิ่มความจุของช่องสัญญาณให้บริการแก่ผู้ใช้งานบนทรัพยากรแบนด์วิทที่มีอยู่อย่างจำกัด ทั้งนี้เนื่องจากช่องสัญญาณของระบบซีดีเอ็มเอจะไม่ถูกกำหนดแน่นอน เช่นเดียวกับเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ แบ่งความถี่/แบ่งเวลา (FDMA/TDMA : Frequency Division Multiple Access / Time Division Multiple Access) ประสิทธิภาพของระบบด้านความจุของช่องสัญญาณและคุณภาพของการให้บริการจะลดลง เมื่อจำนวนผู้ใช้งานในระบบเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากการแทรกสอดของสัญญาณเกิดขึ้นระหว่างผู้ใช้งาน ปัญหาการแทรกสอดนี้เป็นข้อจำกัดของระบบซีดีเอ็มเอ หากสามารถทำให้ระดับสัญญาณแทรกสอดลดลงได้ ความจุและคุณภาพการให้บริการของระบบจะเพิ่มขึ้น เทคนิควิธีการควบคุมกำลังได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งาน เพื่อลดระดับสัญญาณแทรกสอดในระบบ [1], [2] แต่การควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ [8], [9] ความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นเนื่องจากสภาวะแวดล้อมของการส่งผ่านบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย

ระบบสายอากาศสมาร์ต (Smart Antenna) มีความเหมาะสมที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในงานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ [3] เนื่องจากคุณลักษณะรูปแบบการแผ่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ของสายอากาศสามารถปรับเปลี่ยน หรือมุ่งเข้าหาทิศทางของสัญญาณที่ต้องการได้ เป็นผลให้ระดับสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นลดลง

การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตและค่าความจุของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ นั้น มีเป้าหมายเพื่อนำไปใช้เป็นค่าอ้างอิงสำหรับการออกแบบเซลในโครงข่าย เพื่อให้เซลสามารถรองรับ

ภาระการใช้งานของผู้ใช้บริการได้เพียงพอทุกช่วงเวลา และสะดวกรวดเร็วที่สุดสำหรับการติดต่อสื่อสาร

1.2 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในงานวิจัย

เทคนิควิธีการควบคุมกำลัง ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ เพื่อลดระดับสัญญาณแทรกสอดในระบบ โดยจะทำการควบคุมระดับกำลังของสัญญาณที่รับได้จากแต่ละผู้ใช้งานที่สถานีฐานให้มีค่าเท่ากัน แต่การควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ มีความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นเนื่องจากสภาวะแวดล้อมของการติดต่อสื่อสารบนช่องสัญญาณ โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จำลองรูปแบบช่องสัญญาณนั้นเป็น ช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channel) และจำลองให้ความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังอยู่ในรูปของตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล เพื่อวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตและความจุของระบบ โดยการวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตประยุกต์ใช้วิธีการของ Wilkinson [7] การวิเคราะห์ความจระบบใช้วิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน (Gaussian Approximation) และล็อกนอร์มอล (Lognormal Approximation) ตามลำดับ [10] ค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสมาร์ทแบบ LES อาร์เรย์ (Linear Equally Spaces Array) ในทิศทางของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นภายในเซลล์ ได้ถูกนำมาวิเคราะห์เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบ

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการวิเคราะห์ค่าความจุเออร์แลงของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ โดยใช้วิธีการประมาณแบบเกาส์เซียนและล็อกนอร์มอล ตามลำดับ และวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ โดยนำเสนอการนำค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศสมาร์ทที่สถานีฐานในทิศทางของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นภายในเซลล์มาพิจารณา เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ มีรายละเอียดดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย ทฤษฎีแนวคิดที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ระบบ

บทที่ 2 กล่าวถึงการสูญเสียของระดับสัญญาณตามรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น บนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย และคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง

บทที่ 3 กล่าวถึงโครงข่ายของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ แพลตฟอร์มต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบและเทคนิควิธีการควบคุมกำลังด้านช่องสัญญาณขาขึ้น และระบบสายอากาศสมาร์ท

บทที่ 4 กล่าวถึงสมการสำหรับการวิเคราะห์ค่าความจุเออร์แดงของระบบ และอัตรา
ความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ

บทที่ 5 การวิเคราะห์และแสดงผลลัพธ์เชิงเลข

บทที่ 6 สรุปผลและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

การแพร่กระจายคลื่นบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย

การออกแบบระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ จะต้องคำนึงถึงหลักการแพร่กระจายคลื่นเป็นสำคัญ เพื่อที่จะทำการหาขนาดและตำแหน่งของเซลล์ให้สามารถครอบคลุมพื้นที่ให้บริการได้อย่างเหมาะสม การสูญเสียของสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่และคุณสมบัติของสัญญาณสื่อสารไร้สายจะต้องถูกนำมาพิจารณา เนื่องจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ใช้การสื่อสารผ่านทางคลื่นวิทยุ ค่าการสูญเสียของสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เกิดขึ้นจากสภาวะแวดล้อมต่างๆ เช่น การสูญเสียจากการแพร่กระจายคลื่นตามระยะทาง การสูญเสียจากสิ่งก่อสร้าง การสูญเสียจากสภาพทางภูมิศาสตร์ ฯลฯ ทำให้ขอบเขตของเซลล์ คุณภาพของการให้บริการและความจระบบมีการเปลี่ยนแปลงไป

2.1 ลักษณะการแพร่กระจายคลื่นบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย

เมื่อสัญญาณโทรศัพท์เคลื่อนที่ถูกส่งผ่านบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายส่งผลให้เกิดการจางหาย (Fading) ของสัญญาณ สามารถพิจารณาค่าการสูญเสียจากลักษณะเส้นทางการแพร่กระจายคลื่นได้ 3 ประเภท คือ

- การสูญเสียตามระยะทาง (Path Loss)
- การสูญเสียเนื่องจากสัญญาณถูกบดบัง (Shadowing)
- การสูญเสียจากการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading)

2.1.1 การสูญเสียตามระยะทาง (Path Loss)

การสื่อสารของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ จะใช้การสื่อสารผ่านทางคลื่นวิทยุที่ใช้การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปในอากาศ ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้านี้จะเป็นค่าส่วนกลับกำลังสองกับระยะทางตามทฤษฎีส่วนกลับกำลังสอง (Inverse Square Law) ถ้ากำหนดให้กำลังงานของเครื่องส่งที่ป้อนไปยังสายอากาศมีค่า P_t วัตต์ มีอัตราขยายกำลังของสายอากาศ (Antenna Gain) เป็น G_t ระยะห่างจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ d เมตร ค่าความหนาแน่นของกำลังงานในทิศทาง การแพร่กระจายคลื่นต่อหน่วยพื้นที่ในอากาศว่าง P_{fs} จะเท่ากับ

$$P_{fs} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad \text{วัตต์ต่อตารางเมตร} \quad (2.1)$$

เมื่อคลื่นวิทยุแพร่กระจายบนพื้นผิวโลก ความเข้มสนามไฟฟ้าในอากาศว่าง E_{fs} จะ

ถูกพิจารณาในรูปสัญญาณ ค่าอาร์เอ็มเอส (RMS : Root Mean Square) โดย

$$E_{fs} = \sqrt{Z_{fs} P_{fs}} \quad \text{โวลต์ต่อเมตร} \quad (2.2)$$

เมื่อ Z_{fs} คืออิมพีแดนซ์ของอากาศว่าง มีค่า 120π และสมการที่ (2.1) นำมาแทนค่าลงในสมการที่ (2.2) จะได้ความเข้มสนามไฟฟ้าในอากาศว่าง

$$\begin{aligned} E_{fs} &= \sqrt{120\pi \frac{P_t G_t}{4\pi d^2}} \\ &= \frac{\sqrt{30P_t G_t}}{d} \quad \text{โวลต์ต่อเมตร} \end{aligned} \quad (2.3)$$

ส่วนทางด้านรับสัญญาณ กำหนดให้ E_{rec} คือ ความเข้มสนามไฟฟ้าทางด้านรับ และ P_{rec} คือ กำลังงานที่สายอากาศรับได้ หากสายอากาศมีคุณสมบัติของทิศทางในการรับสัญญาณ โดยมีอัตราขยายกำลังของสายอากาศที่เครื่องรับ G_r และ $E_{rec} = \sqrt{Z_{fs} P_{rec}}$ กำลังงานที่เครื่องรับจะเท่ากับ

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\lambda^2}{4\pi} P_{rec} G_r = \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{E_{rec}^2}{Z_{fs}} G_r \\ &= \left(\frac{E_{rec} \lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_r}{120} \end{aligned} \quad (2.4)$$

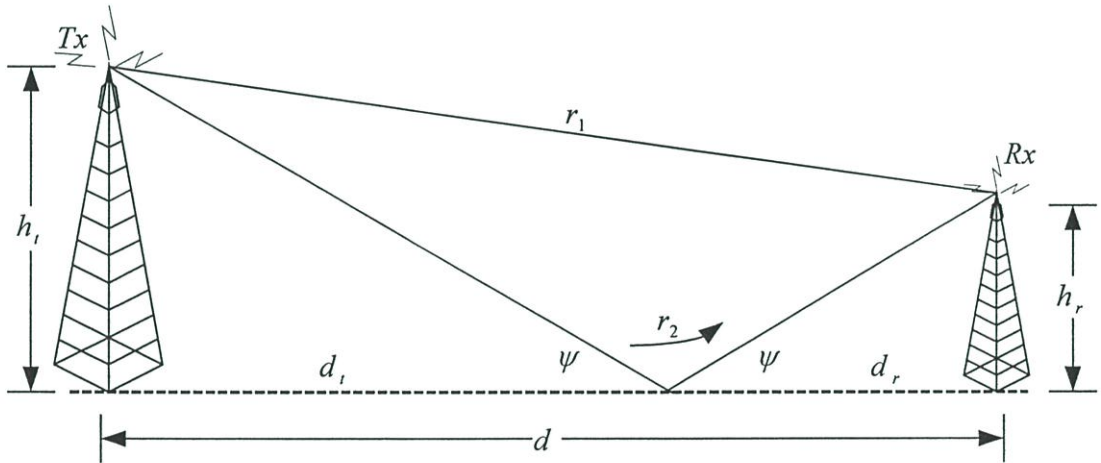
จากสมการที่ (2.3) และ (2.4) สามารถหาอัตราส่วนกำลังงานที่รับได้ต่อกำลังงานที่ส่ง คือ

$$\begin{aligned} \frac{P_r}{P_t} &= \frac{\left(\frac{E_{rec} \lambda}{2\pi} \right)^2 \frac{G_r}{120}}{\frac{(E_{fs} d)^2}{30G_t}} \\ &= \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \left(\frac{E_{rec}}{E_{fs}} \right)^2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

สมการที่ (2.5) เป็นสมการการสูญเสียของสัญญาณในรูปแบบทั่วไป อัตราส่วนกำลังงานที่รับได้ต่อกำลังงานที่ส่งในอากาศว่าง หรือ สมการการสูญเสียของสัญญาณในอากาศว่าง คือ

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.6)$$

เมื่อพิจารณาการแพร่กระจายคลื่นในสภาพภูมิประเทศที่ราบเรียบ ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีรัศมีเซลเป็นระยะทางไม่กี่กิโลเมตร สัญญาณจากเครื่องส่งที่สายอากาศของเครื่องรับสามารถรับได้ประกอบด้วย คลื่นตรง (Direct Wave) และคลื่นสะท้อนกับพื้นดิน (Reflection Wave) ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับจึงเป็นผลรวมของทั้งสองสัญญาณ การสูญเสียสัญญาณจากคลื่นตรงสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.6) สัญญาณจากคลื่นสะท้อนจะมีแฟคเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาคือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนของพื้นดิน และเมื่อพิจารณารูปที่ 2.1 กำหนดให้ความสูงของสายอากาศเสาส่ง h_t และความสูงของสายอากาศเสารับ h_r โดยที่ระยะห่างระหว่างเสาส่งทั้งสองมีค่า d



รูปที่ 2.1 แสดงการเดินทางของคลื่นตรงและคลื่นสะท้อน

ค่าผลต่างของความยาวเส้นทางระหว่างสัญญาณคลื่นตรงและสัญญาณคลื่นสะท้อน จะได้

$$\begin{aligned} \Delta r &= r_2 - r_1 \\ &= \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \\ &\approx d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_t + h_r}{d} \right)^2 \right] - d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_t - h_r}{d} \right)^2 \right] \\ &= \frac{2h_t h_r}{d} \end{aligned} \quad (2.7)$$

ผลต่างความยาวเส้นทางของสัญญาณทั้งสอง ทำให้เกิดความแตกต่างของเฟส (Δ) จะได้

$$\Delta = \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (2.8)$$

และสัญญาณคลื่นสะท้อนมีมุมสะท้อน ψ

$$\tan \psi = \frac{h_t}{dt} = \frac{h_t}{\frac{h_t d}{h_t + h_r}} = \frac{h_t + h_r}{d} \quad (2.9)$$

ขนาดของอัตราส่วนความเข้มสนามไฟฟ้าที่รับได้ต่อความเข้มสนามไฟฟ้าในอากาศว่าง คือ

$$\begin{aligned} \left| \frac{E_{rec}}{E_{fs}} \right|^2 &\approx |1 + Re^{j\Delta}|^2 \\ &= 1 + |R|^2 + 2|R| \cos(\Delta + \zeta) \end{aligned} \quad (2.10)$$

กำหนดให้สัมประสิทธิ์การสะท้อน R มีความสัมพันธ์กับมุมสะท้อนและอิมพีแดนซ์พื้นดิน เป็น

$$R = \frac{\sin \psi - z}{\sin \psi + z} = |R| e^{j\zeta} \quad (2.11)$$

สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์จะมีมุมสะท้อนกับพื้นดินที่ต่ำมาก จึงทำให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน $R \approx -1$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.10) จะได้

$$\begin{aligned} \left| \frac{E_{rec}}{E_{fs}} \right|^2 &\approx 2(1 - \cos \Delta) \\ &= 4 \sin^2(\Delta/2) = 4 \sin^2\left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}\right) \end{aligned} \quad (2.12)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.12) แทนลงในสมการที่ (2.5) จะได้

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_t G_r \left[4 \sin^2\left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}\right)\right] \quad (2.13)$$

และสามารถประมาณสมการที่ (2.12) ได้เป็น

$$\left| \frac{E_{rec}}{E_{fs}} \right|^2 \approx \left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \right)^2 \quad (2.14)$$

นำสมการที่ (2.14) แทนค่าในสมการที่ (2.13) จะได้

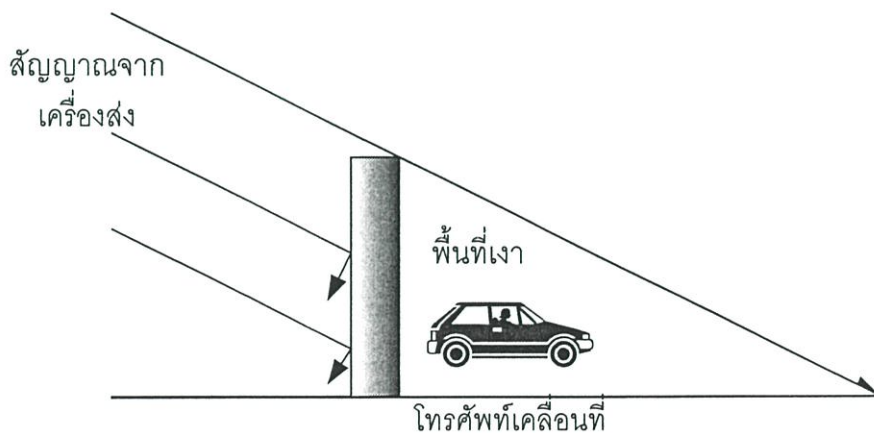
$$\begin{aligned} \frac{P_r}{P_t} &= \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \left(\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \right)^2 \\ &\approx \frac{(h_t h_r)^2}{d^4} \end{aligned} \quad (2.15)$$

และสมการที่ (2.15) เมื่อพิจารณาในหน่วยเดซิเบล dB จะได้

$$L_{path} = 20 \log_{10} (h_t h_r)_m - 40 \log_{10} d_{km} \quad (2.16)$$

2.1.2 การสูญเสียเนื่องจากสัญญาณถูกบดบัง (Shadowing)

การแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศของเครื่องส่ง ไปยังสายอากาศเครื่องรับในระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ อาจมีสิ่งกีดขวางทางเดินของคลื่น เช่น เนินเขา ต้นไม้ สิ่งปลูกสร้างต่างๆ ที่มีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่นมาบดบังเส้นทางการแพร่กระจาย ทำให้มีการหักเหของคลื่น เกิดพื้นที่เงาหลังสิ่งกีดขวางนั้นดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงสัญญาณถูกบดบังจากสิ่งกีดขวาง

เมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่เดินทางผ่านพื้นที่เงาสัญญาณที่รับได้จะหักเหไปจากสัญญาณเดิม ทำให้ระดับกำลังของสัญญาณลดลง และเมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่ออกจากพื้นที่เงานั้น ระดับกำลัง

ของสัญญาณที่รับได้จะเพิ่มขึ้น การเพิ่มขึ้นและลดลงของระดับกำลังสัญญาณในลักษณะนี้ สมมุติให้เป็นฟังก์ชันการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal Distribution) และเมื่อพิจารณาระดับกำลังสัญญาณที่รับได้ในหน่วยเดซิเบล dB จะได้การสูญเสียเนื่องจากสัญญาณถูกบดบัง L_{dB} คือ

$$L_{dB} = m_{dB} + \sigma_{dB} x \quad (2.17)$$

โดย m_{dB} คือ กำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้

σ_{dB} คือ ความเบี่ยงเบนมาตรฐาน

x คือ ตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับหนึ่ง

เมื่อพิจารณาการสูญเสียกำลังสัญญาณในรูปของวัตต์ (Watt) จะได้

$$\begin{aligned} L_{Watt} &= 10^{\frac{(m_{dB} + \sigma_{dB} x)}{10}} \\ &= uy \end{aligned} \quad (2.18)$$

กำหนดให้

$$\begin{aligned} u &= 10^{\frac{m_{dB}}{10}} \\ y &= e^{\beta \sigma_{dB} x} \end{aligned} \quad (2.19)$$

ที่ $\beta = \frac{\ln 10}{10}$ โดยความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล คือ

$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.19) จะได้ค่าตัวแปรสุ่ม x

$$x = \frac{\ln y}{\sigma_{dB} \beta} \quad (2.21)$$

เมื่อความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล ซึ่งอาศัยฟังก์ชันการกระจายแบบล็อกนอร์มอล คือ

$$p_y(y) = \frac{1}{\left| \frac{dg(x)}{dx} \right|} p_x(x) \quad (2.22)$$

กำหนดให้ $y = g(x)$ ดังนั้น

$$\frac{dg(x)}{dx} = \sigma_{dB} \beta e^{\beta \sigma_{dB} x} \quad (2.23)$$

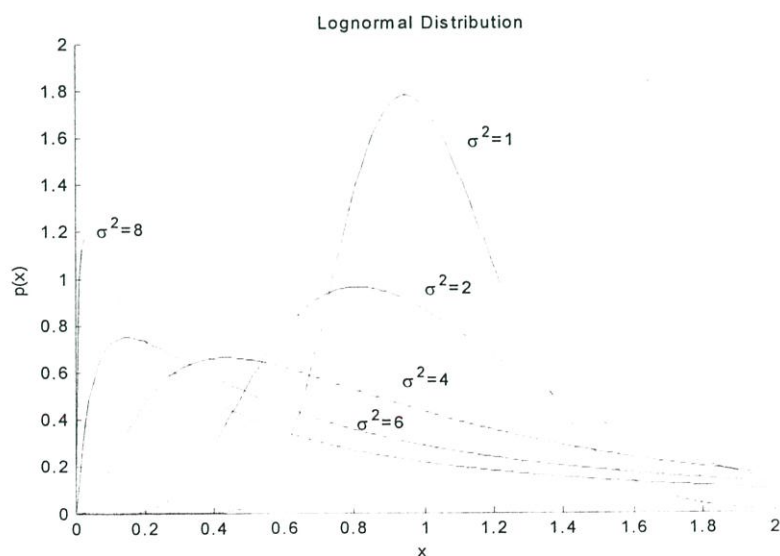
นำสมการที่ (2.23) แทนค่าในสมการที่ (2.22) จะได้

$$p_y(y) = \frac{1}{\left| \sigma_{dB} \beta e^{\beta \sigma_{dB} x} \right|} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (2.24)$$

แทน x ให้อยู่ในเทอม y จะได้

$$p_y(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{dB} \beta y} e^{-\frac{\ln^2 y}{2\beta^2 \sigma_{dB}^2}}, \quad y \geq 0 \quad (2.25)$$

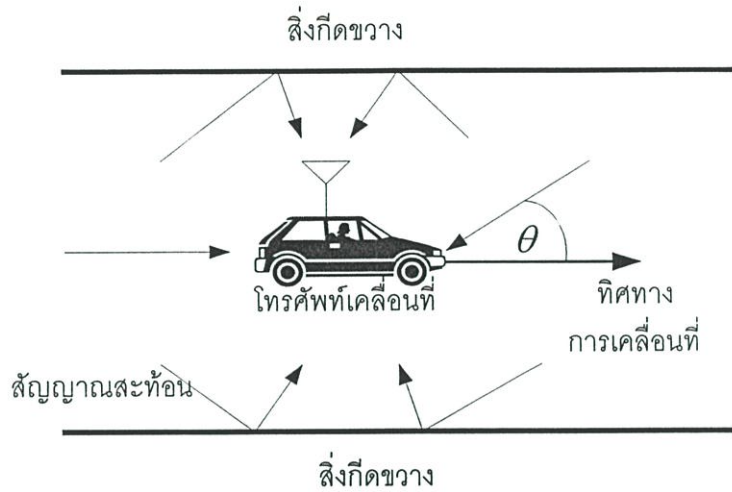
ดังนั้นสมการที่ (2.25) คือ สมการความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบล็อกนอร์มอล



รูปที่ 2.3 การกระจายความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบล็อกนอร์มอล ที่มีค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1, 2, 4, 6 และ 8 dB

2.1.3 การสูญเสียจากการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading)

การสื่อสารของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ผ่านทางคลื่นวิทยุ นั้น ในสภาพแวดล้อมที่มีสิ่งกีดขวางจำนวนมากล้อมรอบโทรศัพท์เคลื่อนที่ทำให้สัญญาณที่รับได้เป็นสัญญาณแตกกระจายหลายเส้นทาง มีขนาด (Amplitude) เฟส (Phase) และเวลาประวิง (Delay Time) แตกต่างกัน



รูปที่ 2.4 แสดงเส้นทางการแพร่กระจายของคลื่นหลายเส้นทาง

ซึ่งสัญญาณที่รับได้อาจจะมีการเสริม หรือ หักล้างกัน ทำให้สัญญาณเกิดการแกว่งไม่แน่นอน และเมื่อสมมุติให้สัญญาณคลื่นพาห์ที่ทำการส่ง คือ

$$s(t) = \text{Re}\{b(t)e^{j\omega_c t}\} \quad (2.26)$$

กำหนดให้ $s(t)$ คือ สัญญาณคลื่นพาห์

$b(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลข่าวสาร

ω_c คือ ความถี่คลื่นพาห์เชิงมุม (เรเดียนต่อวินาที) มีค่า $2\pi f_c$

สัญญาณที่รับได้ผ่านช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย คือ ผลรวมของสัญญาณในแต่ละเส้นทาง จะได้สมการ

$$R(t) = \text{Re}\left\{\sum_{i=1}^N [A_i b(t) e^{j\omega_c t + \phi_i}]\right\} \quad (2.27)$$

เมื่อ N คือ จำนวนเส้นทางสัญญาณ

A_i คือ ขนาดของสัญญาณเส้นทางคลื่นที่ i

ϕ_i คือ เวลาประวิงเส้นทางคลื่นที่ i

เนื่องจากการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ก่อให้เกิดความถี่ดรอปปเปอร์ (Dropper) มีผลให้ความถี่คลื่นพาห้เลื่อนออกไป ซึ่งความถี่นี้ขึ้นอยู่กับมุมตกกระทบของสัญญาณที่มาถึงเครื่องรับ กับทิศทางในการเคลื่อนที่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ถ้าทิศทางของการเคลื่อนที่พุ่งเข้าหาคลื่นที่เข้ามา การเลื่อนดรอปปเปอร์มีค่าเป็นบวก แต่ถ้าทิศทางของการเคลื่อนที่พุ่งเข้าหาคลื่นตรงข้ามกับคลื่นที่เข้ามา การเลื่อนดรอปปเปอร์มีค่าเป็นลบ และการเลื่อนดรอปปเปอร์ที่เกิดขึ้นเท่ากับ

$$f_i = f_d \cos \theta_i \quad (2.28)$$

$$f_d = \frac{v}{c} f_c \quad (2.29)$$

- เมื่อ f_d คือ ความถี่ดรอปปเปอร์สูงสุด
 v คือ ความเร็วในการเคลื่อนที่ (เมตรต่อวินาที)
 c คือ ความเร็วแสง (3×10^8 เมตรต่อวินาที)
 ω_d คือ ความถี่ดรอปปเปอร์เชิงมุม (เรเดียนต่อวินาที) มีค่า $2\pi f_d$

และเนื่องจากการเกิดความถี่ดรอปปเปอร์ ทำให้สัญญาณคลื่นพาห้ที่รับได้ คือ

$$\begin{aligned} R(t) &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^N [A_i b(t) e^{j(\omega_c + \omega_d \cos \theta_i t) + \phi_i}] \right\} \\ &= \operatorname{Re} \{ x(t) b(t) e^{j\omega_c t} \} \end{aligned} \quad (2.30)$$

พิจารณาในเทอมจำนวนเชิงซ้อนการเสริมเฟส

$$x(t) = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (2.31)$$

$$x_I(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_d \cos \theta_i t + \phi_i) \quad (2.32)$$

$$x_Q(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(\omega_d \cos \theta_i t + \phi_i) \quad (2.33)$$

เนื่องจากมีเส้นทางคลื่นสัญญาณสะท้อนไปมาเป็นจำนวนมาก ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟสในแต่ละสัญญาณเป็นไปในลักษณะสุ่มจึงสามารถพิจารณาให้เป็นตัวแปรสุ่มได้ และการรวมกันของสัญญาณเหล่านี้ใช้ทฤษฎีเข้าสู่ศูนย์กลาง (CLT : Central Limit Theorem) โดยสมมติให้เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่เป็นอิสระต่อกัน มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวน σ^2 ความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม (Joint Probability Density) ที่เป็นอิสระต่อกันของ $x_I(t)$ และ $x_Q(t)$ คือ

$$\begin{aligned} p(x_I, x_Q) &= p(x_I)p(x_Q) \\ &= \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x_I^2 + x_Q^2}{2\sigma^2}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

