

รูปแบบการสลับเลเยอร์ของคิวสำหรับ MIMO อแดปทีฟมอดูเลชันบน
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งนาคากามิ

CROSS-LAYER MODELING OF QUEUING FOR MIMO ADAPTIVE
MODULATION OVER NAKAGAMI FADING

ธรรธร กิ่งมาตย์
THARATON KUNGMAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-139

รูปแบบครอสเลเยอร์ของคิวสำหรับ MIMO อแดพทีฟมอดูเลชันบน
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งนาคาгами

CROSS-LAYER MODELING OF QUEUING FOR MIMO ADAPTIVE
MODULATION OVER NAKAGAMI FADING

ธราธร กิ่งมัตย์

THARATON KUNGMAT

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-139

**CROSS-LAYER MODELING OF QUEUING FOR MIMO ADAPTIVE
MODULATION OVER NAKAGAMI FADING**

THARATON KUNGMAT

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

2007

KMITL-2007-EN-M-010-139

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	รูปแบบครอสเลเยอร์ของคิวสำหรับMIMOแอดแพทีฟมอดูเลชันบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งนาคากามิ
นักศึกษา	นายธรรธร กิ่งมาตย์
รหัสนักศึกษา	49060906
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะวิเคราะห์ประสิทธิภาพการจัดการของครอสเลเยอร์ สำหรับการสื่อสารข้อมูลแบบแฟกต์เกิดในระบบ MIMO ที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉากเมื่อใช้งานภายใต้ช่องสัญญาณนาคากามิเฟดดิ้ง ในการวิเคราะห์จะรวมการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์และการกำหนดความยาวของคิวให้คงที่ โดยผลจะอธิบายตัวอย่างที่ได้จากการวิเคราะห์เชิงเลขที่แสดงรายละเอียดของการออกแบบครอสเลเยอร์ที่เพิ่มประสิทธิภาพของระบบเมื่อใช้การมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ที่ใช้งานร่วมกับ STBC โดยจะให้ความสำคัญไปที่การหาค่าต่ำสุดของอัตราการสูญหายของแฟกต์เกิดและค่าสูงที่สุดของทรูพุด

Thesis Title	Cross-Layer Modeling of Queuing for MIMO Adaptive Modulation over Nakagami Fading
Student	Mr. Tharaton Kungmat
Student ID.	49060906
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Phichet Moungnoul

ABSTRACT

The aim of this thesis is a performance analysis of a cross-layer management of packet-data transmissions in MIMO systems employing orthogonal space-time block coding (STBC) over Nakagami fading channels. The performance analysis integrates of a wireless system with finite-length queuing and physical layer adaptive modulation. We illustrate our analysis through numerical results showing how cross-layer design significantly outperforms physical layer adaptive modulation when used in conjunction with STBC. By focus on minimize of the packet loss rate and maximize of the throughput.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ผู้จัดทำใคร่ขอขอบพระคุณ ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล ซึ่งเป็นผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้กรุณาเสียสละเวลาให้คำปรึกษาและคำแนะนำในการทำงาน ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดาของข้าพเจ้าที่ให้โอกาสและสนับสนุนให้โอกาสเล่าเรียนจนถึงระดับปริญญาโทพร้อมทั้งเป็นกำลังใจในการเล่าเรียนและทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ในห้อง Mobile Communication Laboratory ทุกคนที่ช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้ด้วยดีเสมอมา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธรราร กิ่งม้าย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัยนี้.....	5
2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณและเฟดดิ้งทางสถิติ.....	5
2.1.1 แบบจำลองของเรย์ลี.....	7
2.1.2 แบบจำลองนาคากามิ-ฮอยท์.....	7
2.1.3 แบบจำลองนาคากามิ-ไรซ์.....	8
2.1.4 แบบจำลองนาคากามิ-เอ็ม.....	8
2.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบปรับตัวได้.....	9
2.2.1 แบบจำลองการทำงานของระบบ.....	9
2.2.2 เทอร์ชโวลต์ในการสับเปลี่ยนการมอดูเลต.....	11
2.2.3 เทคนิคการปรับตัว.....	11
2.2.3.1 เทคนิคการปรับอัตราข้อมูล.....	11

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.3.2 เทคนิคการปรับพลังงาน.....	12
2.3 เทคนิค MIMO.....	13
2.3.1 ระบบ MIMO และการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา.....	14
2.3.1.1 ระบบ MIMO และความจุ	14
2.3.1.2 วิธีการทำงานของระบบและเทคนิคโคเวอรัซิตี้	16
2.3.2 การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา.....	17
2.3.2.1 เทคนิคของ Alamouti.....	17
2.3.2.2 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก.....	19
2.3.3 รหัสเทอร์ลิสปริภูมิ-เวลา.....	24
2.3.4 Spatial-Multiplexing.....	24
2.3.4.1 อัลกอริทึม V-BLAST	25
2.3.5 รหัสปริภูมิ-เวลารู้อู CSI ที่ภาคส่ง.....	25
2.3.6 รหัสปริภูมิ-เวลาอื่นๆ.....	27
2.4 ระบบคิว.....	27
2.4.1 ระบบคิว M/M/1.....	27
2.4.2 ระบบคิว M/M/1/K	28
2.5 แบบจำลองของมาร์คอฟสำหรับการสื่อสารไร้สาย.....	28
บทที่ 3 ครอสเลเยอร์.....	32
3.1 การออกแบบครอสเลเยอร์.....	32
3.1.1 นิยามของการออกแบบครอสเลเยอร์.....	32
3.1.2 แรงบันดาลใจในการออกแบบครอสเลเยอร์.....	33
3.2 การจัดกลุ่มการนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์.....	34
3.2.1 การสร้างอินเตอร์เฟซใหม่.....	35
3.2.2 การรวมเลเยอร์ที่อยู่ติดกัน.....	37
3.2.3 การออกแบบการเชื่อมต่อโดยไม่ใช้อินเตอร์เฟซใหม่.....	37
3.2.4 การปรับเทียบตามแนวตั้งข้ามเลเยอร์.....	38
3.3 วิธีการสื่อสารระหว่างครอสเลเยอร์.....	38

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3.1 การสื่อสารโดยตรงระหว่างเลเซอร์.....	39
3.3.2 การใช้ฐานข้อมูลรวมกันระหว่างเลเซอร์.....	39
3.3.3 แนวความคิดใหม่ที่สมบูรณ์แบบ	39
บทที่ 4 แบบจำลองของระบบ.....	41
4.1 รายละเอียดของระบบ.....	41
4.2 รูปแบบของเฟรมและแพ็คเกจ.....	42
4.3 ช่องสัญญาณ MIMO นาคากามิเฟดดิ้ง.....	43
4.4 มอดูเลตแบบปรับตัวได้.....	45
4.4.1 ความน่าจะเป็นเอนท์เดจ	47
4.4.2 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม.....	50
4.4.3 ค่าเฉลี่ยอัตราแพ็คเกจผิดพลาด	53
4.5 แบบจำลองช่องสัญญาณ FSMC.....	57
บทที่ 5 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ.....	59
5.1 การวิเคราะห์ระบบคิว.....	59
5.1.1 กระบวนการเข้าใช้งาน.....	59
5.1.2 กระบวนให้บริการของคิว.....	59
5.1.3 สถานะรีเคอร์ชันของคิว.....	60
5.1.4 Stationary distribution.....	62
5.2 โอกาสที่แพ็คเกจดรอปและการทำงานของระบบ.....	64
5.3 ตัวอย่างในการออกแบบโครสเลเซอร์.....	65
บทที่ 6 ผลการวิเคราะห์.....	67
6.1 การสมมุติการทำงานของระบบ.....	67
6.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของระบบ.....	67
6.3 ผลการวิเคราะห์การทำงานของระบบ.....	68
6.3.1 การวิเคราะห์จำนวนสายอากาศที่ใช้ในระบบ.....	68

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากเฟดดิ้ง.....	70
6.3.3 การวิเคราะห์ผลจากค่า SNR ที่ได้รับ.....	72
บทที่ 7 สรุปผลการวิเคราะห์.....	75
บรรณานุกรม.....	76
ภาคผนวก.....	79
ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....	80
ประวัติผู้เขียน.....	91

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้เทคนิคโคเวอร์ซีตี	18
4.1 ตัวแปรการปรับตัวของการมอดคูเลต	47
6.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ	67

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1. การเกิดมัลติพาทเฟดดิ้ง.....	5
2.2. การเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณที่รับได้	6
2.3. แบบจำลองระบบมอดูเลตแบบปรับตัวได้.....	10
2.4 ระบบของ MIMO.....	13
2.5 ความจุของระบบ MIMO ไม่ใช่ CSI.....	15
2.6. ตัวอย่างวิธี Alamouti.....	18
2.7 กระบวนการเข้ารหัส SM.....	24
2.8 กระบวนการเข้ารหัส SM.....	26
3.1 การเชื่อมต่อกันของเลเซอร์.....	34
3.2 สถาปัตยกรรมเลเซอร์อ้างอิงที่กำหนดเป็น 5 เลเซอร์.....	35
3.3 วิธีการสื่อสารระหว่างครอสเลเซอร์.....	38
4.1 การเชื่อมต่อ end-to-end ระหว่าง server (source) และ subscriber (destination).....	41
4.2 แผนภาพการทำงานของระบบ.....	41
4.3 โครงสร้างของครอสเลเซอร์รวมกับการมอดูเลตแบบปรับตัวได้และ MIMO.....	42
4.4 โครงสร้างของแพ็กเก็ตและเฟรม.....	43
4.5 อัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดของแต่ละโหนด.....	47
4.6 ความน่าจะเป็นเอาต์เดจ โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$	48
4.7 ความน่าจะเป็นเอาต์เดจ โดยเปรียบเทียบผลกระทบจากเฟดดิ้ง.....	49
4.8 ความน่าจะเป็นเอาต์เดจ โดยเปรียบเทียบ target PER (P_0).....	50
4.9 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบจำนวนโหนดของการมอดูเลตทั้งหมด.....	51
4.10 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$	52
4.11 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบผลกระทบจากเฟดดิ้ง.....	52
4.12 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบ target PER (P_0).....	53
4.13. ค่าเฉลี่ยอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบจำนวนการมอดูเลตทั้งหมด.....	54
4.14. ค่าเฉลี่ยอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$	55

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15. ค่าเฉลี่ยอัตราเพื่อก่เกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบผลกระทบจากเฟดดิ้ง.....	56
4.16. ค่าเฉลี่ยอัตราเพื่อก่เกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบ target PER (P_0).....	57
5.1 แบบจำลองรีเคอร์ซีฟของคิว.....	61
5.2 แผนภาพมาร์คอฟเชน (Markov chain diagram).....	62
6.1. โอกาสที่เพื่อก่เกิดดรอปร (P_d) โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$	68
6.2. อัตราการสูญหายของเพื่อก่เกิด (ξ) โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$	69
6.3. นอร์มัลไลซ์ทริพุด ($\eta / \lambda T_f$) โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$	69
6.4. โอกาสที่เพื่อก่เกิดดรอปร (P_d) โดยเปรียบเทียบกระทบจากเฟดดิ้ง.....	70
6.5. อัตราการสูญหายของเพื่อก่เกิด (ξ) โดยเปรียบเทียบกระทบจากเฟดดิ้ง.....	71
6.6. นอร์มัลไลซ์ทริพุด ($\eta / \lambda T_f$) โดยเปรียบเทียบจำนวนกระทบจากเฟดดิ้ง.....	71
6.7. โอกาสที่เพื่อก่เกิดดรอปร (P_d) โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$).....	72
6.8. อัตราการสูญหายของเพื่อก่เกิด (ξ) โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$).....	73
6.9. นอร์มัลไลซ์ทริพุด ($\eta / \lambda T_f$) โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$).....	73

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารมีความจำเป็นต่อชีวิตประจำวันเป็นอย่างมาก ตัวอย่างเช่น โทรศัพท์ อินเทอร์เน็ต เป็นต้น ที่มีการใช้งานทั้งที่เป็นการสื่อสารที่ใช้สาย (wire line) และไร้สาย (wireless) ระบบการสื่อสารข้อมูลที่ทำให้บริการมัลติมีเดียเป็นการสื่อสารแบบหนึ่งที่มีความนิยมเป็นอย่างมาก แต่การสื่อสารลักษณะดังกล่าวจะมีความต้องการใช้งานอัตราข้อมูลความเร็วสูงและคุณภาพการบริการ (Quality of service: QoS) ที่ดี ในระบบการสื่อสารมีสาเหตุหลายอย่างที่ทำให้การสื่อสารของข้อมูลติดขัด ตัวอย่างเช่นในระบบเน็ตเวิร์คไร้สาย (wireless network) มีสาเหตุมาจากแบนด์วิดท์และพลังงานที่ใช้ในการสื่อสารไร้สายไม่เพียงพอกับการใช้งาน โดยปัญหาทั้งหมดนี้เกิดจากการทำงานของระบบที่ได้รับผลกระทบจากการเกิดมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath fading) ปรากฏการดอปเปลอร์ (Doppler) และผลกระทบของเวลาที่เกิดการแพร่กระจายคลื่นของการสื่อสารไร้สาย จากปัญหาที่เกิดกับการสื่อสารไร้สายทำให้ประสิทธิภาพสเปกตรัมของระบบลดลงได้มีความพยายามพัฒนาเทคนิคต่างๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัมรวมถึงเทคนิคที่สามารถแก้ปัญหาจากสัญญาณรบกวน ในการแก้ปัญหาของช่องสัญญาณที่เกิดจากเฟดดิ้งและสัญญาณรบกวนต่างๆมีหลายวิธีเช่น การเข้ารหัสช่องสัญญาณหรือการเพิ่มกำลังส่ง วิธีการเหล่านี้จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันเช่นต้องใช้สเปกตรัมเพิ่มขึ้น หรือในการเพิ่มกำลังส่งจะทำให้สัญญาณรบกวนผู้ใ้รายอื่น เป็นต้น เทคนิค MIMO (Multiple-input Multiple-output) [3]-[7] และเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้หรืออแดปทีฟมอดูเลชัน (Adaptive modulation) เป็นเทคนิคที่คาดหมายว่าจะมีการนำมาใช้งานรวมทั้งการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 และ 4 ทั้งสองเทคนิคที่สามารถลดผลกระทบต่างๆในระบบสื่อสารไร้สายและสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัมได้ และเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้นำมาใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัมโดยการปรับพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณในขณะที่ใช้งาน [1], [23] เนื่องจากความน่าสนใจของคุณสมบัติดังกล่าวจึงได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ที่มีการใช้งานในหลายมาตรฐานเช่น 3GPP, 3GPP2, HIPERLAN/2, IEEE 802.11a, IEEE 802.15.3 และ IEEE 802.16

อีกทางเลือกหนึ่งในการแก้ปัญหาที่เกิดจากเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ โดยจะขึ้นอยู่กับโปรโตคอล ARQ (Automatic repeat request) ที่ด้าลิงก์เลเยอร์เป็นการควบคุมความผิดพลาด ซึ่งมีผลต่อการปรับปรุงประสิทธิภาพของทรูพุดแล้วจะมีความเกี่ยวข้องกับการใช้ FEC (forward error coding) ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ ในความเป็นจริงที่ด้าลิงก์เลเยอร์จะประสบปัญหาจากความยาวของคิวมีขนาดจำกัด (finite length queues) ทำให้แพ็กเก็ตเกิดการสูญหาย และการสูญหายของแพ็กเก็ตข้อมูลอีก

ทางหนึ่งมาจากความผิดพลาดระหว่างการส่งสัญญาณไปยังเครื่องรับเนื่องจากการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ ทำให้แพ็กเก็ตดังกล่าวเสียหายอย่างมากจนภาครับไม่อาจตรวจพบว่ามี การส่งมาจากภาคส่ง จะเป็นแรงจูงใจในการหาเทคนิคในการแก้ปัญหา และหาค่าที่เหมาะสมที่สุดของอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดที่ต้องการ (Target PER) ที่ใช้ในการหาขอบเขตของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ และนำมาออกแบบครอสเลเยอร์ (cross-layer) เพื่อปรับปรุงเลเยอร์ให้เหมาะกับระบบสื่อสารไร้สายโดยอ้างอิงจากโมเดลมาตรฐาน OSI 7

ในการจำลองการทำงานของเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ โดยจะสมมุติว่าข้อมูลมีการส่งอย่างต่อเนื่อง และมีการเลือกการมอดูเลตที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ให้เหมาะกับช่องสัญญาณ ถ้าข้อมูลมีมากเพียงพอที่จะใช้ส่งจะเข้าไปรอในคิว (Queues) ที่ดาต้าลิงค์เลเยอร์ แต่ในความเป็นจริงแล้วระบบการสื่อสารจะทำการเรนดอมข้อมูลที่เข้าไปในคิวในซึ่งคิวอาจจะว่างในบางช่วงเวลา และผลที่ได้ก่อให้เกิดการเปลี่ยนแปลงต่อพฤติกรรมของคิวที่ส่งผลกระทบต่อ การมอดูเลตแบบปรับตัวได้ ตัวอย่างเช่นลำดับข้อมูลจาก wide-area networks (WAN) ที่มีการเข้ามาถึงกระบวนการแจกแจงแบบปัวส์ซอง (Poisson) ในทางกลับกันการให้บริการของคิวที่บรรจุเข้าไปในโมดูลของมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่มีความยาวไม่ถึงที่กำหนดไว้ เนื่องจากกระบวนการ การให้บริการจะขึ้นอยู่กับการปรับพารามิเตอร์ตามความแปรปรวนของช่องสัญญาณของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ซึ่งกรณีแบบนี้จะไม่เกิดขึ้นในกรณีที่ใช้การมอดูเลตแบบคงที่ นอกจากนี้ในความเป็นจริงจะมีการกำหนดความยาวของคิว ซึ่งทำให้เกิดผลกระทบคือ การที่ข้อมูลไหลเข้าไปในคิวจนเกินความยาวของคิวและมีการล้นออกมาของข้อมูล ทำให้เกิดการดรอป (dropped) ของแพ็กเก็ต ในการวิเคราะห์จะคำนวณหาอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตจะสามารถหาได้จากอัตราส่วนของแพ็กเก็ตที่สามารถรับได้ถูกต้องที่ภาครับกับแพ็กเก็ตที่ส่งจากภาคส่ง ซึ่งอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตจะเป็นผลมาจากแพ็กเก็ตที่ไหลเข้าไปในคิวจนล้นออกมา และการที่แพ็กเก็ตที่รับได้เกิดความผิดพลาดที่ภาครับ

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้มาประยุกต์ร่วมกับ MIMO โดยใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Coding: STBC) แบบตั้งฉากภายในช่องสัญญาณนาคาгами-เอ็มเฟดดิ้ง เพื่อลดการบล็อกของแพ็กเก็ตข้อมูลอันเนื่องมาจากผลกระทบจากการสื่อสารไร้สายทำให้อัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตต่ำลง แล้วปรับปรุงเลเยอร์ให้เหมาะสมกับระบบสื่อสารไร้สายหรือที่เรียกว่าการออกแบบครอสเลเยอร์ แล้วหาอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดที่ต้องการที่เหมาะสมที่สุดที่ใช้ในการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ ที่กล่าวมาทั้งหมดนี้สามารถอาศัยทฤษฎีคิวเข้ามาช่วยในการศึกษาและวิเคราะห์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาดังต่อไปนี้

1.2.1. ศึกษาการออกแบบครอสเลเยอร์ของระบบเน็ตเวิร์คไร้สายเมื่อใช้งานภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

1.2.2. ศึกษาการประยุกต์ใช้เทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้และเทคนิค MIMO ที่ใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบปริภูมิ-เวลาดั้งฉากของระบบเน็ตเวิร์คไร้สาย เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเมื่อใช้งานภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

1.2.3. ศึกษาทฤษฎีคิวที่นำมาวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบเมื่อใช้งานภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

มอดูเลตแบบปรับตัวได้มีความสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัมได้ดีกว่าการมอดูเลตแบบคงที่ โดยสามารถวัดได้จากค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพของสเปกตรัม เมื่อผ่านช่องสัญญาณที่เกิด-เฟดดิ้ง จะส่งผลให้ประสิทธิภาพของสเปกตรัมลดลง เมื่อนำเทคนิค MIMO มาประยุกต์ใช้งานรวมกับการมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะทำให้ประสิทธิภาพของสเปกตรัมเพิ่มขึ้น โดยเทคนิค MIMO มีคุณสมบัติสามารถลดผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิ้ง จากการที่ประสิทธิภาพของสเปกตรัมเพิ่มขึ้นนี้จะทำให้การครอบของแฟ็กเกตลดลง ส่งผลให้อัตราการสูญหายของแฟ็กเกตลดลงด้วย และค่าทรูพุตเพิ่มขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ โดยประยุกต์ใช้งานมอดูเลตแบบปรับตัวได้ร่วมกับเทคนิค MIMO โดยใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบปริภูมิ-เวลาดั้งฉาก โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งของมาร์คอฟ เมื่อนำเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้มาใช้จะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของสเปกตรัม ส่วนการนำเทคนิค MIMO มาใช้เพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิ้ง จะทำให้ค่า SNR ของระบบสูงขึ้น

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ โดยประยุกต์ใช้งานมอดูเลตแบบปรับตัวได้ร่วมกับเทคนิค MIMO โดยใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบปริภูมิ-เวลาดั้งฉาก โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งของมาร์คอฟ จะกำหนดความยาวคิวคั้งที่ (finite-length queuing) ที่มีการทำงานแบบ end-to-end ในระบบที่การเชื่อมต่อแบบไร้สายและไร้สาย โดยจะสมมุติระบบ

CSI แบบสมบรูณ์ที่ใช้ที่เครื่องรับ การตรวจจับความผิดพลาด (Error detection) ของ CRC จะสมบรูณ์แบบ ในเครื่องรับถ้าแพ็กเกตที่รับได้ไม่มีความถูกต้องหลังจากการตรวจจับความผิดพลาดแล้วทำการครอบแพ็กเกตและมีการแจ้งว่าแพ็กเกตเกิดการสูญหาย หรือเมื่อคิวบรรจุเต็มแพ็กเกตที่เข้ามาจะครอบ ทำให้ไม่สามารถนำข้อมูลกลับมาได้อย่างสมบรูณ์ แล้ววัดประสิทธิภาพของระบบจากการสูญหายของแพ็กเกต (Packet Loss Rate; PLR) และค่าทราฟฟิค (Throughput) ของระบบ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 7 บทคือ

บทที่ 1 กล่าวความเป็นมาและความสำคัญของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย ขอบเขตการศึกษาและขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงแบบจำลองช่องสัญญาณและเฟดดิ้งทางสถิติ เทคนิคการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ เทคนิค MIMO ระบบคิว และแบบจำลองของมาร์คอฟสำหรับการสื่อสารไร้สาย

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบครอสเลเยอร์ การจัดกลุ่มการเสนอกการออกแบบครอสเลเยอร์ และวิธีการสื่อสารระหว่างครอสเลเยอร์

บทที่ 4 กล่าวถึงรายละเอียดของระบบ รูปแบบของเฟรมและแพ็กเกต ช่องสัญญาณ MIMO นาคากามิเฟดดิ้ง มอดูเลตแบบปรับตัวได้ และแบบจำลองช่องสัญญาณ FSMA

บทที่ 5 หลักการที่ใช้ในการวิเคราะห์ระบบคิวโอกาสที่แพ็กเกตครอบ และตัวอย่างในการออกแบบครอสเลเยอร์

บทที่ 6 ผลการวิเคราะห์จะแสดง การสมมุติการทำงาน of ระบบ พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของระบบ และผลการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

บทที่ 7 เป็นการสรุปผลการวิจัย

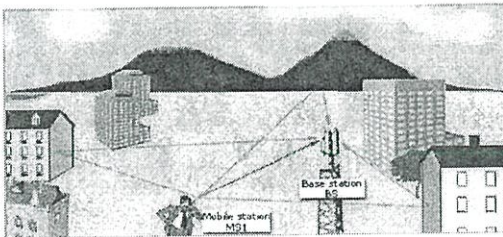
บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในงานวิจัยนี้

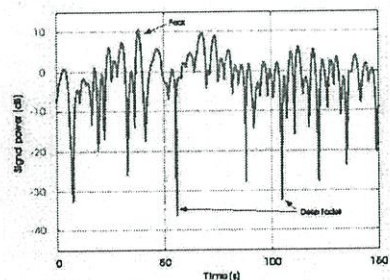
ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งเป็นเนื้อหาเกี่ยวกับแบบจำลองช่องสัญญาณและเฟดดิ้งทางสถิติ เทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้ เทคนิค MIMO ระบบคิวและแบบจำลองมาร์คอฟ โดยจะกล่าวเกี่ยวกับเนื้อหาบางส่วนที่จำเป็นในการจำลองและวิเคราะห์ระบบ

2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณและเฟดดิ้งทางสถิติ (Channel Model and Fading Statistics)

ในระบบสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication) การสื่อสารระหว่างแหล่งกำเนิดสัญญาณกับปลายทางของสัญญาณในสภาพแวดล้อมต่างๆที่มีสิ่งกีดขวาง สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับที่ปลายทางจะประกอบด้วยสัญญาณจากหลายเส้นทางดังรูปที่ 2.1 (ก) เส้นทางที่สั้นที่สุดระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐานจะเรียกว่าเส้นทาง LOS (Line of Sight) ส่วนสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางอื่นๆที่เกิดจากการสะท้อน เลี้ยวเบนและแตกกระเจิงจากสิ่งกีดขวางที่อยู่รอบข้างจะเรียกว่า เส้นทาง NLOS (Non Line of sight) คลื่นที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบ NLOS จะไปถึงเครื่องรับช้ากว่าคลื่นที่มีการแพร่กระจายแบบ LOS การรวมกันของคลื่นทั้งสองจะทำให้เกิดการเสริมและหักล้างของคลื่นทั้งสอง ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดการสวิงไปมาดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ข) ทำให้ระดับสัญญาณเครื่องรับเกิดลดทอนปรากฏการณ์ดังกล่าวเรียกว่า การเกิดมัลติพาทเฟดดิ้ง (multipath fading) การสะท้อนของคลื่นทำให้เกิดการเฟดดิ้งช่วงยาว (long term fading) ดังรูปที่ 2.2.(ก) ส่วนการเลี้ยวเบนและการกระเจิงทำให้เกิดการเฟดดิ้งช่วงสั้น (short term fading) ดังรูปที่ 2.2.(ข) ในการวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเฟดดิ้งซึ่งมีรูปแบบที่ไม่แน่นอนจะต้องอาศัยวิธีทางสถิติและพิจารณาการส่งผ่านสัญญาณในรูปของกระบวนการเรนดอม (Random)

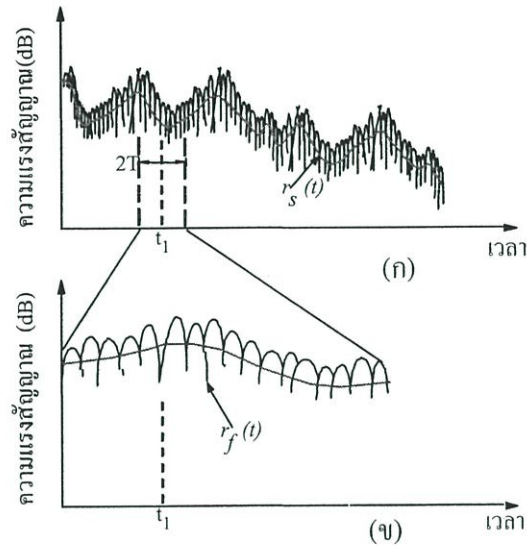


(ก)



(ข)

รูปที่ 2.1. การเกิดมัลติพาทเฟดดิ้ง



รูปที่ 2.2. การเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณที่รับได้ (ก) การเฟดดิ้งช่วงยาว (ข) การเฟดดิ้งช่วงสั้น

คุณลักษณะของช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้ง สามารถใช้การกระจายตัวทางสถิติมาเพื่อพิจารณาได้ เมื่อมีการกระจายตัวเป็นจำนวนมาก เช่นในกรณีที่มีการแพร่กระจายคลื่นในชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์ (Ionosphere) โดยประยุกต์กับทฤษฎีเข้าสู่ศูนย์กลาง (Central limit theorem) ตัวอย่างคือการใช้แบบจำลองของเกาส์ (Gaussians) สำหรับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และยังมีแบบจำลองอื่นที่นิยมใช้ในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณตามแต่สภาพแวดล้อมที่พิจารณา

เมื่อผลกระทบของเฟดดิ้งกับระบบแบนด์แคป (Narrowband system) ที่เครื่องรับสัญญาณที่รับได้ถูกมอดูเลตด้วยขนาดของการจางหาย α เมื่อ α คือตัวแปรสุ่มที่มีค่ากำลังสองเฉลี่ยเป็น $\Omega = \overline{\alpha^2}$ และค่าฟังก์ชันหนาแน่นของความน่าจะเป็น (PDF: Probability Density Function) $p_\alpha(\alpha)$ ซึ่งค่า PDF นี้จะขึ้นอยู่กับธรรมชาติของการแพร่กระจายคลื่นวิทยุ หลังจากสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่เกิดเฟดดิ้ง แล้วที่เครื่องรับจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวบวก (additive white Gaussian noise; AWGN) ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วจะพิจารณาให้เป็นอิสระจากกัน ส่วนในทางสถิติค่า Instantaneous Signal to Noise Ratio (SNR) คือ $\gamma = \alpha^2 E_s / N_0$ และค่าเฉลี่ย SNR คือ $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$ เมื่อ E_s คือพลังงานต่อสัญลักษณ์ ในที่นี้ PDF ของ γ หาได้โดยการเปลี่ยนตัวแปรการกระจายใน PDF ของ α ได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha\left(\sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}}\right)}{2\sqrt{\gamma\bar{\gamma}/\Omega}} \quad (2.1)$$

โดยมีวิธีการกระจายทางสถิติแบบต่างๆดังนี้

2.1.1 แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh Model)

การกระจายแบบเรย์ลี ใช้อธิบายสัญญาณมัลติพาทเฟดดิ้งในเชิงสถิติ สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ ซึ่งเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่มีการสะท้อนจากจุดต่างๆ ซึ่งในกรณีนี้จะไม่มี LOS ที่ส่งมาจากภาคส่งในช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงความถี่ แล้วการกระจายแบบเรย์ลีมีฟังก์ชันหนาแน่นของความน่าจะเป็น

$$p_\alpha(\alpha) = \begin{cases} \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right) & (0 \leq \alpha \leq \infty) \\ 0 & (\alpha < 0) \end{cases} \quad (2.2)$$

อาศัยความสัมพันธ์ใน (2.1) จะสามารถหา PDF ของ γ ได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (2.3)$$

2.1.2 แบบจำลองนาคากามิ-ฮอยท์ (Nakagami-q (Hoyt) Model)

การกระจายนาคากามิ-ฮอยท์จะอ้างอิงจากการกระจายตัวของฮอยท์แสดงดังสมการ

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{(1+q^2)\alpha}{q\Omega} \exp\left[-\frac{(1+q^2)^2 \alpha^2}{4q^2\Omega}\right] I_0\left(\frac{(1-q^4)\alpha^2}{4q^2\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (2.4)$$

โดยที่ $I_0(\cdot)$ คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel function) แบบดัดแปลงชนิดที่ 1 อันดับที่ 0 และ q คือตัวแปรเสริมการจางหายมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1 อาศัยความสัมพันธ์ใน (2.1) จะสามารถหา PDF ของ γ ได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1+q^2}{2q\gamma} \exp\left[-\frac{(1+q^2)^2 \gamma}{4q^2\gamma}\right] I_0\left(\frac{(1-q^4)\gamma}{4q^2\gamma}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (2.5)$$

ถ้า $q=0$ เป็นเฟดดิ้งแบบเกาส์เซียนข้างเดียวและ $q=1$ เป็นเรย์ลีเฟดดิ้ง ในทางปฏิบัติแบบจำลองนี้ได้นำไปใช้กับการสื่อสารผ่านดาวเทียมของช่องสัญญาณเฟดดิ้งเกาส์เซียนข้างเดียว ซึ่งเป็นกรณีที่เลวร้ายที่สุดของการสื่อสาร

2.1.3 แบบจำลองนาคากามิ-ไรซ์ (Nakagami-n (Rice) Model)

การกระจายนาคากามิ-ไรซ์จะอ้างอิงจากการกระจายแบบไรเซียน ที่เกิดจากการรวมตัวกันของสัญญาณที่มีส่วนของสัญญาณ LOS รวมอยู่ด้วย สัญญาณหลายวิถีที่มาถึงนั้นแต่ละสัญญาณจะมีทิศทางที่แตกต่างกันและมารวมกับสัญญาณ LOS ทำให้สัญญาณที่เหลือเป็นสัญญาณอ่อนลง การกระจายตัวสามารถแสดงได้ดังนี้

