การวิเคราะห์ความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของไดเร็คซีเควนซ์ซีดีเอ็มเอบนระบบ ดาวเทียมวงโคจรต่ำ ในช่องสัญญาณการจางหายแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล

BIT ERROR PROBABILITY ANALYSIS OF DS-CDMA-BASED LEO SATELLITE SYSTEM IN A RICE-LOGNORMAL FADING CHANNEL

สมัชชา เลาะฟ้อ

SMACHA LOHFAW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-806-4

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์ความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของไดเร็คซีเควนซีดีเอ็มเอบนระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ ในช่องสัญญาณการจางหายแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล

BIT ERROR PROBABILITY ANALYSIS OF DS-CDMA-BASED LEO SATELLITE SYSTEM IN A RICE-LOGNORMAL FADING CHANNEL

T048950

สมัชชา เลาะฟอ

SMACHA LOHFAW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-806-4

เลขหมู่..........
เลขทะเบียน 48950
วัน, เดือน, ปี 13 มี.ค. 2547

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

BIT ERROR PROBABILITY ANALYSIS OF DS-CDMA-BASED LEO SATELLITE SYSTEM IN A RICE-LOGNORMAL FADING CHANNEL

SMACHA LOHFAW

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2003

ISBN 974-324-806-4

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์ความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของไดเร็คซีเควนซีดีเอ็มเอ บนระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ ในช่องสัญญาณการจางหายแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล

BIT ERROR PROBABILITY ANALYSIS OF DS-CDMA-BASED LEO SATELLITE SYSTEM IN A RICE-LOGNORMAL FADING CHANNEL

ชื่อนักศึกษา นายสมัชชา เลาะฟอ

รหัสประจำตัว 43061054

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สุวิพล สิทธิชีวภาค

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		**ลายมือชื่อ**
รศ.ดร.ปัญญา	ฐิติมัชฌิมา	
ดร.พิเชฐ	ม่วงนวล	
ผศ.เกรียงไกร	วงศ์โรจนภรณ์	
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวภาค	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 3 ตุลาคม 2546 เวลา 10.30-12.30 น. เป็นต้นไป

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

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อัตชู)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่......10.......**เดือน**...ตุลาคม.........**พ.ศ**...2546...

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของไดเร็คซีเควนซีดีเอ็มเอบนระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ ในช่องสัญญาณการจางหายแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล
นักศึกษา	นายสมัชชา เลาะฟอ
รหัสประจำตัว	43061054
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้คุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร. สุวิพล สิทธิชีวภาค

บทคัดย่อ

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เสนอการวิเคราะห์สมรรถนะในรูปแบบของค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบไดเร็คซีเควนซีดีเอ็มเอ ผ่านดาวเทียมวงโคจรต่ำ บนช่องสัญญาณดาวเทียมแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล ซึ่งในการวิเคราะห์จะใช้ดาวเทียมวงโคจรต่ำแบบหลายสปอตบีม และใช้เครื่องรับแบบคอรีเลเตอร์ ที่นำเอาเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางวิถีและการรวมสัญญาณอัตราส่วนสูงสุด มาช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ โดยมีเงื่อนไขว่าเครื่องรับสัญญาณจะต้องอยู่ในตำแหน่งที่สามารถมองเห็นดาวเทียมที่จะทำไดเวอร์ซิตีได้ทุกดวง จากการวิเคราะห์แสดงให้เห็นถึงการใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถี มาช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ ซึ่งเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงมุมเงยในการรับสัญญาณ และการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม นอกจากนั้นยังพิจารณาถึงผลกระทบของความไม่เท่ากันของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีซึ่งมีผลทำให้สมรรถนะของระบบเปลี่ยนแปลงไป

Thesis Title	Bit Error Pobability Analysis of DS-CDMA-Based LEO Satellite System in a Rice-Lognormal Fading Channel
Student	Mr.Smacha Lohfaw
Student ID.	43061054
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Suvepon Sittichivapak

ABSTRACT

This thesis proposes the performance analysis Bit Error Probability (BEP) of Direct Sequence – Code Division Multiple Access (DS-CDMA) which has a Rice-Lognormal fading channel and transmitted through Low Earth Orbit satellite (LEO). The analysis use correlator receiver is based on path diversity and maximal ratio combining which the objective is, to improve the performance of the system. The condition is that the satellite is multispotbeam and users must locate in the line of sight with all satellites. The result show the improvement by diversity technique which effected by elevation angle, variation in number of users per spotbeam. Moreover we also consider the affect of nonidentical diversity paths which decreases the performance of the system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จด้วยดี ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร. สุวิพล สิทธิชีวภาค และ ผศ.เกรียงไกร วงศ์โรจนภรณ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่กรุณาให้แนวความคิดและคำปรึกษาในการทำวิจัย ตลอดจนแนวทางในการแก้ปัญหาในการวิจัยและการศึกษาต่างๆ จนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงอย่างดี ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงจากใจจริง

ขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ ซึ่งเป็นพื้นฐานแนวความคิดในการทำวิจัยและวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณ คุณพ่อ คุณแม่ และครอบครัว ที่คอยให้ความรัก ให้กำลังใจ และการสนับสนุนในการศึกษาต่างๆ

ขอขอบคุณ IEEE และ IEICE ที่เป็นแหล่งข้อมูลและวิชาความรู้ แนวทางในการค้นคว้าและทำวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณพี่โอ๋ (DTAC) พี่ธเนศ (Hutch) พี่ชาย (Seagate) พี่โต๋ พี่ก้อง (MUT) พี่ปู (MUT) พี่เป้ (MUT) พี่ตุ่ย พี่โยเย พี่เปี๊ยก ป๊อป ปอม ต้อ ไพร ต่อ วสันต์ ซี มนัส อำนาจ สมคิด ติ๊ก บิ๋ว น้องยา และเพื่อน ๆ น้องๆ ในห้อง T-304 ที่คอยแนะนำเป็นกำลังใจและคอยช่วยเหลือให้คำปรึกษามาตลอด

คุณค่า และประโยชน์ใดๆ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ คุณพ่อ คุณแม่ ครู อาจารย์ ทุกท่าน ด้วยความเคารพยิ่ง

สมัชชา เลาะฟอ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 สมมติฐาน	2
1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 กล่าวนำ	4
2.2 ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียมวงโคจรต่ำ	4
2.3 คุณสมบัติของช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม	9
2.3.1 สภาวะแวดล้อมในช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม	10
2.3.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม	12
2.3.1.1 แบบจำลองช่องสัญญาณของลู	12
2.3.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณไรซ์-ล็อกนอร์มอล	13
2.3.1.3 แบบจำลองช่องสัญญาณของอาลี	14
2.4 หลักการพื้นฐานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	15
2.5 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง	18
บทที่ 3 วิเคราะห์สมรรถนะของระบบ	23
3.1 แบบจำลองของระบบ	23
3.1.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง	24

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.1.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ 25

3.1.3 แบบจำลองของเครื่องรับ 27

3.2 การวิเคราะห์อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 32

3.3 การวิเคราะห์ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาด 35

3.3.1 กรณีที่คุณสมบัติของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าไม่เท่ากัน 36

3.3.2 กรณีที่คุณสมบัติของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าเท่ากัน 39

บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ 42

4.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่ไม่มีการทำไดเวอร์ซิตี 42

4.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่มีการทำไดเวอร์ซิตี 43

4.2.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าเท่ากัน 44

4.2.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าไม่เท่ากัน 51

บทที่ 5 บทสรุป 58

เอกสารอ้างอิง 60

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์ 62

ประวัติผู้เขียน 63

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 ค่าของพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ 27

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 วงโคจรของดาวเทียมในระดับต่างๆ 5

2.2 พื้นที่ครอบคลุมของดาวเทียมวงโคจรต่ำ 7

2.3 สภาวะการแพร่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม 10

2.4 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ 16

2.5 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ 18

2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS 18

2.7 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS ที่ถูกดัดแปลง 19

2.8 การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา 20

2.9 เครื่องรับสัญญาณ DS-SS 20

3.1 แบบจำลองของระบบ 23

3.2 แบบจำลองของเครื่องส่ง DS-CDMA ของผู้ใช้คนที่ k ที่เราพิจารณา 24

3.3 แบบจำลองของสัญญาณดาวเทียมไรซ์-ล็อกนอร์มอล 25

3.4 แบบจำลองของเครื่องรับ DS-CDMA ของผู้ใช้คนที่ 1 ที่เราพิจารณา โดยใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถี 29

4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี(L) เป็น 1, จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ (a) ที่แตกต่างกัน 42

4.2 แบบจำลองการรับสัญญาณด้วยวิธีไดเวอร์ซิตีทางวิถี 43

4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี(L) เป็น 2, จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ (a) ที่แตกต่างกัน 44

4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี(L) เป็น 3,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ (a) ที่แตกต่างกัน 45

4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 30°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน 46

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 40°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน 47

4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 50°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน 48

4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 50°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 และ 100 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน 49

4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 50°, $E_b / N_0 = 10$ และ 15 dB และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน 50

4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน, จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 2 โดยแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีมุมเงยในการรับสัญญาณ (a_1, a_2) ที่ค่าต่าง ๆ 51

4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน, จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 3 โดยแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีมุมเงยในการรับสัญญาณ (a_1, a_2, a_3) อยู่ในช่วง $30° - 40°$ 52

4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน, จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 3 โดยแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีมุมเงยในการรับสัญญาณ (a_1, a_2, a_3) อยู่ในช่วง $30° - 50°$ 53

4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง (a_1) เป็น 30° 54

4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) ของระบบ ที่ $E_b / N_0 = 10$ dB และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง (a_1) เป็น 30° 55

4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง (a_1) เป็น 50° 56

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) ของระบบ ที่ $E_b / N_0 = 10$ dB และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง (a_1) เป็น 50° 57

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

การพัฒนาเทคโนโลยีระบบสื่อสาร ถือเป็นหน้าที่หลักของนักวิจัยและวิศวกรสื่อสารในการคิดค้นและนำเอาเทคโนโลยีใหม่ๆ มารองรับความต้องการของผู้ใช้บริการที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ช่องสัญญาณที่ใช้ยังคงเท่าเดิม ซึ่งในระบบสื่อสารส่วนบุคคลผ่านดาวเทียม (Satellite Personal Communication System : S-PCS) [1]-[3] ก็ถือว่าเป็นการนำเอาเทคโนโลยีดาวเทียมมาประยุกต์ใช้รวมกับระบบสื่อสารส่วนบุคคล (PCS) เพื่อเพิ่มขีดความสามารถในการให้บริการของระบบ โดยที่ผู้ใช้บริการสามารถที่จะติดต่อสื่อสารกันได้ไม่ว่าจะเป็นที่ใดๆ ในโลก นอกจากนั้นปัจจัยในการเลือกใช้เทคโนโลยีการเข้าถึงหลายทางก็ถือว่ามีความสำคัญ ต้องขอบคุณเทคโนโลยีการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) [4] ที่สามารถจะรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากขึ้นในขณะที่ยังใช้ช่องสัญญาณเท่าเดิม ด้วยเหตุผลที่ว่าเทคโนโลยี CDMA จะใช้รหัสในการจำแนกผู้ใช้แต่ละคน โดยที่ยังใช้ช่วงเวลาและช่วงความถี่เดียวกัน อย่างไรก็ดีการใช้เทคโนโลยีดาวเทียมวงโคจรต่ำ (Low Earth Orbit : LEO) ในระบบสื่อสารส่วนบุคคลนั้น ก็ดูจะเหมาะสมกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับวงโคจรอื่นๆ เนื่องมาจากผลของระยะทางในการเชื่อมต่อสัญญาณที่น้อยกว่า ซึ่งส่งผลต่อค่าการหน่วงเวลาในการแพร่สัญญาณ (Propagation delay) ตลอดจนการสูญเสียอันเนื่องมากจากการแพร่สัญญาณ (Propagation loss) ที่น้อยกว่า จากปัจจัยที่ดังกล่าวล้วนเป็นผลกระทบจากสิ่งแวดล้อมในช่องสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม (Land Mobile Satellite Channel : LMS Channel) ซึ่งมีผลโดยตรงต่อสมรรถนะของระบบ โดยปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งของช่องสัญญาณดาวเทียมก็คือ การที่เครื่องรับส่งสัญญาณอยู่ในตำแหน่งที่มีมุมเงย (Elevation angle) ในการรับส่งสัญญาณที่ต่ำ ส่งผลให้มีโอกาสในการถูกบดบังช่องสัญญาณ (Shadowing) ที่สูงโดยเฉพาะอย่างยิ่งในบริเวณที่เป็นขอบของพื้นที่ให้บริการของดาวเทียมนั้นๆ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นการศึกษาวิธีการในการลดผลกระทบอันเนื่องมาจากการบดบังช่องสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA ผ่านดาวเทียมวงโคจรต่ำ ด้วยวิธีการไดเวอร์ซิตีทางวิถี (Path diversity) [5]-[6] โดยทำการวิเคราะห์ผลและเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการใช้ไดเวอร์ซิตีทางวิถี ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงตามปัจจัยต่างๆ ของระบบ

1.2 วัตถุประสงค์

เพื่อนำเสนอการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ CDMA ในช่องสัญญาณดาวเทียม ในรูปแบบของค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability : BEP) ด้วยวิธีการรับ

สัญญาณโดยใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถี ทั้งนี้เพื่อชดเชยผลกระทบของการถูกบดบังช่องสัญญาณ (Shadowing) อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงมุมเงย ในการรับสัญญาณจากดาวเทียมวงโคจรต่ำ แสดงผลของการใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถีในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบในรูปแบบของกราฟโดยใช้โปรแกรม MATLAB และเปรียบเทียบถึงผลกระทบอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบ

1.3 สมมติฐาน

วิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็นการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ CDMA ในช่องสัญญาณดาวเทียม โดยแบบจำลองในการวิเคราะห์ที่ใช้เป็นแบบจำลองทางสถิติ (Statistical Model) ซึ่งจะพิจารณาให้อัตราการลดทอนแอมพลิจูดอันเนื่องมาจากการจางหายของช่องสัญญาณ (Channel fading) มีการแจกแจงแบบสุ่ม โดยมีแบบจำลองการแจกแจงเป็นแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล (Rice-lognormal : RLN) [8] ซึ่งแบบจำลองไรซ์-ล็อกนอร์มอลนี้จะเหมาะสำหรับช่องสัญญาณในระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงมุมเงยในการรับสัญญาณจากดาวเทียม ซึ่งส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงโอกาสในการบดบังช่องสัญญาณ โดยที่ตำแหน่งของผู้ใช้บริการ (เครื่องรับสัญญาณ) ที่อยู่ในบริเวณขอบของพื้นที่ให้บริการ หรือเรียกว่าขอบของฟุตพรินต์ (Footprint) ของดาวเทียมที่เราสนใจนั้น จะมีค่ามุมเงยในการรับสัญญาณที่ต่ำส่งผลให้มีโอกาสในการถูกบดบังช่องสัญญาณสูง ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญที่ทำให้ค่า BEP ของระบบสูงขึ้น ส่งผลให้สมรรถนะของระบบต่ำลง

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจากปัญหาของการที่เครื่องรับสัญญาณ ที่อยู่ในบริเวณขอบของพื้นที่ให้บริการของดาวเทียมที่เราสนใจนั้น มีโอกาสในการถูกบดบังช่องสัญญาณที่สูง แต่ในมุมมองกลับกัน ในบริเวณนั้นเองเป็นจุดที่สามารถจะรับสัญญาณได้จากดาวเทียมหลายๆ ดวงได้พร้อมกัน หรือกล่าวได้ว่าเป็นบริเวณที่เกิดจากการซ้อนทับกันของพื้นที่ให้บริการของดาวเทียมที่อยู่ติดกัน [1]-[2] จึงเป็นผลดีที่จะนำเทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถี และการรวมสัญญาณมาใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ ส่งผลให้ระบบที่มีการทำไดเวอร์ซิตีทางวิถีที่ภาครับสัญญาณ มีสมรรถนะดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่มีการทำไดเวอร์ซิตี นอกจากนั้นยังพิจารณาถึงผลกระทบของความไม่เท่ากันของคุณสมบัติช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตี [5] ซึ่งมีผลทำให้สมรรถนะของระบบเปลี่ยนแปลงไป

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

ผู้วิจัยได้ทำการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA ผ่านดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยมุ่งเน้นไปที่การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบโดยวิธีการเชิงเลข (Numerical Analysis) โดยเริ่มจากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวกับภาพรวมของระบบ [1]-[3] งานวิจัยที่เกี่ยวกับแบบจำลองของระบบ [5]-[6] งานวิจัยที่เกี่ยวกับแบบจำลองของช่องสัญญาณ [7]-[11] วิธีการใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถีมาช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ [5] , [6] และ [12] ทฤษฎีและวิธีการในการได้มาของผลวิเคราะห์เชิงเลข [13]-[15] ตลอดจนทิศทางของเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับระบบ รวมถึงตัวอย่างของระบบที่ใช้งานจริง [16] จากนั้นจึงรวบรวมแนวความคิดและทฤษฎีจากงานวิจัยทั้งหมดมาประยุกต์ใช้ในการวิเคราะห์ภายใต้เงื่อนไขที่ผู้วิจัยสนใจ

ในขั้นตอนต่อมาเป็นการนำผลการวิเคราะห์เชิงเลขที่ได้ มาพล็อตเป็นกราฟโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อตรวจสอบสมมติฐานและเปรียบเทียบวิธีการที่ผู้วิจัยนำเสนอในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ

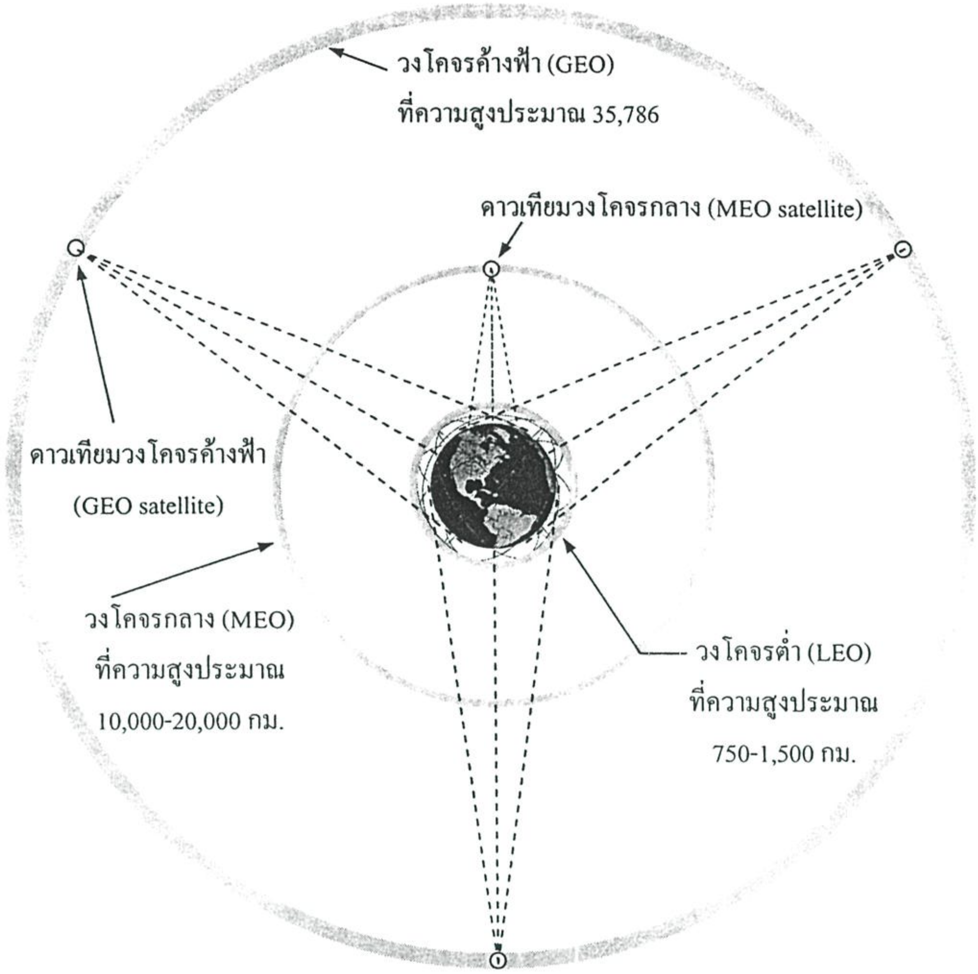
บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 กล่าวนำ

สาเหตุสำคัญที่มีการใช้และพัฒนาเทคโนโลยีดาวเทียม ก็คือเพื่อนำดาวเทียมไปใช้ประโยชน์ในหลายๆ ด้าน เช่นใช้ในการพยากรณ์อากาศ, การสำรวจ, การทหาร, และเพื่อการสื่อสาร โดยเฉพาะเมื่อความต้องการของผู้ใช้บริการในด้านการสื่อสารเพิ่มขึ้น ตลอดจนมีการพัฒนาเทคโนโลยีดาวเทียมอยู่ตลอดเวลา จึงได้มีการพัฒนาระบบดาวเทียม จากดาวเทียมวงโคจรค้างฟ้า (Geostationary Orbit : GEO) ไปสู่ระบบดาวเทียมวงโคจรกลาง (Medium Earth Orbit : MEO) ไปสู่ระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ (Low Earth Orbit : LEO) [1]-[3] โดยที่วงโคจรของดาวเทียมถูกทำให้มาใกล้โลกมากขึ้น ทั้งนี้ก็เพื่อการสื่อสารอัตราข้อมูลสูง (high data rate) อีกทั้งค่าใช้จ่ายในการปล่อยดาวเทียมของดาวเทียมวงโคจรต่ำนั้นถูกกว่าเมื่อเทียบกับการปล่อยดาวเทียมวงโคจรค้างฟ้า, ระยะทางของการเชื่อมต่อระหว่างดาวเทียม (Intersatellite Link) ไม่ห่างกันมาก, การหน่วงเวลาเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่น (Propagation delay) ต่ำ ซึ่งขึ้นอยู่กับการประยุกต์ใช้งานในแต่ละระบบ

2.2 ระบบสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียมวงโคจรต่ำ

สำหรับในระบบสื่อสารข้อมูลส่วนบุคคล (Personal Communication System : PCS) การประยุกต์ใช้ดาวเทียมวงโคจรต่ำดูจะเหมาะสมว่าเมื่อเปรียบเทียบกับดาวเทียมวงโคจรค้างฟ้า เนื่องจากผลกระทบต่างๆ ของระบบ เช่นในระบบดาวเทียมวงโคจรค้างฟ้า มีระยะทางในการเชื่อมต่อที่มากกว่า ส่งผลให้มีค่าหน่วงเวลา (τ) เนื่องจากการแพร่กระจายคลื่นมากกว่า ซึ่งมีผลต่อปัญหาของการเกิดเสียงก้อง (Echo) ในขณะสนทนากัน แต่ก็สามารถชดเชยผลกระทบดังกล่าวได้โดยการใช้วงจรลดสัญญาณก้อง (Echo-suppresser circuit) แต่ในกรณีที่มีการส่งที่อัตราข้อมูลสูง ๆ ผลของการหน่วงเวลานี้จะทำให้เกิดการผิดพลาดข้อมูล ดังนั้นจึงต้องใช้เทคนิคของการแก้ไขความผิดพลาด (Error-correction) มาช่วยในการลดความผิดพลาดของข้อมูล นอกจากนั้นการที่ระบบดาวเทียมวงโคจรค้างฟ้า มีระยะทางในการเชื่อมต่อที่มากกว่า ส่งผลให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการแพร่กระจายคลื่น (Propagation loss) ที่มากกว่า ทำให้เครื่องส่งโดยเฉพาะเครื่องลูกข่าย (Mobile Unit) จะต้องใช้กำลังในการส่งสัญญาณที่สูงกว่า ส่งผลต่อขนาดของแบตเตอร์รี่ และขนาดของเครื่องลูกข่ายนั่นเอง