กรอปกคลื่น (Envelop) ของสัญญาณที่รับได้ คือ

$$r(t) = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)} \quad (2.35)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left[\frac{x_I(t)}{x_Q(t)} \right] \quad (2.36)$$

จัดรูปแบบสมการที่ (2.32) และสมการที่ (2.33) ใหม่จะได้

$$x_I(t) = r(t) \cos \theta \quad (2.37)$$

$$x_Q(t) = r(t) \sin \theta \quad (2.38)$$

แปลงความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วมโดยใช้ทฤษฎีการแปลงของจาโคเบียน (Jacobian) จะได้

$$\begin{aligned} |J| &= \begin{vmatrix} \frac{\partial x_I}{\partial r} & \frac{\partial x_Q}{\partial r} \\ \frac{\partial x_I}{\partial \theta} & \frac{\partial x_Q}{\partial \theta} \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} \cos \theta & -r \sin \theta \\ \sin \theta & r \cos \theta \end{vmatrix} \end{aligned}$$

$$= r \quad (2.39)$$

ความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วมที่มีการกระจายของกรอบคลื่นแบบเรย์ลี (Rayleigh) มีค่าเฉลี่ยเท่ากับค่าความแปรปรวน σ^2 จะได้

$$\begin{aligned} p(r, \theta) &= |J| p_{x_1, x_2}(r) \\ &= \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{r}{2\sigma^2}} \end{aligned} \quad (2.40)$$

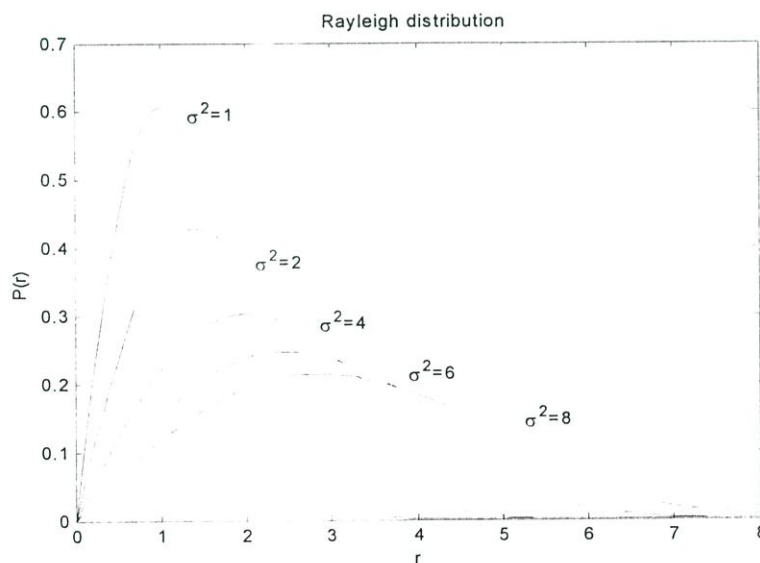
ซึ่งการกระจายของกรอบคลื่นแบบเรย์ลี คือ

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r}{2\sigma^2}} \quad (2.41)$$

และมีการกระจายเฟสอย่างสม่ำเสมอในช่วง 0 ถึง 2π

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.42)$$

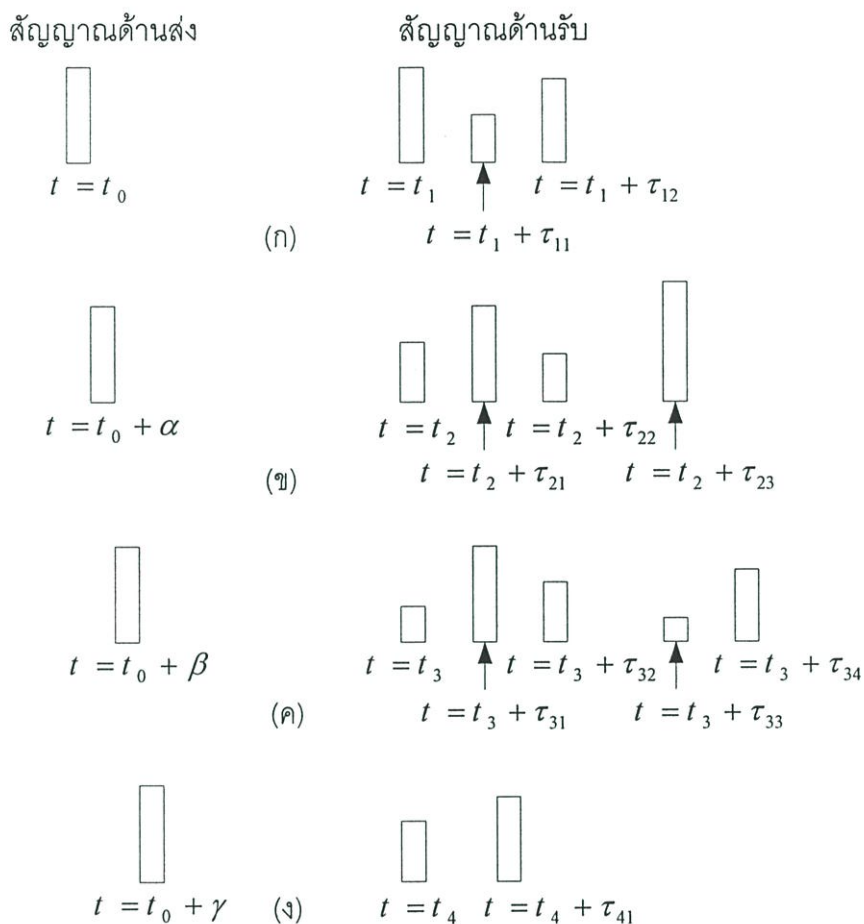
ดังนั้นสมการ (2.41) เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของกรอบคลื่นที่มีการกระจายแบบเรย์ลีแสดงดังรูปที่ 2.5 ซึ่งมีการกระจายของเฟสอย่างสม่ำเสมอในช่วง 0 ถึง 2π



รูปที่ 2.5 การกระจายแบบเรย์ลีที่มีความแปรปรวนเท่ากับ 1, 2, 4, 6 และ 8 dB

2.2 ช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channel)

2.2.1 รูปแบบช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างผลตอบสนองของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลา

เมื่อทดลองส่งสัญญาณอิมพัลส์ที่เวลาต่าง ๆ กันออกไปบนช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลา แสดงดังรูปที่ 2.6 สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ที่มีการประวิงเวลา (Delay Time) และการลดทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน สามารถสรุปได้ว่าคุณลักษณะของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง จะมีการแผ่กว้างทางเวลา (Time Spread) ของสัญญาณ และคุณสมบัติของช่องสัญญาณจะมีความแปรผันทางเวลาในโครงสร้างของตัวกลาง ทำให้สามารถกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติได้ และหากพิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสัญญาณที่ถูกส่งออกไป $s(t)$ สามารถเขียนสมการได้

$$s(t) = \text{Re}\{s_1(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.43)$$

เมื่อกำหนดให้เส้นทางในการแพร่กระจายคลื่นมีหลายเส้นทาง ในแต่ละเส้นทางสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (Propagation Delay) และตัวประกอบการลดทอน (Attenuation Factor) ซึ่งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอน จะมีการแปรผันตามเวลา อันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ดังนั้นสัญญาณแถบผ่าน (Band-pass Signal) ที่รับได้แสดงได้ดังสมการ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.44)$$

โดย $\alpha_n(t)$ คือ ตัวประกอบการลดทอนของสัญญาณที่รับได้บนเส้นทางที่ n

$\tau_n(t)$ คือ การประวิงเวลาในการแพร่กระจายของเส้นทางที่ n

เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการที่ (2.43) ในสมการที่ (2.44) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left(\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \right) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.45)$$

จากสมการที่ (2.45) จะแสดงได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้านรับ (Equivalent Low-pass Received Signal) คือ

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \quad (2.46)$$

โดยที่ $r_l(t)$ เป็นผลตอบสนองของช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent Low-pass Channel) ต่อสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล $s_l(t)$ ดังนั้นช่องสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลจะแสดงได้ในรูปของผลตอบสนองทางอิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลา คือ

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (2.47)$$

เมื่อผลตอบสนองอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และกรอบคลื่น $|c(\tau; t)|$ ที่เวลา t ใด ๆ มีการแจกแจงแบบเรย์ลี ช่องสัญญาณนี้จะเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Channel) หากกรณี $c(\tau; t)$ ไม่สามารถจำลองให้มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กรอบคลื่น $|c(\tau; t)|$ จะมีการแจกแจงแบบโรเซียนและช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบโรเซียน (Ricean Fading Channel)

2.2.2 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation Function) และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน (Power Spectral Density) สามารถใช้กำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการจางหลายเส้นทางได้ เมื่อพิจารณาผลตอบสนองอิมพัลส์แถบความถี่ต่ำสมมูล $c(\tau; t)$ ซึ่งแสดงคุณลักษณะกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สมมติว่า $c(\tau; t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide-Sense Stationary) สามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของ $c(\tau; t)$ ได้เป็น

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.48)$$

ในตัวของกลางของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอนและการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_1 จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอน และการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_2 ซึ่งกรณีนี้เรียกว่าการกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์ (Uncorrelated Scattering) หากสมมติว่าการเกิดการกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์กัน สมการที่ (2.48) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.49)$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ ผลของฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ คือ กำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่เป็นฟังก์ชันของเวลาประวิง τ ดังนั้น $\phi_c(\tau)$ จึงถูกเรียกว่า รูปร่างความเข้มหลายเส้นทาง (MIP : Multipath Intensity Profile) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไป $\phi_c(\tau, \Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยในรูปฟังก์ชันของเวลาประวิง τ บนความแตกต่างของเวลา Δt ที่สังเกต

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณา MIP ของช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณแบบเรย์ลี ที่มีการจางอย่างช้า และเป็นช่องสัญญาณที่เจาะจงความถี่ (Slowly-Varying Frequency Selective Rayleigh Fading Channel) ที่มีการตอบสนองของช่องสัญญาณตามสมการ

$$c(\tau; t) = \sum_{n=1}^N \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c t} \delta[t - \tau_n(t)] \quad (2.50)$$

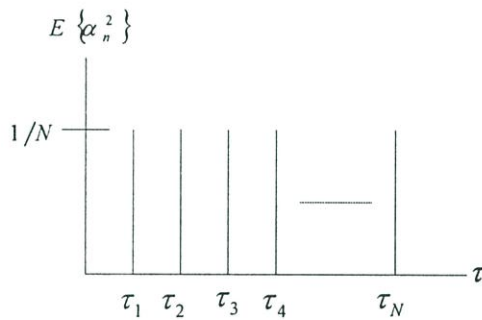
โดยกำหนดให้จำนวนของเส้นทางที่สามารถแก้ไขได้ N เส้นทาง (N-Resolvable Paths) และ

กำหนดให้สถิติการจางหาย (Fading Statistics) ของแต่ละผู้ใช้งานของช่องสัญญาณเหมือนกัน ดังนั้นค่าเฉลี่ยกำลังงานที่รับได้ในแต่ละเส้นทางที่แก้ไขได้ของผู้ใช้งานทั้งหมดจะเท่ากัน สามารถเรียกได้ว่า MIP นั้น เป็นแบบเอกกรุป (Uniform) แสดงดังรูปที่ 2.7 เมื่อกำหนดให้ไม่มีการสูญเสียของกำลังงานส่วนใหญ่ จะได้สมการ

$$\sum_{n=1}^N E \{ \alpha_n^2 \} = 1 \quad (2.51)$$

จากคุณสมบัติของ MIP แบบเอกกรุป โดยค่าเฉลี่ยของกำลังสัญญาณที่รับได้ในแต่ละเส้นทางที่แก้ไขได้จะเท่ากันของแต่ละเส้นทาง จะได้

$$E \{ \alpha_n^2 \} = \frac{1}{N} \quad (2.52)$$



รูปที่ 2.7 แสดง MIP แบบเอกกรุป

ในทางปฏิบัติฟังก์ชัน $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์ช่วงแคบ หรือสัญญาณแบนด์กว้าง (Wideband Signal) และทำการสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) สัญญาณที่รับได้ด้วยตัวสัญญาณนั่นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้วฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$ ที่วัดได้จะปรากฏเป็นลักษณะเอ็กโปเนนเชียล นั่นคือ ขนาดของ $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโปเนนเชียล เมื่อค่า τ มีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า การแผ่หลายเส้นทาง (Multipath Spread) ของช่องสัญญาณ แทนด้วย T_m การแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางที่แปรผันตามเวลาในโดเมนของความถี่ สามารถทำได้โดยใช้การแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของ $c(\tau; t)$ จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนที่แปรผันตามเวลา $C(f; t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.53)$$

เนื่องจาก $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t ดังนั้น $C(f; t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติเหมือนกัน ด้วยเหตุนี้ภายใต้การสมมติว่าช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่ในแนวกว้าง จึงสามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1; t) \cdot C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.54)$$

แทนสมการที่ (2.53) ลงในสมการที่ (2.54) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{-j2\pi\Delta f\tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t) \end{aligned} \quad (2.55)$$

เมื่อ $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ (2.55) สังเกตว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ของ MIP และจากการสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กัน แสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติของ $C(f; t)$ เป็นเพียงฟังก์ชันความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_2 - f_1$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่า ฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (Space-Frequency Space-Time Correlation) ของช่องสัญญาณ สมมติว่า $\Delta f = 0$ ในสมการที่ (2.55) รวมทั้ง $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.56)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.56) ที่ $\phi_c(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชันอัตโนมัติในตัวแปรของความถี่ เป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วม (Coherent Frequency) ของช่องสัญญาณ ผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูเรียร์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะให้ผลแบบเดียวกันว่า การแผ่กว้างหลายเส้นทางนั้นเป็นการวัดแบนด์วิธร่วม (Coherent Bandwidth) ของช่องสัญญาณ คือ

$$(\Delta f_c) \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.57)$$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแบนด์วิธรวมนัย เป็นผลให้สัญญาณชายน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อทำการส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิธของสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ (Frequency Selective Channel) ซึ่งช่องสัญญาณนี้จะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแบนด์วิธของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป จะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (Frequency Nonselective Channel)

2.2.3 สัญญาณดิจิทัลอลบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่

เมื่อแบนด์วิธของสัญญาณของผู้ใช้ $W \gg (\Delta f)_c$ พิจารณาได้ว่าช่องสัญญาณนั้นจะถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณย่อยๆ ที่มีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplexed (FDM) Subchannel) หลายๆ ช่องสัญญาณซึ่งมีความถี่กลางแยกจากกันอย่างน้อย $(\Delta f)_c$ ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้จะถูกส่งไปบนช่องสัญญาณย่อยแบบ FDM

การวิเคราะห์สัญญาณบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่ ใช้สัญญาณแบนด์กว้างที่ครอบคลุมแบนด์วิธ W ถ้าสมมุติว่าช่องสัญญาณมีการจางหายที่เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ และสมมุติว่า W เป็นแบนด์วิธของสัญญาณแถบผ่าน ดังนั้นแบนด์วิธของสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมุติ $s_i(t)$ จะเป็น $|f| \leq \frac{W}{2}$ เนื่องจาก $s_i(t)$ ได้ถูกจำกัดความถี่อยู่ในช่วง $|f| \leq \frac{W}{2}$ ประยุกต์ใช้ทฤษฎีการสุ่ม จะสามารถแสดงสัญญาณได้เป็น

$$s_i(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_i\left(\frac{n}{W}\right) \frac{\text{Sin } \pi W (t - n/W)}{\pi W (t - n/W)} \quad (2.58)$$

และการแปลงฟูเรียร์ของ $s_i(t)$ คือ

$$S_i(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_i\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi n/W}, & |f| \leq \frac{W}{2} \\ 0, & |f| > \frac{W}{2} \end{cases} \quad (2.59)$$

สัญญาณที่รับได้จากช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่ โดยไม่มีสัญญาณรบกวนจะอยู่ในรูปสมการ

$$r_l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.60)$$

เมื่อ $C(f; t)$ เป็นฟังก์ชันการถ่ายโอนที่มีการแปรผันตามเวลา แทน $s_l(f)$ ในสมการที่ (2.60)

$$\begin{aligned} r_l(t) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(\frac{n}{W}\right) \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) e^{j2\pi f(t-n/W)} df \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(\frac{n}{W}\right) c\left(t - \frac{n}{W}; t\right) \end{aligned} \quad (2.61)$$

พิจารณา $c(\tau; t)$ ซึ่งเป็นผลตอบสนองของอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา สมการที่ (2.61) จะอยู่ในรูปของผลรวมของการคอนโวลูชัน (Convolution) ดังนั้นสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$r(t) = \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_l\left(t - \frac{n}{W}\right) c\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (2.62)$$

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์กำหนดให้สัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลาเป็น

$$c_n(t) = \frac{1}{W} c\left(\frac{n}{W}; t\right) \quad (2.63)$$

ดังนั้นสมการที่ (2.62) สามารถแสดงในเทอมของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ ได้

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) s_l\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (2.64)$$

รูปแบบของสมการสัญญาณที่ได้รับแสดงให้เห็นว่า ช่องสัญญาณการจางหายแบบเจาะจงความถี่ที่แปรผันตามเวลา สามารถจำลองได้เป็นสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tapped Delay Line) โดยมีช่วงกว้างของจุดต่อแยกเป็น $1/W$ และมีค่าสัมประสิทธิ์ถ่วงน้ำหนักของจุดต่อแยก (Tap Weight Coefficient) เป็น $\{c_n(t)\}$ และสมการที่ (2.64) สามารถแสดงผลตอบสนองอิมพัลส์แบบแถบความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass Impulse Response) ของช่องสัญญาณได้เป็น

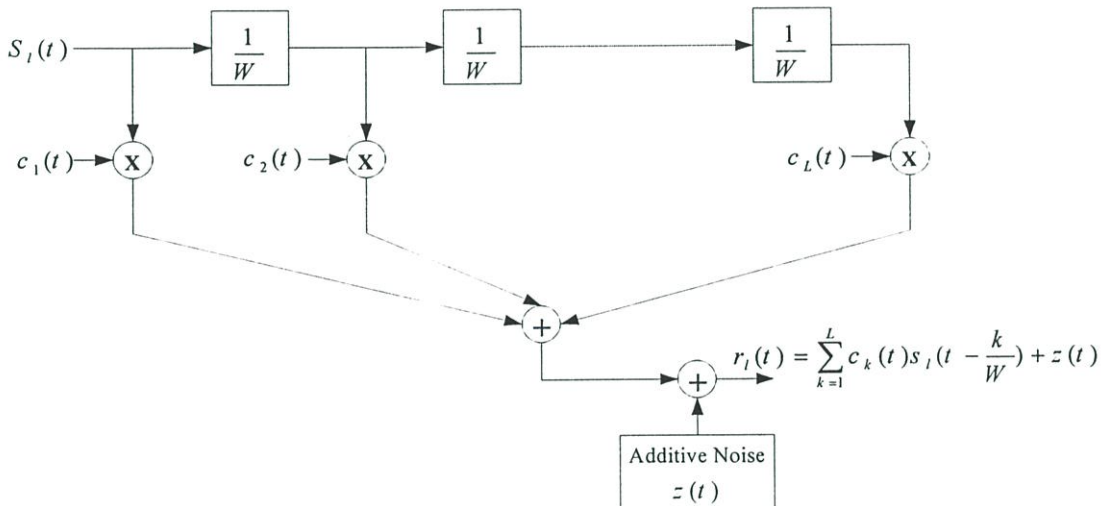
$$c(\tau; t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) \delta\left(\tau - \frac{n}{W}\right) \quad (2.65)$$

และฟังก์ชันถ่ายโอนที่แปรผันตามเวลา แสดงได้เป็น

$$C(f; t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) e^{-j2\pi f n/W} \quad (2.66)$$

เมื่อสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลมีแบนด์วิทเป็น $W/2$ และ $W \gg (\Delta f)_c$ จะได้รับการแยกความละเอียดของ MIP เป็น $1/W$ เนื่องจากการแผ่กว้างหลายเส้นทางทั้งหมดเป็น T_m ดังนั้นในทางปฏิบัติแบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tap) ของช่องสัญญาณจะมีจำนวนจุดต่อแยกจำกัดอยู่ที่ $L = [T_m W] + 1$ และสัญญาณที่รับได้โดยไม่มีสัญญาณรบกวนสามารถแสดงได้

$$r(t) = \sum_{n=1}^L c_n(t) s_i(t - \frac{n}{W}) \quad (2.67)$$



รูปที่ 2.8 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่

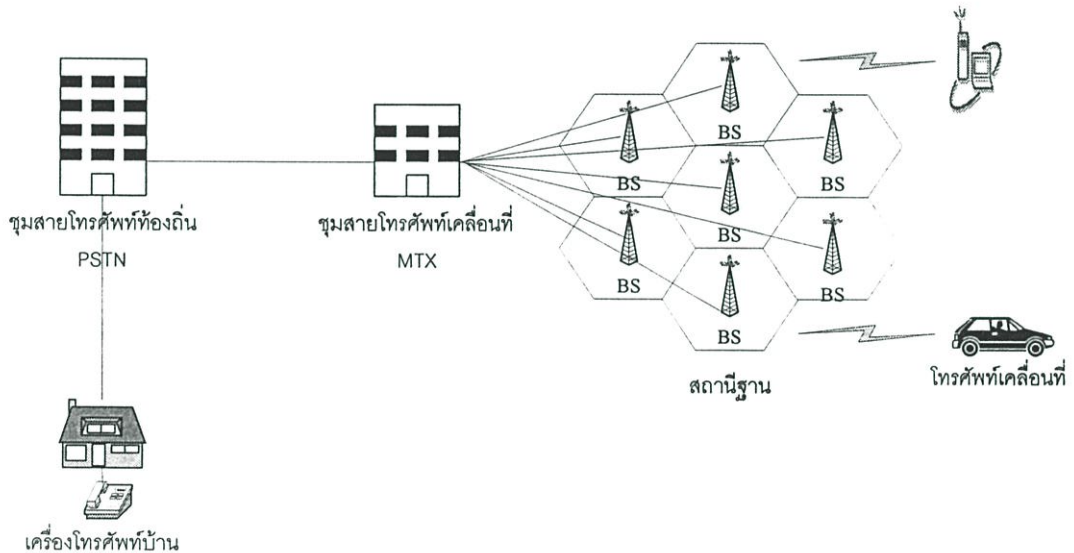
แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก ที่มีจำนวนจุดต่อแยกจำกัดเป็น L ดังรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าสัญญาณในแต่ละเส้นทางที่มีการหน่วงเวลาเป็นจำนวนเต็มเท่าของ $1/W$ จะถูกคูณด้วยค่าถ่วงน้ำหนัก ซึ่งเป็นค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกที่แปรผันตามเวลา $\{c_n(t)\}$ จะเป็นกระบวนการสุ่มแบบเชิงซ้อนแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ขนาดของ $\{c_n(t)\}$ คือ $|c_n(t)| \equiv \alpha_n(t)$ มีการแจกแจงแบบเรย์ลี และเฟส $\phi_n(t)$ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ เนื่องจาก $\{c_n(t)\}$ เป็นค่าถ่วงน้ำหนักจุดต่อแยกซึ่งสอดคล้องกับเวลาประวิง $\tau = n/W$ ของเส้นทางต่างๆ ทั้งหมด L เส้นทาง เมื่อ $n = 1, 2, \dots, L$ เมื่อสมมติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สหสัมพันธ์แสดงให้เห็นว่า $\{c_n(t)\}$ ของแต่ละเส้นทางจะไม่สัมพันธ์กันด้วย แต่เนื่องจาก $\{c_n(t)\}$ เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์เซียน ดังนั้น $\{c_n(t)\}$ ของแต่ละเส้นทางจึงมีความเป็นอิสระต่อกันเชิงสถิติ

บทที่ 3

ระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอและสายอากาศสมาร์ท

3.1 บทนำ

ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ หมายถึง การให้บริการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการแบ่งพื้นที่ให้บริการออกเป็นพื้นที่เล็กๆ และต่อเนื่องกัน ซึ่งพื้นที่เล็กๆ นั้นเรียกว่า เซล (Cell) ในแต่ละเซลจะมีการติดตั้งสถานีฐาน (BS : Base Station) ที่มีเครื่องรับ – ส่ง สัญญาณ ทำหน้าที่ในการเชื่อมโยงสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่กับชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ (MTX : Mobile Telephone Exchange) โดยชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ทำหน้าที่ควบคุมฟังก์ชันการทำงานทั้งหมดของโครงข่าย รวมถึงการติดต่อกับโครงข่ายภายนอกแสดงดังรูปที่ 3.1 การติดต่อระหว่างเครื่อง

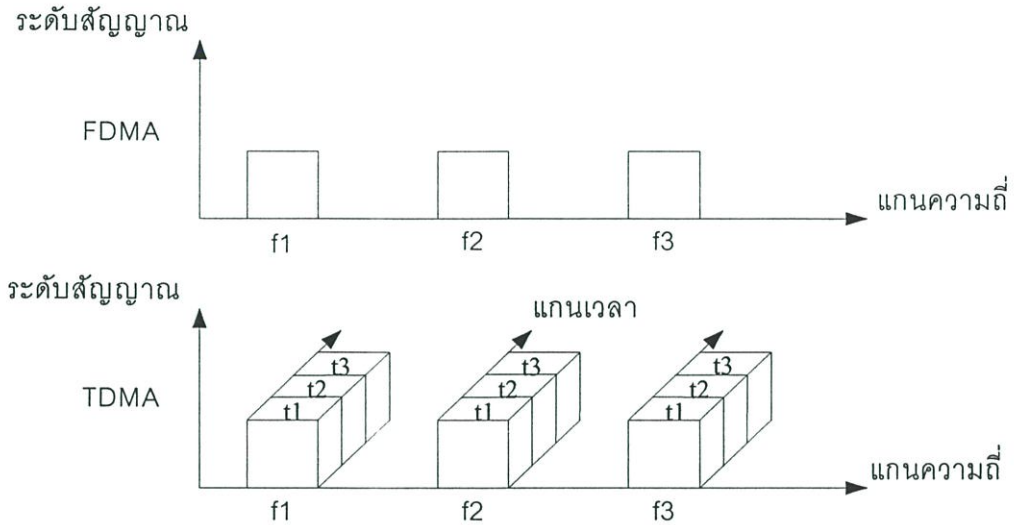


รูปที่ 3.1 แสดงโครงข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์

โทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐานอาศัยการรับส่งสัญญาณผ่านทางคลื่นวิทยุ โดยใช้เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทาง (Multiple Access) ทั้งนี้เพื่อเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณการให้บริการของระบบรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่เพิ่มมากขึ้น