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2(1+n^2)e^{-n^2}\alpha}{\Omega} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right] I_0\left(2n\alpha\sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (2.6)$$

เมื่อ n คือตัวแปรเสริมเฟดดิ้งซึ่งมีค่า 0 ถึง ∞ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับไรเซียนแฟกเตอร์ (Ricean Factor) $K = n^2$ และสามารถแสดงในรูป PDF ของ γ ที่เป็นการกระจายแบบ Non Central Chi-Square แสดงได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\gamma} \exp\left[-\frac{(1+n^2)\gamma}{\gamma}\right] I_0\left(2n\sqrt{\frac{(1+n^2)\gamma}{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (2.7)$$

ถ้า $n = \infty$ จะไม่เกิดเฟดดิ้งถึง $n = 0$ จะเป็นเรย์ลีเฟดดิ้ง รูปแบบการกระจายแบบนี้นำไปประยุกต์ใช้งานทางด้านโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั้งภายในอาคารและนอกอาคาร

2.1.4 แบบจำลองนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m Model)

แบบจำลองของนาคากามิ-เอ็ม (Nakagami-m) อ้างอิงการกระจายแบบ Central Chi-Square แล้วมีฟังก์ชันหนาแน่นของความน่าจะเป็นดังนี้

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right); \quad \alpha \geq 0 \quad (2.8)$$

เมื่อ m เป็นพารามิเตอร์นาคากามิ-เอ็มเฟดดิ้งซึ่งมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 - ∞

$\Gamma(\cdot)$ เป็นแกมมาฟังก์ชัน

โดยสามารถหาค่าฟังก์ชันหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ γ ได้ดังนี้

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\gamma^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\gamma}\right); \quad \gamma \geq 0 \quad (2.9)$$

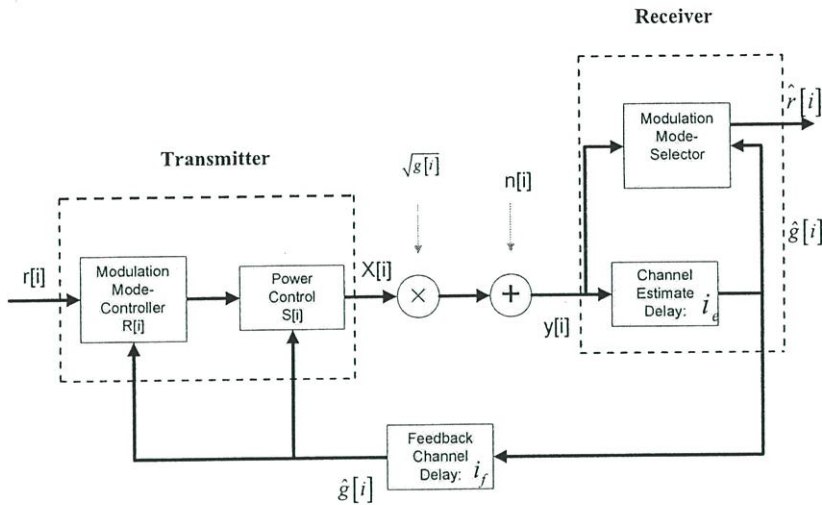
2.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ (Adaptive Modulation)

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดของแบบจำลองการทำงานของมอดูเลตแบบปรับตัวได้ เทคนิคนี้เป็นเทคนิคที่สามารถเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสารบนช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (time-varying channels) ให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณ พื้นฐานของเทคนิคนี้จะใช้การประมาณช่องสัญญาณที่ภากรับ แล้วส่งค่าที่ประมาณได้กลับไปยังภาคส่งเพื่อทำการเปลี่ยนการมอดูเลต ดังนั้นการสื่อสารแบบนี้จะเปรียบเสมือนการปรับพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณให้เหมาะสมกับสภาพแวดล้อมที่เกิดการเฟดดิ้งในช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้วระบบการสื่อสารในปัจจุบันจะใช้การมอดูเลตแบบคงที่ (Fix Modulation) ที่ไม่มีการปรับพารามิเตอร์ตามช่องสัญญาณ

โดยทั่วไปเมื่อสัญญาณที่ภากรับมีค่า SNR ต่ำเนื่องมาจากเฟดดิ้งในช่องสัญญาณของการสื่อสาร ทำให้อัตราแพ็คเกจผิดพลาด (Packet Error Rate) มีค่าสูงขึ้น ส่งผลให้ข้อมูลที่รับได้ไม่สามารถนำไปใช้งานตามที่ต้องการได้ ถ้าเป็นในกรณีที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ เมื่อภากรับได้รับสัญญาณเข้ามาก็จะทำการพิจารณาค่า SNR ถ้าค่า SNR ที่ได้รับมีค่าต่ำระบบจะทำการส่งสัญญาณกลับไปที่ภาคส่งให้ทำการปรับการมอดูเลตในระดับที่ต่ำลง เพื่อรักษาอัตราแพ็คเกจผิดพลาดให้อยู่ต่ำกว่าอัตราแพ็คเกจผิดพลาดที่ต้องการ (Target Packet Error Rate: P_0) ในกรณีกลับกัน ถ้าค่า SNR ที่ได้รับมีค่าสูง ระบบจะทำการส่งสัญญาณกลับไปที่ภาคส่งให้ทำการปรับการมอดูเลตในระดับที่สูงขึ้น เพื่อให้ค่าทราฟฟิค (Throughput) สูงที่สุดในอัตราแพ็คเกจผิดพลาดตามที่ต้องการ ถ้าในกรณีที่ค่า SNR ที่ได้รับต่ำกว่าค่าเทรชโฮลด์ (Threshold) ที่ต่ำที่สุด ระบบจะไม่ทำการส่งสัญญาณได้หรือเรียกว่าเกิดการเอาท์เดจ (Outage)

2.2.1 แบบจำลองการทำงานของระบบ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการสื่อสารแบบปรับตัวได้ ในแบบจำลองจะกำหนดความจุ (capacity) ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ flat (flat fading channels) โดยที่แต่ละช่องสัญญาณจะตอบสนองหนึ่งหน่วยเวลาสัญลักษณ์ T_s แล้วสมมุติให้เป็นมอดูเลตเชิงเส้นที่มีการปรับอัตราสัญลักษณ์ (symbol rate) $R_s = 1/T_s$ ช่องสัญญาณจะเป็นสเตชันนารี (stationary) และ ergodic time-varying gain $\sqrt{g[i]}$ แล้วจะได้การกระจายเป็น $p(g)$ ที่มีสัญญาณรบกวนสีขาวบวกแบบเกาส์ $n(i)$ (AWGN) พลังงานสะสมสเปกตรัม $N_0/2$ ค่าเฉลี่ยของพลังงานที่ส่ง \bar{S} แบนด์วิดท์ของ



รูปที่ 2.3. แบบจำลองระบบมอดูเลตแบบปรับตัวได้

สัญญาณด้านรับ $B = 1/T_s$ และ \bar{g} เป็นแกนเฉลี่ยของช่องสัญญาณ แล้ว instantaneous SNR เป็น $\gamma[i] = \bar{S}g[i]/(N_0B)$, $0 \leq \gamma[i] < \infty$ และค่าเฉลี่ย SNR ของเวลาทั้งหมดเป็น $\bar{\gamma} = \overline{\bar{S}g}/(N_0B)$ และถ้ากำหนดให้ $g[i]$ คงที่ แล้วการกระจายตัวของ $\gamma[i]$ เป็นอิสระจาก i จะได้การกระจายเป็น $P(\gamma)$

ในระบบการสื่อสารที่ปรับตัวได้จะทำการประมาณค่า SNR ที่รับได้ที่เวลา i แล้วทำการปรับการมอดูเลตตามนั้น โดยทั่วไปแล้วพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับจะเป็นอัตราข้อมูล $R[i]$ และพลังงานที่ใช้ในการส่ง $S[i]$ แล้วสำหรับอัตราข้อมูลของ M -ary มอดูเลตจะได้ $R[i] = B \log_2 M[i] = \log_2 M[i]/T_s$ bps และประสิทธิภาพของสเปกตรัมเป็น $R[i]/B = \log_2 M[i]$ bps/Hz หลังจากนั้นจะสามารถแสดงค่า SNR ที่ได้จากการประมาณเป็น $\hat{\gamma}[i] = \bar{S}\hat{g}[i]/(N_0B)$ โดยที่ $g[i]$ เป็นแกนพลังงานที่ได้จากการประมาณ ถ้าหากต้องการปรับพลังงานที่ใช้ในการส่งแล้วจะสามารถแสดงความสัมพันธ์กับค่า $\hat{\gamma}[i]$ ที่เวลา i ได้เป็น $S(\hat{\gamma}[i]) = S(i)$ และจะได้พลังงานที่สามารถรับได้ที่เวลา i เป็น $\gamma[i] \frac{S(\hat{\gamma}[i])}{\bar{S}}$ จะเหมือนกันกับการปรับอัตราข้อมูลของการมอดูเลต $R(\hat{\gamma}[i]) = R[i]$ และจะได้ $S(\gamma)$ และ $R(\gamma)$

แบบจำลองของระบบจะแสดงในรูปที่ 2.3 โดยมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตผ่านช่องสัญญาณที่มีแกนของพลังงานช่องสัญญาณเป็น $g[i]$ และสัญญาณรบกวนสีขาวบวกแบบเกาส์เป็น $n(i)$ ไปยังภาครับ ที่ภาครับจะมีตัวประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) ที่ทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบค่า SNR ว่ามีค่าอยู่ในช่วงใดแล้วจะมีแกนของพลังงานช่องสัญญาณที่ประมาณแล้วเป็น $\hat{g}[i]$ ค่าที่รับได้ที่ภาครับหลังจากได้ประมาณค่าแล้วจะมีค่าประวิงเวลา (delay) เป็น i_c และเมื่อได้ช่วงที่ต้องการแล้วก็จะสามารถกำหนดรูปแบบและระดับของการมอดูเลตได้ หลังจากนั้นส่งกลับไปที่ภาคส่งผ่านช่องสัญญาณ feedback path เพื่อทำการปรับเปลี่ยนการมอดูเลต

(Modulation Switching) เพื่อทำการส่งในครั้งต่อไป แล้วค่าประวิงเวลาที่ภาคส่งจะเป็นการรวมกันระหว่างการประมาณค่าประวิงเวลาที่ภาครับและค่าประวิงเวลาของ feedback path จะได้เป็น $i_d = i_e + i_f$ การมอดูเลตแบบปรับตัวได้สามารถเปลี่ยนรูปแบบและระดับของการมอดูเลตได้ตามความแปรปรวนของช่องสัญญาณได้ โดยอาจตั้งเงื่อนไขในการทำงานให้มีอัตราหรือกำลังส่งคงที่

เงื่อนไขที่กล่าวมาตอนต้นจะขึ้นกับค่า SNR ที่รับได้ในช่วงเวลานั้นจะเป็นตัวกำหนดในการเปลี่ยนการมอดูเลต เช่นถ้าสัญญาณที่รับได้มีค่า SNR ที่ได้ตกอยู่ในช่วง $\gamma_1 - \gamma_2$ ให้เลือกการมอดูเลตแบบ BPSK ถ้าเวลาผ่านไปค่า SNR ที่รับได้ตกอยู่ในช่วง $\gamma_2 - \gamma_3$ ให้เลือกการมอดูเลตแบบ QPSK เป็นต้น โดยระบบจะทำการส่งข้อมูลไปยังภาคส่ง เพื่อเปลี่ยนรูปแบบหรือระดับการมอดูเลต ส่วนในกรณีที่ค่า SNR มีค่าน้อยกว่าค่าเทรชโวลด์เริ่มต้นที่กำหนด ระบบจะไม่มี การสื่อสารเกิดขึ้น

2.2.2 เทรชโวลด์ในการสับเปลี่ยนการมอดูเลต (Switching Threshold)

ในปัจจุบันได้มีหลายวิธีที่ใช้ในการกำหนดค่าเทรชโวลด์ของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการศึกษาวิธีสับเปลี่ยนเทรชโวลด์แบบคงที่ (Fixed Switching Threshold) ซึ่งเป็นวิธีที่มีความซับซ้อนไม่มากเท่าไร เหมาะสมในการสร้างใช้งานจริง ที่มีเงื่อนไขของขีดจำกัดในการออกแบบวงจรและเวลาที่ใช้ในการคำนวณ

พิจารณาระดับการเปลี่ยนการมอดูเลต โดยให้ค่าของอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาด (PER) และกำลังงานในการสื่อสารคงที่ ซึ่งสามารถแบ่งการปรับตัวเป็น n รูปแบบ โดยที่ $n = \{1, 2, 3, \dots, N\}$ และ N เป็นจำนวนการมอดูเลตทั้งหมดที่ใช้สื่อสาร แล้วสามารถกำหนดขอบเขตได้เป็น $\{\gamma_n\}_{n=0}^{N+1}$ โดยที่การปรับค่า n ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของค่า SNR ที่รับได้โดยกำหนดเงื่อนไขได้ดังนี้

$$\text{การเลือกโหมดที่ } n \text{ เมื่อ } \gamma \in [\gamma_n, \gamma_{n+1}) \quad (2.10)$$

และในกรณีที่ข้อมูลไม่มีการส่งเกิดขึ้นเมื่อ $\gamma_0 \leq \gamma < \gamma_1$ เปรียบเสมือนว่าเป็นรูปแบบที่ $n=0$ และ $R_0 = 0$

2.2.3 เทคนิคการปรับตัว (Adaptive Techniques)

ที่ภาคส่งพารามิเตอร์ที่ใช้ในการปรับจะมีความสัมพันธ์กับค่า SNR ซึ่งในส่วนนี้จะยกตัวอย่างเทคนิคการปรับตัวที่นิยมใช้เช่น อัตราข้อมูล พลังงาน เป็นต้น

2.2.3.1 เทคนิคการปรับอัตราข้อมูล (Variable-Rate Techniques)

ในการปรับอัตราการมอดูเลตจะมีอัตราข้อมูล (data rate) เป็น $R[y]$ ในการปรับอัตราข้อมูลมีอยู่หลายวิธี เช่นกำหนดอัตราสัญลักษณ์ (symbol rate) ของการมอดูเลต $R_s = 1/T_s$ ให้คงที่แล้วใช้การมอดูเลตหลายๆแบบหรือทำการกำหนดให้ขนาดของกลุ่มสัญญาณ (constellation sizes) ให้

แตกต่างกัน หรืออีกวิธีคือการกำหนดให้การมอดูเลตเหมือนกันแล้วเปลี่ยนอัตราสัญลักษณ์ ในการปรับอัตราสัญลักษณ์จะยากในการใช้งานจริง ตั้งแต่การปรับแบนด์วิดท์ซึ่งจะไม่สามารถทำได้ ในทางปฏิบัติและมีความยุ่งยากในการแบ่งแบนด์วิดท์ แต่ในทางตรงกันข้ามถ้าทำการเปลี่ยนขนาดของกลุ่มสัญญาณหรือชนิดของการมอดูเลตแล้วกำหนดอัตราสัญลักษณ์จะง่ายกว่าและเทคนิคนี้เป็นเทคนิคที่ใช้ในปัจจุบัน เช่นการใช้ใน EGPRS สำหรับการสื่อสารข้อมูล GSM cellular จะทำการปรับระหว่าง 8PSK และ GMSK และการใช้ GPRS สำหรับการสื่อสารข้อมูลใน IS-136 TDMA cellular จะปรับระหว่าง 4, 8 และ 16PSK เป็นต้น

2.2.3.2 เทคนิคการปรับพลังงาน (Variable-Power Techniques)

การปรับพลังงานที่ใช้ส่งเป็นการชดเชยค่า SNR ที่มีความเปลี่ยนแปลงเนื่องจากเฟดดิ้ง โดยจุดมุ่งหมายก็คือการรักษา PER ให้คงที่หรือเหมือนกับการทำให้ค่า SNR คงที่ การปรับพลังงานจะตรงข้ามกับการเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณแล้วจะได้

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \frac{\sigma}{\gamma} \quad (2.11)$$

โดยที่ σ จะเท่ากับค่าคงที่ของ SNR ที่รับได้ แล้วข้อจำกัดของค่า \bar{S} จะสามารถแสดงได้เป็น

$$\int \frac{S(\gamma)}{\bar{S}} p(\gamma) d\gamma = \int \frac{\sigma}{\gamma} p(\gamma) d\gamma = 1 \quad (2.12)$$