รูปที่ 2.1 วงโคจรของดาวเทียมในระดับต่าง ๆ

ในระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ มันเป็นไปไม่ได้ที่จะสามารถให้บริการแก่ผู้ใช้ได้ตลอดเวลา (Real-time service) ด้วยดาวเทียมดวงเดียว เนื่องจากในความเป็นจริงดาวเทียมวงโคจรต่ำหนึ่งดวงจะสามารถให้บริการได้เป็นเวลาสิบนาทีเท่านั้น โดยมีคาบเวลาในการโคจรรอบโลกในหลักร้อยนาที ฉะนั้นเพื่อที่จะสามารถรองรับผู้ใช้บริการได้ตลอดเวลา จึงต้องมีการใช้ดาวเทียมวงโคจรต่ำหลาย ๆ ดวงในระบบ ซึ่งจำนวนของดาวเทียม ก็ขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย เช่น ความสูงของดาวเทียม ตลอดจนมุมเงยของเครื่องรับสัญญาณ (สถานีเกตเวย์ และเครื่องลูกข่าย) ที่ต่ำที่สุดที่จะไม่ทำให้ได้รับผลกระทบของการบดบังช่องสัญญาณซึ่งส่งผลให้ช่องสัญญาณถูกบล็อก

การที่จะทำให้การให้บริการในระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ มีลักษณะคล้ายคลึงกับระบบเซลลูลาร์ภาคพื้นดิน (Terrestrial Cellular System) ก็คือการแบ่งฟุตพรินต์ (Footprint) ของดาวเทียมออกเป็นสปอตบีม (Spotbeam) ซึ่งแต่ละสปอตบีมแทนด้วยเซลล์ 1 เซลล์ โดยพื้นที่ให้บริการในแต่ละสปอตบีม จะขึ้นอยู่กับความสูงของดาวเทียม และขอบเขตจำกัดของขนาดอะเพอร์เจอร์ของ

สายอากาศ (Antenna aperture size) ส่งผลให้เส้นผ่านศูนย์กลางในแต่ละสปอตบีมกว้างเป็นหลักร้อยกิโลเมตร ซึ่งถือว่าใหญ่มากเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเซลลูลาร์ภาคพื้นดิน

นอกจากนั้นสำหรับพื้นที่ในเมือง (Urban area) พื้นที่ให้บริการของระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำอาจจะซ้อนทับกับพื้นที่ให้บริการของระบบเซลลูลาร์ ส่งผลให้เกิดสัญญาณแทรกสอดขึ้นซึ่งกันและกัน แต่ในความเป็นจริงแล้วผู้ออกแบบระบบอาจจะรวมการให้บริการทั้งสองรูปแบบเข้าด้วยกัน ก็คือผู้ใช้บริการที่อยู่ในพื้นที่เมืองอาจจะใช้บริการในระบบเซลลูลาร์ แต่เมื่อผู้ใช้บริการนั้นออกไปอยู่ในพื้นที่ที่การให้บริการระบบเซลลูลาร์ไม่สามารถเข้าถึงได้ เช่นกลางป่าเขา กลางมหาสมุทร ผู้ใช้บริการก็สามารถที่จะร้องขอการให้บริการในระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำได้เช่นกัน

ในรูปที่ 2.1 แสดงถึงพื้นที่ครอบคลุมหรือฟุตพรินต์ของดาวเทียม ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความสูงของดาวเทียม (h_S) และมุมเงย (Elevation angle : a) ที่ต่ำที่สุดของเครื่องรับ [1]-[2]

โดยค่าความหนาแน่นกำลังฟลักซ์ (Power-Flux Density : PFD) ของสายอากาศซึ่งฉายลำคลื่นขนาดกว้างลงบนพื้นโลก มีความสัมพันธ์เป็น

$$\text{PFD} = \frac{G_s P_s}{4\pi R_{slt}} \quad \text{(วัตต์/ตารางเมตร)} \tag{2.1}$$

ฉะนั้นกำลังงานรับสัญญาณ P_r ที่เครื่องรับ มีค่าเป็น

$$\begin{aligned} P_r &= PFD \times A_e \\ &= \frac{G_s P_s}{4\pi R_{slt}} \cdot \left(\frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \right) \end{aligned} \tag{2.2}$$

เมื่อ A_e คือพื้นที่ประสิทธิผลของสายอากาศ (Antenna effective area)

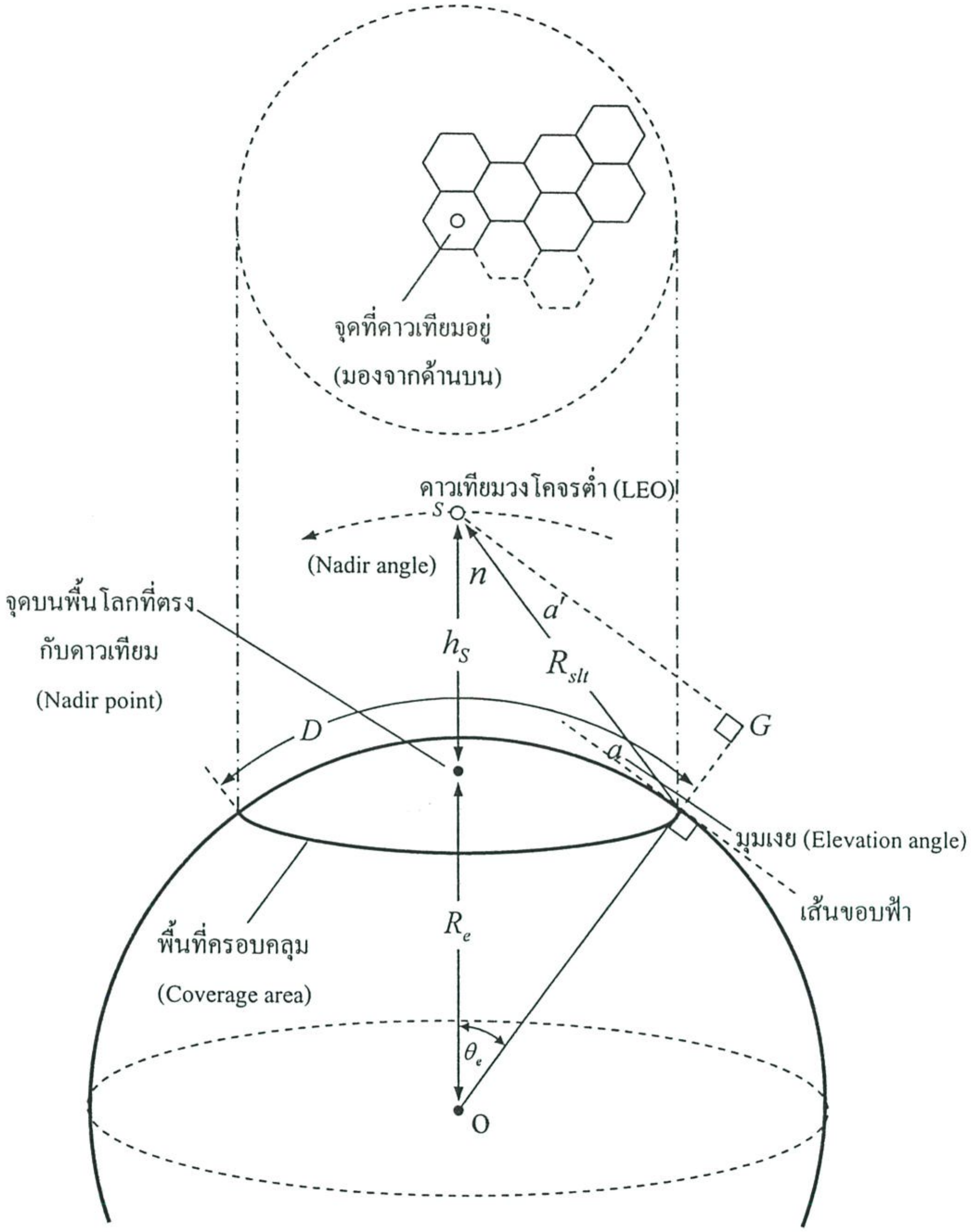
G_s คืออัตราขยายของสายอากาศส่งของดาวเทียมในทิศทางตรงไปยังเครื่องรับ

P_s คือกำลังส่งของดาวเทียม

R_{slt} คือระยะทางเอียง (Slant range) มายังโลก

G_r คืออัตราขยายของสายอากาศรับของดาวเทียม

โดยจะเห็นว่ามันมีความคล้ายคลึงกันระหว่างระบบเซลลูลาร์สปอตบีมบนดาวเทียม กับระบบเซลลูลาร์ภาคพื้นดิน แต่ในความเป็นจริงแล้วมันไม่เหมือนกันซักเท่าไร ยกตัวอย่างเช่น การแพร่กระจายคลื่นในระบบเซลลูลาร์โดยทั่วไปแล้วจะไม่มีคลื่นตรง (Line-Of-Sight : LOS) แต่ในระบบดาวเทียมนั้นจะมีส่วนของคลื่นตรงซึ่งเป็นคลื่นหลักเมื่อเปรียบเทียบกับคลื่นหลายวิถี



$D = 2R_e\theta_{e(\mathrm{rad})}$

$a = a'$

รูปที่ 2.2 พื้นที่ครอบคลุมของดาวเทียมวงโคจรต่ำ

จากรูปที่ 2.2 สามารถหาส่วนของพื้นที่ผิวทรงกลมของโลก หรือเรียกว่าพื้นที่ครอบคลุมของดาวเทียม ซึ่งขึ้นอยู่กับค่ามุม $2\theta_e$ โดยมีค่าเป็น

$$A_s = 2\pi R_e(1-\cos 2\theta_e) \tag{2.3}$$

โดยที่ R_e คือรัศมีของโลก (6,378 กิโลเมตร)

θ_e คือมุมที่จุดศูนย์กลางของโลก

และ

$$\theta_e = \cos^{-1}\left(\frac{R_e \cos(a)}{R_e + h_s}\right) - a \tag{2.4}$$

a คือมุมเงยของสายอากาศของเครื่องรับ

h_S คือความสูงของดาวเทียม

สามารถหาค่าระยะทางเอียง (R_{slt}) ได้จากกฎของโคซายน์เป็น

$$R_{slt} = \sqrt{R_e^2 + (R_e + h)^2 - 2R_e(R_e + h_s)\cos\theta_e} \tag{2.5}$$

เพราะฉะนั้นมุมเงย a สามารถหาได้จาก

$$a = \cos^{-1}\left(\frac{(R_e + h_s)\sin\theta_e}{R_{slt}}\right) \tag{2.6}$$

ค่ามุม n (nadir angle) สามารถหาได้จากกฎของซายน์

$$\sin n = \frac{R_e(\sin\theta_e)}{R_{slt}} \tag{2.7}$$

ก็คือ

$$n = \sin^{-1}\left(\frac{R_e(\sin\theta_e)}{R_{slt}}\right) \tag{2.8}$$

และจากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่า $\theta_e + n + a = \pi/2$ หรือสามารถเขียนใหม่ในรูป $(\theta_e + n + a) + \pi/2 = \pi$ จะได้

$$\begin{aligned} \sin n &= \frac{(\sin(\pi - n - \theta_e))}{R_e + h_s} \\ &= \frac{R_e(\cos a)}{R_e + h_s} \end{aligned} \tag{2.9}$$

หรือ

$$n = \sin^{-1}\left(\frac{R_e(\cos a)}{R_e + h_s}\right) \tag{2.10}$$

ฉะนั้นสามารถหาพื้นที่ให้บริการของดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ 2 ตัวคือ มุมเงย และความสูงของดาวเทียม และเมื่อทราบค่าของระยะทางเอียง (R_{slt}) แล้วจึงสามารถหาค่าการหน่วงเวลาของสัญญาณได้จาก

$$\tau = \frac{(R_{slt1} + R_{slt2})}{c} \tag{2.11}$$

เมื่อ c คืออัตราเร็วของแสงมีค่า 3×10^8 เมตร/วินาที

R_{slt1} , R_{slt2} คือระยะทางเอียงในการเชื่อมโยงขาขึ้นและขาลงตามลำดับ

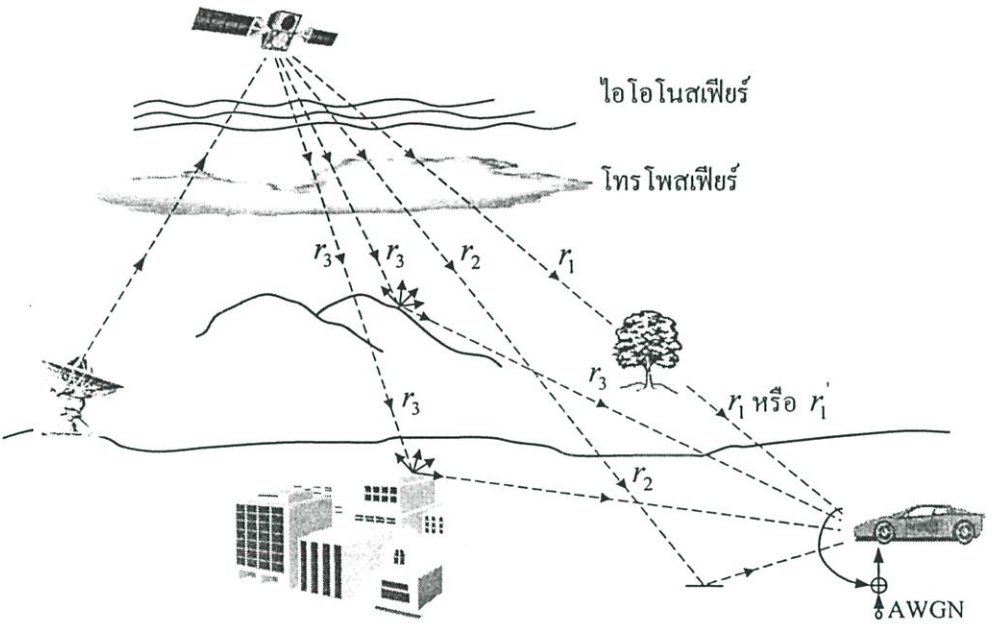
โดยในความเป็นจริงแล้วค่าการหน่วงเวลา τ ของดาวเทียมวงโคจรต่ำ จะมีค่าน้อยกว่าระบบดาวเทียมวงโคจรค้าวฟ้า ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 240 ถึง 270 มิลลิวินาที แต่สำหรับระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำแล้วที่ความสูง $h = 1000$ กิโลเมตร และมุมเงย $a = 10^\circ$ จะมีค่าหน่วงเวลา τ ประมาณ 19 มิลลิวินาที [2] ซึ่งก็จะไม่ส่งผลต่อปัญหาของการเกิดเสียงก้อง (echo) ในขณะสนทนา

2.3 คุณสมบัติเฉพาะของช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม

หัวข้อนี้เป็นการพิจารณาถึงสภาวะการแพร่กระจายคลื่นในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม (Land Mobile Satellite : LMS) ซึ่งตัวกลางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับก็คือช่องสัญญาณ โดยในระบบสื่อสารดาวเทียม สามารถพิจารณาช่องสัญญาณแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ ช่องสัญญาณเคลื่อนที่ (Mobile Channel) ระหว่างดาวเทียมกับเครื่องลูกข่าย และช่องสัญญาณคงที่ (Fixed Channel) ระหว่างสถานีเกตเวย์ภาคพื้นดิน (Gateway Ground Station) กับดาวเทียม ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งทั้งสองช่องสัญญาณนี้มีคุณสมบัติเฉพาะของช่องสัญญาณที่แตกต่างกันอย่างมาก และคุณสมบัติเฉพาะของช่องสัญญาณนี้มีความจำเป็นอย่างมากในการออกแบบระบบ ซึ่งถ้าเปรียบเทียบกันแล้วช่องสัญญาณเคลื่อนที่ถือว่ามีความยุ่งยากในการพิจารณามากกว่า เนื่องจากกำลังส่ง, อัตราขยายของเครื่องรับ, และดาวเทียมที่มองเห็น จะมีเงื่อนไขที่จำกัดมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณคงที่

2.3.1 สภาวะแวดล้อมในช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม

สัญญาณรับของช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียมจะประกอบด้วยการรวมกันขององค์ประกอบสัญญาณ 3 ส่วนคือ องค์ประกอบของสัญญาณคลื่นตรง (Direct Line-of-Sight omponent : LoS), องค์ประกอบของสัญญาณคลื่นสะท้อนจากพื้น (Specular ground reflection component), และองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นกระจาย (Diffuse component) แสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 สภาวะการแพร่กระจายคลื่นในช่องสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม

เมื่อ r_1 คือองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นตรง

r_1' คือกรณีที่คลื่น r_1 ถูกบดบัง

r_2 คือองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นสะท้อนจากพื้น โดยปรกติแล้ว $r_2 < r_1$

r_3 คือองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นกระจาย

AWGN คือสัญญาณรบกวนขาวเกาส์แบบบวก (Additive White Gaussian Noise)

องค์ประกอบของคลื่นตรงสัญญาณส่งจะมาถึงเครื่องรับได้โดยไม่มีการสะท้อนจากสิ่งแวดล้อมข้างเคียงใดๆ เลย แต่จะมีผลของการสูญเสียในอวกาศว่าง (free space loss) และการถูกบดบังช่องสัญญาณ (shadowing) ซึ่งค่าการสูญเสียในอวกาศว่างนี้ จะสัมพันธ์กับความถี่ของคลื่นพาห์ และระยะทางในการแพร่กระจายคลื่น ผลกระทบของชั้นบรรยากาศโทรโพสเฟียร์ (Troposphere) ซึ่งสามารถที่จะละทิ้งได้ที่ความถี่ของคลื่นพาห์ต่ำกว่า 10 GHz (ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เราพิจารณาที่ช่องสัญญาณความถี่ย่าน L-band) ผลกระทบของชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์

(Ionosphere) จะส่งผลในทางปฏิบัติต่อการหมุนของโพลาไรเซชันของการส่ง Transmission Polarization) หรือเราเรียกว่า Faraday rotation ส่วนผลกระทบของการบดบังช่องสัญญาณจะเกิดขึ้นเมื่อมีสิ่งกีดขวาง เช่นต้นไม้ อาคาร มาบดบังช่องสัญญาณจากดาวเทียม ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการลดทอนของสัญญาณที่รับได้ และส่งผลต่อคุณภาพของการให้บริการ (Quality of Service : QoS) ของระบบ

องค์ประกอบของสัญญาณคลื่นสะท้อนจากพื้น จะเกิดจากผลการสะท้อนสัญญาณจากพื้น ที่อยู่ใกล้เคียงกับเครื่องรับ มักจะเกิดจากกรณีที่มีการรับสัญญาณจากดาวเทียมที่มุมเงย (Elevation angle) ที่ต่ำๆ โดยเฉพาะในกรณีของดาวเทียมวงโคจรต่ำ

องค์ประกอบของคลื่นกระจาย จะประกอบด้วยสัญญาณสะท้อนหลายวิถี (Multipath) จากสิ่งแวดล้อมข้างเคียงเช่น อาคาร, ต้นไม้, เสาส่งสัญญาณสูงๆ ซึ่งในช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียมนั้น ผลของคลื่นหลายวิถีนี้จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบเพียงเล็กน้อย ไม่เหมือนกับระบบเซลลูล่าภาคพื้นดิน (Terrestrial cellular) ที่ผลของคลื่นหลายวิถีนี้มีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างมาก

ซึ่งการพิจารณาถึงแบบจำลองของช่องสัญญาณ สามารถแบ่งออกได้เป็นดังนี้

1) พื้นที่ในเมือง (Urban area) จะมีลักษณะของช่องสัญญาณคือ ในส่วนของคลื่นตรงจะถูกบดบังช่องสัญญาณจากสิ่งกีดขวางเกือบทั้งหมด จะเหลือแต่คลื่นหลายวิถีที่จะถูกรับได้ที่เครื่องรับ ทำให้ยากในการรับประกันคุณภาพของสัญญาณที่ได้ ซึ่งทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณรับ เพราะฉะนั้นในระบบที่มีดาวเทียมอยู่ในวงโคจรหลายๆ ดวง จึงต้องมีการพิจารณาถึงมุมเงยในการรับสัญญาณที่ต่ำที่สุด และอาจจะใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตี (Diversity) มาช่วยในกรเพิ่มคุณภาพของสัญญาณ เพื่อเอาชนะผลกระทบของการบดบังช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นในระบบดาวเทียม

2) พื้นที่ชานเมือง (Suburban area) และสภาวะที่ช่องสัญญาณถูกบดบังจากต้นไม้ (Tree shadow environment) จะมีคุณสมบัติคือ ถูกบดบังสัญญาณจากสิ่งกีดขวางที่เบาบางลงเมื่อเปรียบเทียบกับพื้นที่ในเมือง ซึ่งในกรณีพื้นที่ชานเมือง การลดลงของคุณภาพสัญญาณจะเกิดจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ซึ่งมาบดบังการรับสัญญาณในส่วนของคลื่นตรง ทำให้เกิดการลดทอนสัญญาณที่รับได้ นอกจากนั้นการเคลื่อนที่ของเครื่องลูกข่ายเมื่อผ่านเข้าไปในพื้นที่ชานเมือง ทำให้เกิดการแปรเปลี่ยนอย่างต่อเนื่องของขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ ส่วนในกรณีพื้นที่ที่มีการบดบังสัญญาณจากต้นไม้นั้น ผลของคลื่นหลายวิถีมีผลทำให้เกิดการลดทอนในส่วนของคลื่นตรง โดยความลึกของการจางหาย (depth of the fade) จะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ชนิดของต้นไม้, ความสูง, ฤดูกาลซึ่งส่งผลต่อความหนาแน่นของใบไม้ในต้นไม้นั้นๆ

3) พื้นที่นอกเมือง (Rural area) และพื้นที่เปิดกว้าง (Open area) สามารถที่จะรับสัญญาณคลื่นตรงจากดาวเทียมได้ด้วยความแน่นอนที่สูง ส่วนผลของคลื่นหลายวิถี อาจจะส่งผลต่อ

คุณภาพของสัญญาณที่รับได้เป็น 2 กรณีคือ มีผลในการเพิ่ม (ยกระดับ) และในทางกลับกันส่งผลในการลดคุณภาพของสัญญาณลื่นตรง ซึ่งเป็นผลให้เกิดการกวัดแกว่ง (Fluctuation) ของกำลังสัญญาณที่รับได้

2.3.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม

การคิดค้นแบบจำลองของช่องสัญญาณนี้ ได้มาจากการศึกษาคุณสมบัติเฉพาะของช่องสัญญาณเพื่อที่จะทำนายการแปรเปลี่ยนแอมพลิจูดของสัญญาณเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณ โดยสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 รูปแบบ [2] คือแบบจำลองที่ได้จากการวัดจริง (Empirical with regression line fit to measured data), แบบจำลองทางสถิติ (Statistical model) [8]-[11] , และแบบจำลองแบบจำลองการวิเคราะห์เชิงเรขาคณิต (Geometric analytical) โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะมุ่งเน้นไปที่การพิจารณาแบบจำลองของช่องสัญญาณในทางสถิติ ที่พิจารณาในระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยในความเป็นจริงแล้วมีงานวิจัย [10] ที่คิดค้นแบบจำลองของช่องสัญญาณในทางสถิติ ซึ่งนำไปใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ เพื่อใช้ในการออกแบบระบบ จากรูปที่ 2.3 แสดงถึงช่องสัญญาณ LMS ซึ่งเป็นการรวมกันขององค์ประกอบของคลื่นต่างๆ คือองค์ประกอบของคลื่นตรง (r_1), องค์ประกอบของคลื่นสะท้อนจากพื้น (r_2), และองค์ประกอบของคลื่นกระจาย (r_3) แต่ในความเป็นจริงแล้วองค์ประกอบของคลื่นสะท้อนจากพื้น (r_2) จะมีผลต่อสมรรถนะของระบบน้อยมาก จึงสามารถละเลยผลดังกล่าวได้ [10]โดยในที่นี้จะขอยกตัวอย่างแบบจำลองทางสถิติของช่องสัญญาณดาวเทียมที่มีการใช้กันอย่างแพร่หลายมา 3 แบบจำลองคือ

2.3.2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณของลู

แบบจำลองช่องสัญญาณดาวเทียมของ Loo ถูกคิดค้นโดย Chun Loo [9] โดยพิจารณาองค์ประกอบสัญญาณ 2 ส่วนคือองค์ประกอบของคลื่นตรงและ องค์ประกอบของคลื่นกระจาย โดยพิจารณาถึงการบดบังช่องสัญญาณในส่วนของคลื่นตรง ส่วนองค์ประกอบคลื่นกระจาย จะมีค่ากำลังงานคงที่ โดยสามารถเขียนความสัมพันธ์ของความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : pdf) ของขอบสัญญาณรับ (Receive signal envelope) r มีค่าเป็น

$$f(r)=\frac{r}{(b_0\sqrt{2\pi d_0})}\int_0^\infty \frac{1}{S}\exp\left[-\frac{(\ln S-\mu)^2}{2d_0}-\frac{(r^2+S^2)}{2b_0}\right]\cdot I_0(rS/b_0)\,dS \quad (2.12)$$