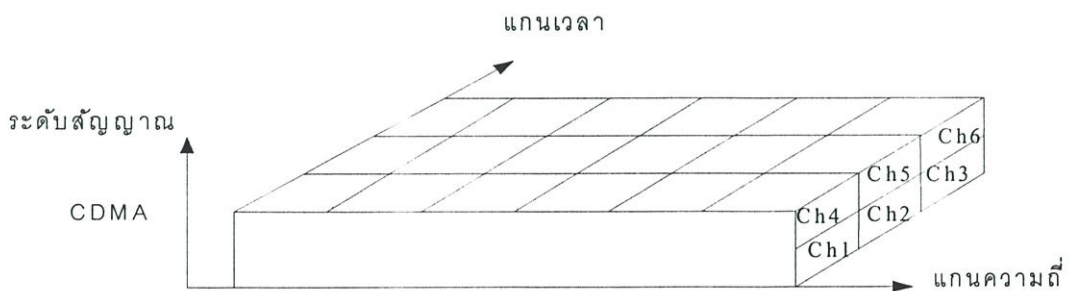
ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์จีเอสเอ็ม (GSM : Global System Mobile) ที่นิยมใช้ในปัจจุบันจะใช้เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ แบ่งความถี่/แบ่งเวลา (FDMA/TDMA : Frequency Division Multiple Access / Time Division Multiple Access) โดยแบนด์วิทความถี่ที่จำกัดจะถูกแบ่งออกเป็นแถบความถี่ย่อยๆ หรือช่องสัญญาณเล็กๆ ขนาดเท่าๆ กัน จากนั้นนำแถบความถี่ย่อยแต่ละแถบความถี่มาแบ่งเป็นช่องสัญญาณตามเวลา โดยแต่ละช่องสัญญาณจะ

ผลัดเปลี่ยนกันใช้แถบความถี่ย่อยที่มีช่วงคาบเวลาที่ไม่ตรงกัน หรือพิจารณาตามแกนเวลาเป็นการแบ่งเฟรม (Frame) ออกเป็นช่วงเวลาเท่าๆ กัน แต่ละเฟรมแบ่งเป็นจำนวนช่องเวลา หรือเรียกว่า ไทม์สล็อต (Time Slot) แสดงดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ FDMA และ TDMA

เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส หรือ ซีดีเอ็มเอ (CDMA : Code Division Multiple Access) ได้ถูกนำมาใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยมีจุดประสงค์หลักคือ การเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณการให้บริการแก่ผู้ใช้งาน ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะใช้แบนด์วิทเดียวกันและใช้เวลาเดียวกันพร้อมกันได้ โดยผู้ใช้แต่ละรายจะถูกกำหนดลำดับรหัส (Code Sequence) ผู้รับที่รู้ลำดับรหัสผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้น จึงจะสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสรับข้อมูลได้ และเนื่องจากแบนด์วิทของสัญญาณรหัส จะมีค่ามากกว่าแบนด์วิทของสัญญาณข้อมูลมาก ทำให้กระบวนการเข้ารหัสนั้นส่งผลทำให้เกิดการแผ่กว้างทางสเปกตรัมของสัญญาณ จึงเรียกสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสนี้ว่า สัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Signal) และเรียกการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัสว่า การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (SSMA : Spread Spectrum Multiple Access)

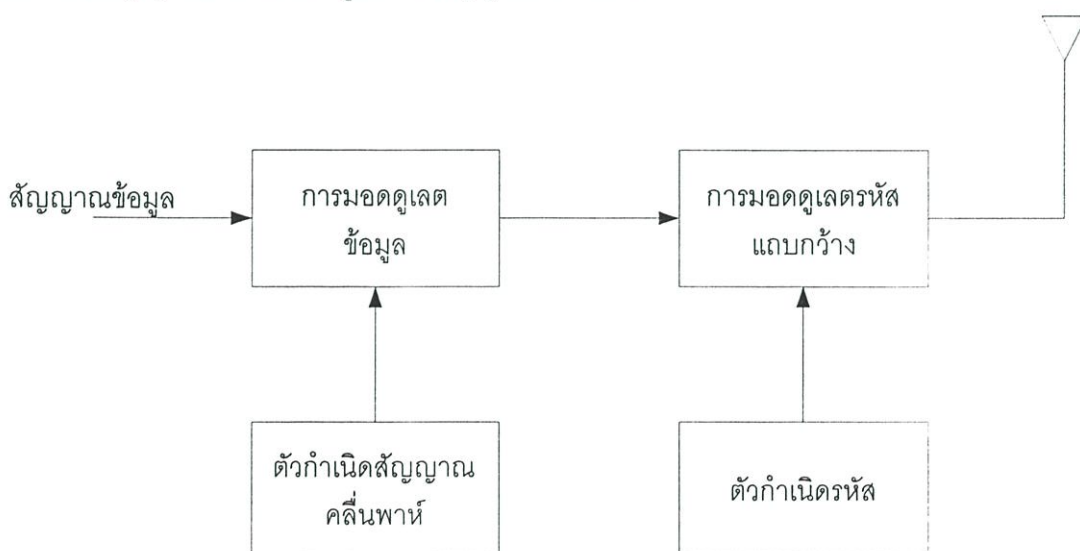


รูปที่ 3.3 แสดงเทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบ CDMA

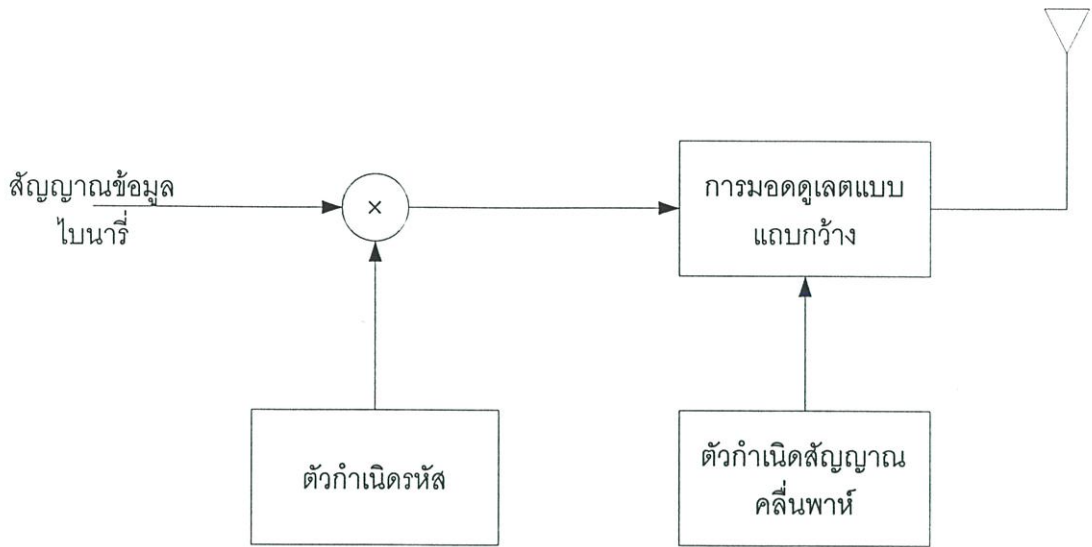
3.2 เทคนิคการใช้สเปกตรัมแม่ โดยวิธีการจัดลำดับโดยตรง (DS-CDMA)

การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแม่ สามารถแบ่งตามวิธีการมอดูเลตได้เป็น วิธีการจัดลำดับโดยตรง (DS : Direct Sequence) วิธีการกระโดดของความถี่ (FH : Frequency Hopping) วิธีการกระโดดของเวลา (TH : Time Hopping) และวิธีการแบบผสม (Hybrid) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงเฉพาะวิธีการจัดลำดับโดยตรง

การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแม่ โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง หรือแบบ DS-CDMA สัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์แล้ว จะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณลำดับรหัสดิจิทัล โดยที่สัญญาณข้อมูลดังกล่าว สามารถเป็นได้ทั้งสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณดิจิทัล แต่ส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณดิจิทัล กรณีที่ข้อมูลเป็นสัญญาณดิจิทัลมักจะทำ การคูณสัญญาณดิจิทัลนั้นด้วยสัญญาณลำดับรหัสโดยตรง แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้มอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์แบนด์กว้าง เหตุผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณลำดับรหัสโดยตรงนี้ จึงเรียกว่า การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัสวิธีการจัดลำดับโดยตรง และสามารถจัดแบ่งได้เป็น 2 แบบ โดยบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-CDMA แบบที่ 1 แสดงดังรูปที่ 3.4 สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์ หลังจากนั้นสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว จะถูกนำไปมอดูเลตด้วยสัญญาณลำดับรหัสที่เอ็น (PN : Pseudo-noise Code Signal) ที่ประกอบด้วยบิตต่างๆ ของรหัส หรือเรียกว่าชิพ (Chip) ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 เพื่อให้จะได้การแผ่กว้างทางสเปกตรัมของสัญญาณตามต้องการ โดยอัตราชิพของสัญญาณลำดับรหัสจะต้องสูงกว่าอัตราชิพของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมเครื่องส่ง DS-CDMA แบบที่ 2 ที่ทำการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณลำดับรหัสโดยตรงก่อน แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห์

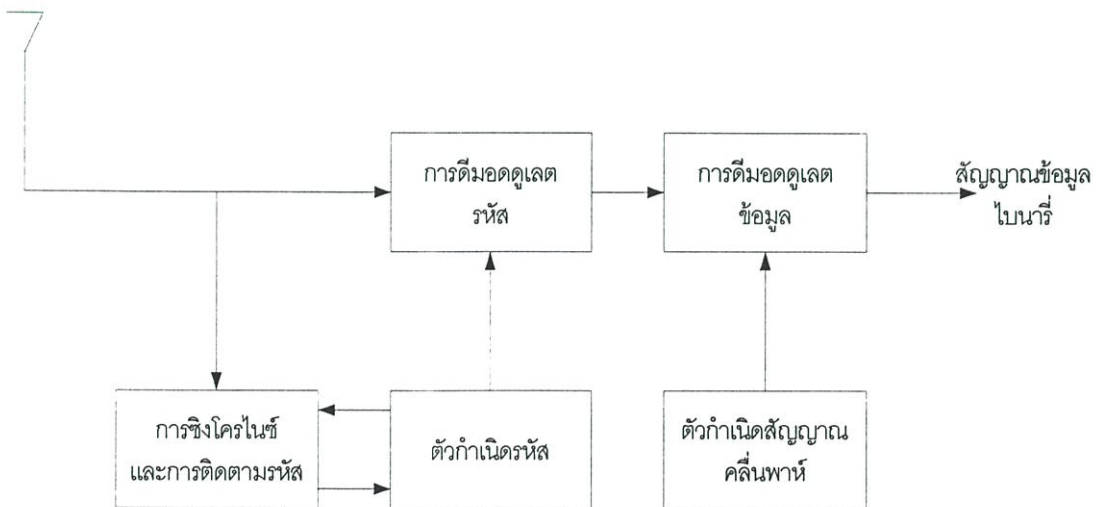


รูปที่ 3.4 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-CDMA แบบที่ 1

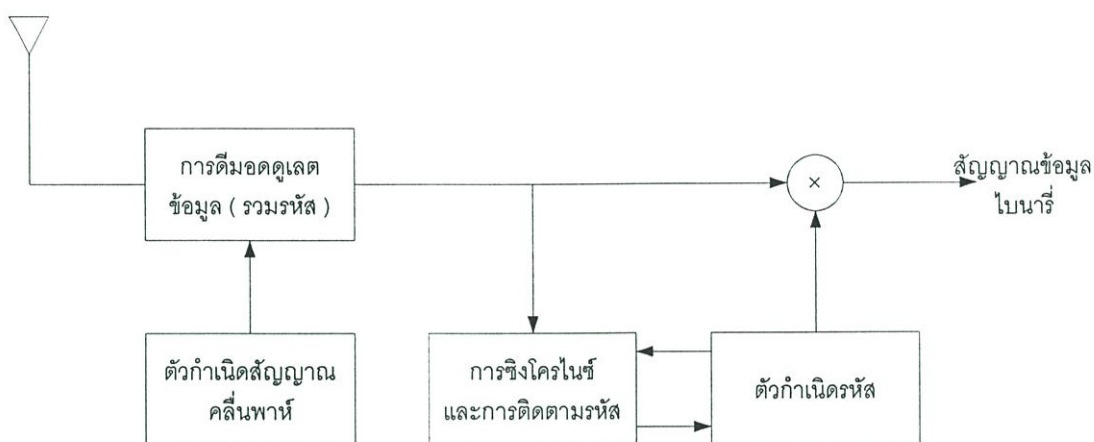


รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS แบบที่ 2

เครื่องรับระบบ DS-SS แบบที่ 1 แสดงดังรูปที่ 3.6 หลังจากการรับสัญญาณแล้ว จะใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherent Demodulation) และใช้ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นมาจากด้านรับในการดีสเปรดสัญญาณสเปกตรัมแม่ การที่กระบวนการดีสเปรดสัญญาณจะทำได้สำเร็จนั้น เครื่องรับจะต้องรู้ลำดับรหัสที่ถูกใช้ในการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแม่ทางด้านส่ง และจะต้องทำให้ลำดับรหัสที่รับได้ที่เครื่องรับ มีการซิงโครไนซ์กันกับสัญญาณลำดับรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์จะต้องทำเริ่มต้นตั้งแต่การรับสัญญาณและต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไปจนกระทั่งรับสัญญาณได้ทั้งหมด รูปที่ 3.7 จะทำการดีมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห์ออกก่อน แล้วจึงนำไปทำการคูณกับสัญญาณลำดับรหัสเพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 3.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ DS-SS แบบที่ 1



รูปที่ 3.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ DS-SS แบบที่ 2

3.3 การแทรกสอดในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ

การแบ่งพื้นที่เล็ก ๆ เข้าสู่เซลล์ ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ นั้น ทุกๆ เซลล์ จะใช้ความถี่หรือกลุ่มความถี่เดียวกัน ดังนั้นปัญหาการแทรกสอดนอกจากจะเกิดขึ้นจากเซลล์อื่นๆ (Other Cell Interference) แล้ว จะเกิดขึ้นจากภายในเซลล์ (Same Cell Interference) อีกด้วย

3.3.1 การแทรกสอดภายในเซลล์

การแทรกสอดที่เกิดขึ้นกับโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องหนึ่งภายในเซลล์บนช่องสัญญาณขาขึ้น นั้น เมื่อพิจารณาที่เครื่องรับของสถานีฐานจะเกิดจากสัญญาณทุกสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นๆ ภายในเซลล์ เมื่อกำหนดให้จำนวนโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในเซลล์เท่ากับ M ระดับกำลังงานการแทรกสอด I_{sc} ที่เครื่องรับของสถานีฐานจะได้

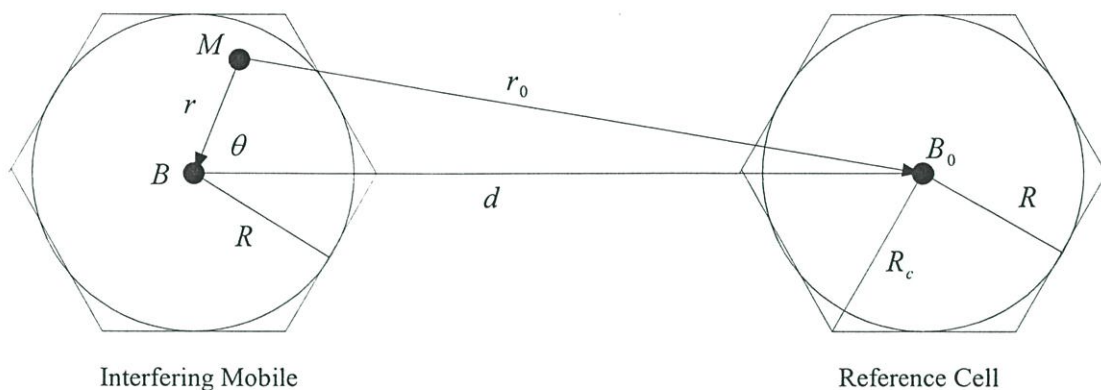
$$I_{sc} = (M - 1) \cdot S \quad (3.1)$$

เมื่อ S คือ กำลังงานของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นๆ

3.3.2 การแทรกสอดจากเซลล์ภายนอก

เมื่อพิจารณาการแทรกสอดจากเซลล์ภายนอกบนช่องสัญญาณขาขึ้น สมมติให้แต่ละเซลล์มีขนาดเท่ากัน มีการใช้การควบคุมกำลังและเป็นไปตามกฎการแพร่กระจายคลื่นยกกำลังสี่ (P_{4th}) กำลังส่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ส่งไปยังสถานีฐาน B ซึ่งเป็นสถานีฐานของโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นคือ

$$S \cdot r^4 \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.8 แสดงรูปแบบเรขาคณิตของการแทรกสอดบนช่องสัญญาณขาขึ้น

เมื่อ r คือ ระยะห่างของโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน B และเป็นโทรศัพท์เคลื่อนที่ในเซลล์ที่มีการแทรกสอดส่งผลไปยังสถานีฐานอ้างอิง B_0 ที่ระยะห่าง r_0 มีกำลัง

$$P_0 = S \cdot \left(\frac{r}{r_0}\right)^4 \quad (3.3)$$

มุม θ ที่เกิดจากระยะห่างของเซลล์ภายนอก d กับระยะห่างของโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐานสามารถหาระยะห่างไปยังเซลล์อ้างอิงได้

$$r_0 = \sqrt{r^2 + d^2 - 2rd \cos \theta} \quad (3.4)$$

สมมติให้โทรศัพท์เคลื่อนที่จำนวน M ในเซลล์ที่มีการแทรกสอด มีฟังก์ชันการกระจายแบบเอกรูป และทำการประมาณพื้นที่ที่หกเหลี่ยมของเซลล์ด้วยวงกลมที่มีรัศมี R จะได้ความหนาแน่นของผู้ใช้

$$\rho = \frac{M}{\pi R^2} \quad (3.5)$$

กำลังงานรวมทั้งหมดของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานอ้างอิงจากผู้ใช้ในเซลล์ที่มีการแทรกสอดประมาณได้เป็น

$$P(d) = 2 \int_0^\pi d\theta \int_0^R r \cdot \frac{M}{\pi R^2} \cdot S \left(\frac{r}{r_0}\right)^4 dr \quad (3.6)$$

เมื่อ $d = \kappa R$ และทำการอินทิเกรต $P(d)$ จะได้

$$P(d) = 2MS \left[2\kappa^2 \ln\left(\frac{\kappa^2}{\kappa^2 - 1}\right) - \frac{4\kappa^2 - 6\kappa^2 + 1}{2(\kappa^2 - 1)^2} \right] \quad (3.7)$$

พิจารณาสมการที่ (3.7) ใช้ระบบพิกัดเซคเตอร์ (n, i) บ่งบอกการแทรกสอดจากเซคเตอร์ 60° ของเซลล์ตามจำนวนวงรอบ $(n = 1, 2, \dots)$ และ $(i = 0, 1, \dots, n - 1)$ คือ ตัวชี้จำนวนเซคเตอร์ของเซลล์ สามารถแทนระยะห่างเซลล์ที่ทำให้เกิดการแทรกสอด คือ

$$\kappa_{n,i} = \frac{d(n, i)}{R} = 2\sqrt{n^2 + i^2 - ni} \quad , i < n \quad (3.8)$$

เมื่อ $R = \frac{\sqrt{3}R_c}{2}$ คือ รัศมีจากจุดศูนย์กลางถึงขอบเซลล์ สามารถเขียนสมการที่ (3.7) ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} P'[d(n, i)] &= \frac{P[d(n, i)]}{M \cdot S} \\ &= 2 \left[2\kappa^2 \ln\left(\frac{\kappa^2}{\kappa^2 - 1}\right) - \frac{4\kappa^4 - 6\kappa^2 + 1}{2(\kappa^2 - 1)^2} \right]_{\kappa=\kappa_{n,i}} \quad (3.9) \end{aligned}$$

จากวิธีการใช้ระยะห่างแสดงเซลล์ที่ทำให้เกิดการแทรกสอด สามารถหาค่าพลังงานการแทรกสอดรวมทั้งหมดจากเซลล์อื่น ๆ ได้คือ

$$\begin{aligned} I_{oc} &= 6 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^n P[d(n, i)] \\ &= (MS) \cdot 6 \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{i=1}^n P'[d(n, i)] \\ &\approx (MS) \cdot 6 \sum_{n=1}^{100} \sum_{i=1}^n P'[d(n, i)] \\ &= (MS) \cdot f \quad (3.10) \end{aligned}$$

เมื่อ f คือ อัตราส่วนกำลังงานรวมที่รับได้จากเซลล์ภายนอกต่อกำลังงานรวมที่รับได้ภายในเซลล์ และสมการที่ (3.10) เป็นสมการหาค่าพลังงานการแทรกสอดรวมจากเซลล์ภายนอก

3.3.3 แฟคเตอร์การแทรกสอด

จากสมการที่ (3.1) และสมการที่ (3.10) สามารถหาค่าพลังงานเฉลี่ยรวม I_T บนช่อง

สัญญาณขาขึ้น คือ

$$\begin{aligned} I_T &= I_{sc} + I_{oc} \\ &= (M - 1) \cdot S + f \cdot MS \\ &= [(1 + f)M - 1] \cdot S \end{aligned} \quad (3.11)$$

หรือสามารถเขียนได้เป็น

$$I_T = \left(\frac{M}{F_e} - 1 \right) \cdot S \quad (3.12)$$

โดยที่

$$F_e = \frac{1}{1 + f} \quad (3.13)$$

เมื่อ F_e คือ อัตราส่วนกำลังงานรวมภายในเซลล์ต่อกำลังงานรวมภายในเซลล์บวกกับกำลังงานรวมจากภายนอกเซลล์ มีค่าน้อยกว่า 1 หรือเรียกว่า "สัมประสิทธิ์การนำความถี่กลับมาใช้ใหม่ซีดีเอ็มเอ" (CDMA Reuse Frequency Coefficient) ซึ่งหากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์เป็นระบบที่สมบูรณ์ ไม่มีการแทรกสอดของกำลังงานจากเซลล์ข้างเคียงเกิดขึ้น ดังนั้นสัมประสิทธิ์การนำความถี่กลับมาใช้ใหม่จะเท่ากับ 1

หากกำหนดให้ F คือ แฟคเตอร์การกลับมาใช้ใหม่ (Reuse Factor) โดยพารามิเตอร์การกลับมาใช้ใหม่นี้จะสัมพันธ์กับความจุระบบ และสมการที่ (3.13) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$F = \frac{1}{F_e} = 1 + f \quad (3.14)$$

3.4 การควบคุมกำลัง

3.4.1 ความต้องการการควบคุมกำลัง

สำหรับระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ โทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในเครือข่ายทั้งหมด จะเป็นการใช้ทรัพยากรของความถี่ร่วมกัน และสามารถใช้ในช่วงเวลาเดียวกันได้ จึงทำให้มีโอกาสเกิดการแทรก

สอดระหว่างผู้ใช้งาน แม้ว่าแต่ละผู้ใช้งานจะถูกแบ่งแยกด้วยลำดับรหัสที่แตกต่างกัน ซึ่งกำหนดไว้เฉพาะสำหรับแต่ละผู้ใช้งานแล้วก็ตาม การแทรกสอดของสัญญาณจะเกิดขึ้น เมื่อสถานีฐานรับสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่ในตำแหน่งที่อยู่ใกล้ขึ้นได้ด้วยระดับกำลังสัญญาณที่แรงกว่าระดับกำลังสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่ในตำแหน่งที่อยู่ไกล ระดับกำลังสัญญาณที่แรงกว่าจะไปแทรกสอดระดับกำลังสัญญาณที่อ่อนกว่า ส่งผลให้สถานีฐานอาจจะไม่สามารถรับสัญญาณได้ ทำให้ความจุของระบบและคุณภาพการให้บริการลดลง ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นลักษณะนี้เรียกว่า ปัญหาเนื่องจากความใกล้-ไกล (Near-Far Problem) นอกจากนี้การสูญเสียระดับกำลังสัญญาณเนื่องจากสภาวะแวดล้อมบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายก็เป็นปัจจัยสำคัญที่ส่งผลต่อระบบ

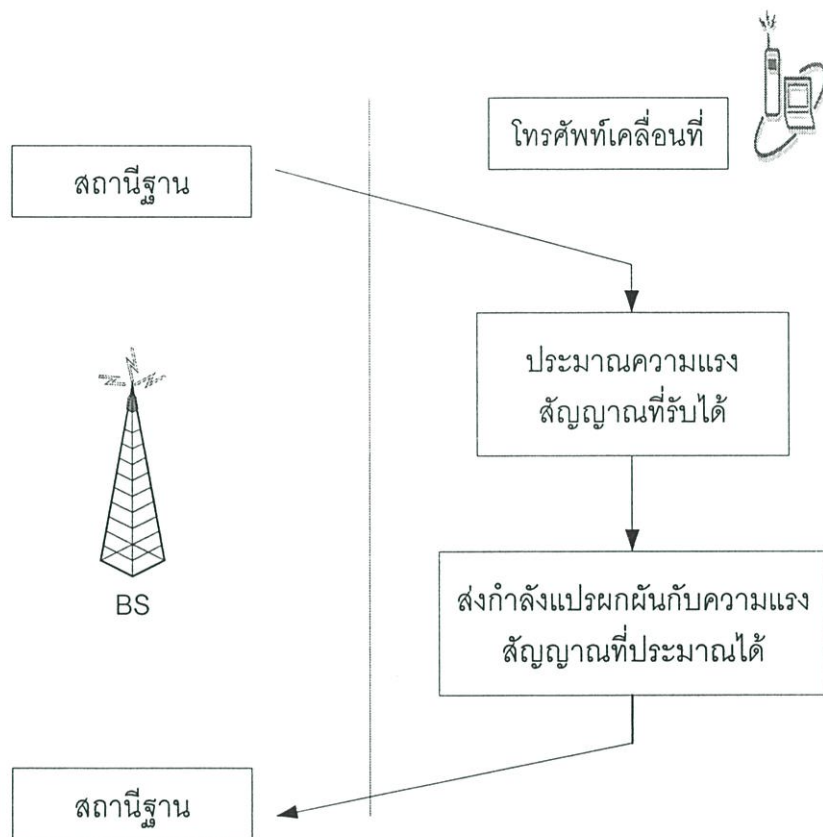
วิธีการควบคุมกำลัง (Power Control) ได้ถูกนำมาใช้งานเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าว โดยมีหลักการทำงาน คือ ทำการควบคุมระดับกำลังส่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ให้ส่งกำลังไปยังสถานีฐานด้วยระดับกำลังที่เหมาะสม ระดับกำลังส่งของแต่ละผู้ใช้งานจะต้องมาถึงสถานีฐานด้วยระดับที่เท่ากัน ซึ่งจะมีการแทรกสอดเกิดขึ้นระหว่างกันน้อยที่สุด ทำให้ได้ความจุของระบบ คุณภาพการให้บริการที่ดีที่สุด วิธีการควบคุมกำลังบนช่องสัญญาณขาขึ้นสามารถแบ่งได้เป็น วิธีการควบคุมกำลังแบบลูปเปิด (Open Loop Power Control) และวิธีการควบคุมกำลังแบบลูปปิด (Closed Loop Power Control) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงวิธีการควบคุมกำลังของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ บนช่องสัญญาณขาขึ้นตามมาตรฐาน IS-95