จากสมการที่ (2.12) จะได้ว่า $\sigma = 1/E[1/\gamma]$ ซึ่งจะถูกกำหนดโดย $p(\gamma)$ ในขณะที่ส่งค่า \bar{S} จะทำให้ได้ $\bar{\gamma}$ เช่นนี้ผลกระทบของช่องสัญญาณจะส่งผลในทางตรงกันข้ามกับการปรับพลังงาน แล้วจะได้

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \begin{cases} \frac{\sigma}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (2.13)$$

ค่า Cutoff γ_0 จะขึ้นอยู่กับความต้องการของความน่าจะเป็นเอาต์เดจ (outage probability) $p_{out} = p(\gamma < \gamma_0)$ หรือขึ้นอยู่กับอัตราเพิกเกิดผิดพลาดเป้าหมาย ดังนั้นจะใช้ช่องสัญญาณในกรณีที่ $\gamma \geq \gamma_0$ ซึ่งจะให้ค่าเป็น \bar{S} จะได้ $\sigma = 1/E_{\gamma_0}[1/\gamma]$ แล้วจะได้

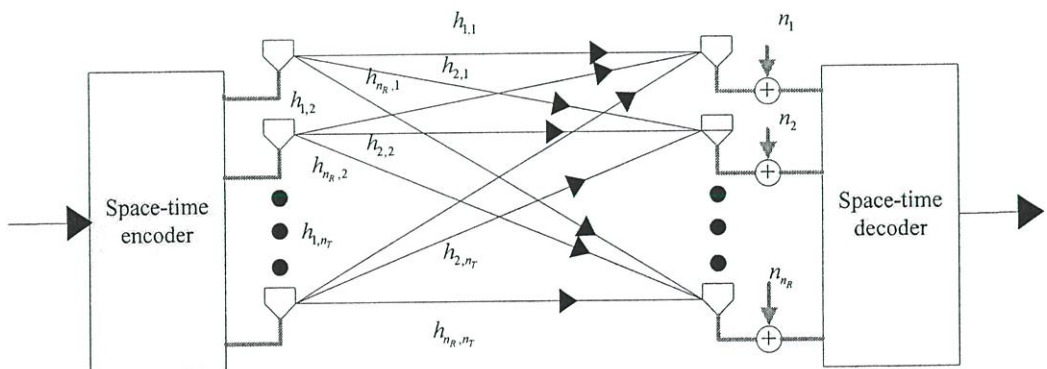
$$E_{\gamma_0} [1/\gamma] \triangleq \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} p(\gamma) d\gamma \quad (2.14)$$

นอกจากนี้ยังมีหลายเทคนิคที่มีการใช้งานแต่ไม่เป็นที่นิยมเช่น variable error probability, variable-coding techniques และ Hybrid techniques เป็นต้น [1], [2]

2.3 เทคนิค MIMO

เดิมการสื่อสารไร้สายจะใช้สายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับอย่างละหนึ่งชุด หรือเรียกว่า ระบบ SISO (Single Input Single Output) แต่ในปัจจุบันการสื่อสารแบบมัลติมีเดียความเร็วสูงได้มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย เมื่อใช้ระบบ SISO ทำให้ประสิทธิภาพของการสื่อสารไร้สายใช้งานได้ไม่ดีเท่าที่ควร แล้วระบบการสื่อสารไร้สายที่เกี่ยวกับสายอากาศที่ใช้แก้ปัญหานี้ที่ได้มีการกล่าวถึงอย่างมากในปัจจุบันก็คือระบบ Multiple Input Multiple Output (MIMO) [3]

ในหัวข้อนี้จะกล่าวเกี่ยวกับกระบวนการทำงานของสัญญาณที่ใช้ระบบ MIMO โดยจะเรียกกันทั่วไปว่ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding; STC) หรือกระบวนการปริภูมิ-เวลา (Space-Time Processing; STP) ในส่วนแรกจะกล่าวถึงรายละเอียดของแบบจำลองระบบ MIMO โดยศึกษาเกี่ยวกับความจุของช่องสัญญาณและการแบ่งประเภทของ STCs ส่วนต่อไปจะเป็นรายละเอียดของรหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes; STBCs) หลังจากนั้นจะทำการวิเคราะห์การใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี (diversity) ร่วมกับเกนรหัส (coding gain) โดยจะเรียกกว่ารหัสเทรลลิสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Trellis Codes; STTCs) ส่วนต่อไปจะเป็นรายละเอียดของกระบวนการของ Spatial Multiplexing จะแสดงรายละเอียดของอัลกอริทึม Vertical Bell Laboratories Architecture Space-Time (V-BLAST) ต่อจากนั้นจะแนะนำเกี่ยวกับความจุของช่องสัญญาณในกรณีที่มี CSI (Channel State Information) และสุดท้ายจะเป็นการแนะนำเทคนิค STCs อื่นๆที่น่าสนใจและไม่ได้นำเสนอในหัวข้อนี้



รูปที่ 2.4 ระบบของ MIMO

2.3.1 ระบบ MIMO และการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Coding; STC)

2.3.1.1 ระบบ MIMO และความจุ

ในระบบ MIMO จะกำหนดให้ N_T เป็นจำนวนสายอากาศเครื่องส่งและ N_R เป็นจำนวนสายอากาศเครื่องรับแล้วจะสามารถแสดงแบบจำลองการทำงานของระบบ MIMO ในรูปที่ 2.4 จากรูปจะแสดงให้เห็นระบบของการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาที่ทำกรเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน (serial-to-parallel) และจากขนานเป็นอนุกรม (parallel-to-serial) ในส่วนบล็อกของเปลี่ยนอนุกรมเป็นขนานที่เครื่องส่งจะเป็นการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา (Space-time encoder) และในส่วนของเครื่องรับเป็นการเปลี่ยนขนานเป็นอนุกรมจะเป็นตัวถอดรหัสปริภูมิ-เวลา (Space-time decoder) นอกจากนี้การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาเป็นมากกว่าการเปลี่ยนรูปแบบการสื่อสารข้อมูลแต่จะเป็นส่วนสำคัญที่ใช้ในการสื่อสารที่เวลาต่างๆได้เช่นเดียวกับการเข้ารหัส(encoding)/การถอดรหัส(decoding), การมอดูเลต(modulation)/การดีมอดูเลต(demodulation), การมัลติเพลกซ์(multiplexing)/การดีมัลติเพลกซ์(demultiplexing) หรือการอีควาไลเซชัน(equalization)

จากรูปที่ 2.4 สามารถอธิบายได้ว่าสัญลักษณ์ที่ใส่ส่ง x_i โดยที่ i เป็นจำนวนเต็มที่ไม่เท่ากับ 0 มีค่าถึงจำนวนสายอากาศเครื่องส่ง N_T และสัญญาณที่รับได้ r_j โดยที่ j มีค่าตั้งแต่ 1 ถึงจำนวนสายอากาศเครื่องรับ N_R ส่วนในช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างสายอากาศเครื่องส่ง i th ถึงสายอากาศภาครับ j th จะเป็น $h_{j,i}$ ในระบบ MIMO พลังงานที่ใช้ส่งจาก N_T รวมทั้งหมดจะเปรียบได้กับพลังงานที่ใช้ส่งในระบบ SISO มีค่าเป็น P และพลังงานที่ใช้ในการส่งแต่ละสายอากาศจะเป็น P/N_T หลังจากนั้นนอร์มัลไลเซชัน (normalization) ของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ (Channel coefficient) แต่ละสายอากาศทางด้านรับ j จะเป็นการรวมกันของแกนช่องสัญญาณของสายอากาศด้านส่งทั้งหมดที่ส่งไปที่สายอากาศด้านรับ j แล้วสัญญาณรบกวน AWGN จะเป็นส่วนที่รวมไว้ที่แต่ละสายอากาศทางด้านรับเป็น n_j โดยสมมุติว่าการกระจายจะเป็นอิสระต่อกัน หลังจากนั้นในระบบ MIMO จะสามารถแสดงในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\left. \begin{aligned} r_1 &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{1,i} \cdot x_i + n_1 \\ r_2 &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{2,i} \cdot x_i + n_2 \\ &\dots \\ r_{N_R} &= \sum_{i=1}^{N_T} h_{N_R,i} \cdot x_i + n_{N_R} \end{aligned} \right\} \Rightarrow R = H \cdot X + N$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & h_{N_R,2} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_T} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

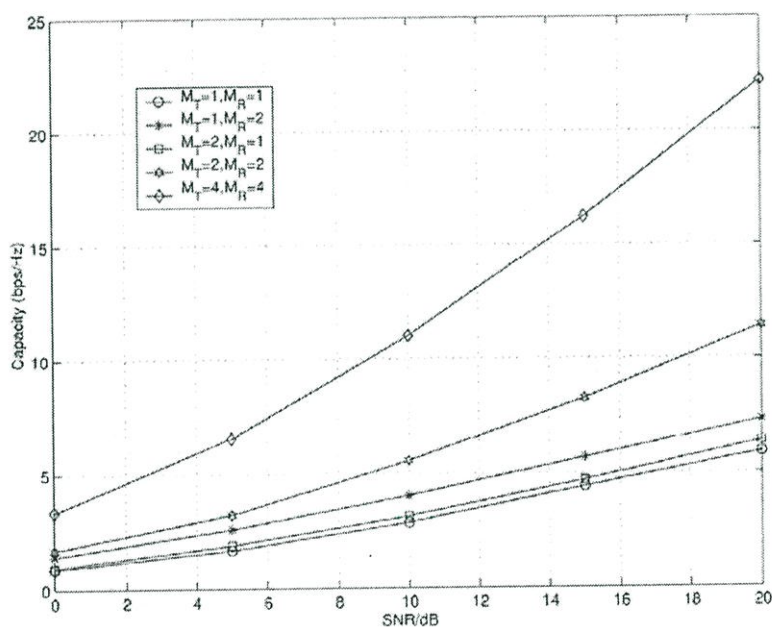
จากสมการที่ (2.14) กำหนดให้

R เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณที่รับได้ r_j ขนาด $N_R \times 1$

X เป็นเวกเตอร์แนวตั้งขนาด $N_T \times 1$ ประกอบด้วย x_i ที่เป็นจุดของกลุ่มสัญญาณ (Constellation) ที่ใช้ส่ง

N เป็นเวกเตอร์แนวตั้งของสัญญาณรบกวน n_j ขนาด $N_R \times 1$

H เป็นเมทริกซ์ขนาด $N_R \times N_T$ ที่ประกอบไปด้วยสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ $h_{j,i}$



รูปที่ 2.5 ความจุของระบบ MIMO ไม่ใช่ CSI

ใน [4] จะกล่าวถึงความจุของระบบ MIMO เมื่อไม่ได้ใช้ channel state information (CSI) แล้วจะสามารถแสดงความจุของระบบ MIMO ได้เป็น

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \cdot H \cdot H^T \right) \right] \text{ bps / Hz} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) กำหนดให้

I_{N_R} เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N_R \times N_T$,

H เป็นเมตริกซ์ช่องสัญญาณขนาด $N_R \times N_T$

H^T เป็นเมตริกซ์สลับเปลี่ยนสังยุค (Transpose conjugate) ของ H

ρ เป็นค่าเฉลี่ย SNR ของ branch ทางภาครับ

2.3.1.2. วิธีการทำงานของระบบ (Methodologies) และเทคนิคไคเวอร์ซิตี (Diversity)

ในการสื่อสารที่ใช้ระบบ MIMO มีอยู่สองหลักการที่ได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่องในปัจจุบัน วิธีการแรกคือการเพิ่มไคเวอร์ซิตีของสายอากาศหรือที่เรียกว่า Spatial diversity เป้าหมายของวิธีนี้คือการพัฒนาความน่าเชื่อถือของการสื่อสาร โดยการส่งข่าวสารในรูปแบบที่เหมือนกันและสามารถรองรับรูปแบบข่าวสารที่เหมือนกันที่ผ่านเฟดดิ้งพาททำให้เกิดข่าวสารรูปแบบต่างๆ ได้ จากตรงนี้จะเห็นได้ว่าเป็นการลดโอกาสการเกิดเฟดดิ้งของสัญญาณได้ในเวลาเดียวกันด้วย การกำหนดจำนวนตัวรองรับข่าวสารของภาครับจะมีความเกี่ยวข้องกับไคเวอร์ซิตี โดยที่จำนวนของตัวรองรับข่าวสารที่ภาครับจะหาได้จาก “เกนไคเวอร์ซิตี (diversity gain)” ของระบบ และถ้าสายอากาศทางด้านเครื่องส่งและด้านเครื่องรับในระบบ MIMO เป็นการสื่อสารที่เป็นอิสระจากกันแล้วจะได้ค่าเกนไคเวอร์ซิตีสูงสุดของระบบ วิธีไคเวอร์ซิตีที่มีการใช้งานกันทั่วไปจะใช้ในสถานีฐาน (Base Station; BS) โดยในการสื่อสารขาลงจากสถานีฐานที่มีสายอากาศภาคส่ง 2 ชุดหรือมากกว่า 2 ชุด และในการสื่อสารขาขึ้นสถานีฐานจะรับข้อมูลที่ส่งมาจากเครื่องลูกข่าย โดยปัญหาหลักของระบบ MIMO คือสัญญาณที่ส่งจากสายอากาศที่แตกต่างกันต้องไม่เป็นสหสัมพันธ์กัน (Decorellated) และจากตรงนี้สายอากาศต้องห่างกันมากพอ คือพื้นที่ระหว่างสายอากาศต้องมากกว่าครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น (wavelength) ของสัญญาณที่ส่ง ดังนั้นระบบ MIMO จึงเป็นที่นิยมมากในระบบการสื่อสารที่มีพื้นที่จำกัด ระบบ MIMO เป็นระบบที่ต้องการทำให้การสื่อสารใช้ได้ที่ดีที่สุด การเข้ารหัสช่องสัญญาณจะเรียกตามโดเมนของไคเวอร์ซิตีที่ใช้งาน และไคเวอร์ซิตีที่ใช้งานจะมีการใช้มากกว่าหรือเท่ากับ 2 โดเมน ถ้าเป็นเช่นนี้แล้วจะได้เทคนิคต่างๆดังนี้ Space-Time (ST) coding, Space-Frequency (SF) coding และ Space-Time-Frequency (STF) coding โดยที่เทคนิคการเข้ารหัสจะสามารถมองได้สามมิติ

วิธีการก่อนหน้าจะเป็นการเพิ่มจำนวนของสายอากาศทำให้ค่า SNR เพิ่มขึ้น แล้วความจุของระบบ MIMO จะสามารถเพิ่มตามจำนวนสายอากาศที่ไม่มีการจำกัดจำนวนสายอากาศ และทั้งหมดนี้เป็นวิธีการที่อาศัยการเพิ่มความจุของระบบ MIMO ที่ทำให้ค่าทฤษฎีมีการเปลี่ยนแปลงในทางที่ดีขึ้น แต่อีกวิธีการหนึ่งจะมีเป้าหมายของระบบคือการส่งผ่านข้อมูลให้ได้สูงที่สุด โดยที่เทคนิคนี้จะให้ความสนใจในกรณีที่มีสภาพแวดล้อมเป็น LOS และไม่สนใจการเกิดเฟดดิ้ง แล้วเป็นที่รู้จักกันโดยทั่วไปว่าเทคนิคนี้ก็คือ Spatial Multiplexing (SM) หรือ Layer Space-Time (LST)

ในปัจจุบันมีความพยายามมากมายที่จะทำการรวมทั้งสองวิธีไว้ด้วยกันเช่นหลักการ hybrid การเข้ารหัส และ tradeoff ระหว่างโคเวอริจันซ์และการมัลติเพลกซ์

2.3.2 การเข้ารหัสบล็อกปริภูมิ-เวลา (Space-Time Block Codes; STBC)

STBCs เป็นอีกวิธีหนึ่งของ spatial temporal codes ที่ใช้ประโยชน์จากโคเวอริจันซ์และเป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่งหลายชุด โดยในปี 1998 Alamouti ได้ออกแบบเทคนิคโคเวอริจันซ์ที่ง่ายสำหรับการสื่อสารที่ใช้สายอากาศส่งสองชุด [5] วิธีนี้จะใช้โคเวอริจันซ์สูงสุดและทำงานเป็นเชิงเส้นทั้งทางภาคส่งและภาครับ แล้วในกระบวนการเข้ารหัสและถอดรหัสจะแสดงในรูปของบล็อกสัญลักษณ์สื่อสาร วิธีโคเวอริจันซ์ทางสายอากาศภาคส่งของ Alamouti เป็นทฤษฎีเกี่ยวกับการออกแบบที่ตั้งฉาก (orthogonal) สำหรับการเข้ารหัสสายอากาศด้านส่งจำนวนหลายชุดได้มีการนำเสนอใน [6] โดยจะอ้างอิงกับบทความที่เกี่ยวกับ Orthogonal Space-Time Block codes (OSTBCs) แล้วในหัวข้อนี้จะอธิบายวิธีการของ Alamouti และ STBC ที่ตั้งฉาก