โดยที่ r คือขอบของสัญญาณที่ถูกรับมีค่าเป็น $r\exp(j\theta)=R\exp(j\phi)+S\exp(j\phi_0)$

R แสดงถึงองค์ประกอบของคลื่นกระจาย ซึ่งแทนด้วยการแจกแจงแบบไรซ์เซียน (Rician distribution) [13]-[14]

S แสดงถึงการบดบังช่องสัญญาณ ซึ่งแทนด้วยการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล (Lognormal distribution) [13]-[14]

ϕ_0, ϕ แสดงถึงเฟสของสัญญาณ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ (Uniform distribution)

$\sqrt{d_0}, \mu$ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานและค่าเฉลี่ยของการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล

$I_0(\cdot)$ คือฟังก์ชันเบสเสลแบบดัดแปลง ชนิดที่หนึ่ง อันดับที่ศูนย์ (Zero order modified Bessel function of the first kind) [13]-[14]

2.3.2.2 แบบจำลองช่องสัญญาณไรซ์-ล็อกนอร์มอล

แบบจำลองช่องสัญญาณดาวเทียมไรซ์-ลอกนอร์มอล (Rice-lognormal : RLN) (ใช้พิจารณาในวิทยานิพนธ์เล่มนี้) ถูกคิดค้นโดย Corazza และ Vatalaro [8] โดยเหมาะสำหรับช่องสัญญาณดาวเทียมที่ไม่ใช่วงโคจรค้างฟ้า (Nongeostationary orbit) โดยพิจารณาให้มีการบดบังช่องสัญญาณในส่วนคลื่นตรงและคลื่นกระจาย และคุณสมบัติของช่องสัญญาณจะแปรเปลี่ยนตามค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ ซึ่งขึ้นอยู่กับการเปลี่ยนแปลงมุมเงยในการรับสัญญาณ (จะกล่าวถึงต่อไปในหัวข้อที่ 3.1.2) โดยค่า pdf ของการแจกแจงแบบไรซ์-ลอกนอร์มอล ขอบสัญญาณรับ r มีค่าเป็น

$$f(r) = \int_0^\infty f(r|S) \cdot f_S(S) dS \tag{2.13}$$

เมื่อ

$$f(r|S) = 2(C+1)\frac{r}{S^2}\exp\left[-(C+1)\frac{r^2}{S^2} - C\right] \cdot I_0\left(2\frac{r}{S}\sqrt{C(C+1)}\right)$$

$$(r \geq 0) \quad (2.14)$$

และ

$$f_S(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot h\sigma S}\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln S - \mu}{h\sigma}\right)^2\right]$$

$$(S_l \geq 0) \quad (2.15)$$

โดยที่ r คือขอบของสัญญาณที่ถูกรับมีค่าเป็น $r = RS\exp(j\theta)$

R แสดงถึงองค์ประกอบของคลื่นกระจาย ซึ่งแทนด้วยการแจกแจงแบบไรซ์เซียน [13]-[14]

S แสดงถึงการบดบังช่องสัญญาณ ซึ่งแทนด้วยการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล

θ แสดงถึงเฟสของสัญญาณ มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอ

$I_0(\cdot)$ คือฟังก์ชันเบสเสลแบบดัดแปลง ชนิดที่หนึ่ง อันดับที่ศูนย์

C คือ Rice factor (คืออัตราส่วนระหว่างกำลังงานเฉลี่ยของคลื่นตรง กับกำลังงานเฉลี่ยของ

คลื่นกระจาย)

$\mu,(h\sigma)^2$ คือค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนของตัวแปรสุ่ม associated normal random variable

$h = \ln 10/20$

2.3.2.3 แบบจำลองช่องสัญญาณของอาลี

แบบจำลองช่องสัญญาณดาวเทียมที่ Ali [11] นำเสนอเป็นการนำเอาแบบจำลองของ Loo มาลดรูปสมการ โดยพิจารณาปรับแต่งให้ pdf ของช่องสัญญาณอยู่ในรูปของการแจกแจงแบบนาคากามิ (Nakagami distribution) [13]-[14] ซึ่งลดความซับซ้อนของสมการลง ง่ายในการวิเคราะห์ โดยมีค่า pdf เป็น

$$f(r) = \left(\frac{2b_0 m}{2b_0 m + \Omega}\right)^m \frac{r}{b_0} \exp\left(-\frac{r^2}{2b_0}\right) \cdot {}_1F_1\left(m, 1, \frac{\Omega r^2}{2b_0(2b_0 m + \Omega)}\right) \qquad r \geq 0 \qquad (2.16)$$

โดยที่ r คือขอบของสัญญาณที่ถูกรับ มีค่าเป็น $r\exp(j\theta) = R\exp(j\phi) + S\exp(j\phi_0)$

b_0 คือกำลังงานเฉลี่ยขององค์ประกอบคลื่นกระจาย มีค่า $b_0 = \dfrac{E[R^2]}{2}$ และ

Ω คือกำลังงานเฉลี่ยขององค์ประกอบคลื่นตรง มีค่า $\Omega = E[S^2]$

m คือพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับการแจกแจงแบบนาคากามิ โดย

$m = (E[S^2])^2 / \mathrm{Var}[S^2] \quad \geq 0$

${}_1F_1(a;b;z)$ คือ confluent hypergeometric function คือ ${}_1F_1(a;b;z) = \dfrac{\Gamma(b)}{\Gamma(a)} \sum_{k=0}^{\infty} \dfrac{\Gamma(a+k)}{\Gamma(b+k)} \dfrac{z^k}{k!}$

โดยองค์ประกอบของสัญญาณคลื่นตรงจะได้รับผลกระทบของการบดบังช่องสัญญาณ โดยประมาณให้มีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอลคือ

$$f(S) = \frac{1}{\sqrt{2\pi d_0} S} \exp\left[-\frac{(\ln S - \mu)^2}{2d_0}\right] \quad , \quad S \geq 0 \qquad (2.17)$$

$\sqrt{d_0}, \mu$ คือค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานและค่าเฉลี่ยของการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล

จากสมการที่ (2.16) จะเห็นได้ว่าค่า pdf ใหม่ที่ได้จะลดความซับซ้อนลงโดยอยู่ในรูป Close from เมื่อเทียบกับค่า pdf เดิม (คือสมการที่ (2.12)) จึงทำให้ง่ายในการนำไปใช้

2.4 หลักการพื้นฐานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส

การเข้าถึงข้อมูลหลายทางโดยใช้การแบ่งรหัสนั้น [4] คุณสมบัติของการเข้าถึงหลายทางสามารถทำได้โดยการเข้ารหัสซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะถูกกำหนดลำดับรหัส (Code sequence) ให้เครื่องรับที่รู้ลำดับรหัสของผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้นจึงจะสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา เนื่องจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมากๆ ทำให้กระบวนการเข้ารหัสนั้นมีผลทำให้เกิดการแผ่กว้างของสเปกตรัมของสัญญาณ ดังนั้นจึงเรียกกระบวนการนี้ว่าการมอดูเลตแบบแผ่กว้างทางสเปกตรัม (Spread-Spectrum (SS) modulation) นอกจากนี้ยังเรียกสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสว่าสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread- spectrum signal) และมักจะเรียกการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) นี้ว่าการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread-Spectrum Multiple Access: SSMA)

เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นั้นได้เริ่มมีการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้งานในระบบเรดาร์ทางการทหารเนื่องจากเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้สามารถป้องกันการส่งสัญญาณกวน (Jamming signal) ได้ดีและมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาจึงได้มีการพัฒนามาใช้ในการระบบสื่อสารต่างๆ ตามลำดับ

การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่นั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิดท์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ต่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแผ่

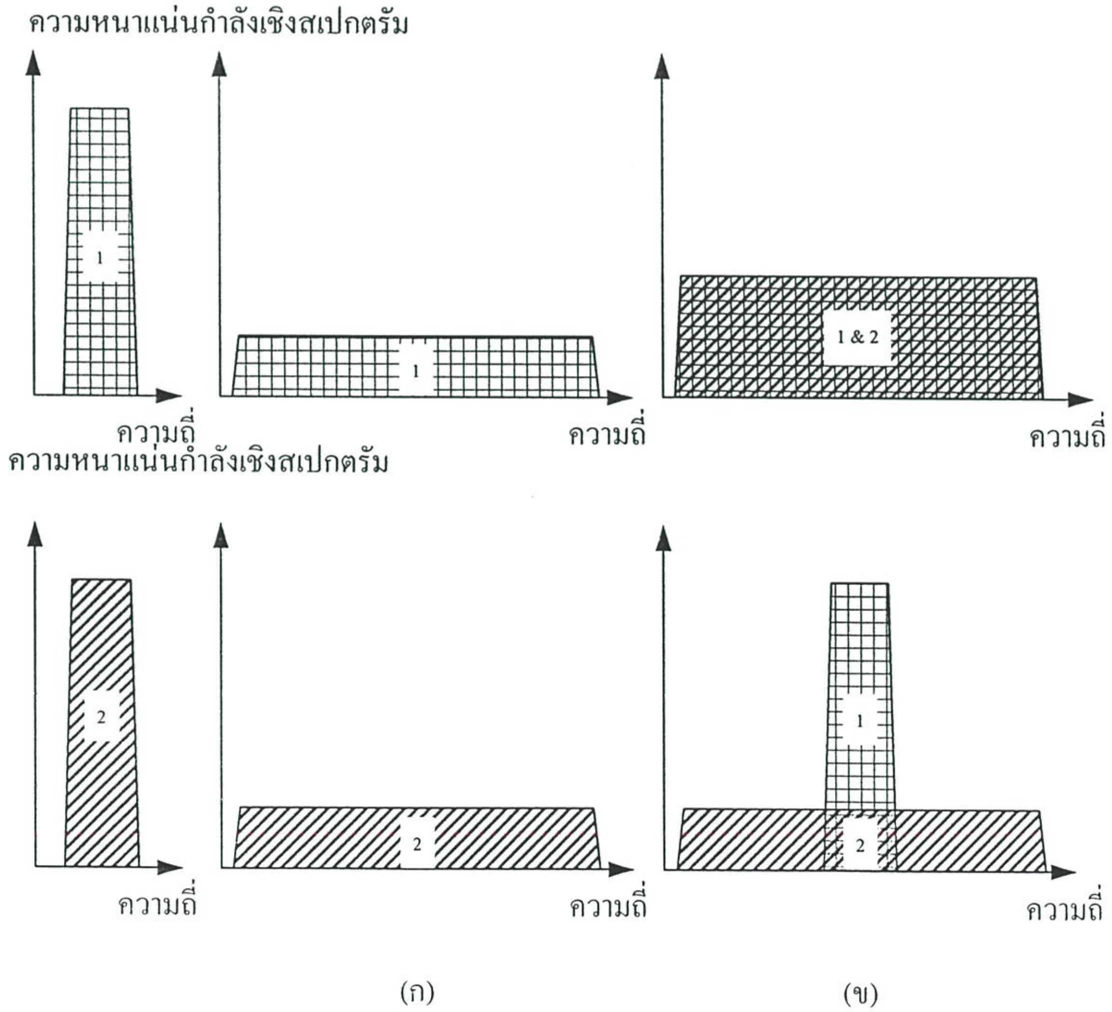
$$G_p = \frac{W}{B_i} \tag{2.18}$$

เมื่อ W เป็นแบนด์วิดท์ของการส่งสัญญาณและ B_i เป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล เครื่องรับจะทำการสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสที่เหมือนกับทางด้านส่งซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างซิงโครไนซ์กับรหัสของสัญญาณที่รับได้เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา นั่นแสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสที่ถูกใช้ในการมอดูเลตข้อมูลจากทางด้านส่ง

เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นสเปตรัมแผ่จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัมแผ่มีดังนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง (Multiple access capability)

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับจะยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัสซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ที่ต่ำเพียงพอ ดังนั้นเมื่อทำสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคก็จะเป็นการดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับมาเท่านั้น ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมแผ่จากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะของสเปกตรัมที่แผ่กว้างเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆ มาก ดังนั้นจึงสามารถทำการดีเทคสัญญาณที่ต้องการออกมาได้ ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางนี้แสดงดังรูปที่ 2.4 ในรูปที่ 2.4 (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ ส่วนรูปที่2.4 (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน ที่เครื่องรับจะมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่ถูกดีสเปรด และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.4 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath interference)

สำหรับช่องสัญญาณวิทยุนั้นเส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียวเนื่องมาจากการสะท้อน (และการหักเห) ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะมาจากเส้นทางต่างๆ กัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆ นั้นจะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากเครื่องส่งเหมือนกันแต่มีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นอาจจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และเป็นการรวมแบบหักล้างกันทีความถี่อื่นๆ ในโดเมนเวลาเหตุการณ์ดังกล่าวจะเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณที่ถูกกระจายออก (Dispersed signal) ทางเวลา ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถจะแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้ แต่อย่างไรก็ดีวิธีในการแก้ปัญหาดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตที่ใช้อย่างมากที่เดียว

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดีสเปรดและได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเท่านั้น

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด(Interference rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlate) สัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบจะทำให้กำลังของสัญญาณแบนด์แคบนั้นถูกแผ่ออก นั่นคือเป็นการลดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลลง แสดงดังรูปที่ 2.5 สัญญาณสเปกตรัมแผ่ ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ จะถูกดีสเปรดที่เครื่องรับในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่กว้างทางสเปกตรัม ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกดีสเปรด

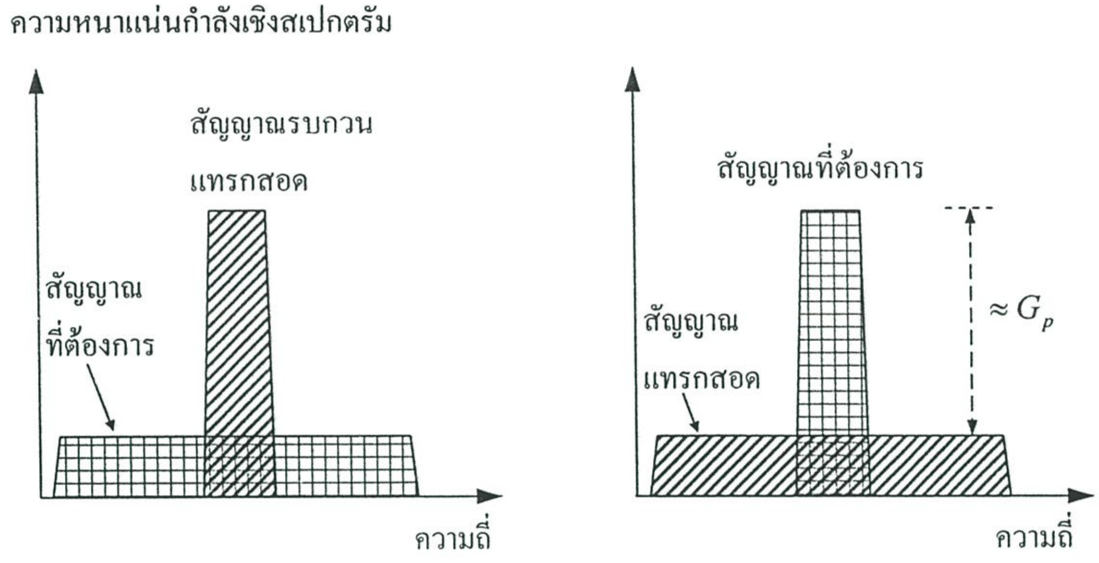
5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti-jamming capability)

โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดขึ้นแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางด้านการทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept : LPI)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

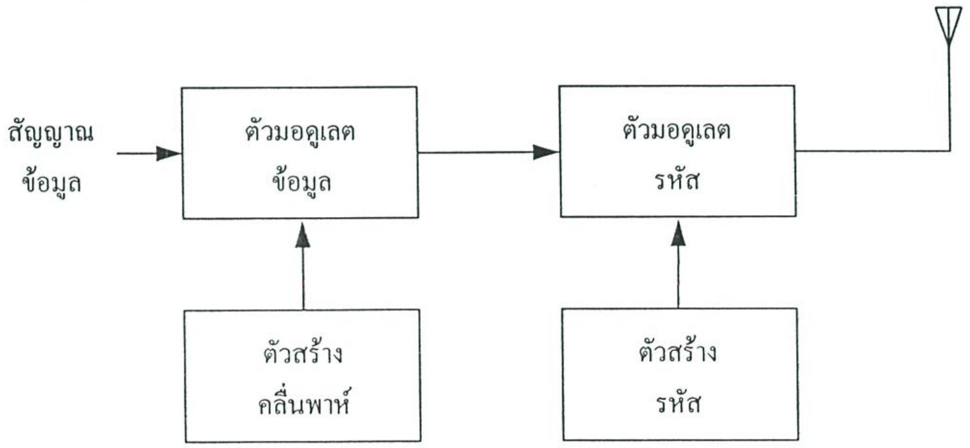
48950



รูปที่ 2.5 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่

2.5 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง

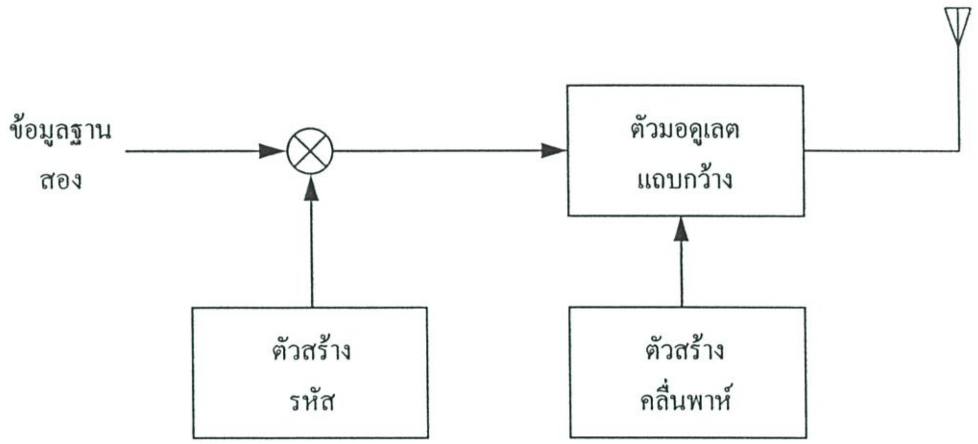
สำหรับการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence Code Division Multiple Access : DS-CDMA) สัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตกับสัญญาณพาห์มาแล้วจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิตอล โดยที่สัญญาณข้อมูลดังกล่าวอาจจะเป็นได้ทั้งสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณดิจิตอลแต่โดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณดิจิตอลซึ่งกรณีที่สัญญาณข้อมูลเป็นแบบดิจิตอลนี้มักจะทำการคูณสัญญาณดิจิตอลนั้นด้วยสัญญาณรหัสโดยตรงแล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห์แบนด์กว้าง ด้วยเหตุผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัสโดยตรงนี้เองจึงเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS

รูปที่ 2.6 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-CDMA สัญญาณข้อมูลไบนารีจะถูกมอดูเลตกับสัญญาณพาห์ หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วนี้จะถูกนำไปมอดูเลตด้วยสัญญาณรหัสสัญญาณรหัสนี้ประกอบด้วยบิตต่างๆ ของรหัสหรือเรียกว่าชิพ ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ –1 และเพื่อที่จะให้ได้การแผ่ของสัญญาณตามต้องการ อัตราชิพ (Chip rate) ของสัญญาณรหัสจะต้องสูงกว่าอัตราชิพของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับวิธีการมอดูเลตรหัส (Code modulation) นั้นสามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้กันคือ การมอดูเลตแบบ PSK อย่างเช่น BPSK,DBPSK,QPSK หรือ MSK (Minimum Shift Keying)

ถ้าทำการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัสโดยตรงโดยไม่ได้ทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นก่อน และใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK จะสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.7

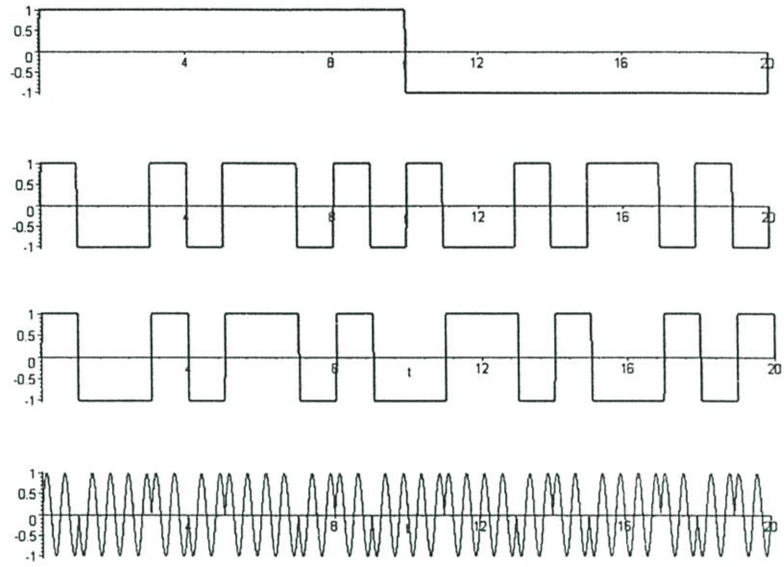


รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS ที่ถูกดัดแปลง

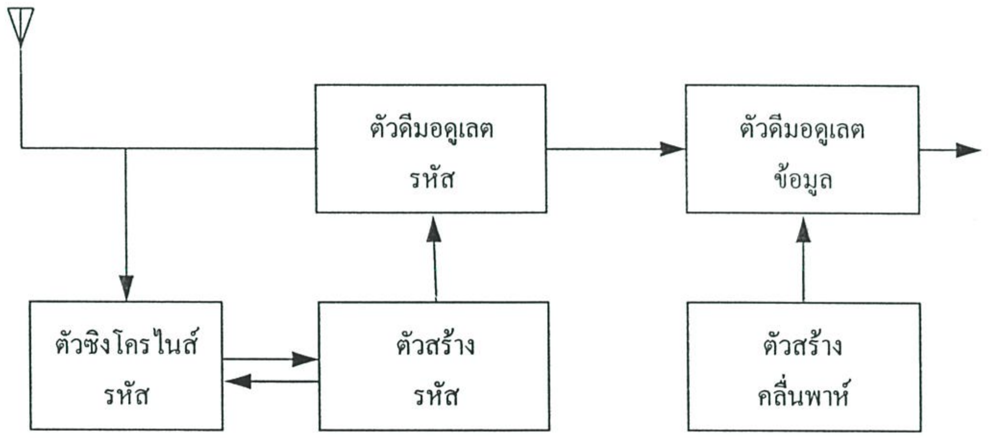
สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งนี้แสดงดังรูปที่ 2.8 จากรูปจะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณรหัส 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชิพของรหัสเป็น 10 เท่าของอัตราชิพของข้อมูล) ดังนั้นจะได้อัตราขยายการประมวลผลเป็น 10 ในทางปฏิบัติอัตราขยายการประมวลผลจะมีค่ามากกว่านี้มาก (จะมีค่าเป็น 10^2 ถึง 10^3)

ที่เครื่องรับ แสดงดังรูปที่ 2.9 จะใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัย และใช้ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับในการดีสเปรดสัญญาณสเปกตรัมแผ่ การที่กระบวนการดีสเปรดจะทำได้สำเร็จนั้นไม่เพียงแต่เครื่องรับจะต้องรู้ลำดับรหัสที่ถูกใช้ในการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ทางด้านส่งเท่านั้น แต่ยังต้องทำให้รหัสของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมีการซิงโครไนซ์กันกับสัญญาณรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะต้องทำได้สำเร็จตั้งแต่เริ่มต้นการรับสัญญาณและต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไปจนกระทั่งรับสัญญาณได้ทั้งหมด จากรูปที่ 2.9 ส่วนของการ

ซิงโครไนซ์ดังกล่าวแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมของการซิงโครไนซ์ภายหลังจากทำการดีสเปรดสัญญาณข้อมูลและทำการดีมอดูเลตก็จะได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.8 การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา



รูปที่ 2.9 เครื่องรับสัญญาณ DS-SS

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงคุณสมบัติอันเป็นประโยชน์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดของระบบ CDMA คือความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ และคุณสมบัติของการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณที่ต่ำ ซึ่งจะทำให้ระบบ

การสื่อสารมีความปลอดภัยและมีความเป็นส่วนตัวมากขึ้น ต่อไปจะได้อธิบายคุณสมบัติทั้ง 4 นี้ในกรณีของ DS-CDMA

1) การเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนใช้ช่องสัญญาณในขณะเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณ DS หลายๆ สัญญาณที่มีการเหลื่อมทับ (Overlap) กันในทางเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับจะใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยเพื่อกำจัดผลของการมอดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวจะเป็นการรวมกำลังของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคให้อยู่ในช่วงของแบนด์วิดท์ข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดอยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าขบวนรหัสมีฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นช่วงกว้างของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการดีเทคและสัญญาณเดียวกันนี้ที่ถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ เมื่อใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดและจะมีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนด์วิดท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

3) สัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยลำดับของรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลของกระบวนการดังกล่าวก็จะเหมือนกับการคูณสัญญาณแบนด์แคบด้วยลำดับของรหัสแบนด์กว้างที่เครื่องส่ง นั่นคือจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณแบนด์แคบซึ่งอยู่ในช่วงของแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลจะมีค่าลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์ที่เท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

เนื่องจากสัญญาณ DS นั้นจะใช้สเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิร์ตที่ต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการดีเทคสัญญาณ DS นี้

นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบ DS-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่นๆ อีก ซึ่งสามารถแยกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสียดังนี้

<u>ข้อดีของระบบ DS-CDMA</u>

1) การสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดา
2) วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นวงจรง่ายๆ เนื่องจากใช้ความถี่พาห์เพียงความถี่เดียว
3) สามารถดีมอดูเลตสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การดีมอดูเลตแบบร่วมนัยได้

4) ไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

<u>ข้อเสียของระบบ DS-CDMA</u>

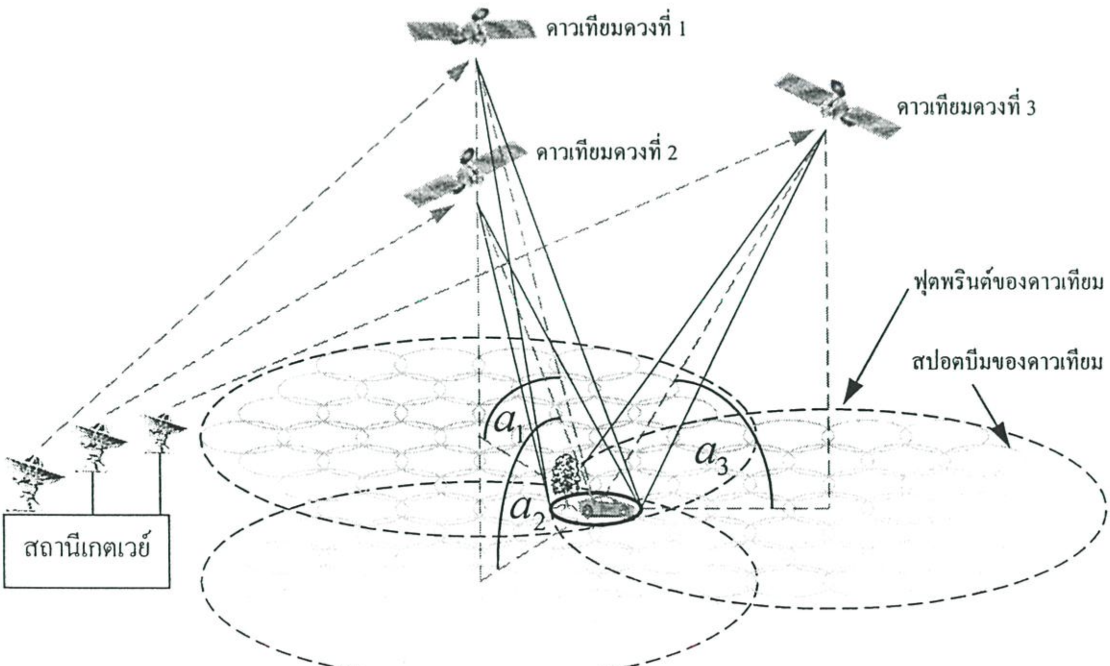
1) การเริ่มต้นและรักษาการซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยาก ซึ่งกระบวนการซิงโครไนซ์นี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาของชิพ
2) การที่จะรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ขบวนรหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับขบวนรหัสที่รับได้ภายในช่วงเวลาของชิพ ซึ่งส่งผลให้ขนาดของแบบด์วิดท์ในทางปฏิบัติถูกจำกัดอยู่ในช่วง 10 - 20 MHz
3) กำลังงานของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้แบนด์วิดท์ที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะทำให้เกิดการแทรกสอดอย่างมากต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดจากอิทธิพลของความใกล้ – ไกลของสัญญาณ (Near-far effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้กระบวนการควบคุมกำลังงาน (Power control) ซึ่งทำให้สถานีฐานทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ทั้งหมดด้วยกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ดีกระบวนการควบคุมกำลังงานนั้นทำได้ยากในทางปฏิบัติ

บทที่ 3

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

3.1 แบบจำลองของระบบ

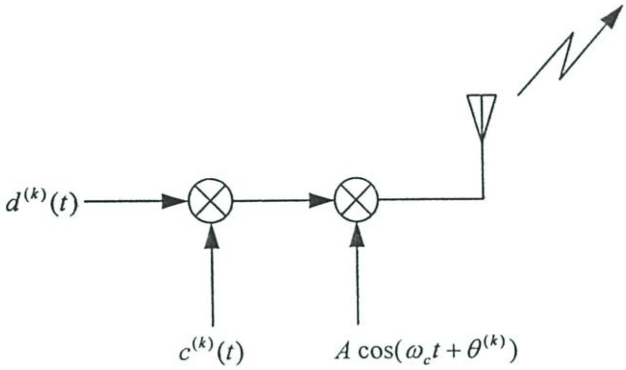
แบบจำลองของระบบที่ใช้ในการวิเคราะห์ แสดงได้ตามรูปที่ 3.1 ซึ่งเป็นการเชื่อมต่อสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ผ่านดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยที่ตัวดาวเทียมทำหน้าที่เป็นตัวทวนสัญญาณ (Repeat) ส่วนการประมวลผลสัญญาณต่างๆ จะกระทำที่สถานีเกตเวย์ภาคพื้นดิน (Gateway ground station) ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาถึงการทำไดเวอร์ซิตีทางวิถี (Path diversity) ซึ่งกระทำที่ภาครับสัญญาณ โดยสถานีเกตเวย์จะส่งสัญญาณไปยังดาวเทียมที่ทำไดเวอร์ซิตี ไปพร้อมกัน ซึ่งมีเงื่อนไขว่าดาวเทียมแต่ละดวงที่ทำไดเวอร์ซิตี จะต้องมองเห็นภาครับสัญญาณ (Mobile) ได้ในเวลาพร้อมกัน หรือพูดได้ว่าตัวภาครับสัญญาณจะต้องอยู่ในจุดที่สามารถรับสัญญาณได้จากแต่ละวิถี ในที่นี้พิจารณาให้มีจำนวนวิถีทั้งหมด L วิถี และดาวเทียมแต่ละดวงจะประกอบไปด้วย สปอตบีม (Spotbeam) ทั้งหมดจำนวน $J+1$ สปอตบีม ซึ่งในแต่ละสปอตบีมจะรองรับผู้ใช้ได้พร้อมกันจำนวน K คน



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบ

3.1.1 แบบจำลองของเครื่องส่ง

ระบบ DS-CDMA ที่พิจารณานั้น ในแต่ละสปอตบีมกำหนดให้มีผู้ใช้งานพร้อมกันจำนวน K คน โดยหลักการของระบบ DS-CDMA นั้นก็คือการที่จะส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายคนไปในช่องสัญญาณเดียวกัน ได้พร้อมกัน โดยมีลำดับรหัส (Code sequence) เป็นตัวแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนที่แตกต่างกัน



รูปที่ 3.2 แบบจำลองของเครื่องส่ง DS-CDMA ของผู้ใช้คนที่ k ที่เราพิจารณา

จากรูปที่ 3.2 ลำดับข้อมูล (Data sequence) ของผู้ใช้แต่ละคน $d^{(k)}(t)$ จะถูกคูณด้วยกับลำดับรหัส $c^{(k)}(t)$ จากนั้นจึงผ่านการมอดูเลตแบบ Binary Phase Shift Keying (BPSK) ซึ่งสัญญาณที่ถูกส่งออกไปมีค่าตามสมการที่ 3.1

$$s^{(k)}(t) = A\, d^{(k)}(t)\, c^{(k)}(t)\cos(\omega_c t+\theta^{(k)}) \tag{3.1}$$

โดยที่

$s^{(k)}(t)$ คือสัญญาณส่งของผู้ใช้คนที่ k

A คือแอมพลิจูดของสัญญาณ

ω_c คือความถี่เชิงมุมของคลื่นพาห์

$\tau^{(k)}$ แสดงถึงการหน่วงเวลา ผู้ใช้คนที่ k

$\theta^{(k)}$ แสดงถึงเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ผู้ใช้คนที่ k โดยมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง $[0,2\pi]$

$d^{(k)}(t)$ คือลำดับข้อมูล (Data sequence) ของผู้ใช้คนที่ k ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(-1,+1)$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน

$$d^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(k)} p_d(t-jT_b) \quad ; d_j^{(k)} \in \{-1,+1\} \tag{3.2}$$

$c^{(k)}(t)$ คือลำดับรหัส (Code sequence) ของผู้ใช้คนที่ k ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เลขฐานสอง ที่มีค่าแอมพลิจูดเป็น $(-1,+1)$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน

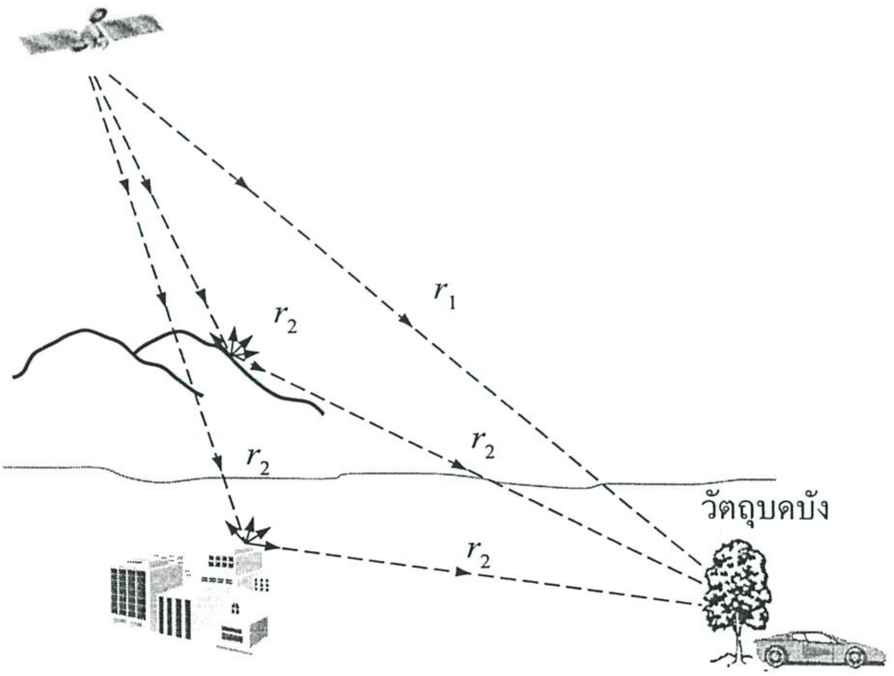
$$c^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j^{(k)} p_c(t - jT_c) \quad ;c_j^{(k)} \in \{-1,+1\} \tag{3.3}$$

T_b คือความกว้างของบิตลำดับข้อมูลรหัส

T_c คือความกว้างของชิพลำดับรหัส

3.1.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณ

แบบจำลองของช่องสัญญาณดาวเทียมที่ใช้ในการวิเคราะห์นี้ แสดงดังรูปที่ 3.3 โดยพิจารณาการรับสัญญาณจากดาวเทียม ในสภาวะพื้นที่นอกเมือง ที่ช่องสัญญาณถูกบดบังจากต้นไม้ (Rural tree-shadowed environment) โดย ESA [7]ได้เก็บผลการวัดที่ได้จากการทดลองจริงที่ความถี่ในย่าน L-Band จากนั้น Corazza และ Vatalaro [8] นำค่าที่ได้มาสร้างเส้นกราฟเหมาะสม (Data fitting)



รูปที่ 3.3 แบบจำลองของสัญญาณดาวเทียมไรซ์-ล็อกนอร์มอล

สามารถอธิบายได้ว่า ช่องสัญญาณมีลักษณะเป็นช่องสัญญาณหลายวิถี ที่ประกอบด้วยคลื่นตรง (Direct LoS component) และคลื่นกระจาย (Diffuse component) ซึ่งเป็นผลมาจากการ

สะท้อนจากสิ่งแวดล้อมรอบข้าง โดยทั้งส่วนของคลื่นตรงและคลื่นกระจายนี้ จะถูกบดบังช่องสัญญาณ (Shadowing) ซึ่งผลของการบดบังนี้เป็นสาเหตุหลักที่ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณรับ โดยความรุนแรงของการบดบังจะขึ้นอยู่กับ ชนิดของวัตถุที่บดบังสัญญาณ, ความถี่ของสัญญาณ,ระยะของสัญญาณ (path length) ที่ทะลุผ่านวัตถุบดบัง, และมุมเงยในการรับสัญญาณ ซึ่งส่งผลให้เกิดการลดทอนแอมพลิจูด โดยตัวแปรที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณ หรือเรียกว่าตัวแปรเฟดดิงของสัญญาณ (Signal fading envelope) α_l สามารถแสดงเป็น

$$\alpha_l = R_l S_l \tag{3.4}$$

โดยที่ α_l ตัวแปรเฟดดิงของสัญญาณ ของวิถีการรับที่ l เมื่อ $l = 1,2,...,L$ ซึ่งเกิดจากการคูณกันของตัวแปรสุ่มอิสระสองตัวคือ R_l และ S_l โดยที่ R_l ถูกโมเดลให้เป็นการเฟดดิงแบบหลายวิถี (Multipath fading) ซึ่งประมาณให้มีการแจกแจงแบบการแจกแจงแบบไรเซียน ส่วน S_l ถูกโมเดลให้เป็นการบดบังช่องสัญญาณ จึงสามารถประมาณได้เป็นการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล จากนั้น Corazza และ Vatalaro [8] คำนวณหาค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : pdf) ของการแจกแจงแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล ในการรับสัญญาณชั่วขณะแสดงได้เป็น

$$f_{\alpha_l}(\alpha_l) = \int_0^{\infty} f(\alpha_l | S_l) \cdot f_{S_l}(S_l) dS_l \tag{3.5}$$

โดยที่ $f(\alpha_l | S_l)$ คือ Rice p.d.f. บนเงื่อนไขของการเกิดการบดบังช่องสัญญาณ S_l มีค่าเป็น

$$f(\alpha_l | S_l) = 2(C_l + 1)\frac{\alpha_l}{S_l^2}\exp\left[-(C_l + 1)\frac{\alpha_l^2}{S_l^2} - C_l\right] \cdot I_0\left(2\frac{\alpha_l}{S_l}\sqrt{C_l(C_l + 1)}\right) \quad (\alpha_l \geq 0) \tag{3.6}$$

โดยที่ $I_0(\cdot)$ คือฟังก์ชันเบสเสลแบบดัดแปลง ชนิดที่หนึ่ง อันดับที่ศูนย์ [13]-[14] , C_l คือ Rice factor (คืออัตราส่วนระหว่างกำลังงานเฉลี่ยของคลื่นตรง กับกำลังงานเฉลี่ยของคลื่นกระจาย) ของวิถีการรับที่ l, การบดบังช่องสัญญาณ S_l ซึ่งแจกแจงแบบ Lognormal p.d.f. มีค่าเป็น

$$f_{S_l}(S_l) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot h\sigma_{sl} S_l}\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln S_l - \mu_{sl}}{h\sigma_{sl}}\right)^2\right] \quad (S_l \geq 0) \tag{3.7}$$

โดยที่ $h = \ln 10/20$, μ_{sl} และ $h\sigma_{sl}$ คือค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนของตัวแปรสุ่ม Associated normal random variable มีหน่วยเป็น dB ตามลำดับ

โดยแบบจำลองของช่องสัญญาณชนิดนี้เหมาะสำหรับ ช่องสัญญาณในระบบดาวเทียมที่ไม่ใช่ดาวเทียมวงโคจรค้างฟ้า (Nongeostationary orbit) เช่นที่นำมาประยุกต์ในที่นี้คือดาวเทียมวงโคจรต่ำ (Low Earth Orbit : LEO) ซึ่งตัวแปรสำคัญหนึ่งที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของช่องสัญญาณ ก็คือมุมเงย (Elevation angle : a) ของเครื่องรับสัญญาณ โดยเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงมุมเงย a ส่งผลทำให้พารามิเตอร์ต่างๆ ของช่องสัญญาณเปลี่ยนไป คือค่า C_l , μ_{sl} และ σ_{sl} โดยสามารถคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งเป็นฟังก์ชันกับมุมเงย a_l ได้ [8]

$$\begin{aligned} C_l(a_l) &= C_{l0} + C_{l1}a_l + C_{l2}a_l^2 \\ \mu_{sl}(a_l) &= \mu_{sl0} + \mu_{sl1}a_l + \mu_{sl2}a_l^2 + \mu_{sl3}a_l^3 \\ \sigma_{sl}(a_l) &= \sigma_{sl0} + \sigma_{sl1}a_l \end{aligned} \tag{3.8}$$

ซึ่งค่า a_l จะอยู่ในช่วง $20^\circ < a_l < 80^\circ$ และค่าสัมประสิทธิ์ต่างๆ หาได้จากตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ค่าของพารามิเตอร์ช่องสัญญาณ

C_l	μ_{sl}	σ_{sl}
$C_{l0} = 2.731$	$\mu_{sl0} = -2.331$	$\sigma_{sl0} = 4.5$
$C_{l1} = -1.074\times10^{-1}$	$\mu_{sl1} = 1.142\times10^{-1}$	$\sigma_{sl1} = -0.05$
$C_{l2} = 2.774\times10^{-3}$	$\mu_{sl2} = -1.939\times10^{-3}$	
	$\mu_{sl3} = 1.094\times10^{-5}$	

3.1.3 แบบจำลองของเครื่องรับ

ให้ระบบที่พิจารณาเป็นแบบอะซิงโครนัสที่มีผู้ใช้หลายคน โดยสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนจะผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิง ซึ่งส่งผลให้ช่องสัญญาณที่พิจารณามีฟังก์ชันการลดทอนของแอมพลิจูด และมีการหน่วงเวลา โดยสัญญาณข้อมูลที่รับได้จะเกิดการลดทอนแอมพลิจูดด้วยอัตราการลดทอน α และเกิดการหน่วงเวลา จาก $d(t)$ เป็น $d(t-\tau)$ เมื่อพิจารณาถึงระบบที่แสดงตามรูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงถึงการเชื่อมต่อสัญญาณโดยใช้เทคนิคการไดเวอร์ซิติทางวิถี (Path diversity) มาช่วยในการรับสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม โดยมีจำนวนวิถีทั้งหมด L วิถี ซึ่งดาวเทียมแต่ละดวงจะประกอบด้วย สปอตบีมทั้งหมดจำนวน $J+1$ สปอตบีม และในแต่ละสปอตบีมจะรองรับผู้ใช้ได้พร้อมกันจำนวน K คน สัญญาณที่รับได้มีค่าตามสมการที่ (3.9)

$$r(t) = A\sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(k)})$$
$$+ A\sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l^{(k)}\beta_l^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(k)}) + n_\omega(t) \quad (3.9)$$

โดยที่

$r(t)$ คือสัญญาณที่รับได้

A คือแอมพลิจูดของสัญญาณ

$\alpha_l^{(k)}$ คืออัตราการลดทอนของแอมพลิจูดของผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l ซึ่งมีคุณสมบัติของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (pdf) ตามสมการที่ (3.5)

$d^{(k)}(t)$ คือข้อมูลไบนารีของผู้ใช้คนที่ k โดยมีความกว้างของบิตเป็น T_b

$c^{(k)}(t)$ คือรหัสที่ใช้ในการแผ่สเปกตรัมของผู้ใช้คนที่ k โดยมีความกว้างของบิตเป็น T_c

$\beta_l^{(k)}$ แสดงถึงการแบ่งแยกแบบรูป (Pattern) ของสายอากาศในแต่ละสปอตบีม ของผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l

$\tau_l^{(k)}$ แสดงถึงการหน่วงเวลา ผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l

$\theta_l^{(k)}$ แสดงถึงเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ ผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ l

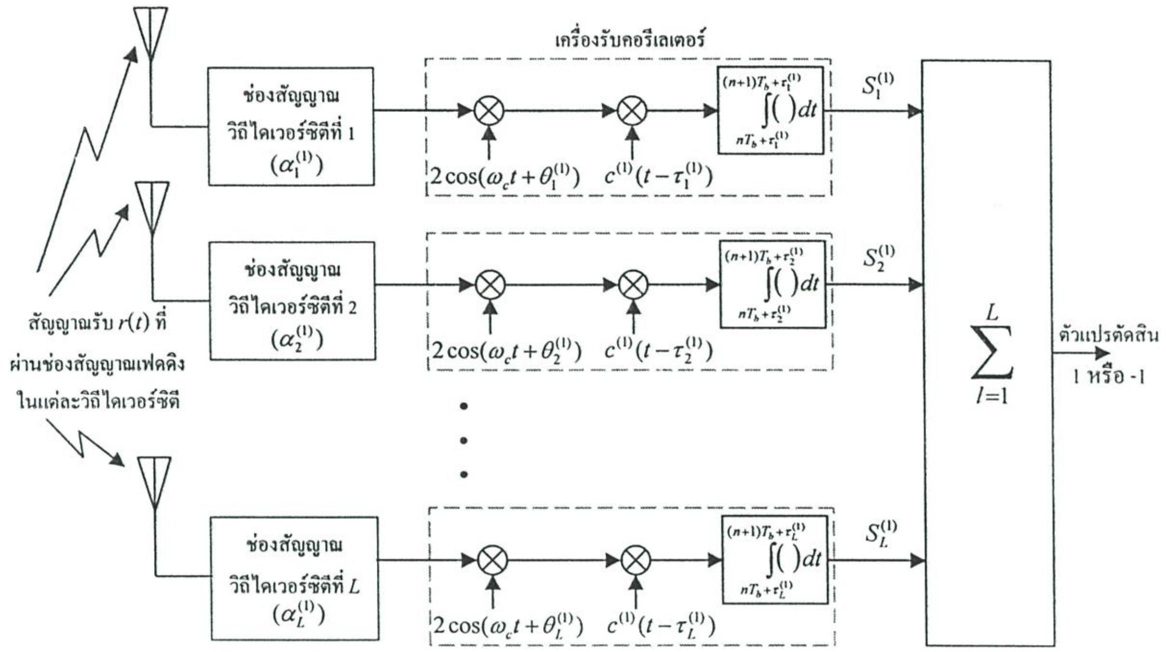
$n_\omega(t)$ คือสัญญาณรบกวน Additive White Gaussian Noise (AWGN) ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเท่ากับ $N_0/2$

เมื่อพิจารณาพจน์ทางด้านขวาของสมการที่ (3.9) จะสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 พจน์ด้วยกัน พจน์แรกแสดงถึงสัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ในสปอตบีมเดียวกัน คือผู้ใช้ที่ 1 ถึง K พจน์ที่สองแสดงถึงผู้ใช้ที่อยู่ในสปอตบีมอื่น คือผู้ใช้ที่ $K+1$ ถึง $(J+1)K$ และพจน์สุดท้ายคือสัญญาณรบกวน AWGN

โดยที่เราใช้เครื่องรับที่มีแบบจำลองตามรูปที่ 3.3 ในการรับสัญญาณ $r(t)$ ที่ได้จากสมการที่ (3.9) โดยเราให้การค้นเป้าได้ (Acquisition) สามารถกระทำได้สำเร็จสำหรับผู้ใช้งานอ้างอิง ในวิถีที่ถูกรับที่ l โดย $l=1,2,...,L$ ซึ่งเอาต์พุตในวิถีที่ l บิตส่งที่ n ของผู้ใช้คนที่ 1 มีค่าเป็นไปตามสมการ (3.10)

$$U_l^{(1)}(n) = \int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} 2r(t)\alpha_l^{(1)}c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt \quad (3.10)$$