3.4.2 วิธีการควบคุมกำลังแบบลูปเปิดบนช่องสัญญาณขาขึ้น

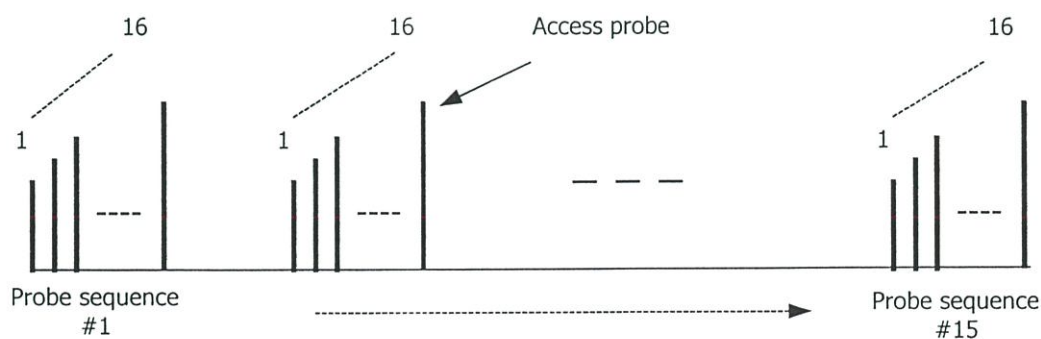
วิธีการควบคุมกำลังแบบลูปเปิด อาศัยการประมาณระดับกำลังของสัญญาณที่รับได้บนช่องสัญญาณการเข้าถึง (Access Channel) โดยโทรศัพท์เคลื่อนที่จะเป็นตัวตัดสินใจในการส่งระดับกำลังส่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่กลับไปยังสถานีฐาน เมื่อโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้รับสัญญาณของช่องสัญญาณการเข้าถึงจากสถานีฐานด้วยระดับกำลังที่สูง ก็ส่งสัญญาณข่าวสารกลับไปด้วยระดับกำลังส่งต่ำ เพื่อลดการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน แต่ถ้าสัญญาณที่รับได้มีระดับกำลังที่ต่ำ โทรศัพท์เคลื่อนที่ก็จะส่งสัญญาณข่าวสารกลับไปด้วยระดับกำลังส่งสูง โดยหลักการทำงานแสดงดังรูปที่ 3.9 ซึ่งจะเห็นว่าสถานีฐานไม่มีส่วนเกี่ยวข้องกับการควบคุมระดับกำลังส่งของโทรศัพท์เคลื่อนที่

รูปแบบของวิธีการควบคุมกำลังแบบลูปเปิด สามารถที่จะตอบสนองไปยังสถานีฐานได้รวดเร็ว ซึ่งกระบวนการการเข้าถึงของวิธีการควบคุมกำลังนั้น โทรศัพท์เคลื่อนที่อาศัยการส่งระดับสัญญาณ (Step Size) ทีละระดับ ไปบนช่องสัญญาณการเข้าถึงในการเริ่มต้นติดต่อกับสถานีฐานแล้วค่อยๆ เพิ่มสูงขึ้นเรื่อยๆ จนกระทั่งได้รับการตอบสนองที่เหมาะสมจากสถานีฐาน ระดับกำลังสัญญาณแต่ละระดับ ที่ส่งไปบนช่องสัญญาณการเข้าถึงเรียกว่า โพรบเข้าถึง (Access Probe) ซึ่ง

ถูกจัดออกเป็นกลุ่มๆ แต่ละกลุ่มเรียกว่า ลำดับโพรบ (Probe Sequence) ในการติดต่อ 1 ครั้งจะใช้ลำดับโพรบ จำนวน 16 ชุด ในการส่งและรับข่าวสาร 1 ข่าวสารได้สำเร็จเรียกว่า ความพยายามเข้าถึง (Access Attempt) แต่ถ้าหากไม่สามารถส่งและรับข่าวสารได้สำเร็จใน 1 ความพยายามเข้าถึง โทรศัพท์เคลื่อนที่จะเริ่มต้นการติดต่อใหม่อีกครั้ง



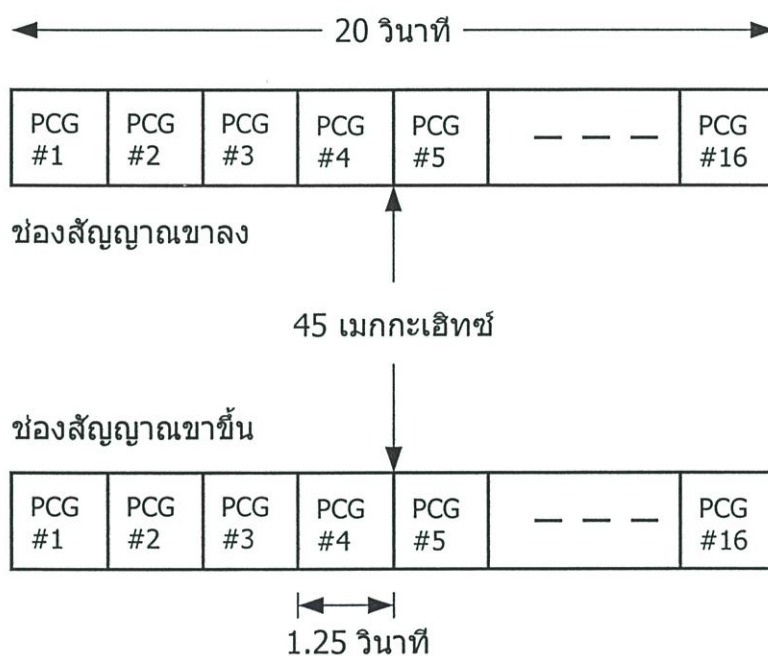
รูปที่ 3.9 แสดงหลักการทำงานของวิธีการควบคุมกำลังแบบลูเปิด



รูปที่ 3.10 แสดงกระบวนการเข้าถึงของวิธีการควบคุมกำลังแบบลูเปิด

3.4.3 วิธีการควบคุมกำลังแบบลูปิดบนช่องสัญญาณขาขึ้น

วิธีการควบคุมแบบลูปิด เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างสถานีฐานกับโทรศัพท์เคลื่อนที่ อาศัยการใช้ช่องสัญญาณขาลง (Forward Link) และช่องสัญญาณขาขึ้น (Reverse Link) โดยจะแบ่งสัญญาณตรวจสอบสำหรับการควบคุมออกเป็นเฟรม แต่ละเฟรมมีความยาว 20 มิลลิวินาที ใน 1 เฟรมแบ่งออกเป็น 16 กลุ่ม แต่ละกลุ่มมีความยาว 1.25 มิลลิวินาที เรียกว่า กลุ่มการควบคุมกำลัง (PCG : Power Control Group) แสดงดังรูปที่ 3.11

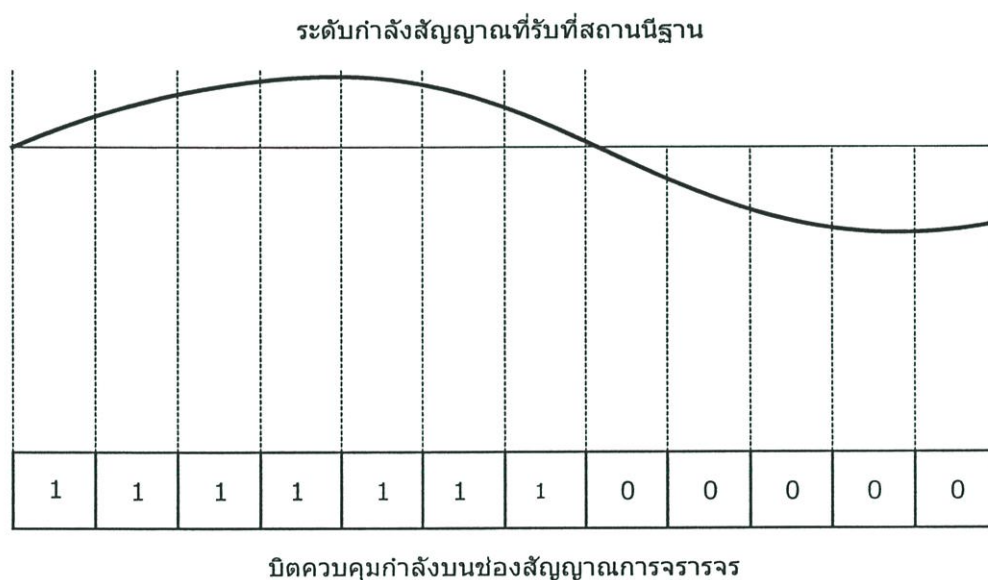


รูปที่ 3.11 แสดงเฟรมสัญญาณตรวจสอบการควบคุม

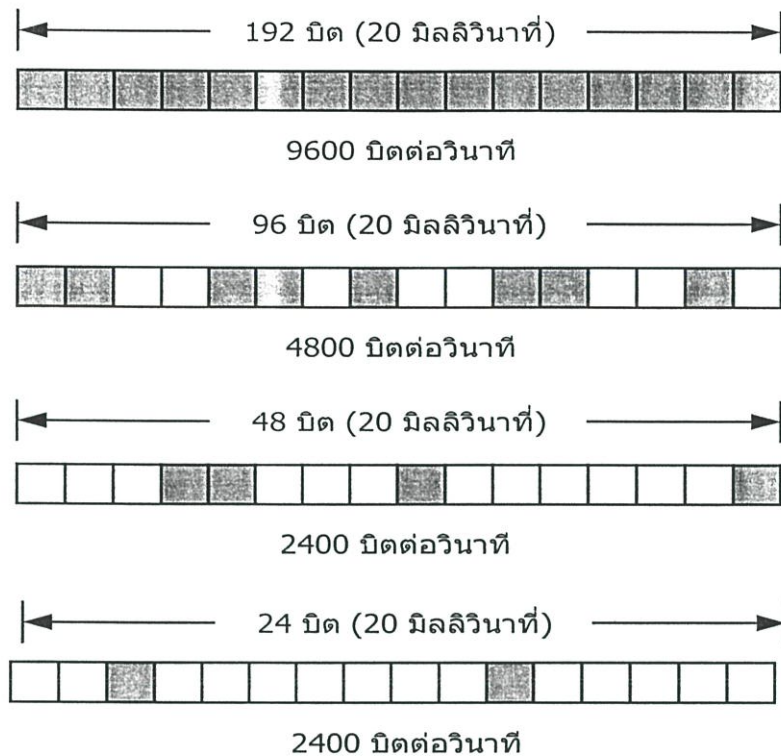
วิธีการควบคุมกำลังแบบลูปิด แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การควบคุมกำลังลูภายนอก (Outer Loop Power Control) ทำหน้าที่กำหนดค่าอัตราพลังงานบิตต่อการแทรกสอด (E_b/I_o) เพื่อให้ได้สมรรถนะของระบบเป็นไปตามมาตรฐานที่กำหนด และการควบคุมกำลังลูภายใน (Inner Loop Power Control) ทำหน้าที่ส่งคำสั่งให้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพื่อปรับระดับกำลังส่งให้เหมาะสมกับสถานะให้ได้ค่าที่ใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการมากที่สุด

กระบวนการทำงานของการควบคุมกำลังแบบลูปิด สถานีฐานเฝ้าตรวจสอบคุณภาพการเชื่อมต่อของช่องสัญญาณทุกๆ 1.25 มิลลิวินาที หรือทุกๆ PCG อย่างต่อเนื่อง โดยการวัด E_b/I_o และประมาณระดับความแรงสัญญาณที่รับได้จากแต่ละผู้ใช้งาน แล้วนำไปเปรียบเทียบกับ E_b/I_o อ้างอิงจากลูภายนอก ถ้าระดับความแรงสัญญาณที่รับได้น้อยกว่าค่าอ้างอิง สถานีฐานจะส่งคำสั่งบิตควบคุมบิต 0 ไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่เพื่อให้ทำการเพิ่มกำลังส่ง แต่ถ้าระดับความแรงสัญญาณที่รับได้มากกว่าค่าอ้างอิง สถานีฐานจะส่งคำสั่งบิตควบคุมบิต 1 ไปยัง

ถ้าผู้ใช้งานส่งข้อมูลที่อัตรา 9600 บิตต่อวินาที ช่องสัญญาณจะเปิดให้ส่งข้อมูลได้ 100% หมายความว่า ใน 1 เฟรมสัญญาณตรวจสอบ ผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลได้ทุก ๆ PCG หรือส่งได้ตลอดทั้งเฟรม ถ้าส่งข้อมูลที่อัตรา 4800 บิตต่อวินาที ช่องสัญญาณจะเปิดให้ส่งข้อมูลได้ 50% หมายความว่า ใน 1 เฟรม ผู้ใช้งานสามารถส่งข้อมูลได้ 8 PCG หรือประมาณครึ่งหนึ่งของเฟรม หากส่งข้อมูลที่อัตรา 2400 บิตต่อวินาที ช่องสัญญาณจะเปิดให้ส่งข้อมูลได้ 25% หมายความว่า ใน 1 เฟรม ผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลได้ 4 PCG และการส่งข้อมูลที่ 1200 บิตต่อวินาที ช่องสัญญาณจะเปิดให้ส่งข้อมูลได้ 12.5% หมายความว่า ใน 1 เฟรม ผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลได้ 2 PCG เท่านั้น ทั้งนี้การส่งข้อมูลแต่ละอัตราขึ้นอยู่กับ การเกิดขึ้นของสัญญาณเสียง (Voice Activity) หรือรูปแบบการพูดของผู้ใช้งาน ถ้าการเกิดขึ้นของสัญญาณเสียงมีค่ามากก็จะส่งข้อมูลด้วยอัตราสูงตามไปด้วย รูปที่ 3.14 แสดงแต่ละเฟรมของการส่งข้อมูลที่อัตราจำนวนบิตไม่เท่ากัน และตำแหน่งของแต่ละ PCG ซึ่งวางในตำแหน่งที่ไม่แน่นอน หรือ อยู่ในรูปแบบการสุ่ม



รูปที่ 3.13 แสดงลำดับการส่งบิตควบคุมกำลังตามระดับความแรงสัญญาณ



รูปที่ 3.14 แสดงการเปิด-ปิดช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามอัตราการส่ง

3.5 ความจุของระบบที่ดีเอ็มเอ

3.5.1 ลักษณะกราฟฟิกของระบบ

การจราจรของระบบหรือกราฟฟิก (Traffic) นั้น รูปแบบของแต่ละระบบจะมีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับจัดการกับความหนาแน่นของจำนวนผู้ใช้งานในช่วงของเวลาขณะนั้นหรืออาจเรียกว่า การจัดการกับปริมาณกราฟฟิกของระบบ มีอยู่ 2 วิธีด้วยกัน คือระบบการเรียกที่ไม่มี การรอคอย เรียกว่า BCC (Block-Call-Cleared) และระบบการเรียกที่มีการรอคอย เรียกว่า BCD (Block-Call-Delay) ระบบ BCC นั้นจะทำการตัดสายทิ้งโดยไม่ให้บริการหรือรอคอย เช่น ระบบเครือข่ายโทรศัพท์แบบวงจรสวิตซ์ (Circuit Switching) หากมีจำนวนผู้ใช้งานอย่างหนาแน่นจะใช้ สัญญาณสายไม่ว่างเป็นการปฏิเสธการให้บริการของระบบ ระบบ BCD จะทำการจัดคิวสายที่ใช้ และสามารถให้บริการเมื่อสามารถทำได้ และการรอรับบริการจะเป็นขั้นตอนหนึ่งของกระบวนการ ความต้องการของผู้ใช้บริการในระบบ เรียกว่า โหลดขอบริการ (Offered Load) หรือความต้องการของผู้ใช้บริการ (Call) จะอยู่ในรูปการเรียกของโทรศัพท์ โหลดขอบริการจะถูกนิยามโดยสอง กระบวนการที่เกิดขึ้นแบบสุ่ม คือ λ อัตราการเรียกเข้าเฉลี่ยของผู้ใช้บริการที่ร้องขอรับบริการ (Average Arrival) และ T อัตราระยะเวลาเฉลี่ยที่ผู้ให้บริการต้องการให้บริการ (Average

Holding Time) ถ้าสมมติให้จำนวนผู้ใช้บริการ n คน ที่ทำการต่อเชื่อมเรียกเข้าระบบ ระบบที่สมบูรณ์จะต้องไม่มีการรอคอยของผู้ใช้บริการและสามารถเชื่อมต่อให้กับผู้ใช้บริการโดยตรงตามสมการ $n(n-1)/2$ ซึ่งไม่สามารถเป็นไปได้ การออกแบบระบบโทรศัพท์จึงจำเป็นต้องออกแบบระบบให้มีการรอคอยที่เหมาะสมในช่วงเวลาที่ทราฟฟิกปกติ และตัดสายในช่วงเวลาที่ทราฟฟิกหนาแน่น

สำหรับระบบการให้บริการใดๆ ที่มีผู้บริการ (Servers) เพียงพอที่จะสามารถให้บริการผู้ใช้บริการได้ทันทีที่ร้องขอ ค่าเฉลี่ยจำนวนของผู้บริการที่ไม่ว่าง ได้มาจากผลคูณของ λ และ T หากกำหนดให้ a แทนโหลดขอบริการ จะได้

$$a = \lambda \cdot T \quad (3.15)$$

ตัวอย่างเช่น ถ้าช่วงเวลา 1 ชั่วโมง มีลูกค้าต้องการรับบริการ 300 คนต่อ 1 นาที และลูกค้าแต่ละคนใช้บริการคนละ 2 นาที จะได้โหลดขอบริการ $a = 600$ แต่ถ้าหากช่วงเวลาที่มีคนใช้บริการมากที่สุดนั้นมีค่าเกินกว่าค่าเฉลี่ย ซึ่งเป็นกรณีที่เกิดขึ้นในระบบการให้บริการส่วนใหญ่ ทำให้ค่าที่ได้ดังกล่าวไม่ชัดเจน

โหลดขอบริการที่เกิดขึ้นใน 1 ชั่วโมงของการใช้โทรศัพท์ (การใช้สายพร้อมกันในช่วงระยะเวลา 1 ชั่วโมง) เรียกว่า ความเข้มทราฟฟิก (Traffic Intensity) จากตัวอย่างที่แล้วจะได้ค่าความเข้มทราฟฟิกคือ 300 / 60 นาที เท่ากับมีการโทร 5 สายพร้อมกันใน 1 ชั่วโมง ซึ่งจะแตกต่างกับค่าความหนาแน่นทราฟฟิก (Traffic Density) ที่หมายถึงจำนวนสายของการเรียกเข้าที่พร้อมกัน ณ ช่วงเวลาหนึ่งที่กำหนดให้ โดยความเข้มทราฟฟิกจะแสดงถึงค่าเฉลี่ยของความหนาแน่นทราฟฟิกในช่วงเวลาหนึ่งๆ และโหลดขอบริการก็จะแตกต่างกับโหลดรับบริการ (Carried Load) โดยทั่วไปค่าเฉลี่ยการเข้ามาและค่าเฉลี่ยเวลาที่ให้บริการจะแสดงเป็นหน่วยของเวลา และจำนวนปริมาณจะแสดงในหน่วยของเออร์แลง (Erlang) ซึ่ง A K Erlang [10] นักคณิตศาสตร์ชาวเดนมาร์กเป็นผู้คิดค้นขึ้น ตัวอย่างเช่น สมมติว่าจำนวนผู้ใช้โทรศัพท์ทั้งหมด 200 ราย ทำให้เกิดการโทร 60 ครั้งระหว่างช่วงสายไม่ว่างในชั่วโมงที่เร่งด่วน (Busy Hour) ค่าเฉลี่ยเวลาที่ให้บริการ (Holding Time) คือ 240 วินาที ดังนั้นค่าเฉลี่ยการได้รับบริการ (Arrival Rate) คือ

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

เออร์แลงคำนวณได้จาก

$$\frac{60 \text{ calls}}{3600 \text{ sec ond}} \cdot \frac{240 \text{ sec ond}}{\text{call}} = 4 \quad \text{เออร์แลง}$$

นอกจากหน่วยเออร์แลงแล้วระบบโทรศัพท์จะวัดค่าหน่วยเป็น CCS ต่อชั่วโมง (ปริมาณการใช้สายเป็นเวลา 100 วินาที) โดย CCS คำนวณจาก

$$CCS = NCBH \cdot HT / 100$$

เมื่อกำหนดให้ $NCBH$ คือ จำนวนการโทรใน 1 ชั่วโมงที่เร่งด่วน และ HT คือ ค่าเฉลี่ยเวลาที่ให้บริการ โดย 1 ชั่วโมงมี 3600 วินาที ดังนั้นกราฟฟิกขอบริการ (Traffic Load) ที่ต่อเนื่องกันใน 1 ชั่วโมงจะมีค่าเท่ากับ 36 CCS หรือ 1 เออร์แลง หน่วย CCS เป็นหน่วยที่ใช้ทั่วไปสำหรับการวัดกราฟฟิกของระบบโทรศัพท์ จากตัวอย่างปริมาณการใช้สายเป็นเวลา 100 วินาที คือ

$$\frac{60 \cdot 240}{100} = 144 \quad CCS$$

กราฟฟิกต่อผู้โทร 1 คนคือ $4 \text{ เออร์แลง} / 200 \text{ คน} = 0.02 \text{ เออร์แลง} / \text{ผู้โทร 1 คน}$
หรือคิดเป็น $144 / 200 = 0.72 \text{ CCS} / \text{ผู้โทร 1 คน}$

3.5.2 ความจุของระบบ

ความจุของระบบนั้น หมายถึง ความสามารถของระบบที่สามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้ โดยที่ความจริงของระบบเซลล์ลาร์ซีดีเอ็มเอขึ้นอยู่กับการปัจจัยต่างๆ เช่น การดีมอดดูเลตของภาครับ ความสมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง ระบบสายอากาศ กำลังของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นจริงทั้งภายในเซลล์และเซลล์อื่นๆ เป็นต้น

ในระบบการสื่อสารดิจิทัลของ E_b/N_o หรือ อัตราส่วนของพลังงานบิตต่อความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวน โดย E_b/N_o สามารถเรียกได้ว่าเป็นค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) โดยที่พลังงานบิตจะเท่ากับกำลังสัญญาณมอดดูเลตเฉลี่ยในช่วงคาบเวลาบิต คือ

$$E_b = ST \quad (3.16)$$

โดย S คือ กำลังสัญญาณมอดดูเลตเฉลี่ย และ T คือ คาบเวลาบิตของข้อมูล สมการที่ (3.16)

สามารถแทนด้วยค่าอัตราบิตของข้อมูล R_b ได้ คือ

$$E_b = \frac{S}{R_b} \quad (3.17)$$

ดังนั้น

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{R_b N_o} \quad (3.18)$$

หากพิจารณากำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดและแบนด์วิธ W ของระบบ สมการที่ (3.18) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{S}{N} \frac{W}{R} \quad (3.19)$$

จากสมการที่ (3.19) จะเห็นว่า E_b / N_o จะสัมพันธ์กับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของการสื่อสารเชื่อมโยง และอัตราส่วนของแบนด์วิธ W ที่ใช้ในการส่งอัตราบิตของข้อมูล R_b เรียกว่า อัตราขยายประมวลผล (PG : Processing Gain) ของระบบ

เมื่อพิจารณาด้านช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ และสมมติให้ระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ หมายความว่า กำลังที่ถูกส่งจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานนั้นถูกควบคุมโดยสมบูรณ์ สถานีฐานสามารถรับระดับกำลังส่งของเครื่องลูกข่ายได้เท่ากันภายใต้สมมติฐานดังกล่าว ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐาน P_r และกำลังที่รับได้ทั้งหมดเฉลี่ย S จะมีค่าเป็น

$$S = P_r M \quad (3.20)$$

โดย M คือจำนวนของผู้ใช้งานทั้งหมด ดังนั้นสมการที่ (3.19) จะได้

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{P_r}{N} M \cdot PG \quad (3.21)$$

เมื่อต้องการหาความจุของระบบ คือ

$$M = \frac{PG}{(E_b/N_o)_{req}} \frac{P_r}{N} \quad (3.22)$$

กรณีระบบมีจำนวนผู้ใช้มากๆ สมการที่ (3.22) สามารถประมาณได้เป็น

$$M \approx \frac{PG}{(E_b/N_o)_{req}} \quad (3.23)$$

3.6 รูปแบบต่างๆ ของเออร์แลง

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้น การวัดปริมาณทราฟฟิกแบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ ระบบการเรียกที่ไม่มีการรอคอย หรือระบบ BCC (Block-Call-Cleared) และระบบการเรียกที่มีการรอคอย หรือระบบ BCD (Block-Call-Delay) โดยระบบ BCC การเรียก (Call) จะไม่มีการรอคอยของผู้ใช้งาน เมื่อมีผู้ใช้งานเรียกเข้ามาในระบบจะต้องมีช่องสัญญาณอย่างน้อย 1 ช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้ แต่ถ้าการเรียกในขณะนั้นจำนวนช่องสัญญาณในระบบถูกใช้งานจนหมด จะเป็นผลให้ผู้ใช้งานดังกล่าวถูกปฏิเสธการให้บริการไม่สามารถเข้าใช้งานระบบได้ หรือเรียกว่ามีการติดขัดเกิดขึ้น (Blocking) แต่ผู้ใช้งานดังกล่าวสามารถที่จะทำการเรียกเข้ามาใหม่ได้ การเรียกเข้ามาของผู้ใช้งานระบบถูกสมมติให้มีการแจกแจงแบบปัวส์ซอง (Poisson Distribution) และสมมติให้จำนวนของผู้ใช้งานมีค่าเป็นอนันต์ ลักษณะนี้เป็นรูปแบบของเออร์แลง-บี (Erlang-B) จะอธิบายถึงระดับของการให้บริการ (QoS : Quality of Service) เป็นความเป็นไปได้หรือความน่าจะเป็นของการเรียกที่จะเกิดการติดขัด โดยในระบบ BCC ระยะเวลาระหว่างการเรียกที่สำเร็จโดยผู้ใช้งานที่ติดขัดนั้นจะสมมติให้เป็นกระบวนการสุ่มแบบปัวส์ซอง