2.3.2.1 เทคนิคของ Alamouti

เทคนิควิธีโคเวอริจันซ์ทางภาคส่งถูกนำเสนอโดย Alamouti ได้นำเสนอเทคนิค STBC ที่ทำการเข้ารหัสแบบใช้สายอากาศที่ภาคส่ง 2 ชุด ในขั้นแรกบิตที่เข้ามาในระบบจะถูกมอดูเลตและแมพ (mapped) ให้ตรงกับจุดของกลุ่มสัญลักษณ์ (constellation) หลังจากนั้นจะได้ 2 สัญลักษณ์เป็น x_1 และ x_2 แล้วส่งเข้าไปในตัวเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา ถ้าพิจารณาในสายอากาศชุดหนึ่ง สัญลักษณ์ทั้งสองสัญลักษณ์จะถูกส่งออกไปในเวลาทีติดกันเป็น t_1 และ t_2 โดยมีระยะห่างเป็น T ในหลักการของ Alamouti ระหว่างเวลาแรกสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 จะถูกส่งออกไปในสายอากาศ 1 และ 2 ตามลำดับ และในเวลาที่สองมีสัญลักษณ์เป็นค่าสังยุคเชิงซ้อน แล้วจะได้ $-x_2^*$ ส่งที่สายอากาศ 1 และ x_1^* จะส่งที่สายอากาศ 2 รายละเอียดการเข้ารหัสสามารถแสดงในตารางที่ 2.1 จะมีอัตราการสื่อสารเท่ากับระบบ SISO

การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้สายอากาศทางด้านส่งจำนวน 2 ชุด แล้วจะสามารถแสดงในรูปเมตริกซ์

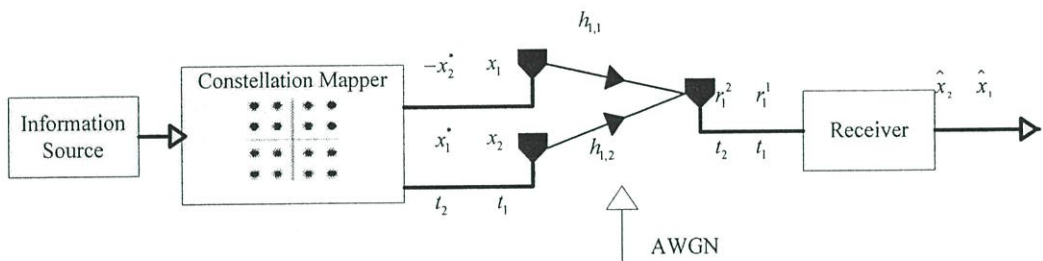
$$X_1 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

รายละเอียดของเมตริกซ์ X_1 แสดงได้ดังตาราง 2.1

ตารางที่ 2.1 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาของ Alamouti ที่ใช้เทคนิคไควเวอร์ซีตี

	Antenna 1	Antenna 1
Time t_1	x_1	x_2
Time t_2	$-x_2^*$	$-x_1^*$

ตัวอย่างของกระบวนการเข้ารหัสปริภูมิ-เวลา ที่แสดงในรูปที่ 2.6 ใช้สัญลักษณ์ 2 สัญลักษณ์ และใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างวิธี Alamouti

รหัส STBC สามารถถอดรหัสโดยจะสมมุติสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณเฟดดิ้งระหว่างช่วงเวลา 2 คาบเวลา t_1 และ t_2 และสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณจากสายอากาศแรกส่งไปที่สายอากาศกลับลำดับที่ j th เป็น $h_{j,1}$ และจากสายอากาศชุดที่ 2 เป็น $h_{j,2}$ สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 h_{j,1} &= h_{j,1}(t) = h_{j,1}(t+T) = h_{j,1}(t_1) = h_{j,1}(t_2) \\
 h_{j,2} &= h_{j,2}(t) = h_{j,2}(t+T) = h_{j,2}(t_1) = h_{j,2}(t_2)
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

ที่ภาครับ สัญญาณที่รับได้ที่สายอากาศลำดับที่ j ทั้ง 2 เวลาเป็น r_j^1 และ r_j^2 จะได้สัญญาณที่รับได้เป็น

$$\begin{aligned}
 r_j^1 &= h_{j,1} \cdot x_1 + h_{j,2} \cdot x_2 + n_j^1 \\
 r_j^2 &= -h_{j,1} \cdot x_2^* + h_{j,2} \cdot x_1^* + n_j^2
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

จากสมการสัญญาณรบกวน AWGN จะเป็นส่วนประกอบที่ถูกรวมไว้ที่สายอากาศด้านเครื่องรับ j ในเวลา t_1 และ t_2 สามารถแสดงได้เป็น n_j^1 และ n_j^2 ตามลำดับ

กระบวนการถอดรหัสแบบง่าย ๆ จะประกอบด้วยการรวมสัญญาณ (Signal combining) และการถอดรหัสแบบค่าความน่าจะเป็นสูงสุด (Maximum Likelihood; ML) โดยที่บล็อกรวมสัญญาณจะมีการทำงานที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นและการแปลงสังยุค (conjugate transformations) ของสัญญาณที่รับได้ และผลที่ได้เป็นกระบวนการผสมรวมสัญญาณแบบเส้น (linear combination) ของสัญญาณที่รับได้สามารถแสดงในรูปของสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2} \cdot (r_j^2)^* \right\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2} \cdot (n_j^2)^* \right\} \\ \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1} \cdot (r_j^2)^* \right\} = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \left\{ h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1} \cdot (n_j^2)^* \right\}\end{aligned}\quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.19) นำค่าที่ได้ไปทำการถอดรหัสแบบค่าความน่าจะเป็นจริงสูงสุดเพื่อตัดสินใจสัญลักษณ์ x_1 และ x_2 โดยที่สัญลักษณ์จะเป็นอิสระจากกันแล้วจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\hat{x}_1 &= \arg \min \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) \cdot |x_1|^2 + d^2(\tilde{x}_1, x_1) \right] \\ \hat{x}_2 &= \arg \min \left[\left(\sum_{j=1}^{N_R} (|h_{j,1}|^2 + |h_{j,2}|^2) - 1 \right) \cdot |x_2|^2 + d^2(\tilde{x}_2, x_2) \right]\end{aligned}\quad (2.20)$$

เมื่อค่า $d^2(x, y)$ คือระยะทางยูคลิดเลียนกำลังสอง (Square euclidian distance) ระหว่างสัญญาณ x และ y ซึ่งสามารถคำนวณได้จากสมการ $d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*)$

2.3.2.2 การเข้ารหัสปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก (Orthogonal Space-Time Block Codes)

การออกแบบของ Alamouti ถือว่าเป็นส่วนหนึ่งของเทคนิค STBCs หรือเรียกให้ถูกต้องก็คือ Orthogonal STBCs การเข้ารหัส OSTBCs จะใช้ข้อมูลจริงละ km บิต เพื่อนำไปมอดูเลตให้ได้สัญลักษณ์โดยที่จำนวนรูปแบบของสัญลักษณ์ขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต หลังจากนั้นนำสัญลักษณ์ที่ได้ไปเข้ารหัสทีละ kc สัญลักษณ์ ในระยะเวลาเท่ากับ p ช่วงเวลา ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะถูกจัดให้อยู่ในแผนผังสัญญาณแล้วจะสามารถจัดให้อยู่ในรูปเมตริกซ์ที่มีขนาด N_T แถวและ p หลัก ระบบจะส่งสัญญาณออกจากสายอากาศทุกอันพร้อมๆกัน ในช่วงเวลาเท่ากับ p นั้นหมายความว่าในเวลา p ระบบจะส่งสัญลักษณ์ออกไปเป็น kc สัญลักษณ์ ดังนั้นอัตราการเข้ารหัส STBC มีค่าเท่ากับ

$$R = \frac{kc}{p} \quad (2.21)$$

และมีค่าประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัม (Spectral efficiency) ของการเข้ารหัส STBC เท่ากับ

$$\eta = \frac{km}{p} \quad (2.22)$$

จาก [6] จะกล่าวแนะนำเกี่ยวกับการออกแบบตั้งฉาก (orthogonal) ในการสร้างรหัสแบบไม่จำกัดจำนวนสายอากาศ หลักการโดยทั่วไปหลังจากสร้าง STBCs คือการหารหัสของเมตริกซ์ X ซึ่งทฤษฎีของการออกแบบตั้งฉากสามารถแสดงได้ในสมการที่ 2.23

$$X \cdot X^H = p \left(\sum_{i=1}^n |x_i|^2 \right) \cdot I_{N_r} \quad (2.23)$$

ในสมการนี้ X^H เป็น Hermitian ของ X

p เป็นค่าคงที่

I_{N_r} เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด

n เป็นจำนวนของสัญลักษณ์ที่ส่ง x_i ต่อบล็อกในเมตริกซ์ X

คุณสมบัติความตั้งฉากของ STBCs จะสามารถสังเกตได้จากแถวทั้งหมดของเมตริกซ์ X ถ้าเป็นแบบตั้งฉากจะต้องไม่มีค่าซ้ำกัน อีกวิธีหนึ่งก็คือลำดับของการส่งข้อมูลแต่ละชุดของสายอากาศจะตั้งฉากกับแต่ละบล็อกที่จะทำการส่ง

การเข้ารหัส STBCs สามารถแบ่งออกเป็น 2 ชนิด ตามลักษณะของสัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดูเลต ถ้าระบบทำการมอดูเลตทางแอมพลิจูดหรือ ASK (Amplitude Shift Keying) สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนจริง และถ้าระบบใช้การมอดูเลตทางเฟส PSK หรือแบบ QAM สัญลักษณ์ที่ได้จะเป็นจำนวนเชิงซ้อน

สำหรับสัญญาณที่เป็นจำนวนจริงอัตราการเข้ารหัสจะสูงสุด (Full rate) มีค่าเท่ากับ 1 แล้วการส่งสัญญาณออกไปในลักษณะเมตริกซ์ที่มีขนาด $N_r \times t$ นำสัญลักษณ์จำนวน kc นำมาจัดรูปในช่วงเวลา ถ้าจำนวนเวลาที่เข้ารหัส เท่ากับจำนวนสายอากาศส่ง จะทำให้เมตริกซ์เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส แสดงได้เป็นเมตริกซ์

$$X_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

เมตริกซ์ที่ (2.24) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศส่ง 2 ชุด และเมตริกซ์ที่ (2.25) และเมตริกซ์ที่ (2.26) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศ 4 และ 8 ชุดตามลำดับ

$$X_4 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$X_8 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 \\ x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 & -x_6 & x_5 & x_8 & -x_7 \\ x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 & -x_7 & -x_8 & x_5 & x_6 \\ x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 & -x_8 & x_7 & -x_6 & x_5 \\ x_5 & x_6 & x_7 & x_8 & x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_6 & -x_5 & x_8 & -x_7 & x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_7 & -x_8 & -x_5 & x_6 & x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \\ x_8 & x_7 & -x_6 & -x_5 & x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

จากสมการที่ผ่านมามีการจัดรูปแบบสัญลักษณ์เป็นสี่เหลี่ยมจัตุรัส ถ้าระบบต้องการส่ง 4 สัญลักษณ์ และมีสายอากาศส่ง 3 ชุด จะต้องใช้ช่วงเวลา 4 ช่วงในการส่ง สามารถจัดข้อมูลได้ตามสมการที่ (2.27)

$$X_3 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

สำหรับสัญญาณเชิงซ้อน ตามทฤษฎีของการออกแบบที่ตั้งฉากสามารถใช้เมตริกซ์รหัสแบบทั่วไปได้และมีอัตราการสื่อสารเป็น $1/2$ สำหรับการสื่อสารที่ใช้สายอากาศแบบ 3 และ 4 ชุดตามลำดับ

$$X_3^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$X_4^{1/2} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2 & -x_3 & -x_4 & x_1^* & -x_2^* & -x_3^* & -x_4^* \\ x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_2^* & x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_4^* & x_3^* & -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

สมการที่ (2.28) คือการเข้ารหัสที่อัตราการสื่อสารเป็น 1/2 เมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด 4 สัญลักษณ์และใช้ช่วงเวลา 8 ช่วงในการส่ง และสมการที่ (2.29) คือการเข้ารหัสที่อัตราการสื่อสารเป็น 1/2 เมื่อใช้สายอากาศส่งจำนวน 3 ชุด 4 สัญลักษณ์และใช้ช่วงเวลา 8 ช่วงในการส่ง

การถอดรหัสของ STBCs จะพิจารณาจากเมตริกซ์การเข้ารหัส หลังจากนั้นสมมติให้สัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณเป็น \tilde{x} แล้วหาค่าได้จากสัญญาณที่รับได้ r_j^k จากสายอากาศภาครับ j ที่เวลา k

จากสมการที่ (2.28) เป็นระบบที่ใช้สายอากาศ 3 ชุด เข้ารหัสที่อัตรา 1/2 จะสามารถถอดรหัสได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3}^* \cdot r_j^3 + h_{j,1}(r_j^5)^* + h_{j,2} \cdot (r_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (r_j^7)^*\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3}^* \cdot n_j^3 + h_{j,1}(n_j^5)^* + h_{j,2} \cdot (n_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (n_j^7)^*\} \end{aligned} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,2}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3}^* \cdot r_j^4 + h_{j,2}(r_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (r_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (r_j^8)^*\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,2}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3}^* \cdot n_j^4 + h_{j,2}(n_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (n_j^6)^* + h_{j,3} \cdot (n_j^8)^*\} \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,3}^* \cdot r_j^1 - h_{j,1}^* \cdot r_j^3 - h_{j,2}^* \cdot r_j^4 + h_{j,3}(r_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (r_j^7)^* - h_{j,2} \cdot (r_j^8)^*\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_3 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,3}^* \cdot n_j^1 - h_{j,1}^* \cdot n_j^3 - h_{j,2}^* \cdot n_j^4 + h_{j,3}(n_j^5)^* - h_{j,1} \cdot (n_j^7)^* - h_{j,2} \cdot (n_j^8)^*\} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_4 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{-h_{j,3}^* \cdot r_j^2 + h_{j,2}^* \cdot r_j^3 - h_{j,1}^* \cdot r_j^4 - h_{j,3}(r_j^6)^* + h_{j,2} \cdot (r_j^7)^* - h_{j,1} \cdot (r_j^8)^*\} \\ &= 2 \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_4 + \sum_{j=1}^{N_R} \{-h_{j,3}^* \cdot n_j^2 + h_{j,2}^* \cdot n_j^3 - h_{j,1}^* \cdot n_j^4 - h_{j,3}(n_j^6)^* + h_{j,2} \cdot (n_j^7)^* - h_{j,1} \cdot (n_j^8)^*\} \end{aligned} \quad (2.33)$$

โครงสร้างของ STBCs ตามทฤษฎีของการออกแบบตั้งฉากบางครั้งจะใช้อัตราการสื่อสารเป็น 3/4 สำหรับการสื่อสารที่สายอากาศ 3 และ 4 ชุด

$$X_3^{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* & x_3^* & 0 \\ x_2 & x_1^* & 0 & -x_3^* \\ x_3 & 0 & -x_1^* & x_2^* \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$X_4^{3/4} = \begin{bmatrix} x_1 & 0 & x_2 & -x_3 \\ 0 & x_1 & x_3^* & x_2^* \\ -x_2^* & -x_3 & x_1^* & 0 \\ x_3^* & -x_2 & 0 & x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