โดยถือว่ามีการประมาณช่องสัญญาณที่สมบูรณ์ แทนค่าสัญญาณที่รับ $r(t)$ จากสมการที่ (3.9) ลงในสมการที่ (3.10) ได้ดังสมการที่ (3.11)



รูปที่ 3.4 แบบจำลองของเครื่องรับ DS-CDMA ของผู้ใช้คนที่ 1 ที่เราพิจารณา โดยใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถี

$$U_l^{(1)}(n) = \int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} 2[A\sum_{k=1}^{K}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(k)})$$
$$+A\sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l^{(k)}\beta_l^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(k)})$$
$$+n_\omega(t)]\alpha_l^{(1)}c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt \tag{3.11}$$

จากสมการที่ (3.11) สามารถแบ่งองค์ประกอบของสัญญาณได้ออกเป็น 3 พจน์คือ

$$U_l^{(1)}(n) = \left\{S_l^{(1)}(n)+I_l^{(1)}(n)+N_l^{(1)}(n)\right\} = \left\{S_l^{(1)}(n)+I_{tot_l}(n)\right\} \tag{3.12}$$

โดย $S_l^{(1)}(n)$ คือองค์ประกอบของสัญญาณที่ต้องการ

$I_l^{(1)}(n)$ คือองค์ประกอบสัญญาณแทรกสอดที่เกิดผู้ใช้อื่นๆ ที่ไม่ต้องการ

$N_l^{(1)}(n)$ คือองค์ประกอบสัญญาณรบกวน AWGN

$I_{tot_l}(n)$ คือองค์ประกอบสัญญาณแทรกรวม $I_{tot_l}(n) = I_l^{(1)}(n) + N_l^{(1)}(n)$

พิจารณาที่สัญญาณ $S_l^{(1)}(n)$ ซึ่งเป็นสัญญาณของผู้ใช้คนที่หนึ่ง $k=1$ และเป็นสัญญาณของผู้ใช้อ้างอิงจึงให้ $\tau_l^{(1)}=0$ ได้สัญญาณ $S_l^{(1)}(n)$ เป็น

$$S_l^{(1)}(n) = \int_{nT_b+0}^{(n+1)T_b+0} 2[A\sum_{l=1}^{L}\alpha_l^{(k=1)}d^{(k=1)}(t-\tau_l^{(k=1)})c^{(k=1)}(t-\tau_l^{(k=1)})$$
$$\cdot\cos(\omega_c t+\theta_l^{(k=1)})]\alpha_l^{(1)}c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt \quad (3.13)$$

$$S_l^{(1)}(n) = 2A\sum_{l=1}^{L}\int_{nT_b}^{(n+1)T_b} d^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\{\alpha_l^{(1)}\}^2\{c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\}^2\cos^2(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt$$
$$= 2A\sum_{l=1}^{L}\int_{nT_b}^{(n+1)T_b}\{\alpha_l^{(1)}\}^2 d^{(1)}(t)\cos^2(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt$$
$$= A\{\alpha_l^{(1)}\}^2\sum_{l=1}^{L}\int_{nT_b}^{(n+1)T_b} d^{(1)}(t)dt$$

เมื่อพิจารณาการอินทิกรัลในช่วงหนึ่งคาบ จึงสามารถเปลี่ยนขอบเขตการอินทิกรัลจาก $\int_{nT_b}^{(n+1)T_b} dt$ ไปเป็น $\int_0^{T_b} dt$ ได้

$$S_l^{(1)} = A\{\alpha_l^{(1)}\}^2\sum_{l=1}^{L}\int_0^{T_b} d^{(1)}(t)dt$$
$$= A\{\alpha_l^{(1)}\}^2 T_b d_n^{(1)} \quad (3.14)$$

สัญญาณ $I_l^{(1)}(n)$ คือสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้ที่ $k>1$ คือ $k=2$ จนถึง $k=(J+1)K$

$$I_l^{(1)}(n) = \int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} 2[A\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{l=1}^{L}\alpha_l^{(k)}\beta_l^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_l^{(k)})$$
$$\cdot\cos(\omega_c t+\theta_l^{(k)})]\alpha_l^{(1)}c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt \quad (3.15)$$

เปลี่ยนตัวแปรใน [ ] จาก l เป็น i ขอบเขตของผลรวม จึงเปลี่ยนจาก $\sum_{l=1}^{L}$ เป็น $\sum_{i=1}^{L}$

$$I_l^{(1)}(n) = \int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} 2[A\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}\alpha_i^{(k)}\beta^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_i^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_i^{(k)})$$
$$\cdot\cos(\omega_c t+\theta_i^{(k)})]\alpha_l^{(1)}c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt$$
$$= 2A\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{l=1}^{L}\int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}}[\alpha_i^{(k)}\alpha_l^{(1)}\beta^{(k)}d^{(k)}(t-\tau_i^{(k)})c^{(k)}(t-\tau_i^{(k)})c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})$$
$$\cdot\cos(\omega_c t+\theta_i^{(k)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})]dt$$

เมื่อพิจารณาการอินทิกรัลในช่วงหนึ่งคาบ จึงสามารถเปลี่ยนขอบเขตการอินทิกรัลจาก $\int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} dt$ ไปเป็น $\int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} dt$ ได้

$$I_l^{(k)}(n) = 2A\alpha_l^{(1)} \sum_{k=2}^{(J+1)K} \sum_{i=1}^{L} \alpha_i^{(k)} \beta^{(k)} \int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} [d^{(k)}(t-\tau_i^{(k)}) c^{(k)}(t-\tau_i^{(k)}) c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) \cdot \cos(\omega_c t + \theta_i^{(k)}) \cos(\omega_c t + \theta_l^{(1)})] dt \quad (3.16)$$

และจากจากเอกลักษณ์ตรีโกณมิติ $\cos X \cdot \cos Y = \frac{1}{2}[\cos(X+Y) + \cos(X-Y)]$ จึงได้

$$\int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} \cos(\omega_c t + \theta_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \theta_l^{(k)}) dt = \frac{1}{2} \int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} [\cos(2\omega_c t + \theta_l^{(1)} + \theta_i^{(k)}) + \cos(\theta_l^{(1)} - \theta_i^{(k)})] dt$$

$$= \frac{1}{2} \cos(\theta_l^{(1)} - \theta_i^{(k)}) = \cos(\theta_{il}^{k1}) \quad (3.17)$$

ฉะนั้น

$$I_l^{(1)}(n) = A\alpha_l^{(1)} \sum_{k=2}^{(J+1)K} \sum_{i=1}^{L} \alpha_i^{(k)} \beta^{(k)} I_{il}^{k1}(T_b) \cos(\theta_{il}^{k1}) \quad (3.18)$$

เมื่อ $I_{il}^{k1}(T_b) = \int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} d^{(k)}(t-\tau_i^{(k)}) c^{(k)}(t-\tau_i^{(k)}) c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) dt$ (3.19)

ค่า $I_{il}^{k1}(T_b)$ คือสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ของรหัสแผ่ (Spreading code) ผู้ใช้คนที่ k วิถีที่ i เทียบกับกับรหัสของเครื่องรับของผู้ใช้อ้างอิง (คนที่ 1 วิถีที่ l) โดยสามารถทำการประมาณค่าสหสัมพันธ์ข้ามนี้ ในแบบจำลองของ zero-mean AWGN ซึ่งสามารถหาความแปรปรวนจาก [6] ได้เป็น $2T_b^2/3G_p$ โดยที่ G_p คืออัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain) ในระบบแผ่สเปกตรัม โดยที่ $G_p = T_b/T_c$

และสุดท้ายคือ $N_l^{(1)}(n)$ จาก (3.11) และ (3.12) จะได้

$$N_l^{(1)}(n) = \int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} 2[n_\omega(t)] \alpha_l^{(1)} c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \theta_l^{(1)}) dt \quad (3.20)$$

เมื่อพิจารณาการอินทิกรัลในช่วงหนึ่งคาบ จึงสามารถเปลี่ยนขอบเขตการอินทิกรัลจาก $\int_{nT_b+\tau_l^{(1)}}^{(n+1)T_b+\tau_l^{(1)}} dt$ ไปเป็น $\int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} dt$

$$N_l^{(1)}(n) = \alpha_l^{(1)} \int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} 2n_\omega(t) c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)}) \cos(\omega_c t + \theta_l^{(1)}) dt$$

$$= \alpha_l^{(1)} N(T_b) \quad (3.21)$$

โดยที่

$$N(T_b) = \int_{\tau_l^{(1)}}^{T_b+\tau_l^{(1)}} 2n_\omega(t)c^{(1)}(t-\tau_l^{(1)})\cos(\omega_c t+\theta_l^{(1)})dt \tag{3.22}$$

เมื่อ $N(T_b)$ คือ Zero-mean Gaussian random variable ที่มีค่าความแปรปรวนเป็น $\eta_0 T_b$

แทนค่าสมการที่ (3.14) , (3.18) และ (3.21) ลงในสมการ (3.11) ได้สัญญาณ $U_l^{(1)}(n)$ เป็น

$$U_l^{(1)}(n) = AT_b\{\alpha_l^{(1)}\}^2 d_n^{(1)} + A\alpha_l^{(1)}\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}\alpha_i^{(k)}\beta^{(k)}I_{il}^{k1}(T_b)\cos\theta_{il}^{k1} + \alpha_l^{(1)}N(T_b) \tag{3.23}$$

3.2 การวิเคราะห์อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

เมื่อพิจารณาถึงเฉพาะผู้ใช้คนที่ 1 ที่ต้องการ ซึ่งมีค่าอัตราการลดทอนแอมพลิจูดเนื่องจากการเฟดดิงเป็น $\alpha_l^{(1)}$ และพิจารณาที่บิตข้อมูลที่ $d_n^{(1)}$ ทำให้สามารถหาค่าตัวแปรตัดสินของเครื่องรับ Coherent correlation ในสาขา (Branch) ที่ l โดย $l = 1,2,...,L$ ซึ่งมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian) โดยการหาค่าเฉลี่ย $S_l^{(1)}$ ได้เป็น

$$\left\langle S_l^{(1)} \right\rangle = AT_b\{\alpha_l^{(1)}\}^2 \tag{3.24}$$

ซึ่งเป็นส่วนของสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 ที่ต้องการ ต่อไปจะหาส่วนของสัญญาณแทรกสอดโดยการหาค่าความแปรปรวนของ I_{tot_l} ได้จาก

$$\sigma_{tot}^2 = Var[I_{tot_l}] = E[I_{tot_l}^2] - E^2[I_{tot_l}] \tag{3.25}$$

ซึ่งพิจารณาให้มีการแจกแจงแบบเกาส์ ฉะนั้นค่า $E^2[I_{tot_l}] = 0$ จึงได้

$$\begin{aligned}\sigma_{tot_l}^2 &= E[I_{tot_l}^2] \\ &= E\left[\left\{A\alpha_l^{(1)}\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}\alpha_i^{(k)}\beta^{(k)}I_{il}^{k1}(T_b)\cos\theta_{il}^{k1}\right\}^2\right] + E\left[\{\alpha_l^{(1)}N(T_b)\}^2\right] \\ &= A^2\{\alpha_l^{(1)}\}^2 E\left[\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}\{\alpha_i^{(k)}\}^2\{\beta^{(k)}\}^2\{I_{il}^{k1}(T_b)\}^2\cos^2(\theta_{il}^{k1})\right] + \{\alpha_l^{(1)}\}^2 E\left[\{N(T_b)\}^2\right]\end{aligned}$$

(3.26)

พิจารณาที่

$$E\left[\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}\left\{\alpha_i^{(k)}\right\}^2\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\left\{I_{il}^{k1}(T_b)\right\}^2\cos^2\theta_{il}^{k1}\right] = \sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}E\left[\left\{\alpha_i^{(k)}\right\}^2\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\left\{I_{il}^{k1}(T_b)\right\}^2\right] \cdot E[\cos^2(\theta_{il}^{k1})] \quad (3.27)$$

ให้ θ_{il}^{k1} เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอในช่วง $[0,2\pi]$ จึงได้

$$\begin{aligned} E[\cos^2(\theta_{il}^{k1})] &= \frac{1}{2\pi-0}\int_0^{2\pi}\cos^2(\theta_{il}^{k1})d\theta_{il}^{k1} \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{1}{2}\left(1+\cos(2\theta_{il}^{k1})\right)d\theta_{il}^{k1} \\ &= \frac{1}{4\pi}\left(2\pi + \frac{\sin(2\theta_{il}^{k1})}{2}\bigg|_0^{2\pi}\right) \\ &= 1/2 \end{aligned}$$

จากนั้นสามารถหา $E\left[\left\{I_{il}^{k1}(T_b)\right\}^2\right]$ ได้จาก [6] ซึ่ง $E\left[\left\{I_{il}^{k1}(T_b)\right\}^2\right] = \frac{2T_b^2}{3G_p}$ ฉะนั้นสมการที่ (3.27) จึงกลายเป็น

$$E\left[\sum_{k=2}^{(J+1)K}\sum_{i=1}^{L}\left\{\alpha_i^{(k)}\right\}^2\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\left\{I_{il}^{k1}(T_b)\right\}^2\cos^2\theta_{il}^{k1}\right] = \frac{T_b^2\left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2}{3G_p}\sum_{l=1}^{L}E[\alpha_l^2]\left[(K-1)+\sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\right] \quad (3.28)$$

จึงได้

$$\sigma_{tot_l}^{\ 2} = \frac{A^2T_b^2\lambda}{3G_p}\left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2\left[(K-1)+\sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\right] + N_0T_b\left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2 \quad (3.29)$$

เมื่อ N_0T_b คือค่าความแปรปรวนของ $N(T_b)$ และ $\lambda = \sum_{l=1}^{L}E[\alpha_l^2]$ คือผลรวมของค่าโมเมนต์อันดับสองของตัวแปรสุ่ม α_l โดยที่ α_l มีการแจกแจงแบบไรซ์-ล็อกนอร์มอล ซึ่งสามารถหาค่า $E[\alpha_l^2]$ ได้จาก [8] โดยอยู่ในรูปของโมเมนต์อันดับ m จึงได้ $E[\alpha_l^m]$ เป็น

$$E[\alpha_l^m] = (C_l+1)^{-m/2}e^{-C_l}\Gamma\left(1+\frac{m}{2}\right)\cdot e^{m\mu_{sl}}\exp\left(\frac{1}{2}m^2h^2\sigma_{sl}^{\ 2}\right)\cdot{}_1F_1\left(1+\frac{m}{2};1;C_l\right) \quad (3.30)$$

ในที่นี้ $m = 2$ จึงได้

$$E[\alpha_l^2] = \frac{e^{-C_l}\Gamma(2)}{(C_l+1)} \cdot e^{2\mu_{sl}} \exp(2h^2{\sigma_{sl}}^2) \cdot {}_1F_1(2;1;C_l) \tag{3.31}$$

โดยที่ Γ คือ Gamma function และ ${}_1F_1(a;b;z)$ คือ Confluent hypergeometric function [14] มีค่าเป็น

$${}_1F_1(a;b;z) = \frac{\Gamma(b)}{\Gamma(a)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\Gamma(a+k)}{\Gamma(b+k)} \frac{z^k}{k!}$$

สามารถหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ต่อวิถี ได้จากสมการที่ (3.24) และ (3.29) ได้เป็น

$$\gamma_l = \frac{\left\langle S_l^{(1)} \right\rangle^2}{2 \cdot {\sigma_{tot}}_l^2} = \frac{A^2 T_b^2 \left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^4}{\frac{2A^2T_b^2\lambda}{3G_p}\left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2\left[(K-1) + \sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\right] + 2N_0T_b\left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2}$$

$$\gamma_l = \frac{\left\langle S_l^{(1)} \right\rangle^2}{2 \cdot {\sigma_{tot}}_l^2} = \frac{A^2 T_b^2 \left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2}{\frac{2A^2T_b^2\lambda}{3G_p}\left[(K-1) + \sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\right] + \frac{2N_0T_b^2}{T_b}}$$

$$= \frac{A^2 \left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2}{\frac{2A^2\lambda}{3G_p}\left[(K-1) + \sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\right] + \frac{2N_0A^2}{2E_b}} \tag{3.32}$$

โดยที่ $E_b = A^2 T_b / 2$ คือพลังงานของสัญญาณต่อบิต

$$\gamma_l = \frac{\left\{\alpha_l^{(1)}\right\}^2}{\frac{2\lambda}{3G_p}\left[(K-1) + \sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2\right] + \frac{N_0}{E_b}} \tag{3.33}$$

พิจารณาที่เอาต์พุตของเครื่องรับของผู้ใช้คนที่ 1 ซึ่งใช้การรวมสัญญาณในแต่ละสาขาแบบการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC) ทำให้สามารถค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนที่ 1 ได้เป็น

$$\gamma_t = \sum_{l=1}^{L} \gamma_l = A_0 \sum_{l=1}^{L} \left\{ \alpha_l^{(1)} \right\}^2 \tag{3.34}$$

โดยที่

$$A_0 = \left\{ \frac{2\lambda}{3G_p} \left[(K-1) + \sum_{k=K+1}^{(J+1)K} \left\{ \beta^{(k)} \right\}^2 \right] + \frac{N_0}{E_b} \right\}^{-1} \tag{3.35}$$

3.3 การวิเคราะห์ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาด

จากสมการที่ (3.34) จะเห็นได้ว่าค่า SNR ที่เอาต์พุตของเครื่องรับ จะเป็นฟังก์ชันของผลรวมของตัวประกอบการลดทอนของแอมพลิจูด (Amplitude attenuation factor : α_l) ยกกำลังสอง ซึ่งการรวมกันแบบนี้เรียกว่า การรวมอัตราส่วนสูงสุด (MRC) สามารถกำหนดด้วยความสัมพันธ์

$$\gamma = \sum_{l=1}^{L} \alpha_l^2 \tag{3.36}$$

โดย α_l สอดคล้องกับการแจกแจงแบบ Rice-lognormal ตามสมการที่ (3.5) ถึง (3.7) ซึ่งมีพารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องสัญญาณคือ C_l , μ_{sl} และ σ_{sl} เราสามารถหาค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ SNR ได้จาก [5] และ [8] คือ

$$f_\gamma(\gamma) = \int_0^\infty f(\gamma|\bar{S}) f_{\bar{S}}(\bar{S}) dS \tag{3.37}$$

เมื่อ $\bar{S} = [S_1, S_2, ..., S_L]$ เป็นเวคเตอร์ของ S_l โดยที่ $l = 1,2,...,L$ ซึ่งตามเงื่อนไขของการรับสัญญาณโดยวิธีไดเวอร์ซิตี เป็นการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีหลายๆ วิถี ซึ่งขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่เราพิจารณา ถ้าเป็นช่องสัญญาณในระบบที่มีความใกล้เคียงกัน เช่นช่องสัญญาณในระบบเซลลูลาร์ภาคพื้นดิน เราสามารถที่จะประมาณให้ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีของไดเวอร์ซิตีมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมากจนถือว่าเท่ากันได้ แต่การรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีในระบบดาวเทียม มีโอกาสน้อยมากที่ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีจะมีค่าเท่ากัน โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงให้เห็นถึงการพิจารณาผลของการไม่เท่ากันและเท่ากันของคุณสมบัติของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตี แบ่งออกเป็น

3.3.1 กรณีที่คุณสมบัติของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าไม่เท่ากัน

ก็คือกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณตลอดจนตัวแปรเฟดดิงในแต่ละสาขาไดเวอร์ซิตีของช่องสัญญาณเป็นแบบ Nonidentical เราต้องทำการหาค่า pdf ของ γ ซึ่งเป็นการรวมสัญญาณแบบ MRC ตามสมการที่ (3.36) โดยหาค่า Moment Generating Function (MGF) [13] และ [14] ซึ่งได้จากการแปลงลาปลาซของ pdf (จากสมการที่ 3.6) มีค่าเป็น

$$L\{f(\alpha_l|S_l)\,;\,z=jt\}=\frac{C_l+1}{C_l+1+(zS_l^2/\alpha_l)}\exp\left[-\frac{zC_lS_l^2}{\alpha_l(C_l+1)+zS_l^2}\right] \tag{3.38}$$

ในทำนองเดียวกัน สามารถหาฟังก์ชันคุณลักษณะ (Characteristic function) ของ γ จาก

$$L\{f_\gamma(\gamma|\bar{S})\,;\,z=jt\}=\prod_{l=1}^{L}\left\{\frac{C_l+1}{C_l+1+(zS_l^2/\alpha_l)}\exp\left[-\frac{zC_lS_l^2}{\alpha_l(C_l+1)+zS_l^2}\right]\right\} \tag{3.39}$$

และค่า pdf ของการบดบังช่องสัญญาณซึ่งมีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล จากสมการที่ (3.7) สามารถหาได้จาก

$$f_{\bar{S}}(\bar{S})=\prod_{l=1}^{L}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\cdot h\sigma_{sl}S_l}\exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln S_l-\mu_{sl}}{h\sigma_{sl}}\right)^2\right] \tag{3.40}$$

การหาค่า pdf ของ γ หาได้โดยการแปลงลาปลาซผกผันของสมการที่ (3.39) ซึ่งนำไปสู่การหาค่า Cumulative Density Function (cdf) ของ γ บนเงื่อนไขของ $\bar{S}$ จาก [8], [13] และ [14] โดยค่า cdf ของ γ มีค่าเป็น

$$F_\gamma(\gamma|\bar{S})=\frac{1}{2}-\frac{1}{\pi}\int_0^\infty\frac{\mathrm{Im}\{\varphi_\gamma(t)e^{-jt\gamma}\}}{t}\,dt \tag{3.41}$$

โดยที่ $\mathrm{Im}\{x\}$ คือส่วนจินตภาพของ x และ $\varphi_\gamma(t)=L\{f_\gamma(\gamma|\bar{S});z=jt\}$ จากนั้นเราหาอนุพันธ์ของ cdf ของ γ ที่ได้จากสมการที่ (3.49) โดยพิจารณาค่าของ $\varphi_\gamma(t)$ เป็นเชิงขั้ว จะได้ค่า pdf ของ γ เป็น

$$f_\gamma(\gamma|\bar{S})=\frac{1}{\pi}\int_0^\infty D(t,\bar{S})\cos(E(t,\bar{S})-t\gamma)\,dt \tag{3.42}$$

โดยที่

$$D(t,\overline{S})=\prod_{l=1}^{L}\left\{\frac{\exp\left[-C_l\Big/\left(1+\left(\frac{\alpha_l C_l+\alpha_l}{t\,S_l^2}\right)^2\right)\right]}{\left(1+\left(\frac{t\,S_l^2}{\alpha_l C_l+\alpha_l}\right)^2\right)^{1/2}}\right\} \tag{3.43}$$

และ

$$E(t,\overline{S})=\sum_{l=1}^{L}\left\{\tan^{-1}\left(\frac{t\,S_l^2}{\alpha_l C_l+\alpha_l}\right)+\frac{C_l\left(\frac{t\,S_l^2}{\alpha_l C_l+\alpha_l}\right)}{1+\left(\frac{t\,S_l^2}{\alpha_l C_l+\alpha_l}\right)^2}\right\} \tag{3.44}$$

ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ เมื่อทราบค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ของผู้ใช้อ้างอิงที่ต้องการแล้ว ต่อไปพิจารณาหาค่าความน่าเป็นของความผิดพลาดบิต (Probability of error) บนเงื่อนไขของ SNR ขณะใดๆ ซึ่งขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต ในที่นี้ใช้การมอดูเลตแบบ Coherent BPSK จึงสามารถหาค่าความน่าเป็นของความผิดพลาดบิต [13] ได้เป็น

$$P_e(\gamma)=\frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{A_0\gamma}\right)=\frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma_t}\right)=\frac{\Gamma\left(1/2,A_0\gamma\right)}{2\sqrt{\pi}} \tag{3.45}$$

เมื่อ $\Gamma(b,x)=\int_x^{\infty}y^{b-1}e^{-y}dy$ คือฟังก์ชันแกมมาที่ไม่สมบูรณ์ (Incomplete gamma function) และจากสมการที่ (3.45) จะเห็นว่าเป็นความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลแบบมีเงื่อนไข (Condition error probability) เมื่อเงื่อนไขคือ γ ถูกกำหนดให้มีค่าแน่นอน แต่เมื่อ γ เป็นตัวแปรสุ่มจะต้องหาความน่าเป็นของการผิดพลาดของบิตข้อมูลเฉลี่ย (Average bit error probability) โดยทำการเฉลี่ย $P_e(\gamma)$ ตลอดช่วงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าเป็นของ γ คือ

$$P_b=\int_0^{\infty}P_e(\gamma)f_\gamma(\gamma)d\gamma \tag{3.46}$$

ซึ่ง P_b คือความน่าเป็นการผิดพลาดของบิตข้อมูลเฉลี่ย หรือเรียกว่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาด (Bit Error Probability : BEP) ส่วน $f_\gamma(\gamma)$ คือฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ γ ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (3.37)