ในระบบ BCD การเข้าคิวรอจะถูกนำมาใช้กับผู้ใช้งานที่มีการเรียกเข้ามาในขณะที่ระบบเกิดการติดขัด เมื่อผู้ใช้งานทำการเรียกเข้ามาในขณะที่ไม่มีช่องสัญญาณว่างให้สามารถใช้งานได้ ผู้ใช้งานที่ทำการเรียกนั้น จะต้องทำการรอคอยจนกว่าจะมีช่องสัญญาณว่างให้สามารถใช้งานได้ โดยในระบบ BCD สิ่งจำเป็นแรกที่ต้องการหา คือ ความน่าจะเป็นของช่องสัญญาณจะถูกใช้งานจนหมด หรือความน่าจะเป็นของผู้ใช้งานที่ไม่สามารถเข้าใช้งานระบบได้ และจำเป็นต้องทราบความน่าจะเป็นของระยะเวลาในการรอคอยของผู้ใช้งานที่ทำการเรียกก่อนที่ช่องสัญญาณจะว่าง ซึ่งลักษณะดังกล่าวจะอยู่ในรูปของเออร์แลง-ซี (Erlang-C) สำหรับระบบ BCD ระดับของการให้บริการ (QoS) จะถูกวัดโดยความน่าจะเป็นของการเรียกที่จะต้องรอคอยมากกว่า t วินาที เออร์แลง-ซี และการกระจายของการให้บริการจะถูกใช้วิเคราะห์ระดับของการให้บริการ โดยที่สมมติให้

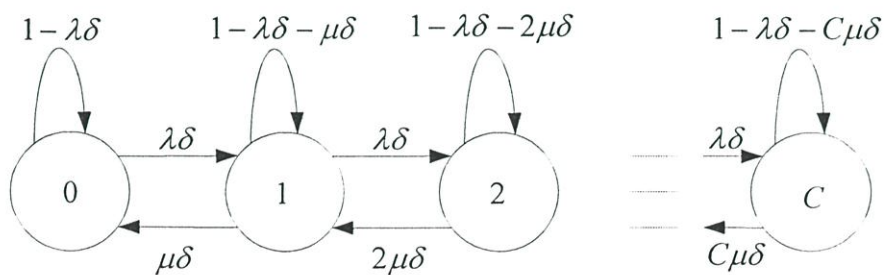
ผู้ใช้งานในระบบมีค่าเป็นอนันต์ ทุกการเรียกในระบบคิวจะได้รับการให้บริการ
สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงเฉพาะรูปแบบของเออร์แลง-บี

3.6.1 รูปแบบของเออร์แลง-บี

ในรูปแบบของเออร์แลง-บี กำหนดให้ความน่าจะเป็นของการเรียกที่เกิดการติดขัดใช้วัดระดับของการให้บริการของระบบ โดยที่การเรียกที่เกิดการติดขัดจะไม่มี การเข้าคิวรอ และระบบ BCC มีเงื่อนไขดังนี้

- การเรียกจะเป็นแบบไม่มีความจำ ผู้ใช้งานใดๆ หรือผู้ใช้งานที่เกิดการติดขัดสามารถเรียกขอให้บริการช่องสัญญาณได้ทุกช่วงเวลา
- จำนวนช่องสัญญาณที่ว่างสามารถให้บริการได้ทุกช่องสัญญาณ
- ความน่าจะเป็นของการใช้ช่องสัญญาณหรือเวลาในการใช้บริการมีการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล
- จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้มีจำนวนจำกัด
- ทราฟฟิกที่ต้องการอธิบายโดยความสัมพันธ์ของการเข้าใช้บริการ ที่มีการแจกแจงแบบปัวส์ซอง และระยะเวลาในการใช้บริการช่องสัญญาณที่เป็นการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล
- ระยะเวลาของการใช้ช่องสัญญาณของผู้ใช้งานจะเป็นอิสระต่อกัน

เมื่อพิจารณาเออร์แลง-บี ในระบบของการเข้าคิวจะเป็นระบบคิวแบบ M/M/C/C โดยที่ M ตัวแรกหมายถึง การเรียกเข้าซึ่งมีลักษณะการแจกแจงแบบปัวส์ซอง M ตัวที่สองหมายถึง อัตราเวลาการให้บริการซึ่งมีลักษณะการแจกแจงแบบเอกซ์โพเนนเชียล C ตัวแรกหมายถึง จำนวนช่องสัญญาณที่สามารถให้บริการได้ C ตัวที่สองหมายถึง จำนวนช่องสัญญาณสูงสุดของการให้บริการ



รูปที่ 3.15 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov ของเออร์แลง-บี

จากรูปจะเป็นรูปห่วงโซ่ของ Markov (Markov Chain) ที่ใช้อธิบายรูปแบบเออร์แลง-บี โดยพิจารณาสถานะให้อยู่ในรูปแบบของกระบวนการสุ่ม $\{X_n, n = 0, 1, 2, \dots\}$ ดังนั้นสถานะของ

กระบวนการที่จะเป็นไปได้คือ $i = 0, 1, 2, \dots$ และถ้ามีการเปลี่ยนแปลงสถานะจาก i ไปเป็น $i+1$ โดยที่สถานะ $i+1$ จะขึ้นอยู่กับสถานะ i และจะไม่ขึ้นอยู่กับสถานะก่อนหน้านี้ เมื่อพิจารณาช่วงเวลาสั้นๆ δ ถ้า N_k คือจำนวนการเรียกที่เวลา $k\delta$ จะได้ว่า

$$N_k = N(k\delta) \quad (3.24)$$

โดยที่ N คือ จำนวนของสัญญาณที่ถูกใช้งานซึ่งได้จากกระบวนการสุ่มแบบดิสครีต (Discrete Random Process) และ N_k เป็น Discrete Time Markov Chain ด้วยความน่าจะเป็นที่สถานะคงตัวโดยลำดับของสถานะเป็น $0, 1, 2, \dots, C$ โดยลักษณะการเปลี่ยนแปลงของ $P_{i,j}$ คือ

$$P_{i,j} = P_r \{N_{k+1} = j \mid N_k = i\} \quad (3.25)$$

$$P_{00} = 1 - \lambda\delta + 0(\delta) \quad (3.26)$$

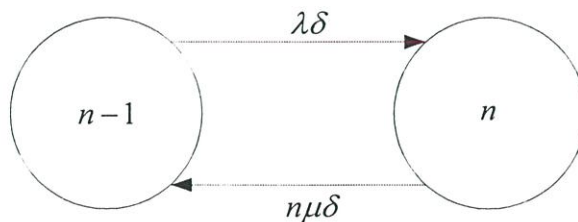
$$P_{ii} = 1 - \lambda\delta - \mu\delta + 0(\delta) \quad , i \geq 1 \quad (3.27)$$

$$P_{i,i+1} = \lambda\delta + 0(\delta) \quad , i \geq 0 \quad (3.28)$$

$$P_{i,i-1} = \mu\delta + 0(\delta) \quad , i \geq 1 \quad (3.29)$$

$$P_{i,j} = 0(\delta) \quad , j \neq i, j \neq i+1, j \neq i-1 \quad (3.30)$$

จากรูปที่ 3.15 จะได้ว่าความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ 0 ไปเป็นสถานะ 1 เป็น $\lambda\delta$ และในทำนองเดียวกันความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะจากสถานะ 1 กลับไปเป็น 0 จะเป็น $\mu\delta$ และความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะที่ยังคงเป็นสถานะ 1 เหมือนเดิมคือ $1 - \lambda\delta - \mu\delta$ และความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะทั้งหมดมีค่ารวมกันเท่ากับ 1



รูปที่ 3.16 แสดงสถานะของห่วงโซ่ Markov ของเออร์แลง-บี ที่สภาวะคงตัว

เมื่อพิจารณาระยะเวลาที่นานพอประมาณ ระบบจะอยู่ในสถานะคงตัว (Steady State) และมีจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ n ดังในรูปที่ 3.16 ความน่าจะเป็นของสถานะ n จะมีค่าเท่ากับ การเปลี่ยนสถานะไปเป็นสถานะ $n-1$ จะได้

$$\lambda \delta P_{n-1} = n \mu \delta P_n, \quad n \leq C \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) จะเป็น Global Balance Equation [12] และจาก

$$\sum_{n=0}^C P_n = 1 \quad (3.32)$$

$$\lambda \delta P_{n-1} = P_n n \mu \delta, \quad n = 1, 2, 3, \dots, C \quad (3.33)$$

$$\lambda P_{n-1} = P_n n \mu \quad (3.34)$$

$$P_1 = \frac{\lambda P_0}{\mu} \quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.33) จะได้ความน่าจะเป็นที่สถานะ n ใดๆ เป็น

$$P_n = P_0 \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n \frac{1}{n!} \quad (3.36)$$

โดยที่

$$P_0 = \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n P_n n! = 1 - \sum_{i=1}^C P_i \quad (3.37)$$

แทนค่าสมการที่ (3.36) ลงในสมการที่ (3.37) จะได้

$$P_0 = \frac{1}{\sum_{n=0}^C \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n \frac{1}{n!}} \quad (3.38)$$

จากสมการที่ (3.36) ความน่าจะเป็นการติดขัดของจำนวนช่องสัญญาณเท่ากับ C

$$P_C = P_0 \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^C \frac{1}{C!} \quad (3.39)$$

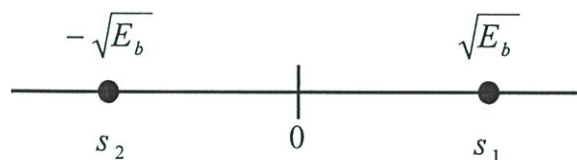
แทนค่าสมการที่ (3.38) ลงในสมการที่ (3.39) จะได้สูตรของเออร์แลง-บี ดังสมการที่ (3.40)

$$P_C = \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^C \frac{1}{C!}}{\sum_{n=0}^C \left(\frac{\lambda}{\mu} \right)^n \frac{1}{n!}} \quad (3.40)$$

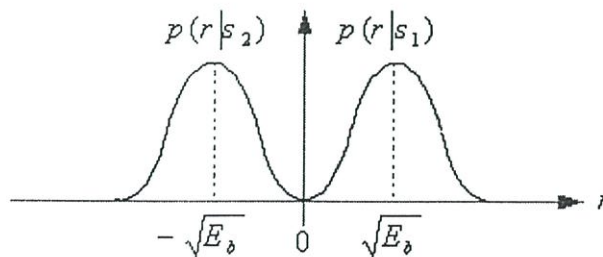
3.7 อัตราความผิดพลาดบิต

3.7.1 อัตราความผิดพลาดบิตบนช่องสัญญาณ AWGN

พิจารณารูปคลื่นสัญญาณไบนารี 2 สัญญาณคือ $s_1(t) = g(t)$ และ $s_2(t) = -g(t)$ โดย $g(t)$ เป็นสัญญาณพัลส์ใดๆ ที่ไม่เป็นศูนย์ในช่วงคาบเวลา $0 \leq t \leq T_b$ ช่วงคาบเวลาอื่นๆ เป็นศูนย์ ถ้าสัญญาณทั้งสองเป็นสัญญาณที่ตรงกันข้ามกัน $s_1(t) = -s_2(t)$ และกำหนดให้ E_b เป็นพลังงานของสัญญาณพัลส์ $g(t)$ ดังนั้นจะได้ว่า $s_1(t) = \sqrt{E_b}$, $s_2(t) = -\sqrt{E_b}$ แสดงดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 แสดงรูปแบบจำลองสัญญาณไบนารีที่ตรงกันข้าม



รูปที่ 3.18 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของสัญญาณ $s_1(t)$, $s_2(t)$

สมมติให้สัญญาณทั้งสองมีขนาดเท่ากัน และเมื่อสัญญาณ $s_1(t)$ ถูกทำการส่ง สัญญาณที่รับได้หลังจากการตีมอดดูเลตของเครื่องรับคือ

$$r = s_1 + n = \sqrt{E_b} + n \quad (3.41)$$

โดยที่ n คือ องค์ประกอบของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาว (Additive White Gaussian Noise) ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความแปรปรวน $\sigma_n^2 = \frac{1}{2}N_o$ กรณีนี้อาศัยกฎการตัดสินใจ (Decision Rule) ของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Metric) ด้วยการเปรียบเทียบค่าของ r ถ้า $r > 0$ การตัดสินใจสัญญาณที่ถูกส่งมาจะเป็น $s_1(t)$ แต่ถ้า $r < 0$ การตัดสินใจสัญญาณที่ถูกส่งมาจะเป็น $s_2(t)$ และจะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของทั้งสองสัญญาณคือ

$$p(r|s_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_o}} e^{-\frac{(r-\sqrt{E_b})^2}{N_o}} \quad (3.42)$$

$$p(r|s_2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_o}} e^{-\frac{(r+\sqrt{E_b})^2}{N_o}} \quad (3.43)$$

เมื่อสัญญาณ $s_1(t)$ ถูกทำการส่ง ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่ $r < 0$ คือ

$$\begin{aligned} P(e|s_1) &= \int_{-\infty}^0 p(r|s_1) dr \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi N_o}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(r-\sqrt{E_b})^2}{N_o}} dr \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\sqrt{2E_b}/N_o} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\sqrt{2E_b}/N_o}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \end{aligned} \quad (3.44)$$

ซึ่ง $Q(x)$ คือ ฟังก์ชันการกระจายแบบ Complementary Cumulative และถ้า $s_2(t)$ ถูกทำการส่ง $r = -\sqrt{E_b} + n$ จะได้ความน่าจะเป็นที่ $r > 0$ เป็น $P(e|s_2) = Q(\sqrt{2E_b}/N_o)$ ดังนั้น

ความน่าจะเป็นเฉลี่ยของความผิดพลาด คือ

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{1}{2}P(e|s_1) + \frac{1}{2}P(e|s_2) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \end{aligned} \quad (3.45)$$

โดยความน่าจะเป็นเฉลี่ยของความผิดพลาด ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ E_b/N_o หรือเรียกว่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อบิต (SNR : Signal-to-Noise Ratio per Bit) ดังนั้นสมการที่ (3.45) เป็นสมการสำหรับการหาค่าอัตราความผิดพลาดของบิต (BER)

3.7.2 อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ

การหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติในระบบ DS-CDMA อย่างง่าย ที่คิดค้นโดย Holtzman [6] ซึ่งยังคงความถูกต้องแม่นยำไว้จากวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน เมื่อกำหนดให้ $P(v)$ เป็นฟังก์ชันของตัวแปรสุ่ม v ประกอบด้วยค่าเฉลี่ย u และความแปรปรวน σ^2 ประยุกต์ใช้อนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor Series) กระจายค่าเฉลี่ย u ได้

$$\begin{aligned} P(v) &= P(u) + (v-u)P'(u) + \frac{1}{2}(v-u)^2P''(u) \\ &+ \dots \end{aligned} \quad (3.46)$$

ค่าคาดหวัง (Expectations) สามารถประมาณได้เป็น

$$E[P(v)] \approx P(u) + \frac{1}{2}P''(u)\sigma^2 \quad (3.47)$$

จากสมการที่ (3.46) แทนค่าด้วยสูตร Stirling (Stirling's Formula) [6] ฟังก์ชันการกระจายสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} P(v) &= P(u) + (v-u) \frac{P(u+h) - P(u-h)}{2h} \\ &+ \frac{1}{2}(v-u)^2 \frac{P(u+h) - 2P(u) + P(u-h)}{h^2} \\ &+ \dots \end{aligned} \quad (3.48)$$

และค่าคาดหวัง สามารถประมาณใหม่ได้เป็น

$$E[P(v)] \approx P(u) + \frac{1}{2} \frac{P(u+h) - 2P(u) + P(u-h)}{h^2} \sigma^2 \quad (3.49)$$

จากการเลือกของ Holtzman ค่า h ที่เหมาะสมคือ $h = \sqrt{3}\sigma$ สมการที่ (3.49) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$E[P(v)] \approx \frac{2}{3}P(u) + \frac{1}{6}P(u + \sqrt{3}\sigma) + \frac{1}{6}P(u - \sqrt{3}\sigma) \quad (3.50)$$

เมื่อหาค่าเฉลี่ย u และความแปรปรวน σ^2 แทนในสมการก็สามารถหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติได้ ดังนั้นสมการอัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติคือ

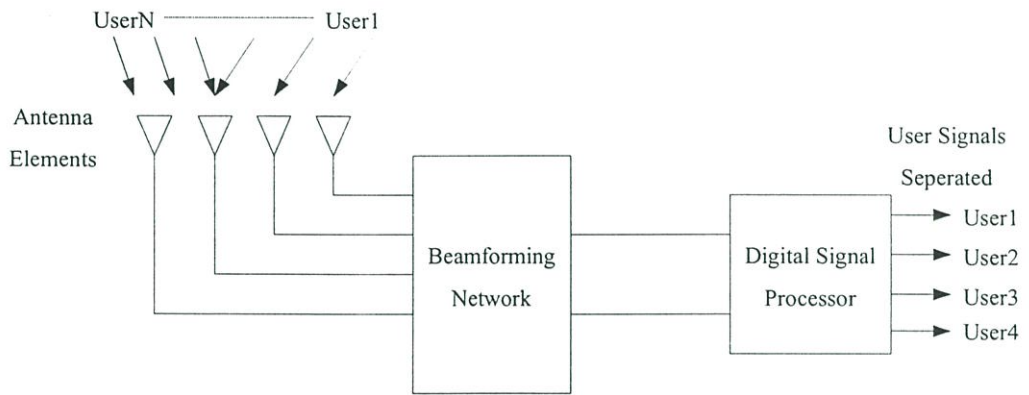
$$P_b \approx \frac{2}{3}P(u) + \frac{1}{6}P(u + \sqrt{3}\sigma) + \frac{1}{6}P(u - \sqrt{3}\sigma) \quad (3.51)$$

3.8 ระบบสายอากาศสมาร์ท

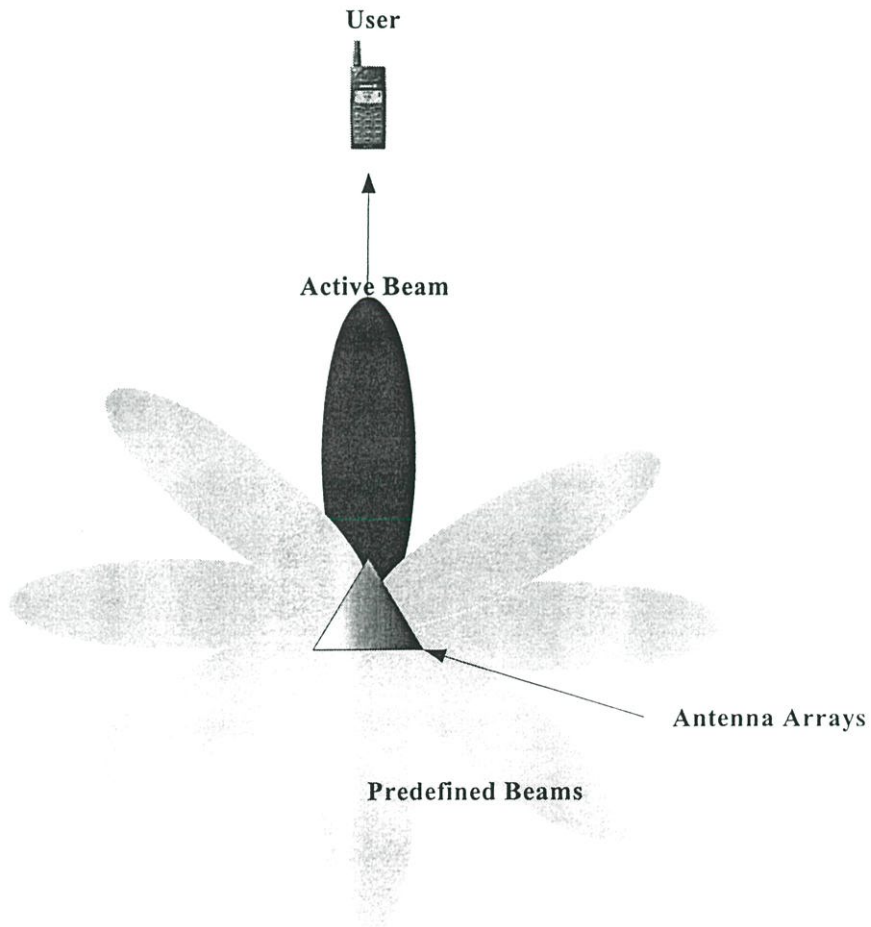
3.8.1 พื้นฐานระบบสายอากาศสมาร์ท

สายอากาศสมาร์ท หมายถึง กลุ่มหรือจำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศอาร์เรย์ที่เชื่อมต่อกับระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing) โครงสร้างแสดงดังรูปที่ 3.19 โดยส่วนประกอบที่สำคัญของระบบคือ บีมโฟเมอร์ (Beamformer) ซึ่งจะทำหน้าที่จัดรูปแบบทิศทางบีมลำคลื่น (Beamforming) ของสายอากาศ สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ ระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์ (Switched Beam Arrays System) และระบบบอดแดพทีฟบีมอาร์เรย์ (Adaptive Beam Arrays System)

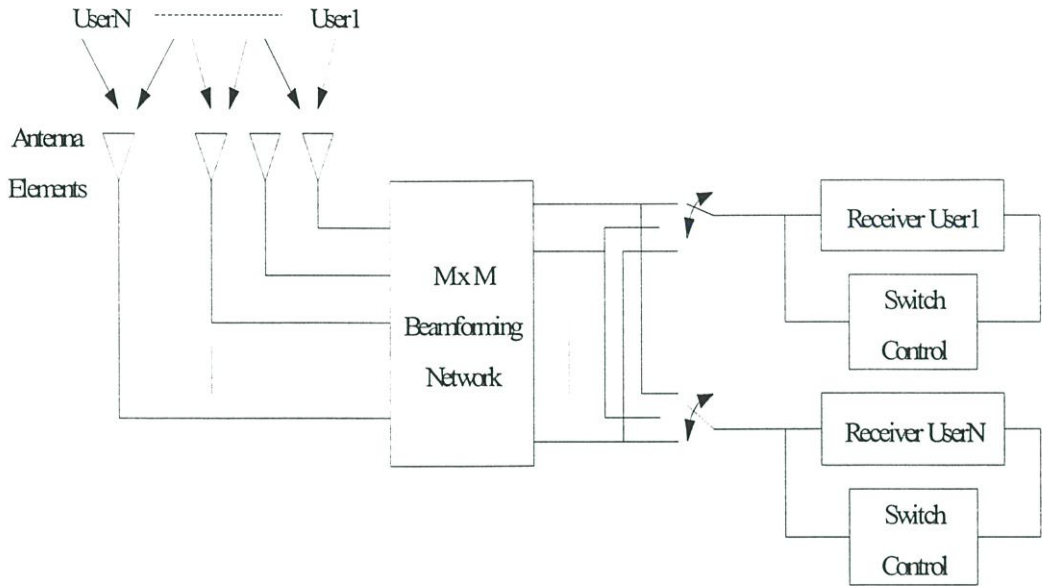
ระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์ จะมีการจัดรูปแบบทิศทางบีมลำคลื่นที่แน่นอนที่ได้กำหนดไว้ล่วงหน้าแล้วไม่สามารถปรับเปลี่ยนได้ แต่จะใช้ระบบสวิตช์เป็นตัวเลือกทิศทางบีมลำคลื่นที่ต้องการ ตัวอย่างแสดงดังรูปที่ 3.20 และโครงสร้างระบบแสดงดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.19 แสดงโครงสร้างของระบบสายอากาศอัจฉริยะ

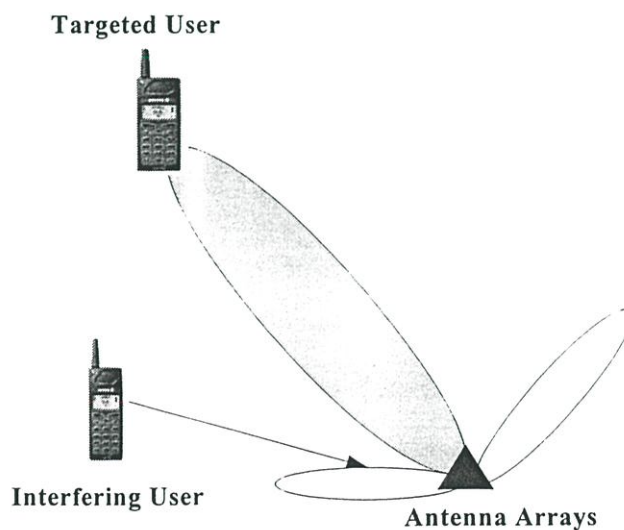


รูปที่ 3.20 แสดงตัวอย่างรูปแบบการจัดทิศทางบีมลำคลื่นของระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์

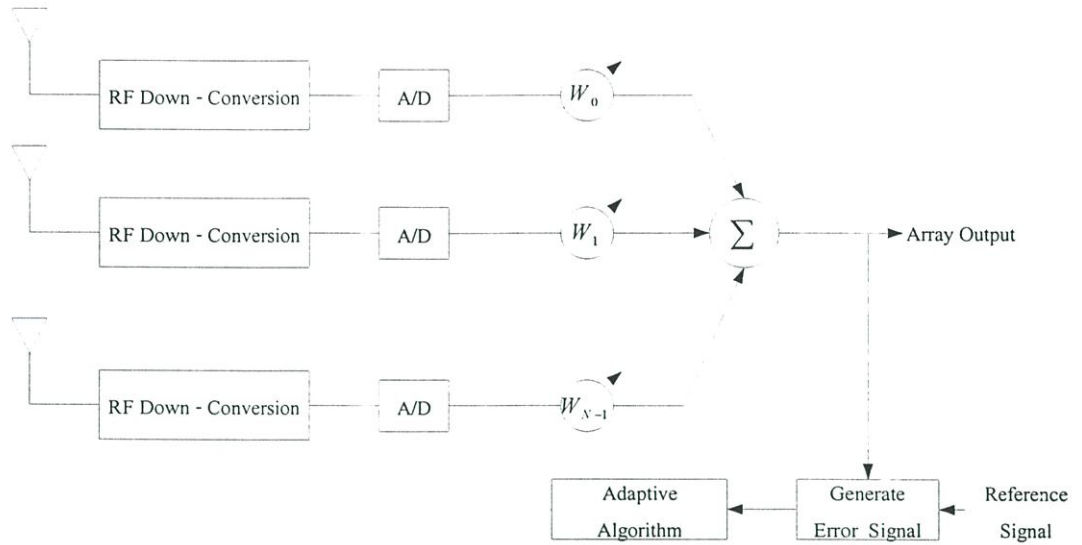


รูปที่ 3.21 แสดงโครงสร้างระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์