การถอดรหัสของสมการที่ (2.35) ที่มีอัตราเข้ารหัสเท่ากับ 3/4 โดยใช้สายอากาศส่ง 4 ชุด ส่งทีละ 3 สัญลักษณ์ ใน 4 เวลา สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,1}^* \cdot r_j^1 + h_{j,2}^* \cdot r_j^2 + h_{j,3} \cdot (r_j^3)^* + h_{j,4} \cdot (r_j^4)^*\} \\ &= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_1 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,1}^* \cdot n_j^1 + h_{j,2}^* \cdot n_j^2 + h_{j,3} \cdot (n_j^3)^* + h_{j,4} \cdot (n_j^4)^*\} \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_2 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{-h_{j,3} \cdot (r_j^1)^* - h_{j,4}^* \cdot r_j^2 + h_{j,1}^* \cdot r_j^3 + h_{j,2} \cdot (r_j^4)^*\} \\ &= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_2 + \sum_{j=1}^{N_R} \{-h_{j,3} \cdot (n_j^1)^* - h_{j,4}^* \cdot n_j^2 + h_{j,1}^* \cdot n_j^3 + h_{j,2} \cdot (n_j^4)^*\} \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_3 &= \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,4} \cdot (r_j^1)^* - h_{j,3}^* \cdot r_j^2 + h_{j,2} \cdot (r_j^3)^* - h_{j,1}^* \cdot r_j^4\} \\ &= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^{N_R} |h_{j,i}|^2 \cdot x_3 + \sum_{j=1}^{N_R} \{h_{j,4} \cdot (n_j^1)^* - h_{j,3}^* \cdot n_j^2 + h_{j,2} \cdot (n_j^3)^* - h_{j,1}^* \cdot n_j^4\} \end{aligned} \quad (2.38)$$

ตัวรวมเชิงเส้นจะเป็นจริงสำหรับทุกค่า j ในการออกแบบตั้งฉาก STBCs จะไม่สามารถทำให้ใกล้เคียงกับอัตราการสื่อสารที่มีค่าเท่ากับ 1 สำหรับสัญญาณที่เป็นเชิงซ้อน ใน [29] จะแสดงวิธีการของสายอากาศภาคส่งเป็น 3 และ 4 ค่าอัตราการสื่อสารสูงสุดที่เป็นไปได้คือ 3/4 สำหรับ

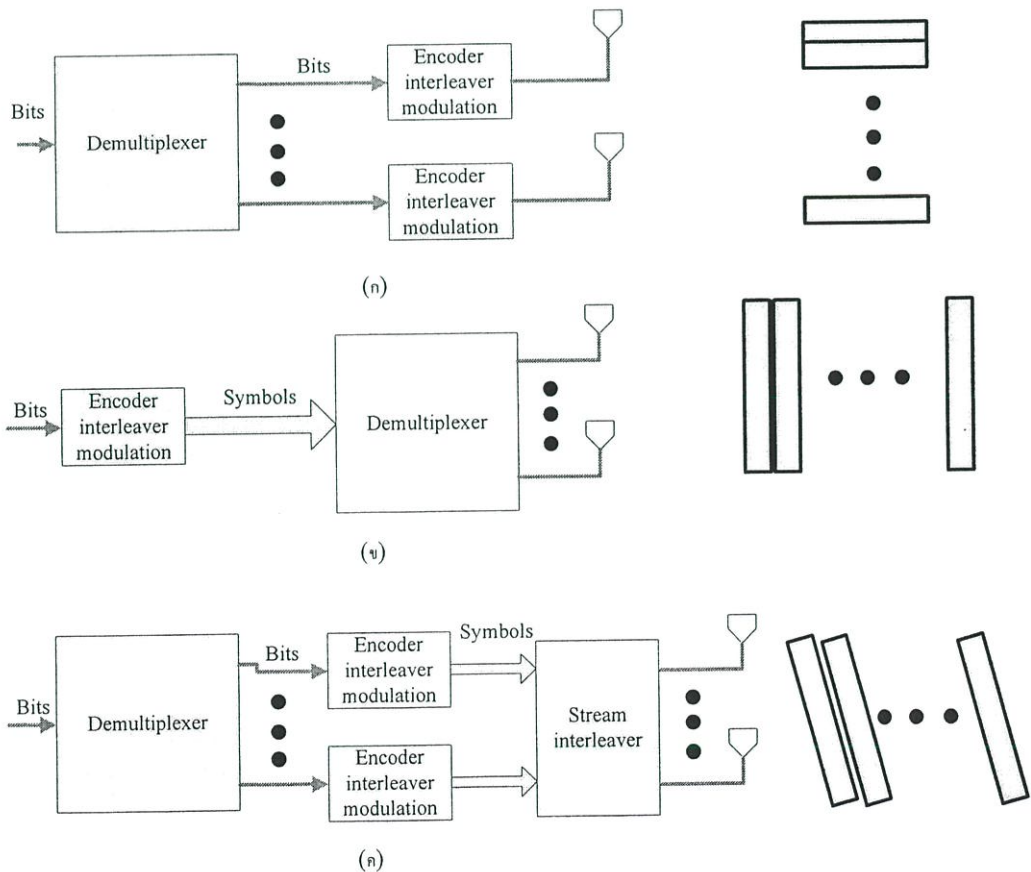
สายอากาศภาคส่งเป็น 5 และ 8 ค่าอัตราการสื่อสารเป็น 1/2 และสำหรับสายอากาศภาคส่งเป็น 9 และ 16 ค่าอัตราการสื่อสารเป็น 5/6

2.3.3 รหัสเทรลลิสปริภูมิ-เวลา (Space-Time Trellis Codes; STTCs)

จากเทคนิค STBCs ไม่สามารถทำให้อัตราการสื่อสารใกล้เคียงกับอัตราของระบบ SISO ได้เมื่อมีสัญญาณเป็นเชิงซ้อนและใช้สายอากาศมากกว่า 2 ชุด แล้วทำให้ในระบบ MIMO จะไม่สามารถใช้งานความจุได้เต็มที่ ดังนั้นจึงได้มีการออกแบบรหัสที่ไม่ใช่เทคนิคโคเดอวอร์ชิตส์เพียงอย่างเดียว แต่จะใช้เกณฑ์รหัสเข้ามาใช้ร่วมด้วย ทำให้สามารถเพิ่มจำนวนบิตการสื่อสารของการมอดูเลชันได้ ผลกระทบของวิธีนี้คือเพิ่มความซับซ้อนให้ระบบ และเทคนิคนี้ก็คือ STTCs [7]

2.3.4 Spatial-Multiplexing

เทคนิค Spatial Multiplexing (SM) จะมีความแตกต่างจากวิธีการที่ผ่านมา ที่ใช้การประมวลช่องสัญญาณที่เครื่องรับเพื่อถอดรหัสเป็นระบบที่มีสมรรถนะสูง แต่มีอัตราความเร็วในการส่งผ่านข้อมูลต่ำ ส่วนของ SM เป็นระบบที่สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราที่เร็วกว่าแบบ STBC หลักการ



รูปที่ 2.7 กระบวนการเข้ารหัส SM

ทำงานหลังจากที่มีการเข้ารหัส SM จะใช้ตัวถอดรหัสที่มีสมรรถนะสูงที่ภาครับ ที่ภาคส่งลำดับข้อมูลจะมีการแบ่งย่อยออกไปเป็นหลาย sub-stream ผ่านไปยังตัวมัลติเพลกซ์แล้ว sub-stream ในกระบวนการของสัญญาณทำงานเหมือนเป็น “ชั้น (Layer)” เช่นนั้นระบบ SM จะสามารถเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Layer Space-Time (LST) ในการทำงานของตัวมัลติเพลกซ์จะสามารถใช้งานได้ทั้งเป็นบิตและสัญลักษณ์ ดังนั้นการมัลติเพลกซ์ของ data stream จะสามารถใช้งานได้โดยที่มีความแตกต่างกันของตำแหน่งตัวมัลติเพลกซ์ในภาคส่ง โดยที่รูปที่ 2.7 แสดงกระบวนการเข้ารหัส SM จะเป็นในลักษณะแนวนอน (ก) แนวตั้ง (ข) และแนวเฉียง (ค)

2.3.4.1 อัลกอริทึม V-BLAST

อัลกอริทึม V-BLAST จะใช้การเข้ารหัสแนวตั้งของ SM เพราะว่าการตรวจจับ (detect) ในแนวตั้งจะง่ายกว่าการตรวจจับสัญญาณในแนวเฉียง และแนวนอน จากรูปที่ 2.7 ข้อมูลที่เข้ามาจะทำการอินเทอร์ลีฟ (interleave) และการแมพเข้าไปในสัญลักษณ์ หลังจากนั้นสัญลักษณ์จะมัลติเพลกซ์ที่สายอากาศภาคส่ง N_T

สมมุติว่าที่ตัวรับจะรู้การมอดูเลตที่จะใช้ โดยที่การถอดรหัสจะมาจากอัลกอริทึม V-BLAST ใน SM แนวตั้งจะมีการตรวจจับและการประมาณสัญลักษณ์จะอยู่ในรูปเวกเตอร์ และแต่ละเวกเตอร์จะเป็นชั้นของรหัส SM โดยแต่ละเวกเตอร์จะทำงานแบบสัญลักษณ์ที่มีการการตรวจจับแบบอินเทอร์ลีฟวิงและการประมาณสัญลักษณ์จากเครื่องส่ง โดยจะสมมุติว่าไม่มีการคิด ISI และมีระบบเป็น quasi-stationary แล้วจะได้เมตริกซ์ของสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณ

อัลกอริทึมนี้จะกำจัดการแทรกสอดเชิงเส้น (Linear interference) และใช้ในสภาพแวดล้อมที่มีหลายผู้ใช้แล้วทำการปรับการตรวจจับสัญลักษณ์ให้ดีที่สุด โดยทั่วไปแล้ว V-BLAST จะเป็นเทคนิคที่หลีกเลี่ยงการแทรกสอดแล้วสัญญาณที่รับได้จะทำให้รู้สัญญาณที่มีผู้ใช้แตกต่างกัน สัญญาณที่ดีที่สุดจะอยู่ในรูป SNR ที่สามารถเลือกได้จากการตรวจสอบสัญญาณแล้วกำจัดการแทรกสอดออกไป โดยมี 3 หลักการดังนี้

- การแทรกสอดเชิงเส้นถูกกำจัดโดย Minimum Mean Square Estimation (MMSE) หรือ Zero Forcing (ZF)
- ยกเลิกการแทรกสอดของสัญลักษณ์ที่ตรวจจับแล้ว
- ทำการบันทึกระบวนการตรวจจับที่ผ่านการ SNR หลังจากการตรวจสอบ (post-detection)

2.3.5 รหัสปริภูมิ-เวลารู้อ CSI ที่ภาคส่ง (Space-Time Coding with CSI Knowledge at the Transmitter)

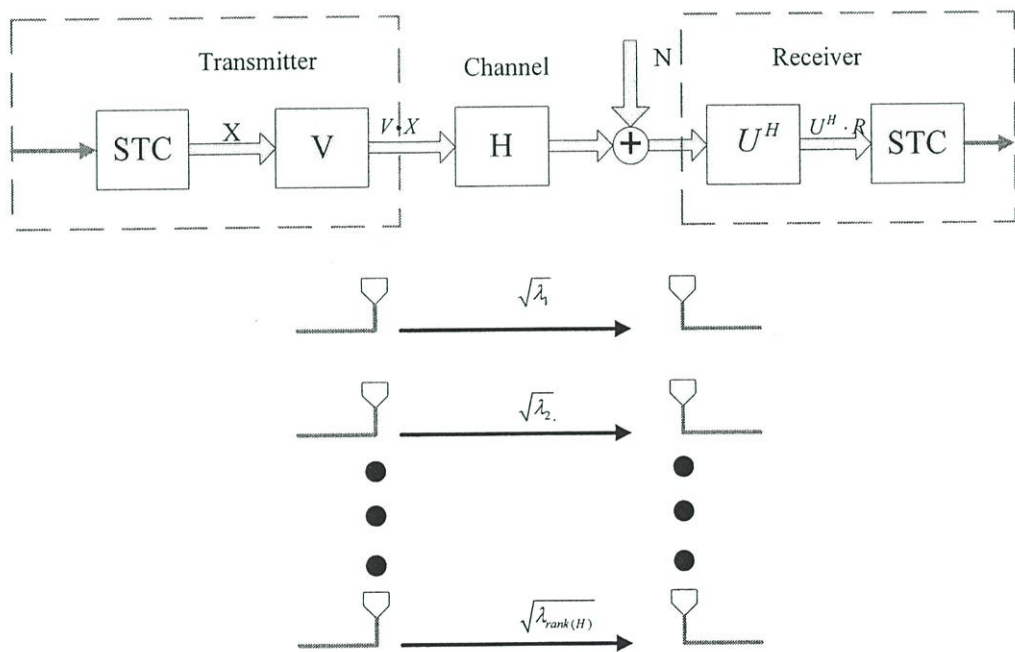
ในการสื่อสาร 2 ทางจำเป็นต้องมี CSI ที่ภาคส่ง โดยการใช้งานที่ดีที่สุดคือพรี-ฟิลเตอร์ (pre-filter) หรือพรี-อีควอลไลเซอร์ (pre-equalization) ซึ่งสามารถทำได้โดยวิธี Singular Value Decomposition (SVD) เมตริกซ์ช่องสัญญาณสามารถเขียนได้เป็น

$$H = U \cdot D \cdot V^H \quad (2.39)$$

ในสมการเมตริกซ์ U และ V เป็นเวกเตอร์เจาะจง (Eigenvectors) ของช่องสัญญาณ และ D เป็นเมตริกซ์เฉียง (diagonal matrix) ของค่าเจาะจง (Eigen values) H แล้วสัญญาณที่รับมาจาก

$$\begin{aligned} U^H \cdot R &= U^H (H \cdot (V \cdot X) + N) \\ &= U^H ((U \cdot D \cdot V^H) \cdot (V \cdot X) + N) \\ &= D \cdot X + U^H \cdot N \end{aligned} \quad (2.40)$$

ระบบ MIMO จะมาจากระบบ SISO ที่ส่งแบบขนานที่แสดงในรูป 2.8 และแต่ละ SISO จะสามารถขยายโดยค่าเจาะจงของ D แล้วความจุของ MIMO จะเป็นการการรวมความจุช่องสัญญาณแบบขนานของ SISO โดยที่จำนวนของการเชื่อมต่อแบบขนานจะเท่ากับจำนวนเจาะจงที่ไม่เท่ากับ 0



รูปที่ 2.8 กระบวนการเข้ารหัส SM

2.3.6 รหัสปริภูมิ-เวลาอื่นๆ

วิธีการ STC ที่นำเสนอในบทนี้จะเป็นบางส่วนที่ได้มีการนำเสนอในงานวิจัยต่างๆและมีการใช้งานกันมากในระบบ MIMO แต่ยังมีอีกหลายวิธีที่ยังไม่ได้นำเสนอในหัวข้อที่ผ่านมา ในงานวิจัยที่เกี่ยวกับการออกแบบ STC มีวิธีมากมายหลายวิธี แต่วิธีที่นิยมใช้มากที่สุดก็คือ STBCs

วิธีอื่นๆที่ไม่ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมาจะเป็นการขยายผลจาก STBCs กับวิธีการเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบต่ออนุกรมหรือแบบต่อขนานในทางปฏิบัติรหัสรีเคอร์ซีฟ (recursive code) จะแสดงการถอดรหัสแบบอินเทอร์ลีฟเช่น รหัสเทอร์โบ (turbo code) ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้งานกับระบบ MIMO ได้ บางงานวิจัยก็ได้ใช้รหัส Low Density Parity Check (LDPC) ด้วย

โดยทั่วไปแล้ว STC จะมีการใช้รหัสสองแบบคือภายใน (inner) และภายนอก (outer) เป็นที่รู้กันดีว่ารหัสภายนอกก็คือการเข้ารหัสบิตเช่นรหัสรีดโซโลมอน (Reed-Solomon; RS) รหัสคอนโวลูชัน เป็นต้น โดยจะวางไว้ก่อนการมอดูเลต ส่วนรหัสภายในจะวางไว้หลังการมอดูเลต วิธีการ STBCs ที่มีการใช้รหัสทั้งสองไว้ด้วยกันเช่น 802.16 เป็นมาตรฐานของ WIMAX เป็นต้น

2.4 ระบบคิว

ระบบคิวได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบสื่อสารอย่างกว้างขวาง เช่น การคำนวณหาปริมาณทราฟฟิกของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในพื้นที่บริการแต่ละเซลล์ที่ระบบสามารถรองรับได้ โดยที่ยังมีคุณภาพในระดับที่รับได้ หรือการหาความน่าจะเป็นของการบล็อก ปัญหาต่างๆที่กล่าวมาทั้งหมดนี้สามารถใช้ทฤษฎีคิวเข้ามาช่วยในการศึกษาและวิเคราะห์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยในวิทยานิพนธ์นี้จะยกตัวอย่างสมรรถนะของระบบคิวต่างๆได้แก่ M/M/1 และ M/M/1/K