แทนสมการที่ (3.37) ลงใน (3.46) ได้ค่า P_b เป็น

$$P_b = \int_0^\infty \left\{ \int_0^\infty P_e(\gamma) f(\gamma|\bar{S}) d\gamma \right\} f_{\bar{S}}(\bar{S}) dS \tag{3.47}$$

โดยที่การอินทิกรัลชั้นในแสดงถึง การเฉลี่ยความน่าเป็นของความผิดพลาดบิตในระบบไดเวอร์ซิติ จำนวน L วิถี (L - path diversity system) บนเงื่อนไขของการเฟดดิงแบบหลายวิถี ซึ่งอินทิกรัลชั้นนอกแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากการถูกบดบังช่องสัญญาณในวิถีไดเวอร์ซิตีนั้นๆ

พิจารณาสมการที่ (3.47) ซึ่งค่าในวงเล็บ { } คือค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตข้อมูลแบบมีเงื่อนไข $P_e(\gamma|\bar{S})$ โดยเขียนเป็นความสัมพันธ์

$$P_e(\gamma|\bar{S}) = \int_0^\infty P_e(\gamma) f_\gamma(\gamma|\bar{S})\, d\gamma \tag{3.48}$$

สามารถหาค่า $P_e(\gamma|\bar{S})$ ได้จากการแทนสมการที่ (3.42) และ (3.45) ลงใน (3.48) ได้

$$P_e(\gamma|\bar{S}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \int_0^\infty \Gamma(1/2, A_0\gamma) D(t,\bar{S}) \cos(E(t,\bar{S}) - t\gamma)\, d\gamma\, dt \tag{3.49}$$

จากเอกลักษณ์ตรีโกณมิติจะได้ $\cos(X-Y) = \cos X \cos Y + \sin X \sin Y$ ฉะนั้นสามารถกระจายสมการที่ (3.49) ออกเป็น

$$\begin{aligned} P_e(\gamma|\bar{S}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{\pi}} \int_0^\infty D(t,\bar{S}) \Bigg\{ &\cos(E(t,\bar{S})) \left[\int_0^\infty \Gamma(1/2, A_0\gamma) \cos(t\gamma)\, d\gamma \right] \\ &+ \sin(E(t,\bar{S})) \left[\int_0^\infty \Gamma(1/2, A_0\gamma) \sin(t\gamma)\, d\gamma \right] \Bigg\} dt \end{aligned} \tag{3.50}$$

พิจารณาพจน์ที่อยู่ในวงเล็บ [ ] โดยใช้การอินทิกรัลทีละส่วน (By part) จาก [15] ได้ค่าเป็น

$$\begin{aligned} \int_0^\infty \Gamma(1/2, A_0\gamma) \cos(t\gamma)\, d\gamma &= \Gamma\left(\frac{1}{2}, A_0\gamma\right) \frac{\sin(t\gamma)}{t} \Bigg|_0^\infty - \int_0^\infty \frac{\sin(t\gamma)}{t}\, d\Gamma\left(\frac{1}{2}, A_0\gamma\right) \\ &= \frac{\sqrt{A_0}}{t} \int_0^\infty \sin(t\gamma)\, \gamma^{-1/2} e^{-A_0\gamma} d\gamma \\ &= \frac{\sqrt{\pi A_0} \sin\left(\frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{t}{A_0}\right)\right)}{t\left(t^2 + A_0^2\right)^{1/4}} \end{aligned} \tag{3.51}$$

และ

$$\int_0^\infty \Gamma(1/2, A_0\gamma)\sin(t\gamma)\, d\gamma = -\Gamma\left(\frac{1}{2}, A_0\gamma\right)\frac{\cos(t\gamma)}{t}\Bigg|_0^\infty + \int_0^\infty \frac{\cos(t\gamma)}{t}\, d\Gamma\left(\frac{1}{2}, A_0\gamma\right)$$

$$= \frac{\sqrt{\pi}}{t} - \frac{\sqrt{A_0}}{t}\int_0^\infty \cos(t\gamma)\, \gamma^{-1/2}\, e^{-A_0\gamma}\, d\gamma$$

$$= \frac{\sqrt{\pi}}{t} - \frac{\sqrt{\pi\, A_0}\cos\left(\frac{1}{2}\tan^{-1}\left(\frac{t}{A_0}\right)\right)}{t\left(t^2 + A_0^2\right)^{1/4}} \tag{3.52}$$

แทนค่าสมการที่ (3.51) และ (3.52) ลงใน (3.50) ได้ค่า $P_e(\gamma|\bar{S})$ เป็น

$$P_e(\gamma|\bar{S}) = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty D(t,\bar{S})\left\{\cos(E(t,\bar{S}))\left[\frac{\sqrt{A_0}\sin\left(1/2\tan^{-1}(t/A_0)\right)}{\left(t^2 + A_0^2\right)^{1/4}}\right]\right.$$
$$\left. + \sin(E(t,\bar{S}))\left[1 - \frac{\sqrt{A_0}\cos\left(1/2\tan^{-1}(t/A_0)\right)}{\left(t^2 + A_0^2\right)^{1/4}}\right]\right\}\frac{dt}{t} \tag{3.53}$$

จากนั้นนำสมการที่ (3.53) แทนลงใน (3.47) ได้สมการที่ (3.47) ซึ่งคือค่า BEP ของระบบมีค่าเป็น

$$P_b = \int_0^\infty P_e(\gamma|\bar{S}) f_{\bar{S}}(\bar{S}) dS \tag{3.54}$$

โดย $f_{\bar{S}}(\bar{S})$ คือ pdf ของการบดบังช่องสัญญาณซึ่งมีการแจกแจงแบบล็อกนอร์มอล มีค่าตามสมการที่ (3.40)

3.3.2 กรณีที่คุณสมบัติของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าเท่ากัน

คือกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณตลอดจนตัวแปรเฟดดิงในแต่ละสาขาไดเวอร์ซิตีเป็นแบบ Identical ซึ่งสามารถพิจารณาใช้สมการเดียวกันกับกรณี Nonidentical ได้โดยการแทนค่าพารามิเตอร์และค่าตัวแปรต่างๆ ในแต่ละสาขาให้มีค่าเท่ากัน คือ $C_l = C$, $\mu_{sl} = \mu_s$, $\sigma_{sl} = \sigma_s$, $S_l = S$ และ $\alpha_l = \alpha$ นอกจากนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาถึงการลดรูปสมการเพื่อลดขั้นตอนในการวิเคราะห์

ในกรณีช่องสัญญาณในแต่ละวิถีมีคุณสมบัติเป็น Identical สามารถลดรูปสมการที่ (3.40) กลายเป็น

$$f_{\bar{S}}(\bar{S}) = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\cdot h\sigma_s S\right)^L}\exp\left[-\frac{L}{2}\left(\frac{\ln S-\mu_s}{h\sigma_s}\right)^2\right] \tag{3.55}$$

ลดรูปสมการที่ (3.39) กลายเป็น

$$L\{f_\gamma(\gamma|\bar{S})\,;\, z = jt\} = \left(\frac{C+1}{C+1+(zS^2/\alpha)}\right)^L \exp\left[-\frac{zCLS^2}{\alpha(C+1)+zS^2}\right] \tag{3.56}$$

จากนั้นหาค่า pdf ของ γ ได้โดยการแปลงลาปลาซผกผันของสมการที่ (3.57) ได้จาก [8] เป็น

$$f_\gamma(\gamma|\bar{S}) = \frac{2(C+1)\alpha}{S^2}\exp\left[-\frac{(C+1)\gamma\alpha}{S^2}-CL\right]\left(\frac{(C+1)\gamma\alpha}{CLS^2}\right)^{(L-1)/2} I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{LC(C+1)\gamma\alpha}{S^2}}\right) \tag{3.57}$$

โดยที่ $I_{L-1}(\cdot)$ คือฟังก์ชันเบสเสลแบบดัดแปลงชนิดที่หนึ่งอันดับที่ $L-1$ ซึ่งค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของ SNR หาได้จากสมการที่ (3.37) คือ

$$f_\gamma(\gamma) = \int_0^\infty f(\gamma|\bar{S}) f_{\bar{S}}(\bar{S})dS \tag{3.58}$$

ค่าความน่าเป็นของความผิดพลาดบิตบนเงื่อนไขของ SNR ขณะใดๆ โดยใช้การมอดูเลตแบบ Coherent BPSK ซึ่งค่าความน่าเป็นของความผิดพลาดบิต [13]-[14] มีค่าเป็น

$$P_e(\gamma) = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{A_0\gamma}\right) = \frac{1}{2}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma_t}\right) \tag{3.59}$$

เมื่อ erfc(x) คือฟังก์ชันความผิดพลาดเติมเต็ม (Complementary error function) ของตัวแปรสุ่ม x มีค่าเป็น $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2}dt$

ทำตามขั้นตอนเดียวกันกับกรณี Nonidentical โดยการหาค่าความน่าเป็นของการผิดพลาดของบิตข้อมูลเฉลี่ย ซึ่งเฉลี่ย $P_e(\gamma)$ ตลอดช่วงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าเป็นของ γ คือ

$$P_b = \int_0^\infty P_e(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \tag{3.60}$$

ซึ่ง P_b คือความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบ จากนั้นแทนสมการที่ (3.58) และ (3.59) ลงในสมการที่ (3.60) ได้

$$P_b = \int_0^\infty\int_0^\infty \left\{\frac{1}{2}erfc\left(\sqrt{2A_0\gamma}\right)\right\}\cdot\left\{\frac{2(C+1)\alpha}{S^2}\exp\left[-\frac{(C+1)\gamma\alpha}{S^2}-CL\right]\left(\frac{(C+1)\gamma\alpha}{CLS^2}\right)^{(L-1)/2}\right.$$
$$\left.\cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{LC(C+1)\gamma\alpha}{S^2}}\right)\right\}d\gamma\cdot\left\{\frac{1}{\left(\sqrt{2\pi}\cdot h\sigma_s S\right)^L}\exp\left[-\frac{L}{2}\left(\frac{\ln S-\mu_s}{h\sigma_s}\right)^2\right]\right\}\cdot dS \qquad (3.61)$$

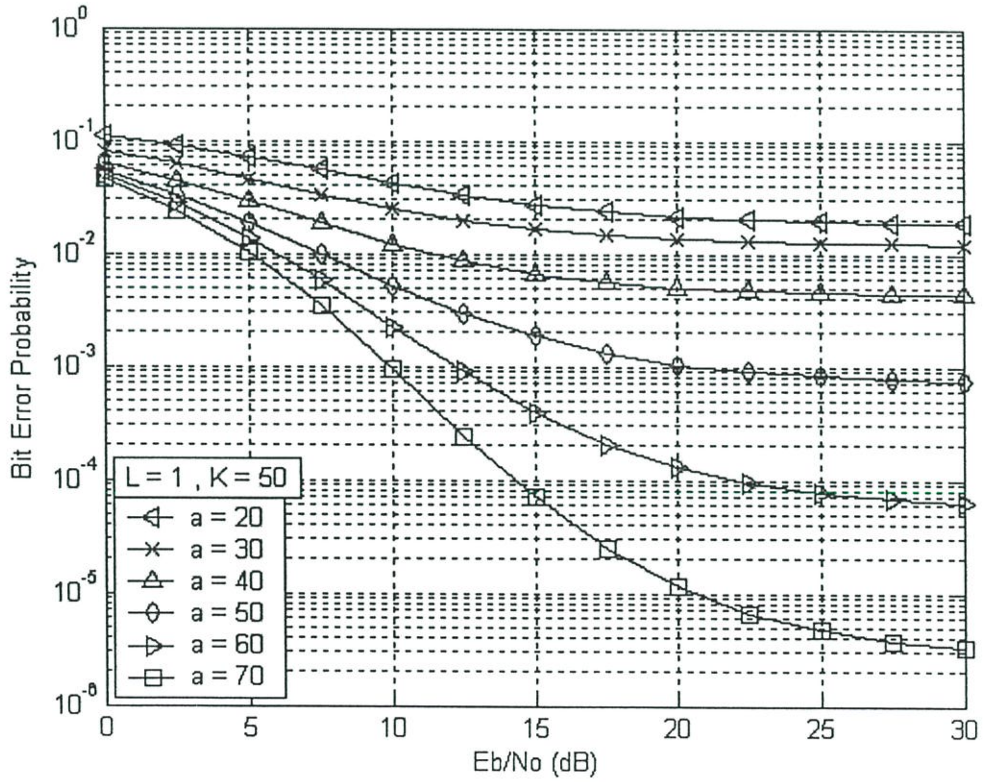
จัดรูปสมการได้

$$P_b = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\cdot h\sigma_s)^L}\int_0^\infty\int_0^\infty \frac{erfc(\sqrt{2A_0\gamma})}{S^L}$$
$$\cdot\left[\frac{(C+1)\alpha}{S^2}\exp\left[-\frac{(C+1)\gamma\alpha}{S^2}-CL\right]\left(\frac{(C+1)\gamma\alpha}{CLS^2}\right)^{(L-1)/2} I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{LC(C+1)\gamma\alpha}{S^2}}\right)\right]$$
$$\cdot\exp\left[-\frac{L}{2}\left(\frac{\ln S-\mu_s}{h\sigma_s}\right)^2\right]\cdot d\gamma\cdot dS \qquad (3.62)$$

บทที่ 4
ผลการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

บทนี้เสนอผลการวิเคราะห์เชิงเลข ในรูปแบบของค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาด (Bit Error Probability : BEP) ของระบบ DS-CDMA โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งในการวิเคราะห์จะพิจารณาให้ความแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้ในสปอตบีมอื่น มีค่าเท่ากับความแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้ในสปอตบีมเดียวกัน [6] ก็คือ $\sum_{k=K+1}^{(J+1)K}\left\{\beta^{(k)}\right\}^2 = K-1$ และอัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) มีค่าเท่ากับ 128 โดยศึกษาผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ต่างๆ ต่อสมรรถนะของระบบดังนี้

4.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่ไม่มีการทำไดเวอร์ซิตี

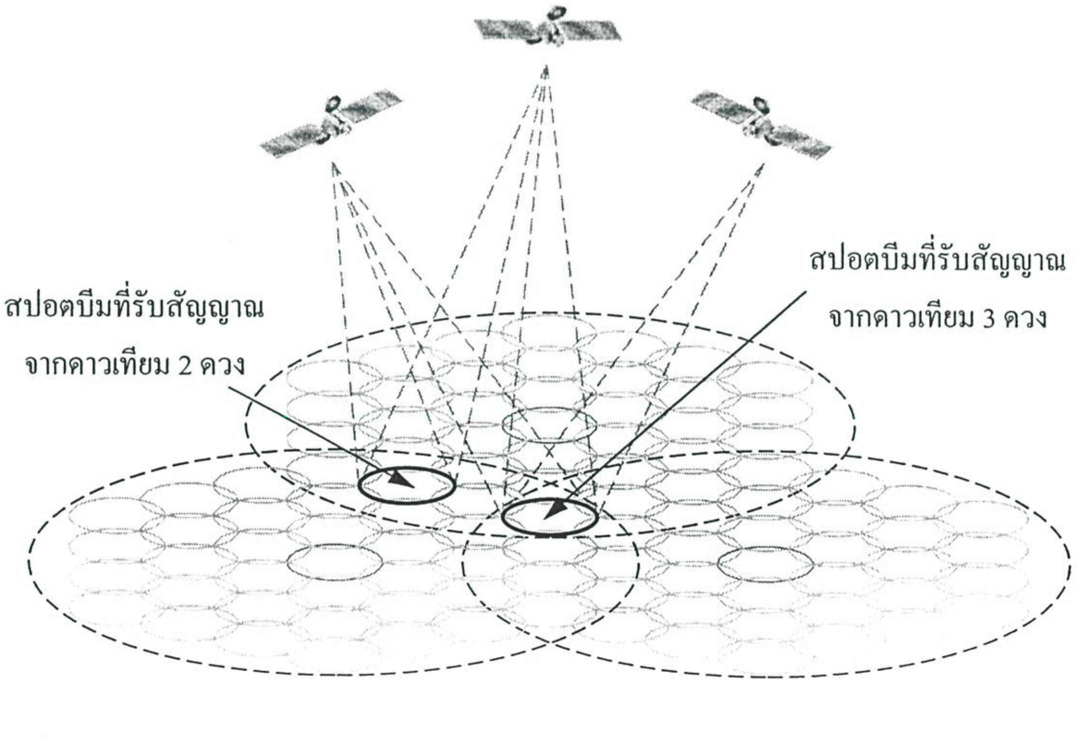


รูปที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 1 ,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ (a) ที่แตกต่างกัน

ในรูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบซึ่งได้จากการวิเคราะห์เชิงเลขจากสมการที่ (3.54) โดยมีการรับสัญญาณจากดาวเทียมเพียงดวงเดียว พิจารณาการเปลี่ยนแปลงค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ(Elevation angle :α) ซึ่งมีผลทำให้ค่าพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณคือ C_l ,μ_{sl} และσ_{sl} เปลี่ยนแปลงไปตามความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.8) จากรูปจะเห็นเมื่อมุมเงยในการรับสัญญาณเพิ่มขึ้น ค่า BEP ของระบบจะลดลง เนื่องจากมีโอกาสที่จะถูกบดบังช่องสัญญาณน้อยลง

4.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่มีการทำไดเวอร์ซิตี

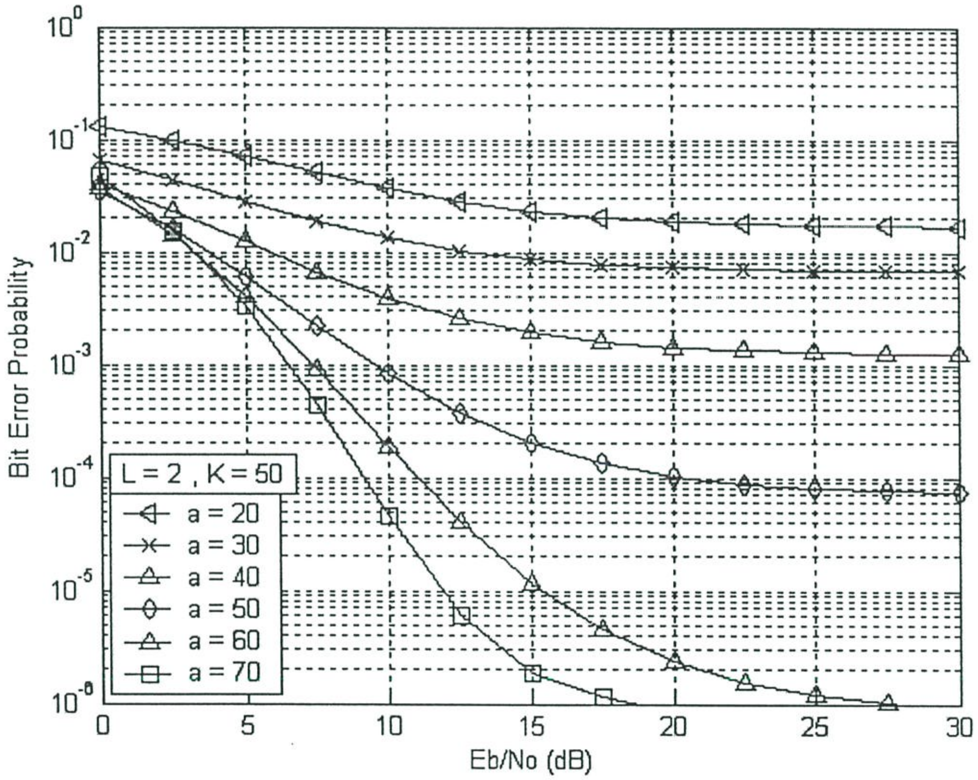
ตำแหน่งที่มุมเงยในการรับสัญญาณมีค่าต่ำๆ ก็คือจุดรับสัญญาณที่อยู่บริเวณขอบฟุตพรินต์ของดาวเทียมที่เราสนใจ ซึ่งจะให้ค่า BEP ที่สูง และในบริเวณนี้เองเครื่องรับสามารถที่จะมองเห็นดาวเทียมที่ส่งสัญญาณได้มากกว่า 1 ดวง เนื่องจากเป็นบริเวณที่มีการซ้อนทับกันของฟุตพรินต์ดาวเทียมมากกว่า 1 ดวง ผู้วิจัยจึงนำเสนอการใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตีทางวิถี และการรวมสัญญาณแบบ MRC มาช่วยในการปรับปรุงคุณภาพสัญญาณรับ โดยมีแบบจำลองตามรูปที่ 4.2



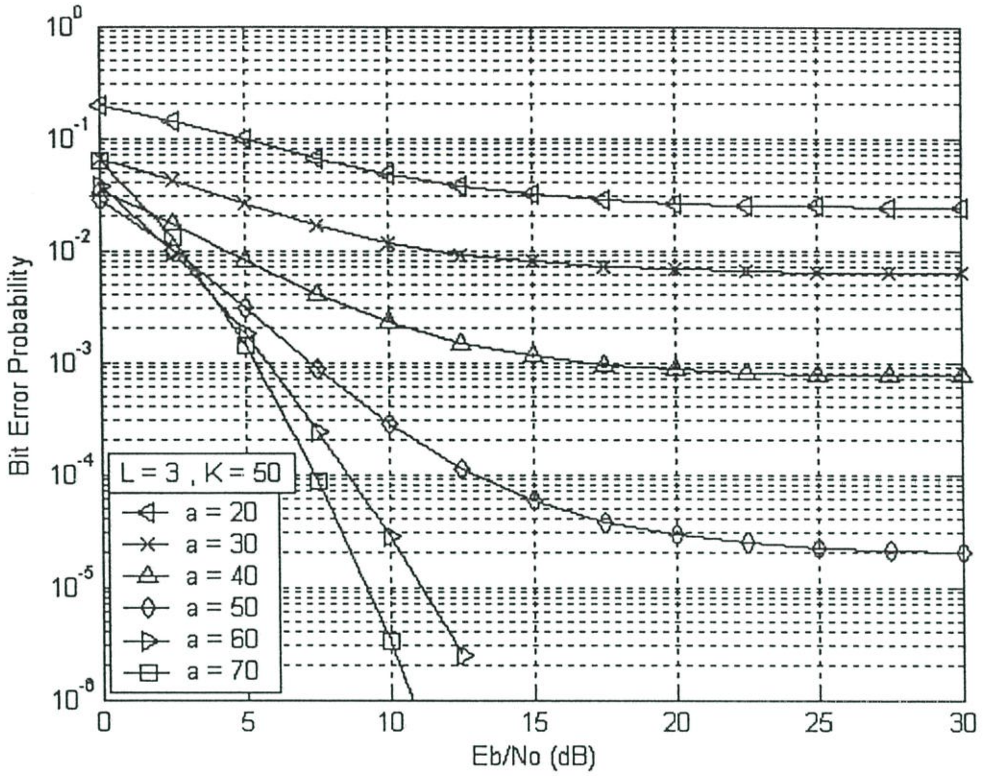
รูปที่ 4.2 แบบจำลองการรับสัญญาณด้วยวิธีไดเวอร์ซิตีทางวิถี

4.2.1 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าเท่ากัน

โดยความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบในกรณีที่มีการรับสัญญาณจากดาวเทียม 2 ดวง ($L = 2$) และ 3 ดวง ($L = 3$) แสดงได้ตามรูปที่ 4.3 และ 4.4 ตามลำดับ ซึ่งมีแนวโน้มของความสัมพันธ์เช่นเดียวกับรูปที่ 4.1 แต่จะสังเกตได้ว่าในกรณีที่มุมเงยมีค่ามากๆ ($a \geq 60^\circ$) จะให้ BEP ที่มีค่าต่ำมากๆ (ในระดับ 10^{-6}) ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อมีมุมเงยในการรับสัญญาณมาก ส่งผลให้พื้นที่ซ้อนทับกันของฟุตพรินต์ของดาวเทียมก็มีค่ามาก แต่ก็มีโอกาสที่จะเป็นไปได้ในช่วงเวลาที่สั้นๆ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับการออกแบบวงโคจรของดาวเทียมในแต่ละระบบ