ระบบอแดพทีฟบีมอาร์เรย์ จะมีระบบควบคุมที่อัจฉริยะกว่าระบบสวิตช์บีมอาร์เรย์ ซึ่ง จะทำการตรวจสอบสถานะแวดล้อมของผู้ใช้งานกับสถานีฐานอยู่อย่างสม่ำเสมอ ข้อมูลที่ได้จะเป็น ตัวบ่งบอกสำหรับการปรับเปลี่ยนอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นไปยังผู้ใช้งานที่มีผลตอบ สนองดีที่สุด ซึ่งจะเป็นการลดระดับสัญญาณการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น ตัวอย่างรูปแบบทิศ ทางการแพร่กระจายคลื่นแสดงดังรูปที่ 3.22 และโครงสร้างระบบแสดงดังรูปที่ 3.23



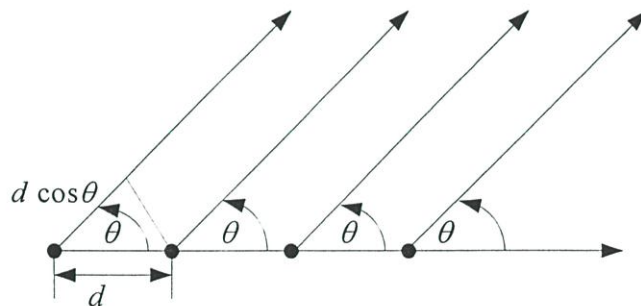
รูปที่ 3.22 แสดงตัวอย่างรูปแบบการจัดทิศทางบีมลำคลื่นของระบบอแดพทีฟบีมอาร์เรย์



รูปที่ 3.23 แสดงโครงสร้างระบบบอดแฟพที่พีมอาร์เรย์

3.8.2 อาร์เรย์แฟคเตอร์

สายอากาศสามารถใช้อีลีเมนต์ที่มีอัตราขยายต่ำในการรวมกันเป็นโครงร่างของอาร์เรย์ ซึ่งแต่ละอีลีเมนต์จะมีทิศทางรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นโดยตรงเป็นหลัก ทำให้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์ขึ้นอยู่กับจำนวนอีลีเมนต์ เมื่อพิจารณาสายอากาศอาร์เรย์ใน 1 มิติ ที่มีระยะห่างแต่ละอีลีเมนต์เท่ากัน หรือเรียกว่า สายอากาศ LES อาร์เรย์ (Linear Equally Space Arrays) แสดงดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 แสดงรูปทางเรขาคณิตของ LES อาร์เรย์

สมมติให้อาร์เรย์ของสายอากาศเป็นแหล่งกำเนิดไอโซทรอปิกแบบจุด มีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศอาร์เรย์เรียกว่า อาร์เรย์แฟคเตอร์ (AF : Array Factor) จากรูปเมื่อ d เป็นระยะห่างระหว่างอีลีเมนต์ที่มีระยะห่างเท่ากัน และขนาดของสัญญาณที่มาถึงสายอากาศอาร์เรย์มีขนาดเท่ากันคือ $A = A_1 = A_2 = A_N$ ซึ่งสัญญาณแต่ละอีลีเมนต์จะมีการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ออกไปเป็น $Ae^{j\psi}$ โดยที่ $\psi = kd \cos \theta + \beta$ และ β กำหนดให้เป็น ค่าคงที่ของการ

หน่วยเฟสระหว่างคู่อลีเมนต์ข้างเคียงของอาร์เรย์ เมื่อ $k = 2\pi/\lambda$ ดังนั้นสายอากาศอาร์เรย์ที่มีจำนวนอลีเมนต์ N จะมีเฟสของสัญญาณเลื่อนออกไปเป็น

$$AF = A \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (3.52)$$

สามารถกระจายได้

$$AF = A(1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (3.53)$$

คูณสมการที่ (3.53) ด้วย $e^{j\psi}$ จะได้

$$AF = \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} A e^{j(N-1)\frac{\psi}{2}} \quad (3.54)$$

เมื่อไม่พิจารณาแฟคเตอร์ของเฟส สมการที่ (3.54) สามารถเขียนใหม่ได้

$$AF = \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} A \quad (3.55)$$

หาก $\psi = 0$ สมการที่ (3.53) จะมีค่าสูงสุดคือ

$$AF(\psi = 0) = A(1 + 1 + \dots + 1) = AN \quad (3.56)$$

นำสมการที่ (3.56) แทนค่าในสมการที่ (3.55) จะได้

$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \quad (3.57)$$

หรือจะได้ว่า

$$g(\theta) = |f(\psi)|^2 = \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)} \right|^2 = \left| \frac{\sin((Nkd/2) \cos \theta)}{N \sin((kd/2) \cos \theta)} \right|^2 \quad (3.58)$$

บทที่ 4

การวิเคราะห์สมรรถนะและความจุเออร์แลงของระบบ

4.1 รูปแบบระบบ

4.1.1 ความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง

พิจารณาการควบคุมกำลังด้านช่องสัญญาณขาขึ้นของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ การควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ไม่สามารถทำได้ในทางปฏิบัติ หลังจากการดีสเปรดสัญญาณที่สถานีฐาน ระดับกำลังของสัญญาณที่รับได้จากแต่ละผู้ใช้งานมีการเบี่ยงเบนไปจากค่าเฉลี่ย และถูกจำลองให้อยู่ในรูปของตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล โดยที่ระดับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณขึ้นอยู่กับสถานะแวดล้อมของการติดต่อสื่อสาร ซึ่งเป็นตัวแปรสำคัญในการปรับเปลี่ยนการควบคุมกำลังให้มีความผิดพลาดเกิดขึ้น

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประยุกต์ใช้ผลลัพธ์ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานของ Hasham และ Sousa [8] ในการวิเคราะห์สมรรถนะและค่าความจุเออร์แลงของระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ ด้านช่องสัญญาณขาขึ้น โดยค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานของตัวแปรสุ่มขึ้นอยู่กับความเร็วของโทรศัพท์เคลื่อนที่ จำนวนสาขาเครื่องรับ และกำลังที่วัดได้ในการติดต่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน แสดงดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้งานกับสถานีฐานที่ต้องการ และที่สถานีใกล้เคียง

V(Km/h)	M=2		M=3		M=4	
	σ_s dB	σ_o dB	σ_s dB	σ_o dB	σ_s dB	σ_o dB
5	0.35	4.90	0.33	3.90	0.31	3.1
10	0.67	4.75	0.43	3.81	0.37	3.07
20	1.40	4.40	0.94	3.67	0.6	2.93
30	1.88	3.63	1.40	3.38	0.83	2.70
40	2.20	3.41	1.75	3.25	1.25	2.48

เมื่อ σ_s คือ ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้งานกับสถานีฐานที่ต้องการ

σ_o คือ ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้งานที่สถานีใกล้เคียง

4.1.2 แฟคเตอร์ MIP

เนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังเป็นผลให้ระดับสัญญาณที่รับได้ ที่สถานีฐานมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งมีผลมาจากการจางหายหลายเส้นทาง สมมติให้กรอบคลื่นของผู้ใช้งานที่ i บนเส้นทาง k มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) เป็น $A_{i,k}$ โดย $k = 1, 2, \dots, N$ ซึ่งค่าเฉลี่ยพลังงานหนึ่งบิตที่ช่วงเวลา T_b คือ

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

ดังนั้นพลังงานบิตรวมที่ N เส้นทาง คือ

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

ภายใต้การจางหายแบบเรย์ลีให้ $A_{i,k}$, $S_{i,k}$ มีการแจกแจงแบบ Chi-Square ที่มีดีกรีอันดับสอง และให้ f_k ($k = 1, 2, \dots, N$) เป็น MIP (Multipath Intensity Profile) สามารถนอร์มอไลซ์ได้เป็น

$$\sum_{k=1}^N f_k = 1 \quad (4.3)$$

เมื่อ E_s [] คือ ค่าเฉลี่ยแบบ Short-term ดังนั้นโมเมนต์อันดับหนึ่งและสองของพลังงานบิตรวมที่รับได้ของผู้ใช้งานที่ i บนเส้นทาง k คือ

$$E_s [E_{b(i)}] = y \sum_{k=1}^N f_k = y \quad (4.4)$$

$$E_s [E_{b(i)}^2] = 2 \sum_{k=1}^N f_k^2 y^2 = \xi y^2 \quad (4.5)$$

กำหนดให้ ξ เป็น MIP Shape Factor ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็น

$$\xi = 2 \sum_{k=1}^N f_k^2 \quad (4.6)$$

โดย y เป็นค่าเฉลี่ยของพลังงานที่ได้รับจากการประวิงเวลาและความผิดพลาดในการควบคุมกำลัง ซึ่งมีลักษณะเป็นตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล

$$y = 10^{\frac{x}{10}} = e^{\beta x} \quad (4.7)$$

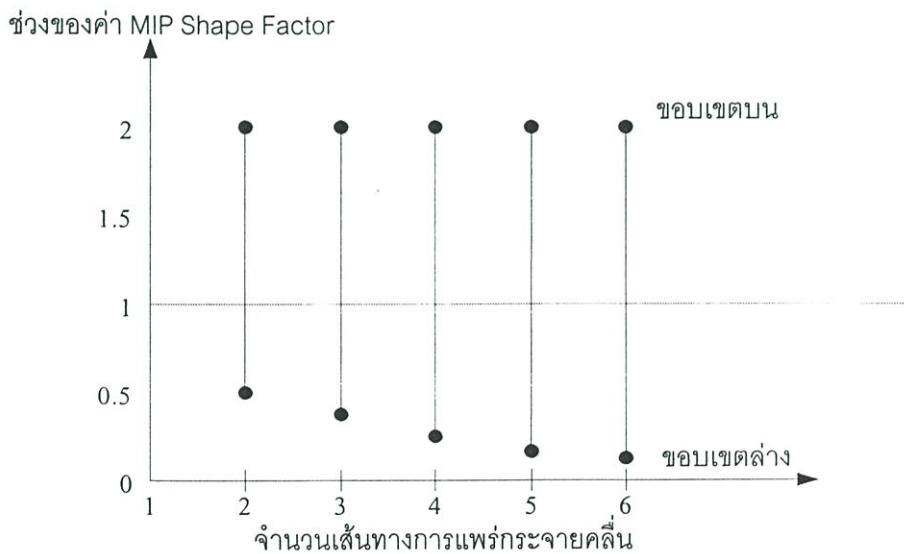
เมื่อ $\beta = (\ln 10) / 10$, x เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนมีค่าเฉลี่ย m และความแปรปรวน σ^2 (dB) เมื่อพิจารณาช่วงของ Long-term จะได้โมเมนต์อันดับที่หนึ่งและอันดับที่สองเป็น

$$\begin{aligned} E_L[E_S[E_{b(i)}]] &= E_L[y] \\ &= e^{\beta m + \frac{1}{2}\beta^2\sigma^2} \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} E_L[E_S[E_{b(i)}^2]] &= \xi E_L[y^2] \\ &= \xi e^{2\beta m + 2\beta^2\sigma^2} \end{aligned} \quad (4.9)$$

โดยที่ $E_L[\]$ หมายถึง ค่าเฉลี่ยแบบ Long-term

ค่า ξ จะมีค่าขึ้นอยู่กับจำนวนเส้นทางการแพร่กระจายคลื่น ซึ่งจะมีค่าสูงสุดของขอบเขตบนเท่ากับสอง และบริเวณขอบเขตล่างจะมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เมื่อจำนวนเส้นทางการแพร่กระจายคลื่นมีค่ามากกว่าหนึ่ง ซึ่งหมายความว่ามีการแพร่กระจายพลังงานสม่ำเสมอในทุกเส้นทาง [2] แสดงดังรูปที่ 4.1



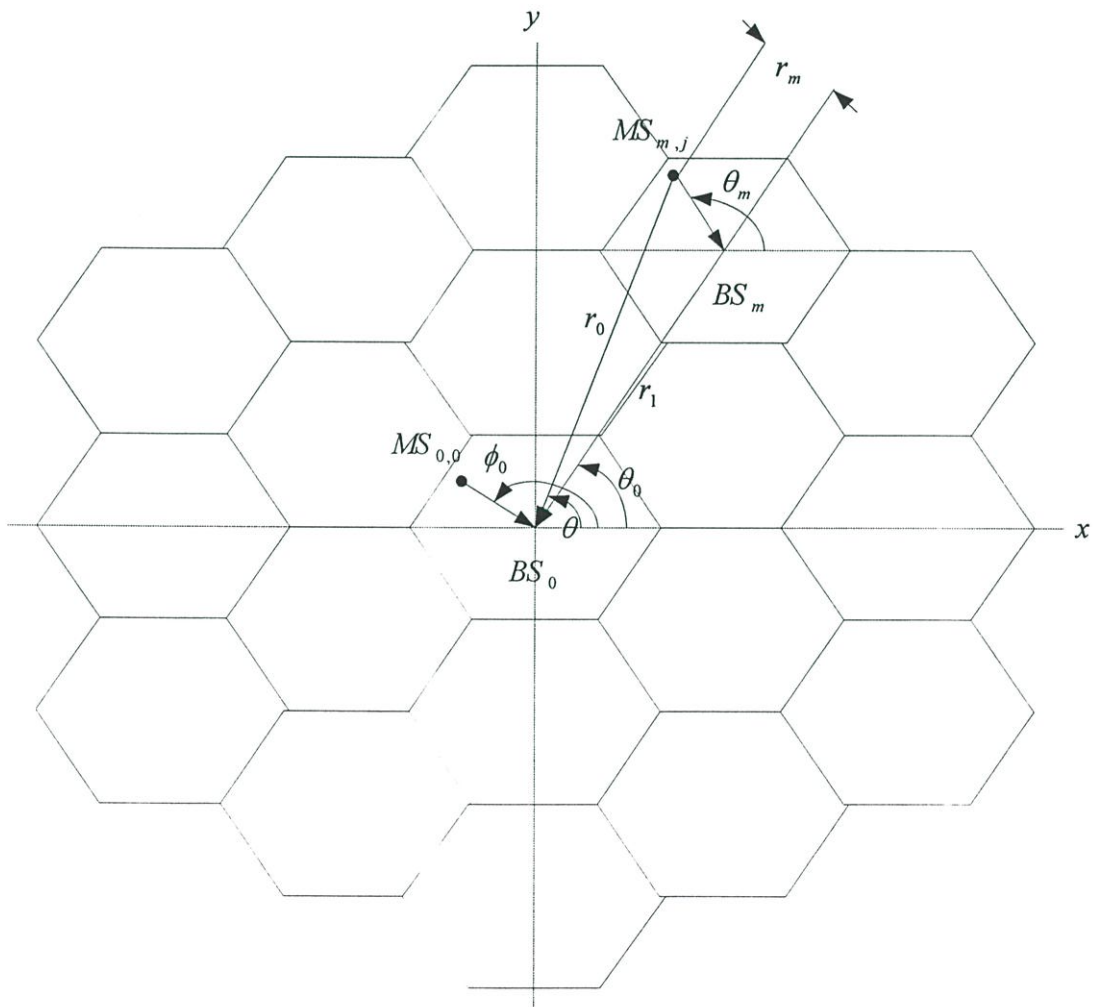
รูปที่ 4.1 แสดงช่วงของค่า MIP Shape Factor (ξ)

4.1.3 ค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น

เมื่อสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบเซลล์ลู่ลาร์ซีดีเอ็มเอ ทั้งด้านของสถานีฐานและโทรศัพท์เคลื่อนที่ โดยสายอากาศมีระยะห่างระหว่างอีลีเมนต์เท่ากับ 0.5λ เมื่อ λ คือ ความยาวคลื่นของคลื่นพาห์ โดยสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ จะมีอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นเป็น [3]

$$G(\phi, \theta) = \left| \frac{\sin(0.5M_k \pi(\sin \phi - \sin \theta))}{M_k \sin(0.5\pi(\sin \phi - \sin \theta))} \right|^2 \quad (4.10)$$

เมื่อ M_k คือ จำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศอาร์เรย์ มีทิศทางการแพร่กระจายคลื่นที่ต้องการคือ θ และสามารถปรับเปลี่ยนมุม ϕ



รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างเรขาคณิตระบบเซลล์ลู่ลาร์

จากรูปที่ 4.2 เมื่อกำหนดให้เซลล์อ้างอิงเป็น BS_0 และเซลล์แทรกสอด BS_m ประกอบด้วย โทรศัพทเคลื่อนที่ $MS_{0,0}$ และ $MS_{m,j}$ อยู่ภายในเซลล์ตามลำดับ โดยให้ $G_t(\theta, \theta_m)$ และ $G_r(\theta, \phi_0)$ เป็นอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นทางด้านส่งและด้านรับตามลำดับ เมื่อ θ_m เป็นมุมอิมิตของโทศัพทเคลื่อนที่ $MS_{m,j}$ ไปยังสถานีฐาน BS_m , θ เป็นมุมอิมิตของโทศัพทเคลื่อนที่ $MS_{m,j}$ ไปยัง BS_0 และ ϕ_0 เป็นมุมอิมิตของโทศัพทเคลื่อนที่ $MS_{0,0}$ ไปยัง สถานีฐาน BS_0 ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนได้ในช่วง 0 ถึง 2π และจากรูปที่ 4.2 เมื่อ r_1 เป็นระยะห่างจาก BS_m ไปยัง BS_0 , r_m เป็นระยะห่างจากโทศัพทเคลื่อนที่ $MS_{m,j}$ ไปยัง BS_m จะได้

$$\theta = \arctan\left(\frac{r_1 \sin \theta_0 + r_m \sin \theta_m}{r_1 \cos \theta_0 + r_m \cos \theta_m}\right) \quad (4.11)$$

หากกำหนดให้ M_t คือจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศด้านส่งซึ่งมีอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นตามสมการที่ (4.10) ดังนั้นอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศด้านส่งในทิศทางจาก $MS_{m,j}$ ไปยัง BS_0 คือ

$$G_t(\theta, \theta_m) = \left| \frac{\sin(0.5M_t\pi(\sin \theta - \sin \theta_m))}{M_t \sin(0.5\pi(\sin \theta - \sin \theta_m))} \right|^2 \quad (4.12)$$

เช่นเดียวกันเมื่อ M_r คือ จำนวนอีลีเมนต์สายอากาศด้านรับที่สถานีฐาน BS_0 จะมีอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศด้านรับในทิศทางจาก $MS_{m,j}$ ไปยัง BS_0 คือ

$$G_r(\theta, \phi_0) = \left| \frac{\sin(0.5M_r\pi(\sin \theta - \sin \phi_0))}{M_r \sin(0.5\pi(\sin \theta - \sin \phi_0))} \right|^2 \quad (4.13)$$

เมื่อพิจารณาอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นภายในเซลล์ BS_0 โดยกำหนดให้ ϕ_m เป็นมุมอิมิตของโทศัพทเคลื่อนที่ $MS_{0,m}$ ไปยัง BS_0 ซึ่ง ϕ_m , ϕ_0 กระจายแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi]$ และ $G_r(\phi_m, \phi_0)$ เป็นอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายที่สถานีฐาน ในทิศทางโทศัพทเคลื่อนที่ $MS_{0,m}$ เมื่อให้ $\phi = \sin \phi_m - \sin \phi_0$ จะได้ PDF ของ ϕ ดังนี้

1. กรณีที่ $-2 < \phi < 0$ PDF ของ ϕ คือ

$$f(\phi) = \frac{1}{\pi^2} \int_{-1}^{\phi+1} \frac{1}{\sqrt{(1-r^2)(1-(\phi-r)^2)}} dr \quad (4.14)$$

2. กรณีที่ $0 \leq \phi < 2$ PDF ของ ϕ คือ

$$f(\phi) = \frac{1}{\pi^2} \int_{\phi-1}^1 \frac{1}{\sqrt{(1-r^2)(1-(\phi-r)^2)}} dr \quad (4.15)$$

3. กรณีอื่นๆ

$$f(\phi) = 0 \quad (4.16)$$

และจะได้

$$\begin{aligned} G_r &= E[G_r(\phi_m, \phi_0)] \\ &= \int_{-2}^2 \frac{\sin^2(0.5M_r\pi\phi)}{M_r^2 \sin^2(0.5\pi\phi)} f(\phi) d\phi \end{aligned} \quad (4.17)$$

เมื่อ G_r คือ ค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่สถานีฐานในทิศทางของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นภายในเซลล์ และจาก[3] โดยการปรับเปลี่ยนจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ ที่สถานีฐาน จะได้ผลการคำนวณค่าเฉลี่ย G_r แสดงดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการคำนวณค่าเฉลี่ย G_r ที่ได้จากการปรับเปลี่ยนจำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ ที่สถานีฐาน

M_t, M_r	(1, 1)	(1, 3)	(1, 5)	(1, 7)	(1, 9)
G_r	1	0.3855	0.2487	0.1863	0.1501

4.2 ค่าความจุเออร์แลง

4.2.1 สมการความน่าจะเป็นการติดขัด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ วิเคราะห์การหาค่าความจุเออร์แลงของระบบจากสมการความน่าจะเป็นการติดขัด โดยการติดขัดในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์ลาร์ด้านช่องสัญญาณขาขึ้น หมายถึง การที่ผู้ใช้งานพยายามที่จะเข้าใช้บริการช่องสัญญาณ แต่ถูกปฏิเสธการขอเข้าใช้บริการช่องสัญญาณดังกล่าวจากระบบ ซึ่งหมายความว่า มีการติดขัด (Blocking) เกิดขึ้น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ FDMA และ TDMA นั้น จำนวนช่องสัญญาณจะมีจำนวนจำกัด ทำให้มีปริมาณการ

ติดขัดที่แน่นอน สำหรับระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ จำนวนช่องสัญญาณหรือความจุของระบบจะปรับเปลี่ยนขึ้นอยู่กับระดับสัญญาณการแทรกสอดจากจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมดภายในระบบ หากกำลังสัญญาณการแทรกสอดมีค่ามากกว่าระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) ที่ได้กำหนดไว้ให้มีค่าอยู่ในระดับคุณภาพของสัญญาณที่ยอมรับได้แล้วนั้น ผู้ใช้งานต่อไปที่พยายามจะเข้าใช้บริการช่องสัญญาณจะเกิดการติดขัดหรือถูกปฏิเสธการขอเข้าใช้บริการ โดยปกติค่าระดับจุดเริ่มเปลี่ยนที่ใช้งานมีค่าประมาณ 1% - 2%

พิจารณาในระบบเซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอแบบเซลเดี่ยว (Single Cell) หากมีจำนวนผู้กำลังใช้งาน (Active Users) M และผู้ที่กำลังขอเข้าไปใช้บริการลำดับ $(M + 1)$ กำลังสัญญาณรวมทั้งหมดของจำนวนผู้กำลังใช้งาน M และสัญญาณรบกวนเทอร์มอล (Thermal Noise) จะเป็นกำลังการแทรกสอด (Interference Power) ที่รับได้ด้านช่องสัญญาณขาขึ้นที่สถานีฐาน เขียนสมการได้เป็น

$$I' = I_0'W = P_1 + P_2 + \dots + P_M + N_0W \quad (4.18)$$

และ

$$I_0' = \frac{I'}{W} = \frac{P_1 + P_2 + \dots + P_M}{W} + N_0 \quad (4.19)$$

กำหนดให้

- P_i คือ กำลังสัญญาณของจำนวนผู้กำลังใช้งานลำดับ ith
- I' คือ ระดับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (Power Spectral Density) ของกำลังสัญญาณการแทรกสอดรวมทั้งหมดที่รับได้
- W คือ แบนด์วิทของสัญญาณสเปกตรัมแผ่

ทำการนอร์มอไลซ์สมการที่ (4.18) ด้วย $I_0'R_b$ เมื่อกำหนดให้ R_b คือ อัตราการส่งบิตข้อมูล จะได้กำลังสัญญาณการแทรกสอดรวม

$$\begin{aligned} \frac{I'}{I_0'R_b} &= \frac{W}{R_b} = \frac{E_{b1}}{I_0'} + \frac{E_{b2}}{I_0'} + \dots + \frac{E_{bM}}{I_0'} + \frac{N_0}{I_0'} \frac{W}{R} \\ &= Z + \frac{N_0}{I_0'} \frac{W}{R_b} \end{aligned}$$

$$= Z + \eta \frac{W}{R_b} \quad (4.20)$$

เมื่อ

$$Z = \sum_{i=1}^M \rho_i = \frac{W}{R_b} (1 - \eta) \quad (4.21)$$

โดยที่ $\rho_i = \frac{E_{bi}}{I_0}$ และ $\eta = \frac{N_0}{I_0}$

เมื่อ Z เป็นพารามิเตอร์ที่แสดงถึงภาระการให้บริการ (Loading) ของระบบซีดีเอ็มเอ และ W/R_b คือ อัตราขยายประมวลผล (Processing Gain) ของสเปกตรัมแม่ ค่า η หมายถึง ปริมาณของช่องสัญญาณที่จะสามารถจัดหาให้แก่ผู้ใช้งานลำดับ $(M+1)$ ได้ โดยขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของตัวแปรสุ่ม Z ถ้า Z มีปริมาณมากกว่าค่าระดับจุดเริ่มเปลี่ยน ส่งผลให้เกิดการติดขัดแก่ผู้ใช้งาน $(M+1)$ และเมื่อพิจารณา Z ในเทอมของฟังก์ชันการกระจายตัวแปรสุ่ม ความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้งาน $(M+1)$ เกิดการติดขัด คือ ความน่าจะเป็นของ Z ที่มากกว่าค่าระดับจุดเริ่มเปลี่ยน โดยฟังก์ชันค่าระดับจุดเริ่มเปลี่ยนการแทรกสอด η_0 และกำหนดให้ P_{Block} คือ ความน่าจะเป็นการติดขัด (Blocking Probability) จะได้สมการ

$$P_{Block} = \Pr \left\{ Z > Z_0 = \frac{W}{R_b} (1 - \eta_0) \right\} \quad (4.22)$$