2.4.1 ระบบคิว M/M/1

ระบบคิวแบบแรกที่จะพิจารณาเป็นระบบคิวที่มีเซิร์ฟเวอร์เพียงตัวเดียว และการเข้ามาใช้บริการระบบของผู้ใช้มีคุณลักษณะของการแจกแจงแบบการปัวส์ซง (Poisson distribution) ที่มีอัตราเข้าสู่ระบบของผู้ใช้โดยเฉลี่ยเท่ากับ λ เพราะฉะนั้นช่วงเวลาระหว่างการเข้าสู่ระบบของผู้ใช้สองคนที่ติดกันแต่ละช่วง จะเป็นตัวแปรเรเนดอมที่มีการแจกแจงเป็นแบบเอกซ์โพเนนเชียลเป็นอิสระจากกัน และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ $1/\lambda$ ช่วงเวลาเวลาที่ผู้ใช้แต่ละคนรับบริการอยู่ในระบบ (service times) เป็นตัวแปรเรเนดอมที่มีการกระจายเป็นเอกซ์โพเนนเชียลเป็นอิสระจากกัน และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ $1/\mu$ นอกจากนี้ตัวแปรเรเนดอมทั้งสองได้แก่ช่วงเวลาระหว่างการเข้าสู่ระบบของผู้ใช้ที่มีลำดับติดกันและช่วงเวลาที่ใช้แต่ละคนรับบริการก็สมมติว่าเป็นอิสระจากกันด้วย ในกรณีที่มีผู้ใช้มากกว่าหนึ่ง ผู้ใช้ส่วนเกินนี้จะได้รับการจัดสรรที่สำหรับรอ นั่นก็คือระบบสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้อย่างไม่จำกัด

เริ่มแรกจะแสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้บริการที่อยู่ในคิวสามารถจำลองได้ด้วยมาคอฟเชนแบบเวลาต่อเนื่อง (continuous-time Markov chain) สมมติว่าที่เวลาหนึ่งจำนวนผู้ใช้ที่อยู่ในคิวเป็น k เมื่อลองพิจารณาว่าจะมีเหตุการณ์ใดที่ส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของจำนวนผู้ใช้ในระบบ จะพบว่า มีได้ 2 ลักษณะคือ มีผู้ใช้บริการใหม่เข้าสู่ระบบทำให้ผู้บริกรวมในระบบมีจำนวนเพิ่มมากขึ้น และผู้ใช้สิ้นสุดการรับบริการทำให้จำนวนผู้ใช้มีจำนวนลดลง เนื่องจากลักษณะการเข้าสู่ระบบของผู้ใช้ใหม่มีการกระจายเป็นเอกซ์โพเนนเชียล ซึ่งตัวแปรแรนดอมประเภทนี้มีคุณลักษณะเฉพาะคือ ไม่มีความจำ (memory less) ดังนั้นการเข้ามาของผู้ใช้ใหม่จึงไม่ได้ขึ้นอยู่กับค่าของจำนวนผู้ใช้ที่อยู่ในระบบคิว ที่เกิดขึ้นในอดีตหรือที่เป็นอยู่ในปัจจุบันเลย สมมติว่าถ้าหากในขณะหนึ่งมีผู้ใช้บริการอยู่ในระบบอย่างน้อยหนึ่งคน การสิ้นสุดการรับบริการของผู้ใช้ก็มีได้ขึ้นอยู่กับเวลาที่ผู้ใช้ผู้นั้นๆ ได้รับการบริการมาก่อนหน้านี้นานเท่าไรแล้ว เพราะเวลาการรับบริการของผู้ใช้เป็นตัวแปรแรนดอมเอกซ์โพเนนเชียลซึ่งมีคุณสมบัติไม่มีความจำ จากที่กล่าวมาทั้งหมดจะเห็นว่าสถานะของระบบที่จะเกิดขึ้นในอนาคตมีได้ขึ้นกับเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นกับระบบในอดีต แต่จะขึ้นกับสถานะกับสถานะของระบบที่เวลาปัจจุบัน นั่นคือขอให้ทราบเพียงว่าจำนวนผู้ใช้ที่อยู่ในคิวเท่ากับ k ก็เพียงพอที่จะหาความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะในอนาคตได้ คุณสมบัติที่กล่าวมานี้คือคุณสมบัติเฉพาะมาร์คอฟนั่นเอง

2.4.2 ระบบคิว M/M/1/K

ในส่วนนี้จะกล่าวถึงระบบคิวอีกรูปแบบหนึ่งที่มีคุณลักษณะคล้ายคลึงกับระบบคิว M/M/1 แทบทุกประการ ยกเว้นเพียงแต่ระบบมีจำนวนของคิวสำหรับให้ผู้ใช้บริการในการรอคอยจำกัดไม่เป็นอนันต์อย่างในกรณี M/M/1 และจะเรียกระบบคิวแบบนี้ว่า M/M/1/K โดยที่ K เป็นจำนวนผู้ใช้บริการสูงสุดที่ระบบสามารถรองรับได้ในขณะหนึ่ง เมื่อใดที่ระบบมีผู้ใช้มากกว่า K คนแล้วหากมีผู้ใช้รายใหม่เข้ามาเพิ่ม ผู้ใช้รายใหม่เหล่านี้จะถูกบล็อกทันที ระบบคิวแบบนี้จำนวนผู้ใช้บริการที่อยู่ในคิวสามารถจำลองได้ด้วยมาคอฟเชนแบบเวลาต่อเนื่องที่มีจำนวนสถานะจำกัด $\{0, 1, 2, \dots, K\}$

2.5 แบบจำลองของมาร์คอฟสำหรับการสื่อสารไร้สาย (Markov model for wireless channels)

ในช่องสัญญาณที่แปรผันตามเวลา (time-variant) ความผิดพลาดของบิตเป็นเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นบ่อยครั้งในวิธีการเบิสต์ (bursty manner) ในขณะที่ช่องสัญญาณมีการเข้ารหัส ดังนั้นจึงทำการอินเทอร์ลีฟวิ่ง (interleaving) บิตป้องกันเข้าไป เพื่อป้องกันจากสัญญาณรบกวนเบิสต์ (noise burst) ในการอินเทอร์ลีฟวิ่งส่วนมากแล้วจะสมมุติว่าเป็นแบบสมบรูณ์ ดังนั้นการความสามารถของอินเทอร์ลีฟวิ่งจึงไม่มีที่สิ้นสุด แต่นั่นก็ไม่สามารถทำให้เป็นจริงได้เพราะมีความยุ่งยากในการคำนวณและ

ผลจากการประวิงเวลา จากจุดนี้ทำให้ช่องสัญญาณสามารถใช้การ predict สถานะช่องสัญญาณ และนี่ก็คือรูปแบบจำลองช่องสัญญาณเฟคดิ้งของมาร์คอฟ (Markov fading channel model)

ในครั้งศตวรรษที่ผ่านมาได้มีงานวิจัยที่วิเคราะห์การสื่อสารโดยใช้แบบจำลองมาร์คอฟ ในการศึกษาช่วงแรก Gilbert และ Elliot พวกเขาได้ทำการศึกษาช่องสัญญาณมาร์คอฟ 2 สถานะหรือเรียกว่าช่องสัญญาณ Gilbert-Elliot ต่อมาได้มีแบบที่มีความซับซ้อนมากกว่านั้นเช่น hidden Markov chains ในแบบจำลองช่องสัญญาณของ Gilbert-Elliot แต่ละสถานะจะเหมือนเป็นช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น บางครั้งในกรณีที่แบบจำลองช่องสัญญาณนี้ไม่เพียงพอในการใช้งานเมื่อคุณสมบัติมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมากเช่น การสื่อสารภายในเมือง (urban wireless fading channel) จาก [8] แสดงช่องสัญญาณ finite-state Markov model โดยในการศึกษาเกี่ยวกับ finite-state Markov channel (FSMC) จะน่าสนใจตรงที่ความสัมพันธ์ระหว่างความถูกต้องและความซับซ้อน แล้วจะได้ว่า $S = \{0, 1, \dots, K-1\}$ เป็นเซตจำกัดจำนวนของสถานะ โดยที่การแบ่งช่วงของ SNR จะอยู่ในจำนวนสถานะที่กำหนดขอบเขต แล้วจำนวนของเซต S สัมพันธ์กับแบ่งขอบเขตของ SNR หลังจากนั้นจะได้ $\{S_n\}, n=0, 1, \dots$ เป็นกระบวนการ stationary Markov ซึ่งมีคุณสมบัติของความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงที่มอโนวาเรียนต์ (time-invariant) ที่เป็นอิสระจาก n ได้เป็น [10][11]

$$p_{ss'} \equiv \Pr(S_{n+1} = s' | S_n = s), \quad n = 0, 1, \dots, s, \quad s' \in \{0, 1, \dots, K-1\} \quad (2.41)$$

ถ้าสมมุติว่าการเปลี่ยนแปลงเหตุการณ์ระหว่างสถานะที่อยู่ติดกันแล้วจะได้

$$p_{ss'} = 0, \quad |s - s'| > 1, \quad s, s' \in \{0, 1, \dots, K-1\} \quad (2.42)$$

ในสภาพแวดล้อมที่การแพร่เป็นมัลติพาท แล้วสัญญาณที่รับได้จะได้รับผลกระทบจาก AWGN จะอยู่ในรูปการกระจายทางสถิติ แล้ว FSMC จะสร้างแทนที่ช่องสัญญาณเฟคดิ้ง โดยเริ่มต้นจากการแบ่งขอบเขตของ SNR จะเป็นการหาค่าเทรซโซลด์ของค่า SNR จะได้เป็น

$$\gamma_0 = 0 < \gamma_1 < \gamma_2 \cdots < \gamma_K = \infty \quad (2.43)$$

หลังจากนั้นช่องสัญญาณจะอยู่ในสถานะ k ถ้าค่า SNR อยู่ระหว่าง γ_k และ γ_{k+1} สำหรับระบบการสื่อสารแพ็กเกตจะสมมุติว่าในขั้นแรกการส่งผ่านในแบบจำลองจะเหมือนกับการสถานะการส่งผ่านในช่องสัญญาณ (channel state transition) หลังจากนั้นจะได้ว่าช่วงเวลาหนึ่งแพ็กเกตเป็น T_f แล้ว

การรับแพ็กเก็ตในสถานะช่องสัญญาณเป็น $s_k, k=0,1,\dots,K-1$ ถ้าขอบเขตของ SNR เป็น $[\gamma_k, \gamma_{k+1})$ แล้วในกรณีโอกาสความน่าจะเป็น steady-state ของสถานะช่องสัญญาณเป็น

$$\Pr(k) = \int_{\gamma_k}^{\gamma_{k+1}} p(\gamma) d\gamma, \quad k=0,1,\dots,K-1 \quad (2.44)$$

ในแบบจำลอง FSMC นี้ จะยอมให้มีการส่งผ่านจากสถานะที่ให้ไปยัง 2 สถานะที่อยู่ติดกัน แล้วความน่าจะเป็นในการส่งผ่าน P_{ss} สามารถกำหนดการใช้งานได้จากสมการนี้

$$\begin{aligned} P_{k,k+1} &= \frac{G_{k+1}T_f}{\Pr(k)}, & \text{if } k=0,\dots,K-2 \\ P_{k,k-1} &= \frac{G_k T_f}{\Pr(k)}, & \text{if } k=1,\dots,K-1 \end{aligned} \quad (2.45)$$

โดยที่ $T_f = L_p / R_s$ เป็นเวลาการสื่อสารของแพ็กเก็ต

R_s เป็นอัตราสัญลักษณ์

L_p เป็นขนาดของแพ็กเก็ต

แล้ว G_k เป็น Cross-rate ถ้าเป็นกรณี SISO สำหรับนาคากามิเฟดดิ้งจะแสดงได้ดังนี้ [12]

$$G_k = \sqrt{2\pi \frac{m\gamma_k}{\gamma}} \cdot \frac{f_d}{\Gamma(m)} \left(\frac{m\gamma_n}{\gamma} \right)^{m-1} e^{\left(-\frac{m\gamma_n}{\gamma} \right)} \quad (2.46)$$

โดยที่ f_d จะเป็น mobility-induced Doppler spread สามารถหาได้จาก

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (2.47)$$

โดยที่ v เป็น mobile speed

λ เป็น ความยาวคลื่น

แล้วความน่าจะเป็นของสถานะที่ k จะเป็น

$$P_{k,k} = \begin{cases} 1 - P_{k,k+1} - P_{n,n-1}, & \text{if } 0 < k < K \\ 1 - P_{0,1}, & \text{if } k = 0 \\ 1 - P_{K,K-1}, & \text{if } k = K \end{cases} \quad (2.48)$$

สุดท้ายแล้วจะได้รูปแบบช่องสัญญาณของ FSMC เมตริกซ์ของการเปลี่ยนแปลงสถานะขนาด $(K + 1) \times (K + 1)$

$$P_c = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \cdots & 0 \\ P_{1,0} & P_{1,1} & P_{1,2} & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & P_{K-1,K-2} & P_{K-1,K-1} & P_{K-1,K} \\ 0 & \cdots & P_{K,K-1} & P_{K,K} \end{bmatrix}_{(K+1) \times (K+1)} \quad (2.49)$$

หรือ

$$P_c = [P_{i,j}]_{(K+1) \times (K+1)} \quad (2.50)$$

บทที่ 3

ครอสเลเยอร์

การสื่อสารไร้สายและเน็ตเวิร์คได้รับการวิจัยและพัฒนาอย่างกว้างขวาง พื้นฐานของระบบเน็ตเวิร์คมาจากสถาปัตยกรรมเลเยอร์โปรโตคอลที่ได้รับการวิจัยจากนักวิจัยทั่วโลก และก็ได้มีการโต้แย้งเกี่ยวกับสถาปัตยกรรมเลเยอร์ซึ่งจะสามารถใช้งานได้ดีกับระบบเน็ตเวิร์คที่ใช้สาย (Wire networks) และไม่เหมาะสมกับระบบเน็ตเวิร์คที่ไร้สาย (Wireless networks) จึงได้มีการนำเสนอหัวข้อเกี่ยวกับการออกแบบครอสเลเยอร์ (cross-layer) เพื่อปรับปรุงเลเยอร์ให้เหมาะกับระบบไร้สาย

3.1 การออกแบบครอสเลเยอร์ (Cross-Layer Design)

3.1.1 นิยามของการออกแบบครอสเลเยอร์

สถาปัตยกรรมเลเยอร์จะเหมือนกับโมเดลมาตรฐาน OSI 7 เลเยอร์ (seven-layer open systems interconnect (OSI) model) [9] ที่มีแบ่งการเชื่อมต่อของระบบเน็ตเวิร์คเป็นเลเยอร์แล้วกำหนดให้แต่ละเลเยอร์ทำงานเป็นลำดับขั้นตามหน้าที่การให้บริการของแต่ละเลเยอร์รับผิดชอบ ในการให้บริการของเลเยอร์จะถูกออกแบบโดยโปรโตคอลของแต่ละเลเยอร์ และมีข้อกำหนดด้านสถาปัตยกรรมที่มีว่าห้ามการสื่อสารโดยตรงระหว่างเลเยอร์ที่ไม่ได้อยู่ติดกันและเลเยอร์ที่อยู่ติดกัน จะมีข้อจำกัดในขั้นตอนการเรียกและผลตอบสนอง

ในขอบข่ายงาน (Framework) ของสถาปัตยกรรมเลเยอร์อ้างอิง ผู้ออกแบบสามารถเลือกออกแบบได้จาก 2 ทางเลือกในการออกแบบโปรโตคอล ทางแรกจะเป็นการออกแบบโปรโตคอลตามกฎของสถาปัตยกรรมอ้างอิง ที่การออกแบบสถาปัตยกรรมเลเยอร์จะหมายถึงการออกแบบโปรโตคอล เช่นนั้นตามนี้จะได้ว่าโปรโตคอลของเลเยอร์ในระดับสูงจะใช้การให้บริการของเลเยอร์ในระดับต่ำกว่า และไม่ต้องสนใจเกี่ยวกับรายละเอียดของการให้บริการว่าเป็นอย่างไรเพราะจะเป็นการให้บริการตามลำดับขั้น ซึ่งจะสามารถมองได้ว่าโปรโตคอลจะไม่ต้องการอินเทอร์เฟซอื่นที่ไม่มีในสถาปัตยกรรมอ้างอิงใช้ในการสื่อสาร

อีกทางหนึ่งก็คือการออกแบบโปรโตคอลโดยฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมอ้างอิง ตัวอย่างเช่น การสื่อสารโดยตรงของโปรโตคอลที่เลเยอร์ไม่ติดกันหรือการที่สามารถใช้งานตัวแปรร่วมกันระหว่างเลเยอร์ ดังนั้นการฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมของเลเยอร์จึงเรียกว่าเป็นการออกแบบครอสเลเยอร์ (Cross Layer) ที่คำนึงถึงสถาปัตยกรรมอ้างอิง [13]