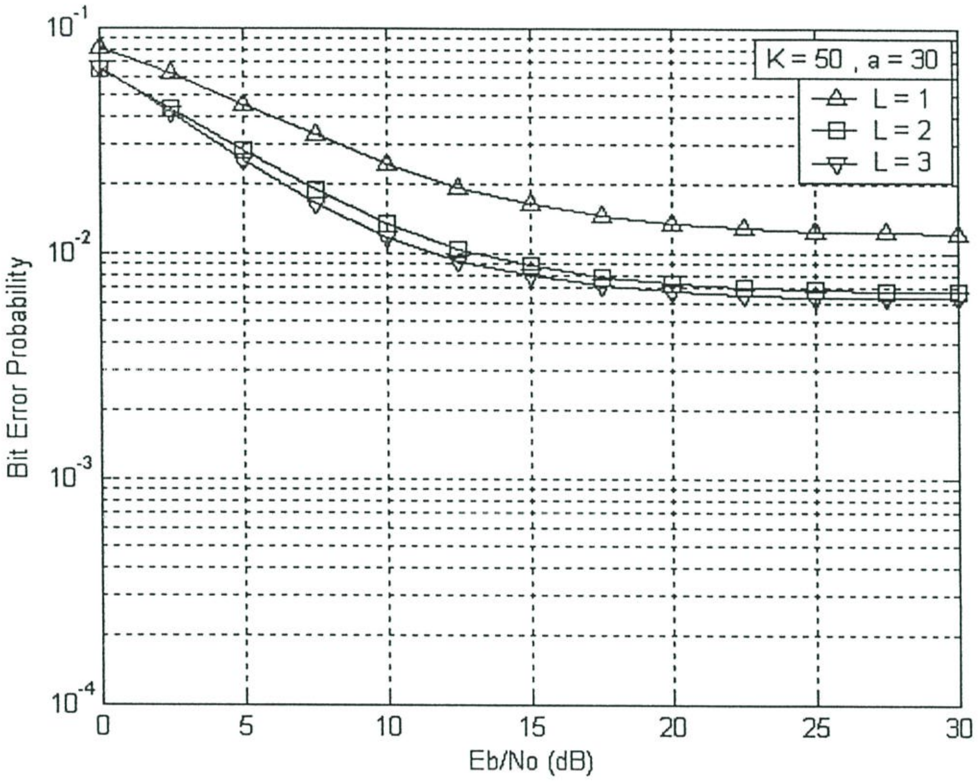


รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 2 ,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ (a) ที่แตกต่างกัน



รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 3 ,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ (a) ที่แตกต่างกัน

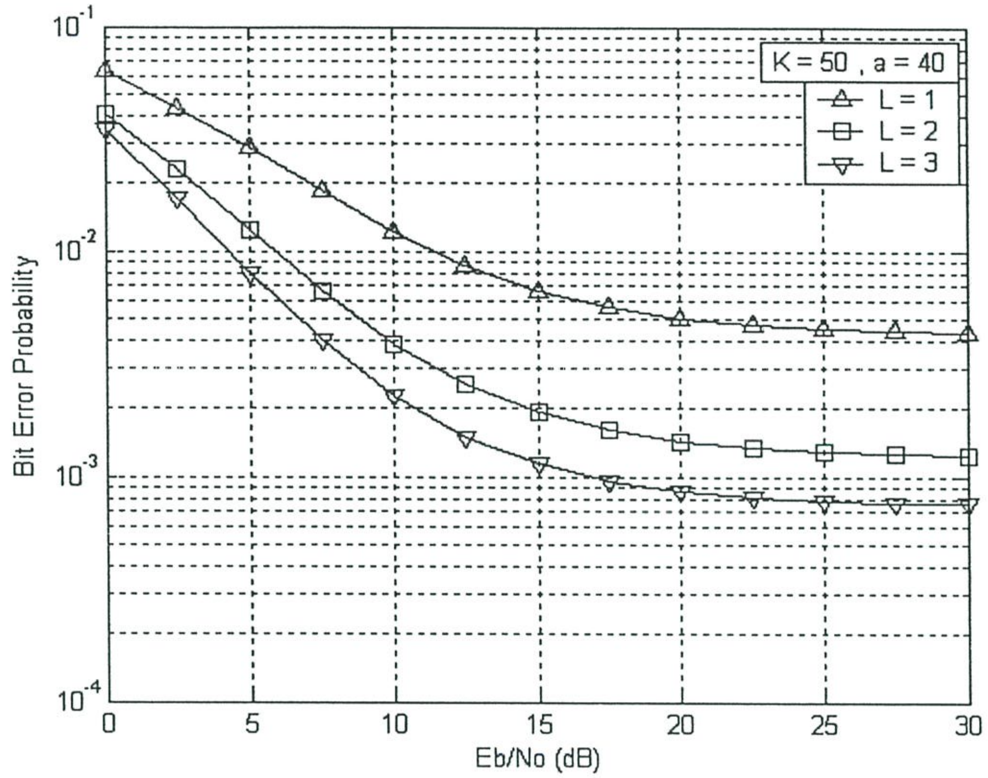
รูปที่ 4.5 , 4.6 และ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ซึ่งพิจารณาที่มุมเงยในการรับสัญญาณเป็น 30°, 40° และ 50° ตามลำดับ โดยในกราฟแต่ละรูปจะทำการเปรียบเทียบผลของการเพิ่มจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตีในการปรับปรุงค่า BEP ของระบบ



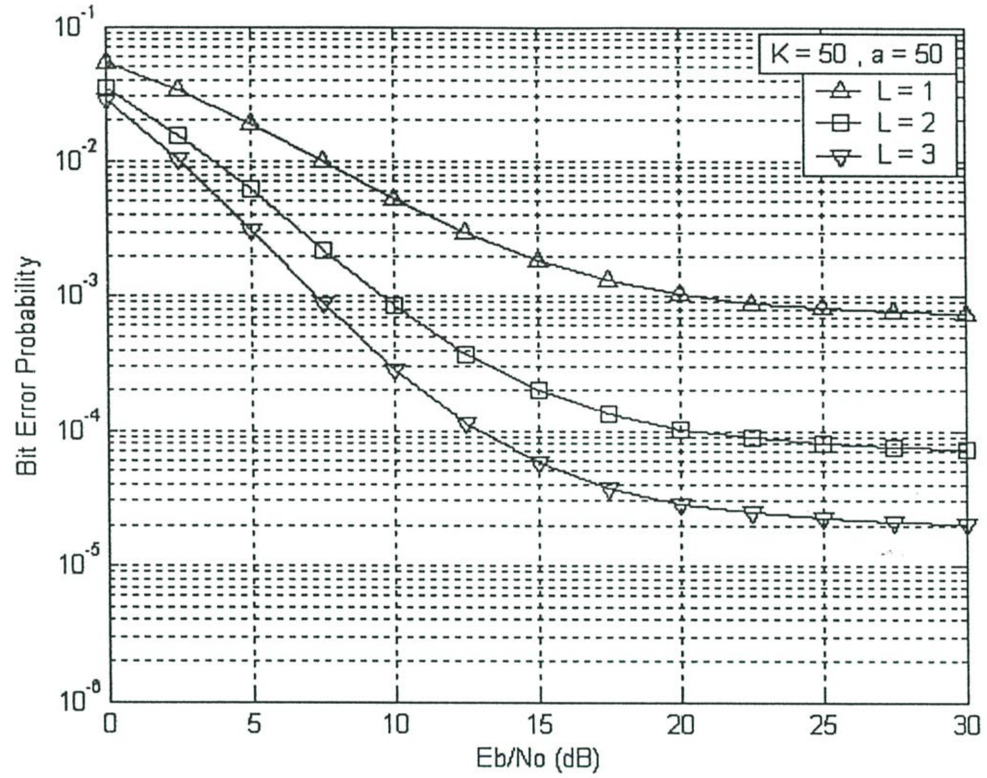
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 30°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน

จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตีเพิ่มขึ้น จะสามารถลดค่า BEP ให้ต่ำลง แต่ในกรณีที่มุมเงยในการรับสัญญาณมีค่าน้อยเช่น 30° การเพิ่มจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตีจะสามารถลดค่า BEP ได้เพียงเล็กน้อย ทั้งนี้เนื่องจากช่องสัญญาณของในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีโอกาสในการถูกบดบังช่องสัญญาณที่สูง จึงไม่สามารถปรับปรุงค่า BEP ให้ลดลงมาได้มากนัก ดังแสดงในรูปที่ 4.5

ส่วนในรูปที่ 4.6 และ 4.7 การเพิ่มขึ้นของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี จะส่งผลให้ค่า BEP ของระบบลดต่ำลงมามากกว่าในรูปที่ 4.5 เนื่องจากในรูปที่ 4.6 และ 4.7 มีการบดบังช่องสัญญาณที่ต่ำกว่า ส่งผลให้การรวมสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีจะเสริมค่า SNR รวมของระบบได้มากกว่า

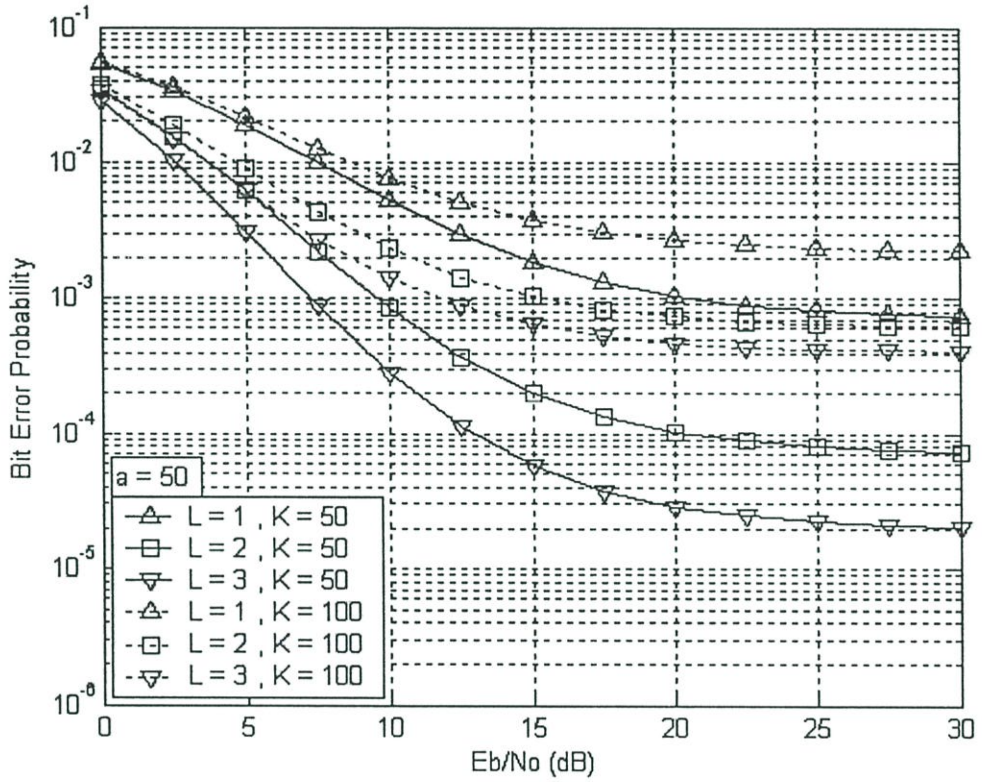


รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 40°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน



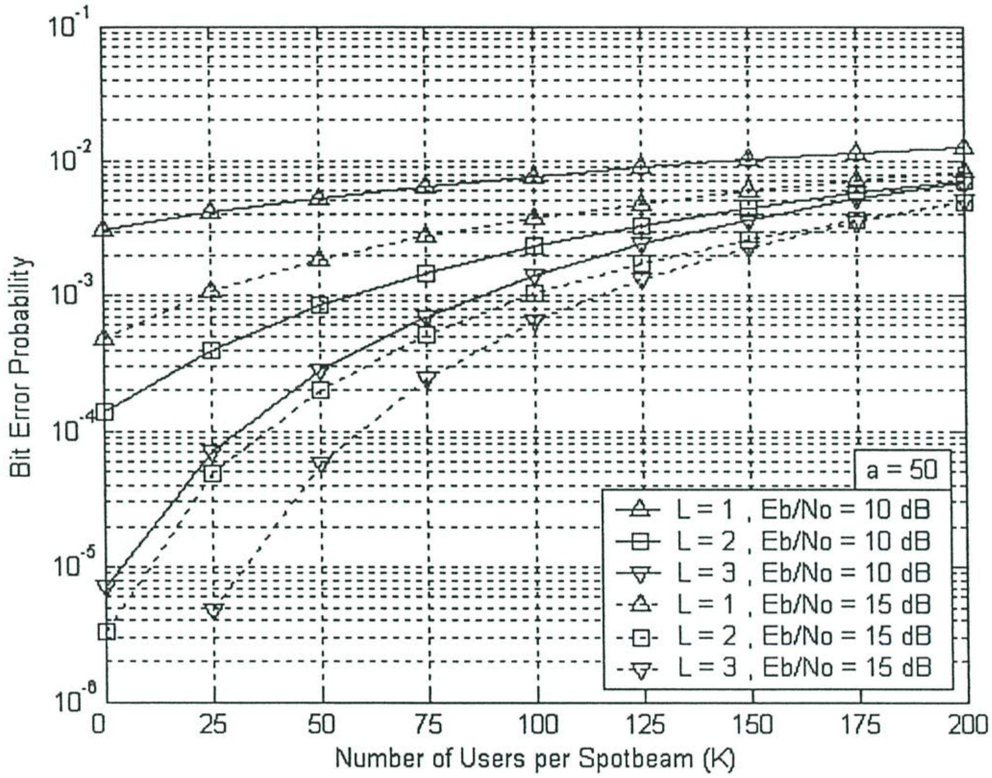
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 50°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน

รูปที่ 4.8 เป็นการนำรูปที่ 4.7 มาพล็อตใหม่ โดยแสดงถึงผลของการเพิ่มขึ้นจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม จาก 50 คน เป็น 100 คน ซึ่งก็แสดงให้เห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีมเพิ่มขึ้น การรับสัญญาณของผู้ใช้อ้างอิงที่เราสนใจจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอด (Interference signal) จากผู้ใช้ในสปอตบีมเดียวกัน และผู้ใช้สปอตบีมอื่นเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ค่า BEP ของระบบสูงขึ้น



รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 50°,จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 และ 100 คน ที่จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) แตกต่างกัน

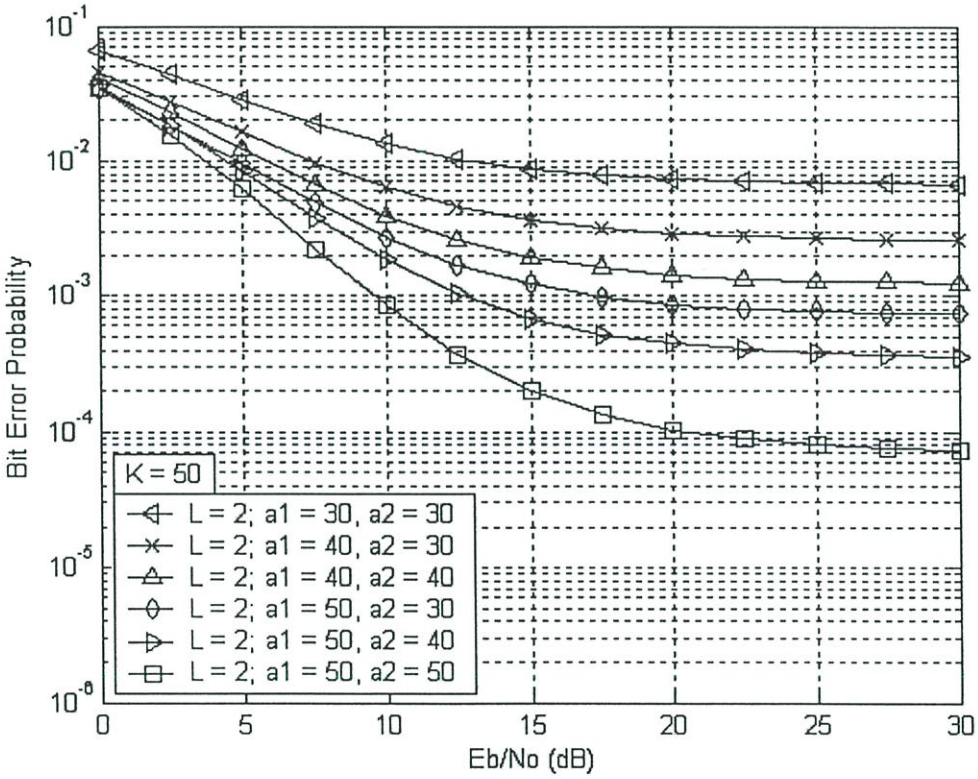
ส่วนในรูปที่ 4.9 เป็นการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีมของระบบ โดยจะเห็นว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตีมีผลในการปรับปรุงค่า BEP ของระบบให้ดีขึ้นได้ แต่เมื่อจำนวนของผู้ใช้เพิ่มขึ้น ความสามารถในการปรับปรุงค่า BEP ของการทำไดเวอร์ซิตีก็จะลดลง เนื่องจากผู้ใช้ที่เราสนใจจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นซึ่งก็สามารถรับสัญญาณด้วยวิธีไดเวอร์ซิตีได้เช่นกัน



รูปที่ 4.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) ของระบบที่มุมเงยในการรับสัญญาณ (a) เป็น 50°, $E_b/N_0 = 10$ และ 15 dB และจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) ที่แตกต่างกัน

4.2.2 ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบกรณีที่ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าไม่เท่ากัน

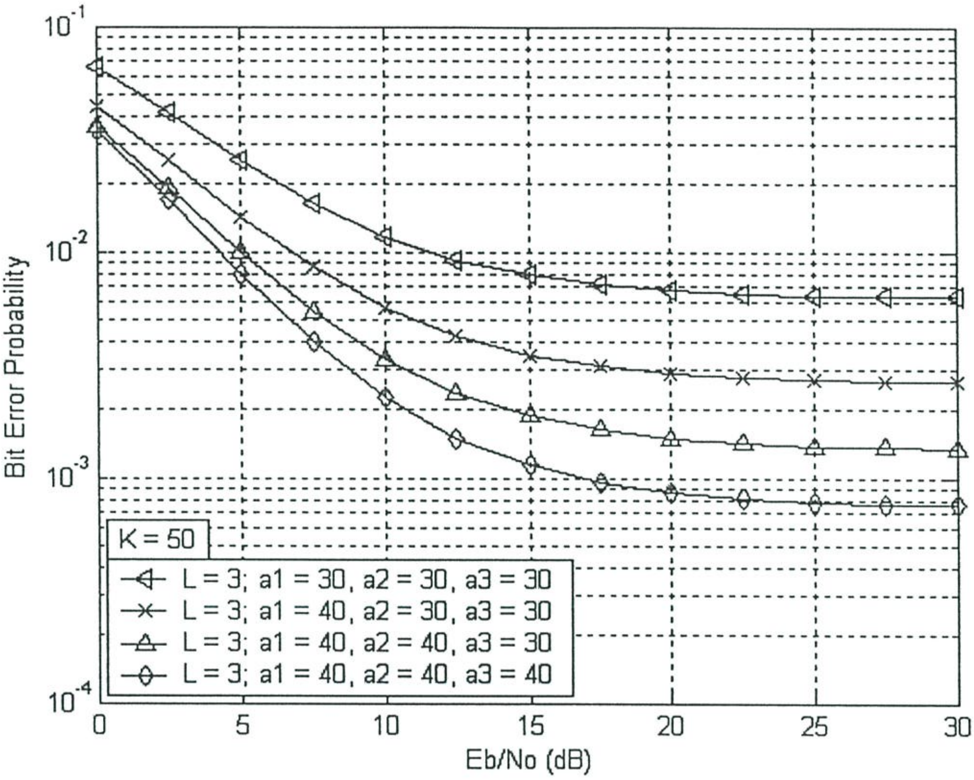
ผลการวิเคราะห์ที่ได้จากรูปกราฟที่ 4.3 - 4.9 เป็นการพิจารณาการรวมสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีที่มีคุณสมบัติช่องสัญญาณเหมือนกัน (มุมเงยในการรับสัญญาณเท่ากัน) แต่ในช่องสัญญาณดาวเทียมนั้น การรับสัญญาณในแต่ละวิถีของไดเวอร์ซิตีนั้นมีโอกาสที่ช่องสัญญาณจะเหมือนกันได้ยาก ผู้วิจัยจึงพิจารณาถึงคุณสมบัติของความไม่เท่ากันของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตี ซึ่งขึ้นอยู่กับค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ โดยจะพิจารณาการเปลี่ยนแปลงมุมเงย 3 ค่าคือ 30° , 40° และ 50° โดยเริ่มจากพิจารณาการรับสัญญาณจากดาวเทียม 2 ดวง



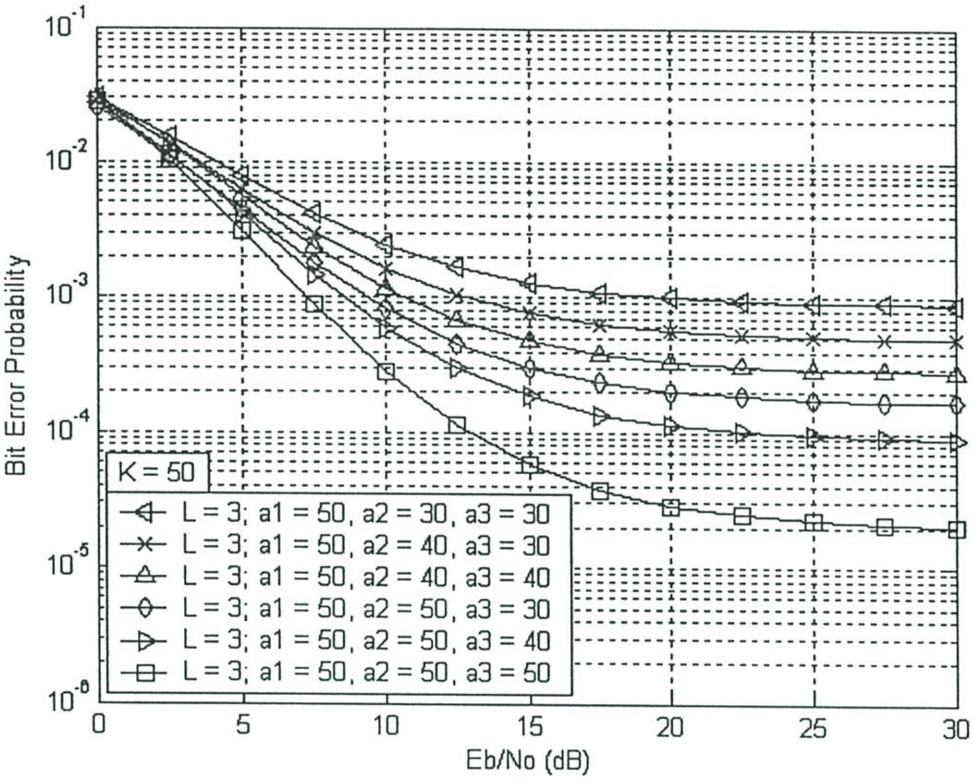
รูปที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน, จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 2 โดยแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีมุมเงยในการรับสัญญาณ (a_1, a_2) ที่ค่าต่างๆ

จากรูปที่ 4.10 จะเห็นว่าความไม่เท่ากันของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีผลทำให้ BEP ของระบบเปลี่ยนแปลงไป โดยจะพบว่าในการรวมสัญญาณนั้น ค่า BEP จะลดต่ำลงมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับ ช่องสัญญาณในวิถีไดเวอร์ซิตีที่มีมุมเงยที่สูงกว่า ซึ่งเป็นช่องสัญญาณหลัก เช่น ถ้ามีการรวมกันของช่องสัญญาณมุมเงย $a_1 = 50^\circ$ กับ $a_2 = 40^\circ$ ค่า BEP ที่ได้จะขึ้นอยู่กับ

ช่องสัญญาณ $a_1 = 50^{\circ}$ เป็นหลัก ส่วนในกรณีของการรับสัญญาณจากดาวเทียม 3 ดวง ก็เช่นเดียวกัน ค่า BEP ของระบบจะขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่มีมุมเงยสูงกว่า ดังแสดงในรูปที่ 4.11 และ 4.12