ถ้ากำหนดให้ $p_z(x)$ เป็นความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่ม Z ดังนั้นการหาค่าของ B_{CDMA} เป็นการรวมกันของความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีขอบเขตกำหนดโดย $Z > Z_0$

$$P_{Block} = \int_{Z_0}^{\infty} dx p_z(x) \quad (4.23)$$

ซึ่งความหนาแน่นความน่าจะเป็น ที่แน่นอนของ Z ต้องใช้วิธีการประมาณ ดังนั้นความน่าจะเป็นการติดขัดสามารถจัดรูปสมการได้

$$\begin{aligned} P_{Block} &= \Pr \{ Z > Z_0 \} \\ &= \Pr \left\{ \frac{Z - E[Z]}{\sqrt{\text{Var}(Z)}} > \frac{Z_0 - E[Z]}{\sqrt{\text{Var}(Z)}} \right\} \end{aligned}$$

$$= Q_Z \left(\frac{Z_o - E[Z]}{\sqrt{\text{Var}(Z)}} \right) \quad (4.24)$$

4.2.2 วิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน

เมื่อ Z เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน หากพิจารณาระบบในรูปแบบหลายเซลล์ (Multi Cell) และสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ ถูกนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบ กำหนดให้ f คือ อัตราการแทรกสอดของสัญญาณภายนอกเซลล์ต่อภายในเซลล์ สามารถหาค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนได้

$$E[Z] = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} G_r (1+f) e^{\beta m + \frac{1}{2} \beta^2 \sigma^2} \quad (4.25)$$

$$\text{Var}(Z) = \left(\frac{\lambda}{\mu}\right) \bar{v} G_r \xi (1+f) e^{2\beta m + 2\beta^2 \sigma^2} \quad (4.26)$$

เมื่อ $\beta = \frac{\ln 10}{10}$ และ m, σ เป็นค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนของฟังก์ชันการกระจายเกาส์เซียนตามลำดับ, \bar{v} คือ ค่าเฉลี่ยการเกิดขึ้นของสัญญาณเสียงพูด (Voice Activity) และ λ/μ คือ ความจุเออร์แลงของระบบ มีสมการความน่าจะเป็นการติดขัด คือ

$$P_{out} = Q \left(\frac{Z_o - E[Z]}{\sqrt{\text{Var}(Z)}} \right) \quad (4.27)$$

โดย ฟังก์ชัน $Q(x) = 1/2\pi \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$

4.2.3 วิธีการประมาณแบบล็อกนอร์มอล

เมื่อกำหนดให้ Z เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล Z' จะมีค่าเฉลี่ยและความแปรปรวน

$$E[Z'] = e^{m_N + \frac{1}{2} \sigma_N^2} \quad (4.28)$$

$$\text{Var}(Z') = e^{2m_N + \sigma_N^2} (e^{\sigma_N^2} - 1) \quad (4.29)$$

และเมื่อกำหนดให้ $E[Z] = E[Z']$ และ $Var(Z) = Var(Z')$ จะได้

$$\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{-} v G_r (1+f) e^{\beta m + \frac{1}{2} \beta^2 \sigma^2} = e^{m_N + \frac{1}{2} \sigma_N^2} \quad (4.30)$$

$$\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{-} v G_r \xi (1+f) e^{2\beta m + 2\beta^2 \sigma^2} = e^{2m_N + \sigma_N^2} (e^{\sigma_N^2} - 1) \quad (4.31)$$

แก้สมการหาค่า m_N และ σ_N^2 ได้

$$\sigma_N^2 = \ln \left[\frac{\xi e^{\beta^2 \sigma^2}}{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{-} v G_r (1+f)} + 1 \right] \quad (4.32)$$

$$m_N = \ln \left[\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^{-} v G_r (1+f) e^{\beta m + \frac{1}{2} \beta^2 \sigma^2} \right] - \frac{1}{2} \sigma_N^2 \quad (4.33)$$

มีสมการความน่าจะเป็นการติดขัด คือ

$$P_{out} = Q \left(\frac{\ln(Z_o) - m_N}{\sigma_N} \right) \quad (4.34)$$

4.3 อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ

เมื่อสมมติให้ M เป็นจำนวนผู้ใช้งานในระบบแบบเซลเดียว และพิจารณาระดับกำลังสัญญาณการแทรกสอด S_i จากผู้ใช้งานลำดับ i ที่รับได้ที่สถานีฐานซึ่งมีหน่วยการวัดเป็น เดซิเบล มีรูปแบบฟังก์ชันการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยมีค่าเฉลี่ย m_i และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_i หากพิจารณาระดับกำลังสัญญาณที่รับได้เป็นตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล มีหน่วยการวัดเป็น วัตต์ จะได้ค่าเฉลี่ยและความแปรปรวน

$$E[S_i] = e^{\beta m_i + \frac{1}{2} \beta^2 \sigma_i^2} \quad (4.35)$$

$$Var(S_i) = e^{2\beta m_i + \beta^2 \sigma_i^2} (e^{\beta^2 \sigma_i^2} - 1) \quad (4.36)$$

และเมื่อพิจารณาระบบ CDMA แบบหลายเซลล์ (Multi Cell) โดยอาศัยสมมุติฐานร่วมของจำนวนผู้ใช้งานเซลล์ภายนอกคือ $f \cdot M$ ซึ่ง f คือ ค่าเฉลี่ยการแทรกสอดภายนอกเซลล์ต่อภายในเซลล์ พลังงานต่อบิตต่อความหนาแน่นการแทรกสอด ของระดับกำลังสัญญาณที่รับได้ที่สถานีฐานหลังจากการดีสเพรดสัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ 0 คือ

$$\frac{E_b}{I} = \frac{S_{s0}/R_b}{N_0 + \frac{1}{W} \left(\sum_{i=1}^M S_{si} + \sum_{i=1}^{f \cdot M} S_{oi} \right)} \quad (4.37)$$

ที่ S_{si} คือระดับกำลังสัญญาณของผู้ใช้งาน i ภายในเซลล์ มีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_{si} , S_{oi} คือระดับกำลังสัญญาณของผู้ใช้งาน i ภายนอกเซลล์มีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_{oi} , W คือแบนด์วิทของระบบ, R_b คืออัตราการส่งบิตข้อมูล และ N_0 คือความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณรบกวน เมื่อกำหนดให้ I เป็นผลบวกตัวแปรสุ่มของระดับกำลังสัญญาณการแทรกสอดรวม จะได้ค่าเฉลี่ยและความแปรปรวน

$$E[I] = \sum_{i=1}^M E[S_{si}] + \sum_{i=1}^{f \cdot M} E[S_{oi}] \quad (4.38)$$

$$Var(I) = \sum_{i=1}^M Var(S_{si}) + \sum_{i=1}^{f \cdot M} Var(S_{oi}) \quad (4.39)$$

เมื่อ I เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล I' ซึ่งมีค่าเฉลี่ยและความแปรปรวน

$$E[I'] = e^{m_N + \frac{1}{2}\sigma_N^2} \quad (4.40)$$

$$Var(I') = e^{2m_N + \sigma_N^2} (e^{\sigma_N^2} - 1) \quad (4.41)$$

ประยุกต์ใช้วิธีการ Wilkison โดยพิจารณาค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่น G_r และค่าเฉลี่ยการเกิดขึ้นของสัญญาณเสียงพูด \bar{v} เพื่อหาค่าเฉลี่ยและความแปรปรวน I จะได้

$$\begin{aligned} \bar{Mv}G_r e^{\beta m + \frac{1}{2}\beta^2 \sigma_s^2} + f \cdot \bar{Mv}G_r e^{\beta m + \frac{1}{2}\beta^2 \sigma_s^2} \\ = e^{m_N + \frac{1}{2}\sigma_N^2} \end{aligned} \quad (4.42)$$

$$\begin{aligned} \bar{Mv}G_r \xi e^{2\beta m + \beta^2 \sigma_s^2} (e^{\beta^2 \sigma_s^2} - 1) + f \cdot \bar{Mv}G_r \xi e^{2\beta m + \beta^2 \sigma_o^2} (e^{\beta^2 \sigma_o^2} - 1) \\ = e^{2m_N + \sigma_N^2} (e^{\sigma_N^2} - 1) \end{aligned} \quad (4.43)$$

แก้สมการหาค่า m_N และ σ_N^2 ได้

$$\sigma_N^2 = \ln \left[\frac{\xi e^{\beta^2 \sigma_s^2} (e^{\beta^2 \sigma_s^2} - 1) + f \xi e^{\beta^2 \sigma_o^2} (e^{\beta^2 \sigma_o^2} - 1)}{\bar{Mv}G_r (e^{\frac{1}{2}\beta^2 \sigma_s^2} + f e^{\frac{1}{2}\beta^2 \sigma_o^2})^2} + 1 \right] \quad (4.44)$$

$$m_N = \ln \bar{Mv}G_r + \beta m + \ln(e^{\frac{1}{2}\beta^2 \sigma_s^2} + f e^{\frac{1}{2}\beta^2 \sigma_o^2}) - \frac{1}{2} \sigma_N^2 \quad (4.45)$$

อัตราความผิดพลาดบิตภายใต้การประมาณแบบเกาส์เซียน คือ

$$P_e = Q\left(\sqrt{2 \frac{E_b}{I}}\right) \quad (4.46)$$

เมื่อพิจารณาสัญญาณที่รับได้เป็นตัวแปรสุ่มแบบลิอิกนอร์มอล ที่เกิดความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง อัตราส่วน E_b/I สามารถประมาณเป็นตัวแปรสุ่มลิอิกนอร์มอลได้

$$P_e = Q(e^\gamma) \quad (4.47)$$

เมื่อ γ เป็นตัวแปรสุ่มเกาส์เซียน โดยที่

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{I} &= \frac{S_{so}/R_b}{N_o + \frac{1}{W} \left(\sum_{i=1}^M S_{si} + \sum_{i=1}^{fM} S_{oi} \right)} \\ &= \frac{S_{so}/R_b}{N_o + \frac{1}{W} I} \end{aligned} \quad (4.48)$$

สมการที่ (4.48) ประมาณได้เป็น

$$\frac{E_b}{I} = \frac{W}{R_b} \frac{S_{so}}{I} \quad (4.49)$$

เมื่อ S_{so} คือ ระดับกำลังสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานที่พิจารณา ในหน่วย วัตต์ และเป็นตัวแปรสุ่ม ล็อกนอร์มอล สามารถเขียนได้

$$S_{so} = 10^{\frac{x}{10}} = e^{\beta x} \quad (4.50)$$

ที่ x เป็นระดับกำลังสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้งานที่พิจารณา ในหน่วย เดซิเบล และเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และความแปรปรวน σ_x และเมื่อสัญญาณการแทรกสอด I เป็นตัวแปรสุ่มแบบล็อกนอร์มอล เขียนได้เป็น

$$I = e^z \quad (4.51)$$

ซึ่ง z เป็นตัวแปรสุ่มเกาส์เซียน มีค่าเฉลี่ย m_N และความแปรปรวน σ_N

$$\begin{aligned} P_e &= Q\left(\sqrt{2\frac{E_b}{I}}\right) = Q\left(\sqrt{2\frac{W}{R_b}\frac{S_{so}}{I}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{2\frac{W}{R_b}\frac{e^{\beta x}}{e^z}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{2\frac{W}{R_b}e^{\beta x - z}}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{e^{\ln 2\frac{W}{R_b} + \beta x - z}}\right) \\ &= Q\left(e^{\ln 2\frac{W}{R_b} + \beta x - z}\right) \end{aligned} \quad (4.52)$$

เปรียบเทียบสมการที่ (4.47) กับ (4.52) จะได้ว่าค่าของ γ คือ

$$\gamma = \frac{1}{2} \left(\ln 2 \frac{W}{R_b} + \beta x - z \right) \quad (4.53)$$

สามารถหาค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนได้ คือ

$$m_\gamma = \frac{1}{2} \left(\ln 2 \frac{W}{R_b} - m_N \right) \quad (4.54)$$

$$\sigma_\gamma^2 = \frac{1}{4} (\beta^2 \sigma_s^2 + \sigma_N^2) \quad (4.55)$$

ความน่าจะเป็นความผิดพลาดบิต (BER) สามารถประมาณได้เป็น

$$\overline{P_e} \approx \frac{2}{3} Q(e^{m_\gamma}) + \frac{1}{6} Q(e^{m_\gamma + \sqrt{3}\sigma_\gamma}) + \frac{1}{6} Q(e^{m_\gamma - \sqrt{3}\sigma_\gamma}) \quad (4.56)$$

บทที่ 5

การวิเคราะห์และแสดงผลลัพธ์เชิงเลข

5.1 บทนำ

การวิเคราะห์และแสดงผลลัพธ์เชิงเลขของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนที่หนึ่งเป็นการวิเคราะห์ค่าความจุเออร์แลงของระบบ และส่วนที่สองเป็นการวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ อ้างอิงมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ IS-95 สำหรับการวิเคราะห์ค่าความจุเออร์แลงของระบบ ศึกษาผลกระทบเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง ที่เป็นผลให้ความจุของระบบลดลง ความจุของระบบเพิ่มขึ้นเมื่อระบบประยุกต์ใช้งานสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ โดยการนำค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่สถานีฐานในทิศทางของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นภายในเซลล์มาพิจารณา เพื่อลดระดับสัญญาณแทรกสอดภายในเซลล์เป็นการเพิ่มความจุให้กับระบบ ซึ่งการวิเคราะห์ใช้วิธีการประมาณแบบเกาส์เซียนและลิกนอร์มอล พารามิเตอร์ MIP Shape Factor ถูกนำมาวิเคราะห์ร่วมในระบบ ค่าความจุที่เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับจำนวนอิลีเมนต์ของสายอากาศ

สำหรับการวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเชิงสถิติ ศึกษาผลกระทบเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังเช่นเดียวกัน ซึ่งเป็นผลให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น และอัตราความผิดพลาดบิตลดลงเมื่อระบบประยุกต์ใช้งานสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์

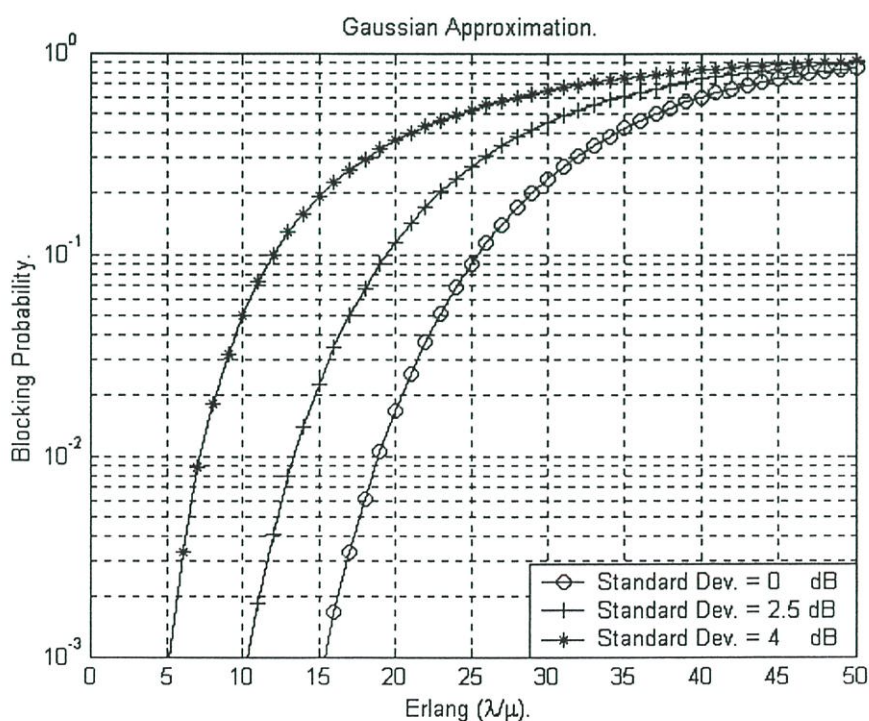
ตารางที่ 5.1 แสดงพารามิเตอร์ระบบที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้งาน
W	1.2288 MHz
R_b	9.6 Kbps
m	7 dB
\bar{v}	0.4
η	0.1
f	0.55

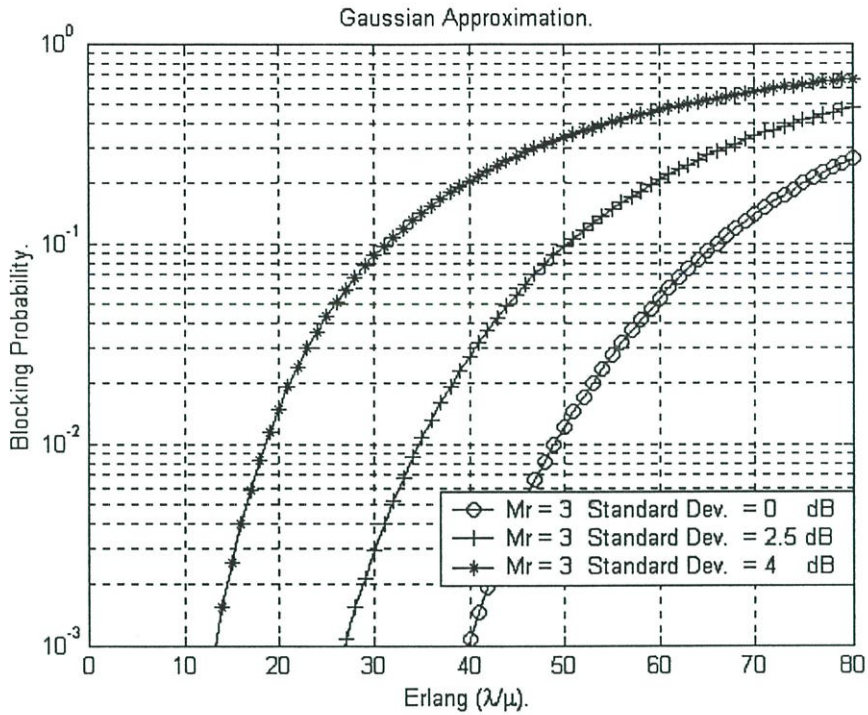
5.2 การวิเคราะห์ความจุเออร์แลง

5.2.1 อิทธิพลเนื่องจากความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง

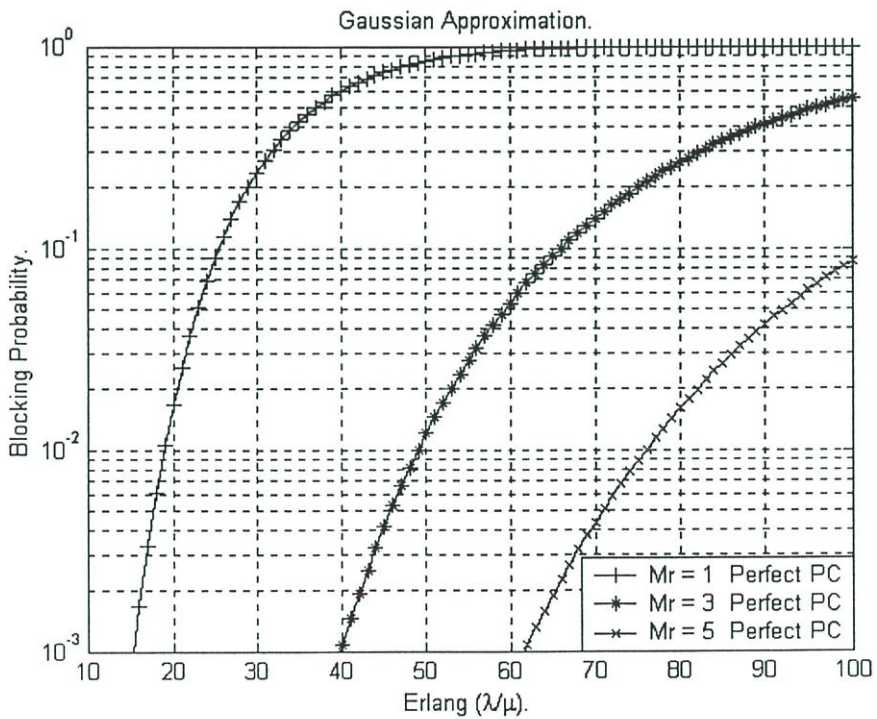
- โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียนและพารามิเตอร์ระบบ ที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ หากกำหนดให้ $\xi = 2$ และพิจารณาผลลัพธ์เชิงเลขที่อัตราความน่าจะเป็นการติดขัดเท่ากับ 1% (10^{-2}) จากรูปที่ 5.1 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขการเปลี่ยนแปลงค่าความจุเออร์แลง ในกรณีระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์คือค่า $\sigma = 0$ dB จะมีค่าความจุเท่ากับ 18 เออร์แลง เมื่อค่า $\sigma = 2.5, 4$ dB ซึ่งหมายความว่ามีความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้น เป็นผลให้ความจุของระบบลดลงมีค่าเท่ากับ 13, 7 เออร์แลง ตามลำดับ เมื่อระบบประยุกต์ใช้งานสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ เป็นผลให้ค่าความจุเออร์แลงของระบบเพิ่มขึ้นแสดงดังรูปที่ 5.2 เมื่อจำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศ $M_r = 3$ กรณีระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ $\sigma = 0$ dB จะได้ค่าความจุเป็น 49 เออร์แลง และที่ $\sigma = 2.5, 4$ dB จะได้ค่าความจุเป็น 35, 18 เออร์แลง ตามลำดับ ผลลัพธ์เชิงเลขรูปที่ 5.3 แสดงค่าความจุเออร์แลงที่เพิ่มขึ้น เป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ กรณีระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ ที่จำนวนอีลีเมนต์ $M_r = 3, 5$



รูปที่ 5.1 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB

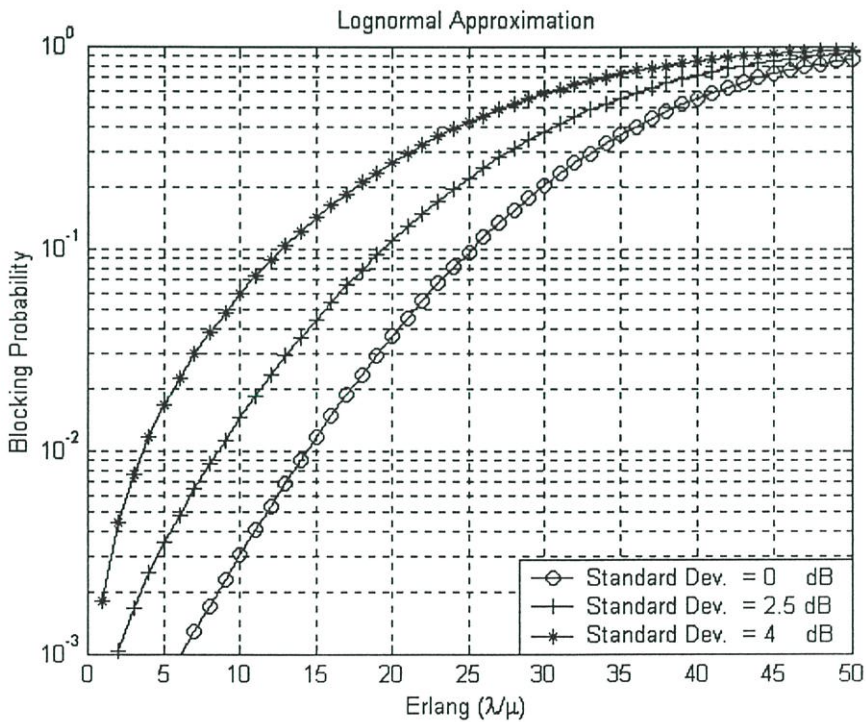


รูปที่ 5.2 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB มีจำนวนอิตาลีเมนทสายอากาศ $M_r = 3$

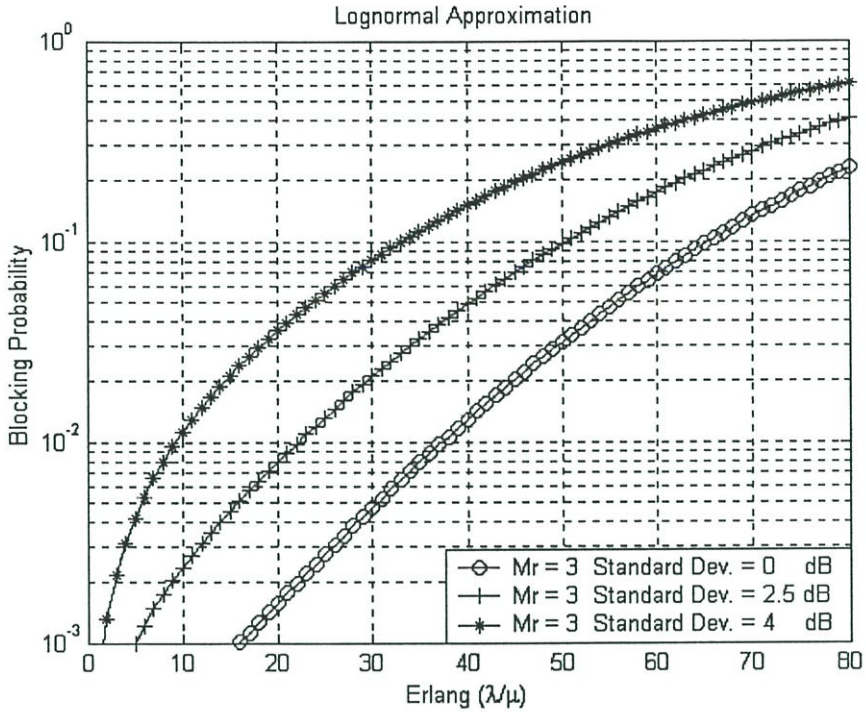


รูปที่ 5.3 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0$ dB มีจำนวนอิตาลีเมนทสายอากาศ $M_r = 3, 5$