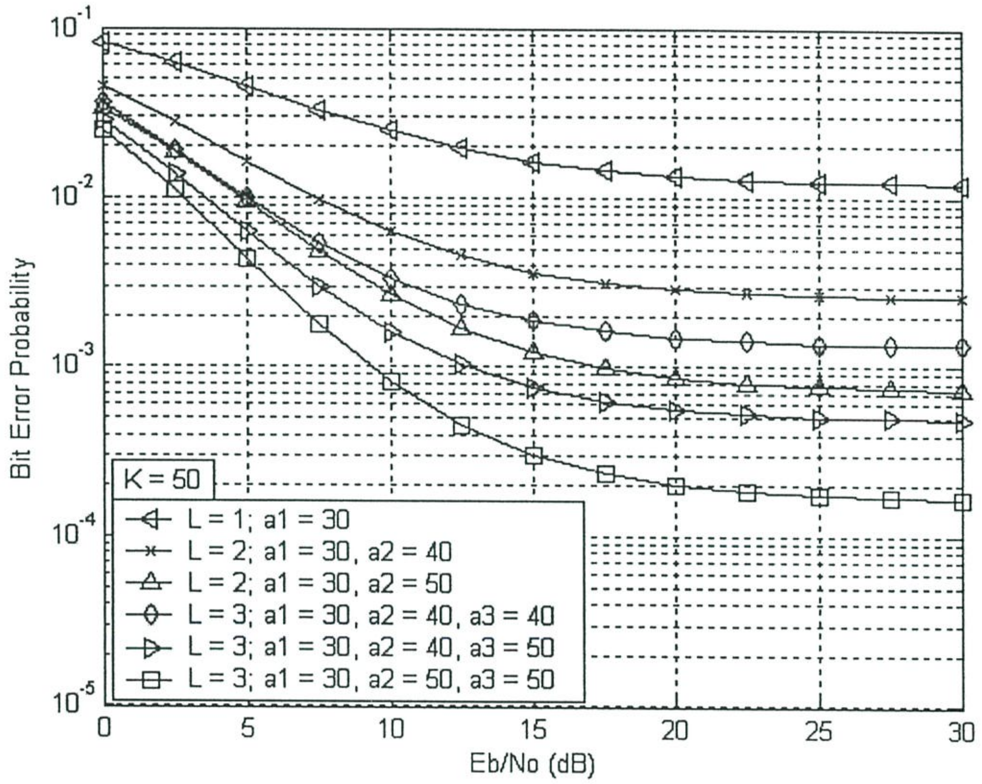


รูปที่ 4.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน, จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 3 โดยแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีมุมเงยในการรับสัญญาณ (a_1, a_2, a_3) อยู่ในช่วง $30^{\circ} - 40^{\circ}$



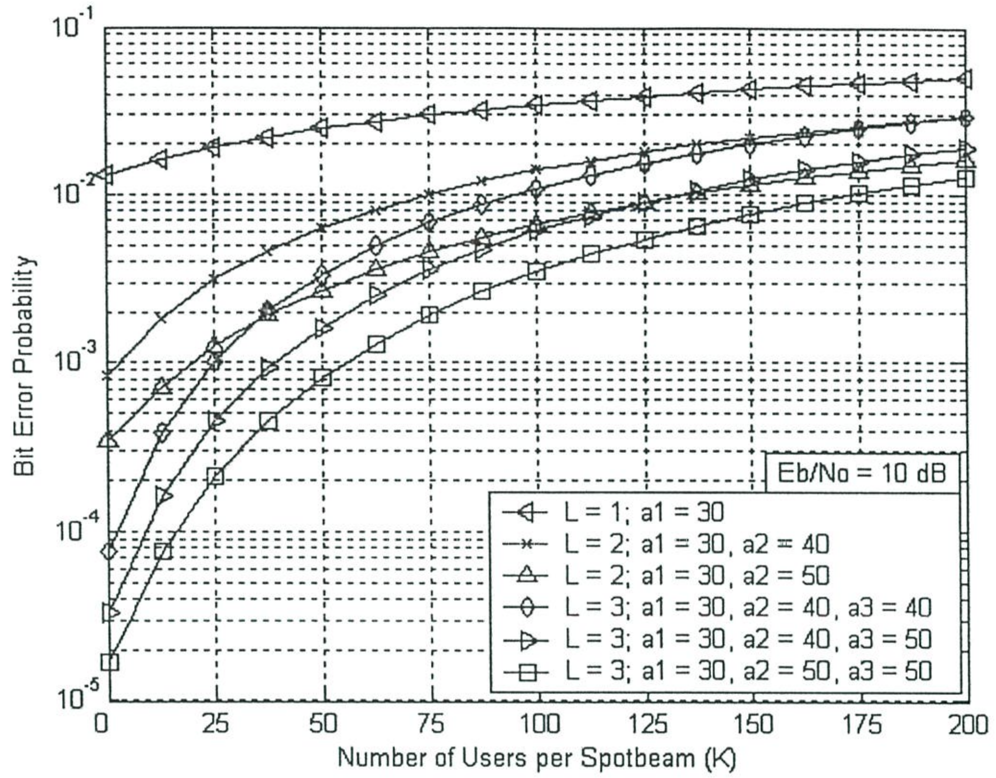
รูปที่ 4.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) เป็น 50 คน, จำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) เป็น 3 โดยแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีมุมเงยในการรับสัญญาณ (a_1, a_2, a_3) อยู่ในช่วง $30^{\circ} - 50^{\circ}$

รูปที่ 4.13 เป็นการเปรียบเทียบ BEP ของการรับสัญญาณจากดาวเทียม 1, 2 และ 3 ดวง โดยแสดงผลกระทบของการปรับปรุงค่า BEP ของระบบในกรณีที่ช่องสัญญาณจากดาวเทียมดวงแรกมีการบดบังช่องสัญญาณมาก ในที่นี้พิจารณาให้ $a_1 = 30^\circ$ การรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีจากดาวเทียมดวงที่ 2 และ 3 สามารถช่วยในการปรับปรุงค่า BEP ของระบบให้ดีขึ้น



รูปที่ 4.13 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม(K) เป็น 50 คน และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง(a_1) เป็น 30°

จากรูปที่ 4.13 จะเห็นว่าการเพิ่มขึ้นของมุมเงยในการรับสัญญาณในวิถีไดเวอร์ซิตีที่ 2 และ 3 มีผลในการปรับปรุงค่า BEP ของระบบ และเมื่อพิจารณาเปรียบเทียบเส้นกราฟ $L = 2; a_1 = 30^\circ, a_2 = 50^\circ$ กับเส้นกราฟ $L = 3; a_1 = 30^\circ, a_2 = 40^\circ, a_3 = 40^\circ$ จะเห็นว่าเส้นกราฟแรกจะมีค่า BEP ที่ต่ำกว่าอีกเส้นกราฟหนึ่ง ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มของจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตีจาก 2 เป็น 3 จะไม่ส่งผลในการปรับปรุงค่า BEP ของระบบ ก็ต่อเมื่อมุมเงยในการรับสัญญาณของวิถีไดเวอร์ซิตีที่ 2 และ 3 ($a_2 = 40^\circ, a_3 = 40^\circ$) มีค่าน้อยกว่ามุมเงยในการรับสัญญาณของวิถีที่ 2 ($a_2 = 50^\circ$) ของกรณีการรับสัญญาณจาก 2 วิถีไดเวอร์ซิตี

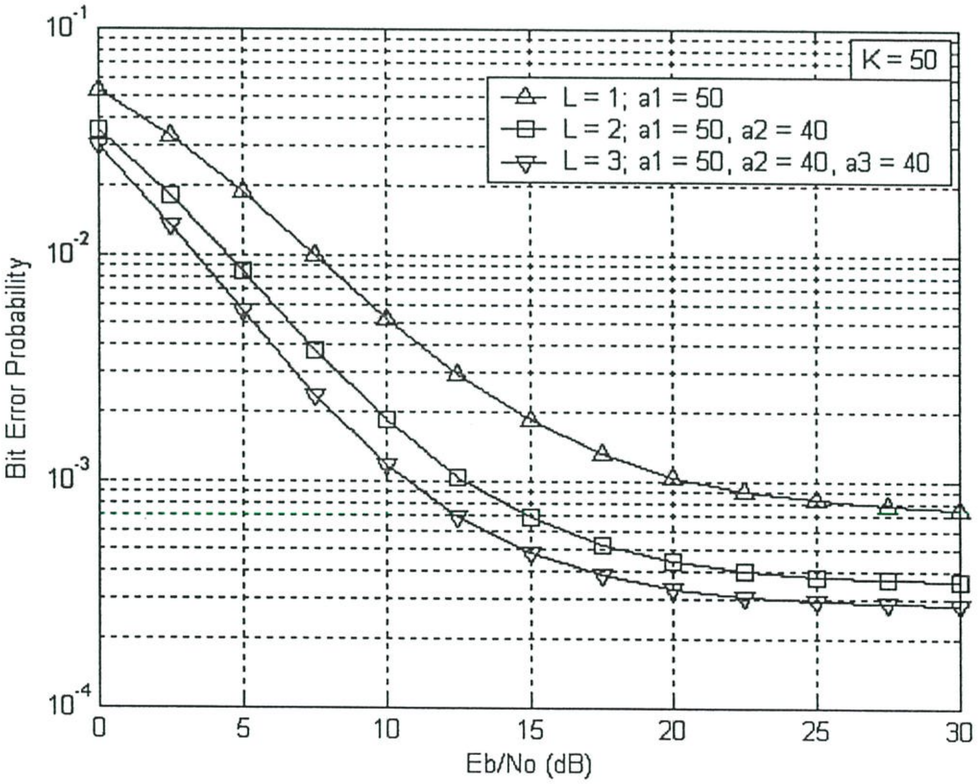


รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) ของระบบที่ $E_b/N_0 = 10$ dB และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง(a_1) เป็น 30°

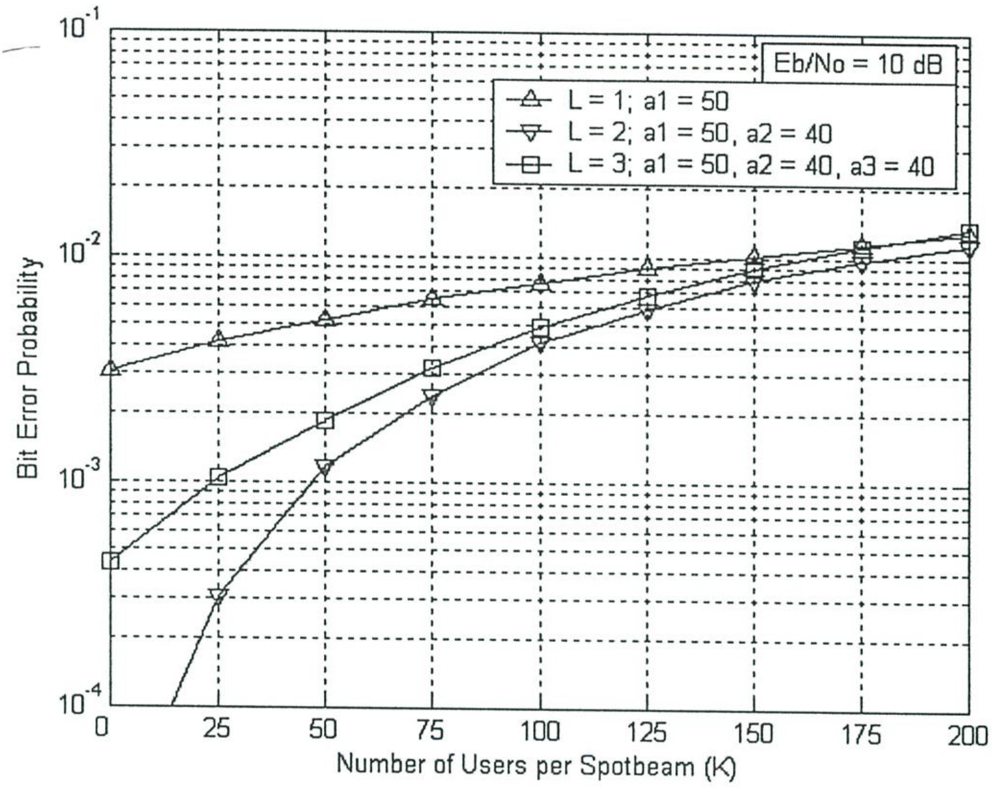
รูปที่ 4.14 เป็นการนำผลการวิเคราะห์จากรูปที่ 4.3 มาพล็อตใหม่ในรูปความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม ซึ่งก็มีแนวโน้มเดียวกันกับในรูปที 4.13 คือ การเพิ่มขึ้นของมุมเงยในการรับสัญญาณในวิถีไดเวอร์ซิตีที่ 2 และ 3 มีผลในการปรับปรุงค่า BEP ของระบบ แต่เมื่อพิจารณาเฉพาะกรณีโดยการเปรียบเทียบเส้นกราฟ $L = 2; a_1 = 30^\circ, a_2 = 50^\circ$ กับเส้นกราฟ $L = 3; a_1 = 30^\circ, a_2 = 40^\circ, a_3 = 40^\circ$ จะเห็นว่าเส้นกราฟแรกจะมีค่า BEP ที่สูงกว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้ต่ำกว่า 35 คน แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น เส้นกราฟแรกจะมีค่า BEP ที่ต่ำกว่าอีกเส้นกราฟหนึ่ง ดังแสดงในรูป 4.14

จากการวิเคราะห์ที่ผ่านมาเราสามารถสรุปได้ว่า ช่องสัญญาณไดเวอร์ซิตีที่มีมุมเงยในการรับสัญญาณมากที่สุด (เมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณวิถีไดเวอร์ซิตีอื่น) ก็คือช่องสัญญาณหลักในการรับสัญญาณ (หมายถึงผู้ใช้บริการสามารถรับสัญญาณได้จากดาวเทียมดวงนั้น โดยมีการจางหายของช่องสัญญาณที่น้อยที่สุด) ฉะนั้นจึงพิจารณาให้มุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่ 2 และ 3 มีค่าน้อยกว่าช่องสัญญาณวิถีไดเวอร์ซิตีแรก

รูปที่ 4.15 และ 4.16 เป็นการเปรียบเทียบ BEP ของการรับสัญญาณจากดาวเทียม1, 2 และ3 ดวง โดยพิจารณาที่มุมเงยในการรับสัญญาณจากดาวเทียมดวงแรก $a_1 = 50^\circ$ ซึ่งแสดงถึงการลดลงของค่า BEP เมื่อจำนวนวิถีไดเวอร์วิตีเพิ่มขึ้น รูปที่ 4.13 จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ส่วนรูปที่ 4.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม



รูปที่ 4.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับ E_b / N_0 ของระบบ ที่จำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม(K) เป็น 50 คน และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง(a_1) เป็น 50°



รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า BEP เทียบกับจำนวนผู้ใช้ในหนึ่งสปอตบีม (K) ของระบบที่ $E_b / N_0 = 10$ dB และมุมเงยในการรับสัญญาณจากวิถีไดเวอร์ซิตีที่หนึ่ง (a_1) เป็น 50°

บทที่ 5
สรุปผลการวิเคราะห์และข้อเสนอแนะ

ปัจจัยสำคัญที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบ CDMA ผ่านดาวเทียมคือ ปัจจัยที่เกิดจากระบบ CDMA และปัจจัยที่เกิดจากช่องสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม (Land Mobile Satellite channel : LMS channel) ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

- ปัจจัยที่เกิดจากระบบ CDMA คือเมื่อจำนวนผู้ใช้ (K) ในระบบมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้มีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้อื่นต่อผู้ใช้คนที่เราสนใจ ทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาด(Bit Error Probability : BEP) ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น สมรรถนะของระบบจึงลดลง โดยแสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.8, 4.9, 4.14 และ 4.16
- ส่วนปัจจัยที่เกิดจากช่องสัญญาณเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม สามารถพิจารณาได้จากแบบจำลองช่องสัญญาณที่วิเคราะห์ ซึ่งมีคุณสมบัติทางกายภาพของช่องสัญญาณคือ มีลักษณะเป็นช่องสัญญาณแบบหลายวิถีโดยมีองค์ประกอบของคลื่นตรง เป็นองค์ประกอบหลัก และมีการบดบังช่องสัญญาณในทุกวิถี (บดบังในองค์ประกอบของคลื่นตรงและคลื่นกระจาย) คุณสมบัติของช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงมุมเงย (a) ในการรับสัญญาณ (มีความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.8)) จากผลการวิเคราะห์ในกราฟทุกรูปสามารถสรุปได้ว่า เมื่อมุมเงยในการรับสัญญาณมีค่าลดลง ส่งผลให้มีโอกาสในการถูกบดบังช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้น ทำให้ค่าความน่าจะเป็นที่บิตผิดพลาดของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น สมรรถนะของระบบก็จะลดลง

จากปัจจัยดังกล่าว ล้วนแล้วส่งผลกระทบทำให้สมรรถนะของระบบลดลง ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอวิธีในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น โดยพิจารณาการนำเทคนิคของวิธีไดเวอร์ซิตีทางวิถี (Path diversity) และการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining : MRC) มาช่วยในปรับปรุงคุณภาพสัญญาณรับ โดยเฉพาะอย่างยิ่งจุดรับสัญญาณที่มีมุมเงยในการรับสัญญาณต่ำ ซึ่งมีเงื่อนไขว่าจุดรับสัญญาณจะต้องสามารถรับสัญญาณได้จากดาวเทียมหลายๆ ดวงได้พร้อมๆ กัน หรือกล่าวได้ว่าเครื่องรับสัญญาณจะอยู่ในบริเวณที่มีการซ้อนทับกันของฟุตพรินต์ดาวเทียมที่อยู่ติดกัน จากการผลวิเคราะห์ ทำให้ทราบว่า เมื่อจำนวนวิถีไดเวอร์ซิตี (L) มีค่าเพิ่มขึ้น จะส่งผลให้ค่า BEP ของระบบลดลง แต่ในขณะเดียวกันค่า BEP จะลดลงมากหรือน้อยก็ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของช่องสัญญาณ ตลอดจนจำนวนผู้ใช้ โดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ยังพิจารณาถึงผลของการไม่เท่ากันของช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตี ซึ่งมีผลทำให้สมรรถนะของระบบเปลี่ยนแปลงไปดังแสดงตามรูปที่ 4.10 – 4.16

อย่างไรก็ดีในกรณีที่ช่องสัญญาณในแต่ละวิถีไดเวอร์ซิตีมีค่าไม่เท่ากัน ค่า BEP ของระบบจะลดต่ำลงมากหรือน้อย จะขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณไดเวอร์ซิตีที่มีมุมเงยในการรับสัญญาณที่

มากที่สุด ซึ่งเป็นช่องสัญญาณหลัก (แสดงในรูปที่ 4.15 และ 4.16) ส่วนในกรณีที่ช่องสัญญาณหลักมีมุมเงยในการรับสัญญาณที่มากเพียงพอ ($a \geq 60^{\circ}$) ก็ไม่จำเป็นต้องใช้วิธีไดเวอร์ซิตีทางวิถี มาช่วยในการปรับปรุงค่า BEP ที่มีค่าต่ำเพียงพออยู่แล้ว ซึ่งจะเห็นได้ว่าผลการวิเคราะห์ที่ผ่านมาในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะพิจารณาถึงการแปรเปลี่ยนของค่ามุมเงยในการรับสัญญาณ แต่หากต้องการที่จะพิจาณาหาสมรรถนะของระบบ โดยหาค่าเฉลี่ยของการแจกแจงมุมเงย ก็สามารถหาได้ ซึ่งจะต้องทราบค่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของการแจกแจงมุมเงย (ยกตัวอย่างเช่น [17]) แล้วนำมาเฉลี่ยกับ BEP ที่หามาได้ แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นการที่ค่า BEP มีค่าต่ำลง จะมีประโยชน์ในการส่งข้อมูลที่มีอัตราบิตสูง ซึ่งถือเป็นสิ่งที่เราต้องการในระบบสื่อสารข้อมูลไร้สายในปัจจุบันและอนาคต จึงถือได้ว่าการใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตีทางวิถี มีส่วนช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม ให้เป็นที่ยอมรับได้ในทุกเงื่อนไขของช่องสัญญาณได้ดีอีกวิธีหนึ่ง

เอกสารอ้างอิง

[1] Abbas Jamalipour, Low Earth Orbital Satellites for Personal Communication Networks, Boston : Artech House, 1997.

[2] Bruno Pattan, Satellite-Based Global Cellular Communications, New York : McGraw-Hill, 1998.

[3] Ray E. Sheriff and Y. Fun Hu, Mobile Satellite Communication Networks, West Sussex : JOHN WILEY & SONS, Ltd, 2001.

[4] Jhong Sam Lee, and Leonard E. Miller, CDMA System Engineering Handbook, Boston : Artech House, 1998.

[5] Branimir R. Vojcic, Raymond L. Pickholtz and Laurence B. Milstein, "Performance of DS-CDMA with Imperfect Power Control Operating Over a Low Earth Orbiting Satellite Link", IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 12 , No. 4, May. 1994, pp. 560-567.

[6] G. P. Efthymoglou, and V. A. Aalo, "Path Diversity Performance of DS-CDMA Systems in a Mobile Satellite Channel", IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. 49, No.6, pp. 2051-2059, Nov. 2000.

[7] M. Sforza and S. Buonomo, "Characterisation of the propagation channel for nongeostationary LMS systems at L- and S-bands: Narrow band experimental data and channelling," *in Proc. XVII NAPEX Conf*., Pasadena, CA, June 14-15, 1993.

[8] G. E. Corraza and F. Vatalaro, "A Statistical Model for Land Mobile Satellite Channels and Its Application to Nongeostationary Orbit Systems," IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. 43, No. 3, pp. 738-742, Aug. 1994.

[9] Chun Loo and John S. Butterworth, "Land Mobile Satellite Channel Measurements and Modeling", Proceedings of IEEE, Vol. 86, No. 7, July 1998, pp.1442-1463.

[10] M. S. Karaliopouls and F.-N. Pavlidou, "Modelling The Land Mobile Satellite Channel : A Review", Electronic and Comm. Journal, Oct 1999, pp. 235-248.

[11] Ali Abdi, Wing C. Lau, Mohammed-Slim Alouini and Mostafa Kaveh, "A New Simple Model for Land Mobile Satellite Chnnel : First- and Second-Order Statistics", IEEE Trans. on Wireless Comm., Vol. 2, No. 3, May 2003, pp. 519-528.

[12] Branimir R. Vojcic, Laurence B. Milstein, and Raymond L. Pickholtz "Downlink DS CDMA Performance Over a Mobile Satellite Channel," IEEE Trans. on Veh. Technol., Vol. 43, No. 3, pp. 738-742, Aug. 1994.

[13] J.G. Proakis, Digital Communications,2^{nd} ed., New York : McGraw -Hill, 1989.

[14] Marvin K. Simon and Mohammed-Slim Alouini, Digital Communication over Fading Channels., New York : JOHN WILEY & SONS, INC, 2000.

[15] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, Table of Interals, Seies, and Products. New York : Academic, 1980.

[16] Fred J. Dietrich, Paul Metzen, and Phil Monte "The Globalstar Cellular Satellite System", IEEE Trans. on Antennas. and Propagation., Vol. 46, No. 6, June 1998, pp. 935-941.

[17] Sheng-Yi Li and C. H. Liu "An Analytical Model to Predict the Probability Density Function of Elevation Angles for LEO Satellite Systems", IEEE Comm. Letters., Vol. 6, No. 4, April 2002, pp. 138-140.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

[1] **สมัชชา เลาะฟอ**, สุวิพล สิทธิชีวภาค, และเกรียงไกร วงศ์โรจนภรณ์., "การวิเคราะห์อัตราบิตผิดพลาดของไดเร็คซีเควนซีดีเอ็มเอบนระบบดาวเทียมวงโคจรต่ำ โดยใช้การเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบรีดโซโลมอน.", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 25

[2] ทรรศน์ภณ จิตรังษี, **สมัชชา เลาะฟอ**, สุวิพล สิทธิชีวภาค, และเกรียงไกร วงศ์โรจนภรณ์., "สมรรถนะของระบบ OFDM-WLAN ที่มีการประยุกต์ไดเวอร์ซิตีตำแหน่ง – เวลา ร่วมด้วยการประมาณช่องสัญญาณ.", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 26

[3] **สมัชชา เลาะฟอ**, ทรรศน์ภณ จิตรังษี, นิติกรณ์ แสนสุข, สุวิพล สิทธิชีวภาค, และเกรียงไกร วงศ์โรจนภรณ์., "การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM บนช่องสัญญาณดาวเทียม.", การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 26

[4] Priwann Promasa , **Smacha Lohfaw** and Suvepon Sittichivapak "Performance Analysis of Multiuser Detection of Slow Frequency Hopping Multicarrier Direct Sequence Code-Division Multiple Access", International Conference on Information and communication Technologies (ICT2003)

ประวัติผู้เขียน

นายสมัชชา เลาะฟอ เกิดเมื่อวันที่ 28 พฤศจิกายน 2521 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยม) สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี พ.ศ.2543