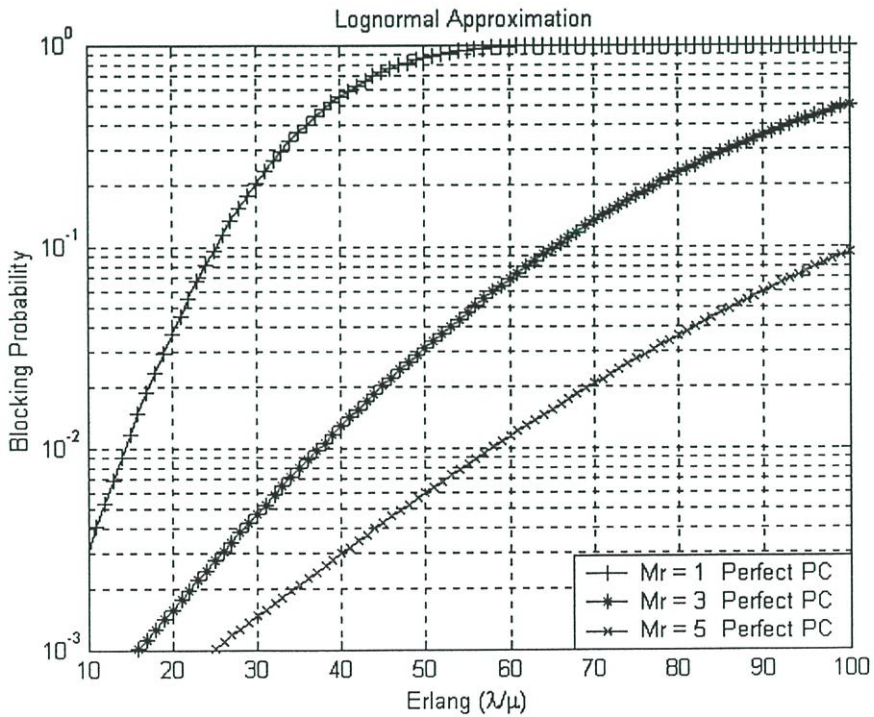
- โดยวิธีการประมาณแบบล็อกนอร์มอลและพารามิเตอร์ระบบ หากกำหนดให้ $\xi = 2$ และพิจารณาผลลัพธ์เชิงเลขที่อัตราความน่าจะเป็นการติดขัดเท่ากับ 1% (10^{-2}) จากรูปที่ 5.4 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขการเปลี่ยนแปลงค่าความจุเออร์แลง กรณีระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ คือค่า $\sigma = 0$ dB จะมีค่าความจุเท่ากับ 14 เออร์แลง เมื่อมีความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นที่ค่า $\sigma = 2.5, 4$ dB เป็นผลให้ความจุของระบบลดลงเป็น 8, 4 เออร์แลง ตามลำดับ ดังนั้นหากปรับปรุงความจุของระบบด้วยสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ เป็นผลให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้นผลลัพธ์เชิงเลขแสดงดังรูปที่ 5.5 เมื่อจำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศ $M_r = 3$ กรณีระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ $\sigma = 0$ dB จะได้ค่าความจุเป็น 38 เออร์แลง และที่ $\sigma = 2.5, 4$ dB จะได้ค่าความจุเป็น 22, 9 เออร์แลง ตามลำดับ ผลลัพธ์เชิงเลขรูปที่ 5.6 แสดงค่าความจุเออร์แลงที่เพิ่มขึ้น เป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ กรณีระบบมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ ที่จำนวนอีลีเมนต์ $M_r = 3, 5$



รูปที่ 5.4 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบล็อกนอร์มอล ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB



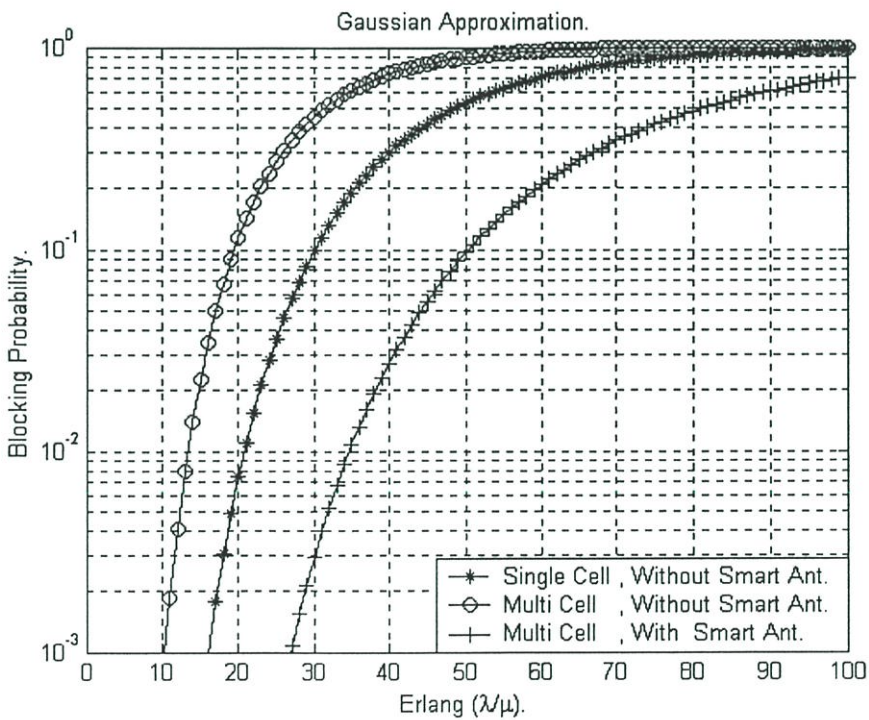
รูปที่ 5.5 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบล็อกนอร์มอล ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0, 2.5$ และ 4 dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3$



รูปที่ 5.6 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบล็อกนอร์มอล ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 0$ dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3, 5$

5.2.2 อิทธิพลเนื่องจากสัญญาณแทรกสอด

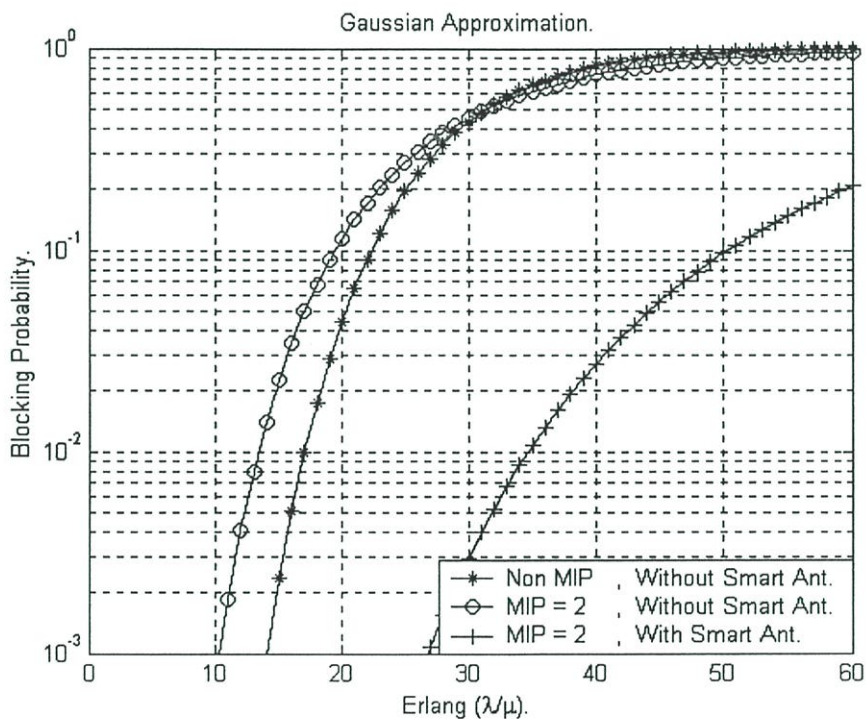
โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียนและพารามิเตอร์ระบบ หากกำหนดให้ $\xi = 2$ พิจารณาผลลัพธ์เชิงเลขที่อัตราความน่าจะเป็นการติดขัดเท่ากับ 1% (10^{-2}) และเมื่อพิจารณาค่าความจุของระบบแบบเซลล์เดี่ยว (Single Cell) กรณีไม่มีสัญญาณการแทรกสอดจากเซลล์ภายนอก หรือไม่มีแฟคเตอร์ $(1+f)$ ในสมการของการวิเคราะห์ เกิดความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง ที่ $\sigma = 2.5$ dB ผลลัพธ์เชิงเลขแสดงดังรูปที่ 5.7 จะมีค่าความจุเท่ากับ 21 เอร์แลง และหากพิจารณาระบบแบบหลายเซลล์ (Multi Cell) สมการของการวิเคราะห์รวมแฟคเตอร์ $(1+f)$ ระดับสัญญาณการแทรกสอดเป็นผลให้ค่าความจุลดลงมีค่าเป็น 14 เอร์แลง และปรับปรุงความจุของระบบด้วยสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ ที่จำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศ $M_r = 3$ จะได้ค่าความจุของระบบเพิ่มขึ้นเป็น 35 เอร์แลง



รูปที่ 5.7 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเอร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 2.5$ dB กรณีพิจารณาระบบแบบเซลล์เดี่ยว และแบบหลายเซลล์

5.2.3 ผลของ MIP Shape Factor ที่มีต่อความจุระบบ

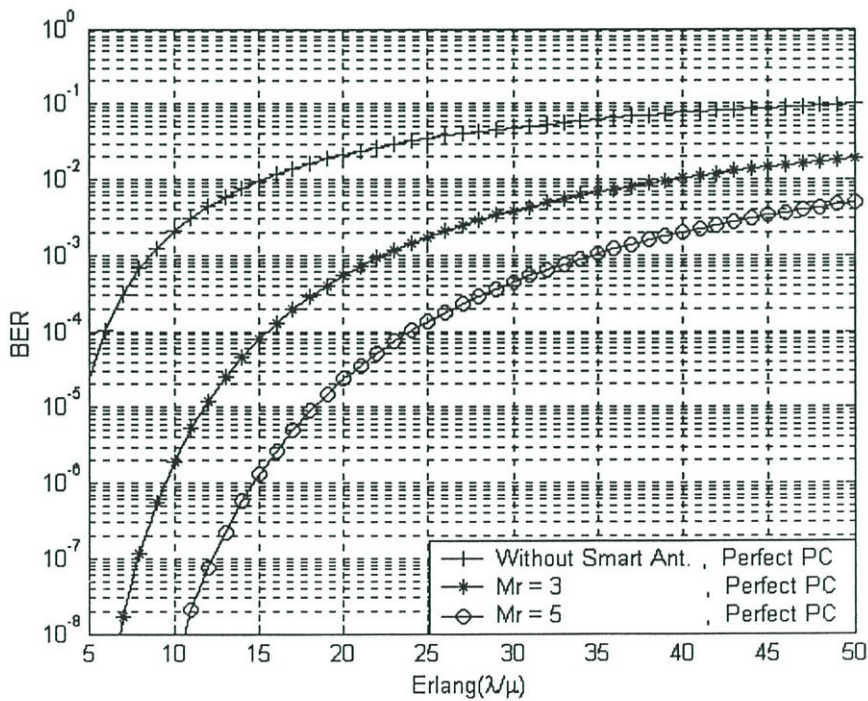
โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียนและพารามิเตอร์ระบบ เมื่อพิจารณาพารามิเตอร์ MIP Shape Factor ที่มีผลต่อความจุระบบ รูปที่ 5.8 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 2.5$ dB กรณี MIP Shape Factor ไม่เกิดขึ้นในระบบ จะได้ค่าความจุของระบบเท่ากับ 18 เออร์แลง และเมื่อ $\xi = 2$ ปรากฏในระบบเป็นผลให้ความจุของระบบลดลงเป็น 13 เออร์แลง หากปรับปรุงความจุระบบด้วยสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ ที่จำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศ $M_r = 3$ จะได้ความจุของระบบเพิ่มขึ้นเป็น 35 เออร์แลง



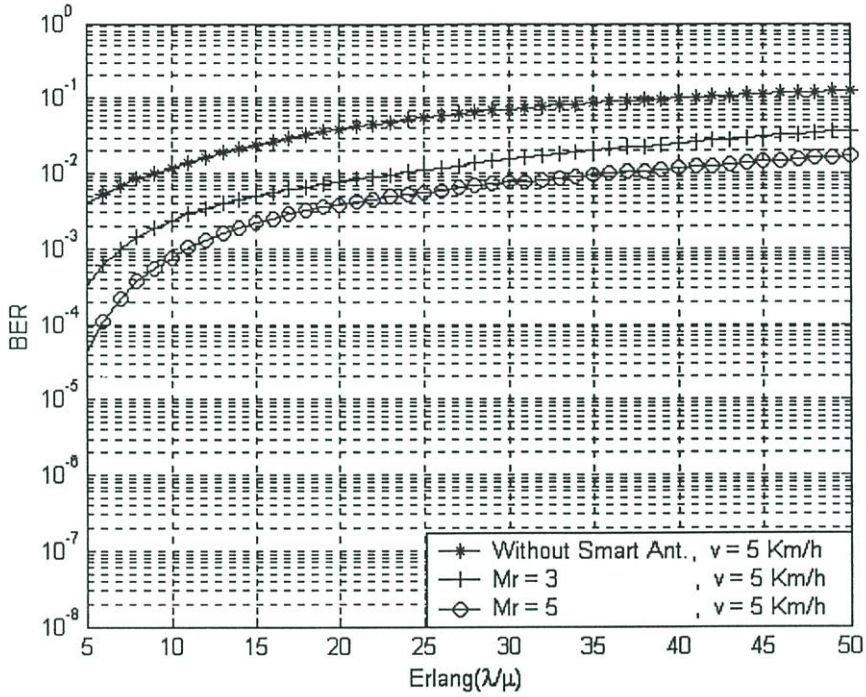
รูปที่ 5.8 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าความจุเออร์แลง โดยวิธีการประมาณแบบเกาส์เซียน ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma = 2.5$ dB กรณีพิจารณา MIP Shape Factor

5.3 การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิต

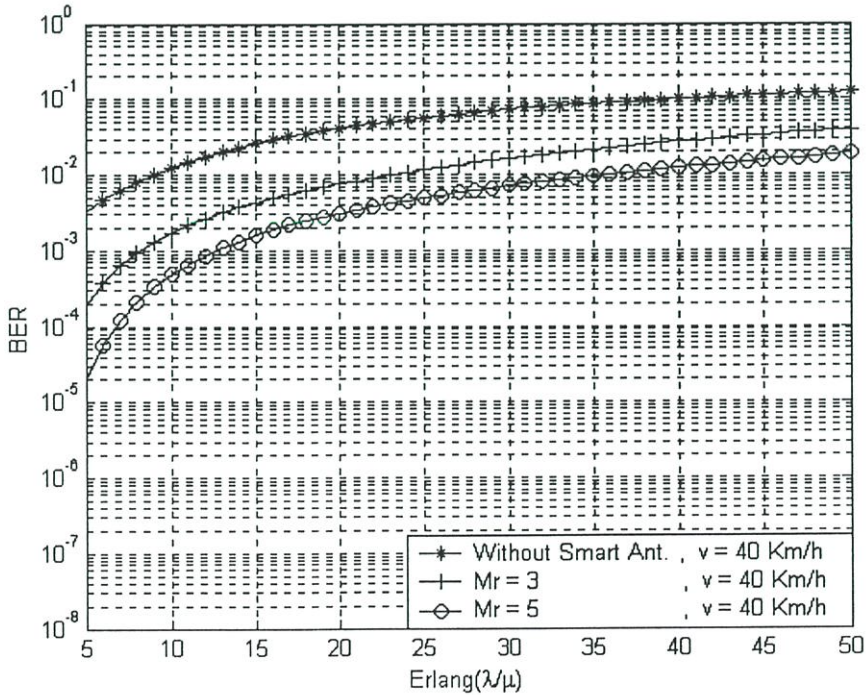
จากพารามิเตอร์ระบบที่ใช้สำหรับการวิเคราะห์ และ $\xi = 2$ รูปที่ 5.9 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง กรณีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ $\sigma_s = \sigma_o = 0$ dB เมื่อระบบประยุกต์ใช้งานสายอากาศ Smart แบบ LES อาร์เรย์ เป็นผลให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลงเป็นสัดส่วนผกผันกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ หากเกิดความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังเป็นผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 5.10 และรูปที่ 5.11 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็วโทรศัพท์เคลื่อนที่ 5 Km/h ($\sigma_s = 0.35$, $\sigma_o = 4.90$ dB) และความเร็วโทรศัพท์เคลื่อนที่ 40 Km/h ($\sigma_s = 2.20$, $\sigma_o = 3.41$ dB) ตามลำดับ รูปที่ 5.12 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง กรณีพิจารณา MIP Shape Factor ที่มีผลต่อระบบ



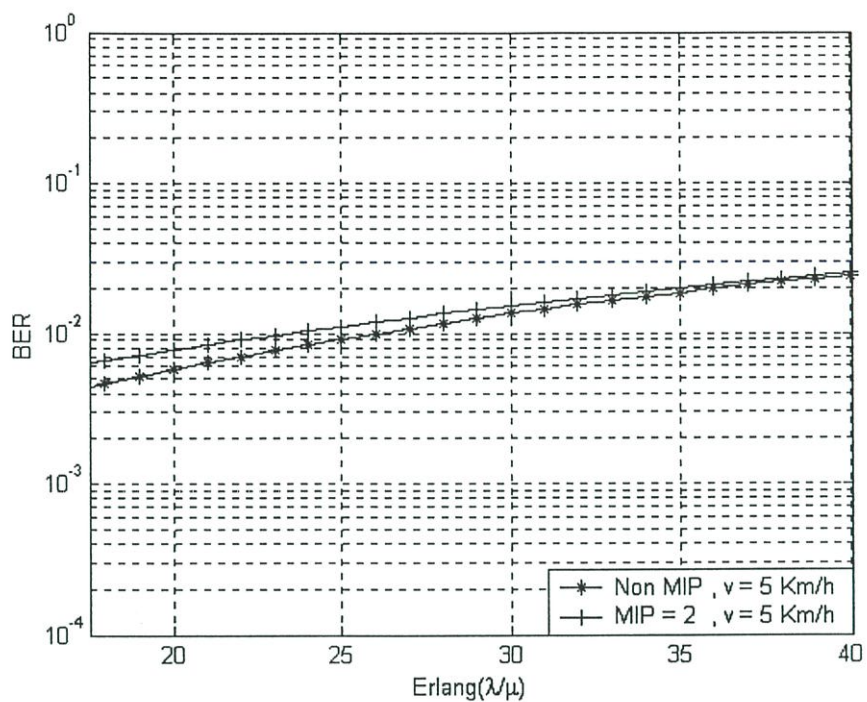
รูปที่ 5.9 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma_s = \sigma_o = 0$ dB มีจำนวนอีลีเมนต์สายอากาศ $M_r = 3, 5$



รูปที่ 5.10 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็ว
โทรศัพท์เคลื่อนที่ 5 Km/h ($\sigma_s = 0.35$, $\sigma_o = 4.90$ dB)



รูปที่ 5.11 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็ว
โทรศัพท์เคลื่อนที่ 40 Km/h ($\sigma_s = 2.20$, $\sigma_o = 3.41$ dB)



รูปที่ 5.12 แสดงผลลัพธ์เชิงเลขค่าอัตราความผิดพลาดบิตและความจุเออร์แลง ที่ความเร็ว
โทรศัพท์เคลื่อนที่ 5 Km/h กรณีพิจารณา MIP Shape Factor

บทที่ 6

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการวิเคราะห์ค่าความจุเออร์แลงและอัตราความผิดพลาดบิตของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ซีดีเอ็มเอ ที่มีความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นในระบบ และศึกษาผลกระทบจากช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง โดยการนำพารามิเตอร์ MIP Shape Factor มาวิเคราะห์พร้อม และปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบด้วยการประยุกต์ใช้งานสายอากาศสมาร์ท แบบ LES อาร์เรย์ โดยการนำค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่สถานีฐานในทิศทางของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นภายในเซลมาวิเคราะห์ร่วม สามารถสรุปได้ว่า

- ความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง ซึ่งอยู่ในรูปของค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน เมื่อค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานเพิ่มขึ้น หมายความว่า มีความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นในระบบ เป็นผลให้ความจุเออร์แลงของระบบลดลง และเป็นผลให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น หากไม่มีความผิดพลาดในการควบคุมกำลังเกิดขึ้นในระบบ หรือระบบมีความสมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง ค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐานจะมีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งขณะนั้นจะได้ค่าความจุเออร์แลงของระบบสูงสุด และอัตราความผิดพลาดบิตของระบบต่ำสุด ระบบที่เกิดความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลัง เมื่อประยุกต์ใช้งานสายอากาศสมาร์ท จะได้ค่าความจุเออร์แลงเพิ่มขึ้น และอัตราความผิดพลาดบิตลดลง

- อิทธิพลจากระดับสัญญาณแทรกสอด เมื่อพิจารณาระบบแบบเซลเดียว จะมีค่าความจุเออร์แลงมากกว่าระบบแบบหลายเซล ระดับสัญญาณแทรกสอดเป็นผลให้ความจุของระบบลดลง ซึ่งหากในระบบสามารถลดระดับสัญญาณแทรกสอดได้มากเท่าไร ก็จะทำให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้น ระบบสายอากาศสมาร์ทสามารถลดระดับสัญญาณแทรกสอดในระบบได้ ให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้น

- พารามิเตอร์ MIP Shape Factor ซึ่งมีค่าสูงสุดเท่ากับสอง และขึ้นอยู่กับจำนวนเส้นทางการแพร่กระจายคลื่นเป็นผลให้ค่าความจุเออร์แลงของระบบลดลง ระบบสายอากาศสมาร์ทสามารถลดผลกระทบจากพารามิเตอร์ MIP Shape Factor ของช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางได้ ให้ความจุของระบบเพิ่มขึ้น และพารามิเตอร์ MIP Shape Factor มีผลกระทบต่ออัตราความผิดพลาดบิตของระบบเพียงเล็กน้อย

- เมื่อจำนวนอีลีเมนต์ของสายอากาศเพิ่มขึ้น จากตารางที่ 4.2 สังเกตได้ว่าค่าเฉลี่ยอัตราขยายรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นที่สถานีฐานในทิศทางของโทรศัพท์เคลื่อนที่เครื่องอื่นภายในเซล

มีค่าลดลง ค่าความจุเออร์แลงของระบบเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนอีดีเมนส์สายอากาศ และอัตราความผิดพลาดบิตของระบบลดลงผกผันกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนอีดีเมนส์สายอากาศ

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ วิเคราะห์ผลการเปลี่ยนแปลงของค่าความจุเออร์แลงที่เพิ่มขึ้นหรือลดลงและอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ ที่ให้บริการเฉพาะเสียงพูดเท่านั้น เมื่อระบบประยุกต์ใช้งานสายอากาศสมาร์ท คุณภาพการให้บริการของระบบ กรณีที่จำนวนผู้ใช้งานคงที่ อัตราความผิดพลาดบิตลดลงซึ่งจะทำให้คุณภาพของสัญญาณเสียงพูดดีขึ้น รูปแบบการให้บริการอื่น เช่น ข้อมูล และภาพ เป็นเรื่องที่สามารถนำมาวิเคราะห์ในระบบต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] A.M. Viterbi, A.J. Viterbi "Erlang Capacity of a Power Controlled CDMA System",
IEEE Journal on Selected Area in Communications, VOL.11, NO.6, August
1993, Pp.892-899.
- [2] S. Omsin, A. Manyanon, C. Kimpan, O. Pin-ngern and S. 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, Pp.433 – 436.
- [3] J. Yu, Y.D. Yao, J. Zhang and A.F. Molisch. "Reverse Link Capacity of Power
Controlled CDMA Systems with Antenna Arrays in a Multipath Fading
Environment", Draft for Global Communication Conference, Mitsubishi Electric
Research Laboratory, FEB 2003, Pp.1-5
- [4] W. Ye, A.M. Haimovich. "Performance of Cellular CDMA with Cell Site Antenna Arrays
Rayleigh Fading and Power Control Error", IEEE Transactions on
Communications, VOL.48, NO.7, July 2000, Pp.1151-1159.
- [5] J.M.R. Jerez, M.R. Garcia and A.D. Estrella. "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 Publishers1999,
Pp.253-256.
- [6] M.B. Pursley. "Performance Evaluation for Phase Coded Spread Spectrum Multiple
Access Communication Part I: System Analysis", IEEE Transactions on
Communications, Vol. COM-25, No. 8, August 1977, Pp.795-799.
- [7] J.M.R. Jerez, M.R. Garcia and A.D. Estrella. "Effects of Multipath Fading on BER
Statistics in Cellular CDMA Networks with Fast Power Control", IEEE
Communications Letters, Vol.4, No.11, November 2000, Pp. 349-351.
- [8] B. Hashem and E. Sousa. "Increasing the DS-SS-CDMA System Reverse Link Capacity
by Equalizing the Performance of Different Velocity Users", Proc. IEEE ICC'98,
Atlanta, Georgia USA 1998, Pp.979-984.

- [9] P. Moungnoul, N. Narongrat, S. Junnapiya and T. Paungma. "Erlang Capacity of a Cellular CDMA System with Imperfect Power Control over a Raleigh Fading Channel", ISGIT 2001, Pp. 195 – 198
- [10] J.S. Lee and L.E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, Boston, Artech House, 1998.
- [11] J.G. Proakis, *Digital Communications*, Boston, McGraw Hill, 2001.
- [12] T.S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, New Jersey, Prentice-Hall Inc., 2002.
- [13] A.M. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [14] T.K. Sarkar, M.C. Wicks, M.S. Palma and R.J. Bonneau, *Smart Antennas*, John Willey & Sons, Inc. 2003.
- [15] M. Evans, N. Hastings and B. Peacock, *Statistical Distributions Third Edition*, John Willey & Sons, Inc. 2003.

ภาคผนวก

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] พัทธ์ แก้วบุญส่ง และ พุศัคดี ชิวสุวิทย์, "สมรรถนะของระบบเซลลูลาร์ CDMA บนช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทางและความไม่สมบูรณ์ในการควบคุมกำลังด้วยสายอากาศ LES อาร์เรย์", วิศวกรรมสาร ม.ช., ฉบับที่ 3 ปีที่ 31 ประจำเดือนกรกฎาคม-กันยายน 2547.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายพิทักษ์ แก้วบุญส่ง
วัน เดือน ปีเกิด	9 พฤษภาคม 2516 ที่จังหวัดพัทลุง
ที่อยู่	26/255 ม.3 ต.มะขามเตี้ย อ.เมือง จ.สุราษฎร์ธานี
ประวัติการศึกษา	2543 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประสบการณ์การทำงาน	
พ.ศ. 2537-2538	ตำแหน่งช่างเทคนิค ประจำศูนย์บริการยะลา บริษัท ที.เอ็น. นิกซ์ดรอพคอมพิวเตอร์(ประเทศไทย) จำกัด
พ.ศ. 2538-2545	ตำแหน่งช่างอิเล็กทรอนิกส์ องค์การสื่อสารมวลชนแห่งประเทศไทย
พ.ศ. 2545-ปัจจุบัน	ตำแหน่งวิศวกร ระดับ 5 ศูนย์วิศวกรรมภาคใต้ อ.ส.ม.ท. จ.สุราษฎร์ธานี องค์การสื่อสารมวลชนแห่งประเทศไทย