คำนิยาม 1 การออกแบบโปรโตคอลโดยใช้การฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมเลเยอร์อ้างอิงจะเป็นการออกแบบครอสเลเยอร์ที่คำนึงถึงสถาปัตยกรรมอ้างอิง

ข้อคิดเห็นที่ 1 ตัวอย่างของการฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมเลเยอร์ที่จะรวมการสร้างอินเตอร์เฟซใหม่ระหว่างเลเยอร์ โดยมีคำจำกัดความใหม่ด้านขอบเขตการทำงานของเลเยอร์ ก็คือการออกแบบโปรโตคอลของเลเยอร์จะต้องขึ้นอยู่กับรายละเอียดของการออกแบบเลเยอร์อื่นรวมกับการปรับตัวแปรข้ามระหว่างเลเยอร์

ข้อคิดเห็นที่ 2 การฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมเลเยอร์จะเป็นการลดความฟุ่มเฟือยของการออกแบบโปรโตคอลที่มีเลเยอร์แตกต่างกัน ดังนั้นในการออกแบบจะใช้โปรโตคอลเป็นตัวกำหนดดำเนินการของเลเยอร์อื่นในบางสถานการณ์

ข้อคิดเห็นที่ 3 การออกแบบครอสเลเยอร์จะเป็นการนิยามวิธีการออกแบบโปรโตคอล แล้ววิธีการออกแบบโปรโตคอลจะสามารถเรียกว่าการออกแบบครอสเลเยอร์ได้เช่นกัน

ตัวอย่างของคำนิยามนี้สามารถแสดงได้ โดยจะทำการวิเคราะห์จากการสมมุติเลเยอร์แบบจำลองเป็น 3 เลเยอร์คือ $L_1 - L_3$ โดยที่ L_1 เป็นเลเยอร์ที่อยู่ต่ำที่สุดและ L_3 เป็นเลเยอร์ที่อยู่สูงที่สุด ระหว่าง L_1 และ L_3 จะไม่อินเตอร์เฟซต่อกัน แม้กระนั้นการออกแบบโปรโตคอลของ L_3 ก็ต้องการตัวแปรจาก L_1 ในการทำงาน โดยจะมีหลักการคือจะมองว่า L_1 และ L_2 เป็นเลเยอร์เดี่ยวแล้วออกแบบโปรโตคอลรวมกันเรียกว่าเลเยอร์นี้ว่า “ซูเปอร์เลเยอร์ (super layer)” หรืออีกทางจะเป็นการออกแบบโปรโตคอลโดยที่ L_3 เก็บค่าตัวแปรของกระบวนการจนถึงสิ้นสุดที่ L_1 และนี่จะเป็นการลดความฟุ่มเฟือยของการออกแบบโปรโตคอลที่เลเยอร์ที่ต่างกัน ทั้งหมดนี้จะเป็นตัวอย่างของการออกแบบครอสเลเยอร์ โดยกำหนดเป็น 3 เลเยอร์

การฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมจะเหมือนกับเป็นการกล่าวแนะนำเกี่ยวกับการออกแบบครอสเลเยอร์ ซึ่งเป็นการลดความสำคัญของสถาปัตยกรรมอ้างอิงที่ได้อธิบายถึงระบบที่แท้จริง ถ้ามีการใช้สถาปัตยกรรมที่ฝ่าฝืนกฎเป็นเวลานาน สถาปัตยกรรมแบบเดิมก็จะต้องหายไปอย่างสมบูรณ์ โดยที่ความแตกต่างของสถาปัตยกรรมก่อให้เกิดความเสียหายแก่ระบบที่มีอยู่อย่างยาวนาน จึงได้มีข้อโต้แย้งความเหมาะสมการใช้งานครอสเลเยอร์ใน [14]

3.1.2 แรงบันดาลใจในการออกแบบครอสเลเยอร์

แรงบันดาลใจในการนำเสนอการออกแบบที่ฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมเน็ตเวิร์คประกอบด้วย 3 เหตุผล คือประการแรกเกิดปัญหาเดียวกันในการสื่อสารไร้สาย ประการที่สองมีความเป็นไปได้ของการสื่อสารที่สามารถสื่อสารได้อย่างไม่มีข้อผิดพลาด และประการสุดท้ายเป็นวิธีการสื่อสารแบบใหม่ที่ได้จาก wireless medium

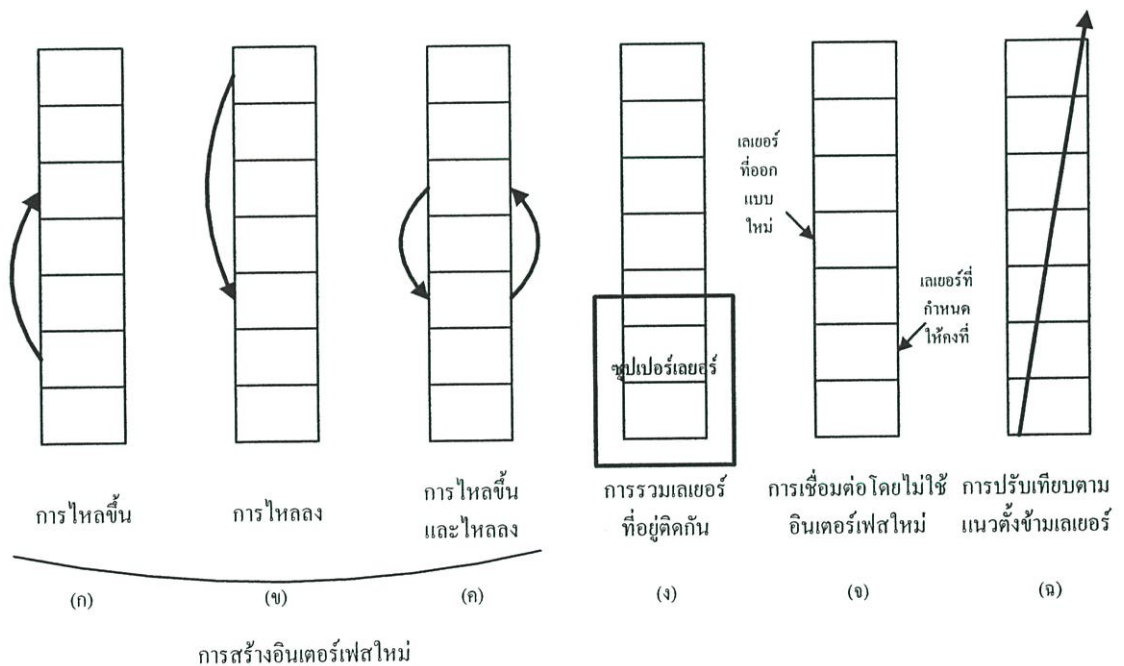
ในการสื่อสารไร้สายถ้ามองในแง่ร้ายแล้วจะเป็นสร้างปัญหาใหม่ๆสำหรับการออกแบบโปรโตคอลและนี่ไม่ใช่การจัดการที่ดีในเฟรมเวิร์คของสถาปัตยกรรมเลเยอร์ เช่นในกรณีของ TCP ที่ตัวส่ง

จะเข้าใจผิดเสมอว่าความผิดพลาดของแพ็คเกจเป็นตัวบ่งบอกความหนาแน่นของเน็ตเวิร์คตัวอย่างใน [15] แต่ถ้ามองในแง่ดีแล้ว การสื่อสารไร้สายจะเป็นการเพิ่มทางออกของการสื่อสารที่ไม่เพียงพอต่อความต้องการที่มีการออกแบบเลย์เออร์ที่ตายตัว เช่นในกรณีของคุณภาพการเชื่อมต่อที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลาจะมีโอกาสใช้งานช่องสัญญาณที่พารามิเตอร์ของการสื่อสารจะสามารถเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (Dynamically) ได้ตามคุณภาพของความแปรปรวนของช่องสัญญาณ

3.2 การจัดกลุ่มการนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์ (Cross-Layer Design

Proposals)

การนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์ได้มีการนำเสนอในหลายงานวิจัย เช่นใน [16] ได้นำเสนอแนวทางของการออกแบบครอสเลเยอร์หลายรูปแบบโดยแบ่งตามการเชื่อมต่อกันของเลเยอร์ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงให้ความสนใจการเชื่อมต่อกันของเลเยอร์



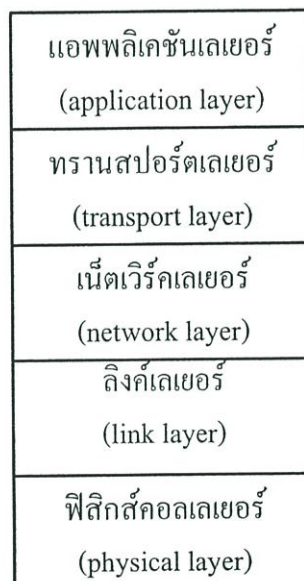
รูปที่ 3.1 การเชื่อมต่อกันของเลเยอร์

การเชื่อมต่อของการฝ่าฝืนกฎของสถาปัตยกรรมเลเยอร์ที่ได้ทำการออกแบบโดยทั่วไปจะแบ่งได้เป็น

- การสร้างอินเตอร์เฟสใหม่ (รูปที่ 3.1 (ก-ค))
- การรวมเลเยอร์ที่อยู่ติดกัน (รูปที่ 3.1 (ง))

- การออกแบบการเชื่อมต่อโดยไม่ใช้อินเทอร์เน็ตเฟสใหม่ (รูปที่ 3.1 (จ))
- การปรับเทียบตามแนวตั้งข้ามเลเยอร์ (รูปที่ 3.1 (ฉ))

การนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์แต่ละประเภทข้างต้น จะกล่าวถึงรายละเอียดของแต่ละประเภทและตัวอย่างที่เป็นประเด็นสำคัญ โดยจะแสดงรายละเอียดของแต่ละประเภทดังนี้ ประการแรกจะเป็นการยกตัวอย่างของแต่ละประเภท ประการที่สองเป็นการพิสูจน์การรวมกันของการออกแบบ-ครอสเลเยอร์ที่มีความซับซ้อน ประการสุดท้ายเป็นสถาปัตยกรรมเลเยอร์อ้างอิงที่กำหนดเป็น 5 เลเยอร์ประกอบด้วย แอปพลิเคชันเลเยอร์ ทรานสปอร์ตเลเยอร์ เน็ตเวิร์คเลเยอร์ ลิงค์เลเยอร์ (ประกอบด้วยเลเยอร์ย่อย data link control [DLC] และ medium access control [MAC]) และฟิสิกส์คอลเลเยอร์ โดยสมมุติให้แต่ละเลเยอร์เป็นรูปแบบที่ทำให้เข้าในการทำงานดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 สถาปัตยกรรมเลเยอร์อ้างอิงที่กำหนดเป็น 5 เลเยอร์

3.2.1 การสร้างอินเทอร์เน็ตเฟสใหม่ (Creation of new interfaces)

การออกแบบครอสเลเยอร์ส่วนมากจะเป็นการสร้างอินเทอร์เน็ตเฟสใหม่ระหว่างเลเยอร์ อินเทอร์เน็ตเฟสใหม่นี้จะใช้ข่าวสารรวมกันระหว่างเลเยอร์ที่กำลังทำงานอยู่ จึงได้จัดการแบ่งการทำงานเป็นหมวดหมู่ โดยขึ้นอยู่กับการไหลโดยตรงของข่าวสารควบคู่ไปกับอินเทอร์เน็ตเฟสใหม่ที่สร้างขึ้นสามารถแบ่งได้เป็น 3 หมวดหมู่ย่อยดังนี้

- การไหลขึ้น (Upward): จากเลเยอร์ที่ต่ำกว่าไปเลเยอร์ที่สูงกว่า
- การไหลลง (Downward): จากเลเยอร์ที่สูงกว่าไปเลเยอร์ที่ต่ำกว่า
- การไหลขึ้นและไหลลง (Back and forth): การไหลระหว่าง 2 เลเยอร์

โดยสามารถกล่าวถึงละเอียดทั้ง 3 หมวดย่อยได้ดังนี้

การไหลขึ้นของข่าวสาร (Upward Information Flow) ในรูปที่ 3.1 (ก) แสดงการสร้างอินเตอร์เฟซใหม่จากเลเยอร์ที่ต่ำกว่าไปเลเยอร์ที่สูงกว่า โดยที่โพรโตคอลของเลเยอร์ที่สูงกว่าจะต้องการข่าวสารจากเลเยอร์ที่ต่ำกว่าในการทำงาน เช่นในกรณีที่เป็น end-to-end ของ TCP พาทที่เป็นส่วนประกอบของการสื่อสารไร้สาย ซึ่งปัญหาจะเกิดจากการที่ตัวส่ง TCP ที่ทำให้เข้าใจผิดว่าภายในเน็ตเวิร์คทำให้เกิดการจราจรหนาแน่นส่งผลให้ประสิทธิภาพของการปฏิบัติงานลดลงได้ ในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นเกิดจากความผิดพลาดของการสื่อสารไร้สายสามารถใช้เทคนิคพิเศษในการแก้ โดยการสร้างอินเตอร์เฟซจากเลเยอร์ที่ต่ำกว่าไปยังทรานสปอร์ตเลเยอร์เพื่อสามารถแจ้งให้ทราบเกี่ยวกับสถานการณ์ได้กระจ่างชัดขึ้น ที่ตัวส่ง TCP ถ้าทราบถึงการจราจรว่าเกิดความหนาแน่นขึ้นในเน็ตเวิร์คก็จะเห็นความแตกต่างระหว่างความผิดพลาดของการสื่อสารและความหนาแน่นของเน็ตเวิร์คและก็จะสามารถแก้ปัญหาได้ [15] สำหรับตัวอย่างของแจ้งให้ทราบถึงความหนาแน่นกระจ่างชัดขึ้นจากรีเตอร์ไปยังทรานสปอร์ตเลเยอร์

ตัวอย่างของการไหลขึ้นของข่าวสารจะเห็นได้จากงานวิจัยที่เกี่ยวกับ MAC เลเยอร์ (ลิงค์เลเยอร์) ในช่วงสัญญาที่มีการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ [17] ที่มีแนวความคิดเกี่ยวกับการปรับพารามิเตอร์ของการสื่อสารตามผลตอบสนองของสถานะช่องสัญญา โดยจะรู้ MAC เลเยอร์จากอินเตอร์เฟซของฟิสิกส์คอลเลเยอร์เป็นต้น

การเปรียบเทียบความแตกต่างของการนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์ที่ได้มีมา ที่ขึ้นอยู่กับ การไหลขึ้นของข่าวสารที่เรียกว่า self-adaptation loops โดยที่ self-adaptation loops จะหมายถึงปรับโพรโตคอลของเลเยอร์ในระดับสูงให้ตอบสนองต่อเหตุการณ์ในเวลานั้น โดยจะอยู่ภายในข้อจำกัดของสถาปัตยกรรมเลเยอร์อ้างอิง เพราะฉะนั้น self-adaptation loops จะไม่ต้องการสร้างอินเตอร์เฟซใหม่ที่สร้างจากเลเยอร์ที่ต่ำกว่าไปยังเลเยอร์ที่สูงกว่า จึงไม่ใช่การออกแบบครอสเลเยอร์

การไหลลงของข่าวสาร (Downward Information Flow): การนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์บางรูปแบบขึ้นอยู่กับเซตพารามิเตอร์ของเลเยอร์ที่ต่ำกว่าของสแตก (stack) ที่ใช้การอินเตอร์เฟซโดยตรงกับบางเลเยอร์ที่สูงกว่าจะเห็นได้จากรูปที่ 3.1 (ข) ในตัวอย่างนี้ก็คือแอปพลิเคชันสามารถแจ้งให้ทราบถึงระยะเวลาที่ต้องการกับลิงค์เลเยอร์ และบนลิงค์เลเยอร์จะทำการจัดการกับแพ็กเก็ตที่เป็นผลที่เกิดจากระยะเวลาของแอปพลิเคชันได้

การสังเกตการณ์ไหลของข่าวสารว่าขึ้นหรือลงนั้นก็ถือเป็นการจัดการกับการทิศทางของการไหล การไหลของข่าวสาร โดยการไหลที่มีทิศทางแบบไหลขึ้นมีจุดประสงค์ในการแจ้งให้เลเยอร์ที่สูงกว่าทราบถึงสถานะภายในเน็ตเวิร์ค ส่วนการไหลของข่าวสารแบบไหลลงจะเป็นการเตือนให้เลเยอร์ที่ต่ำกว่าทราบเกี่ยวกับแนวทางปฏิบัติกับข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับแอปพลิเคชัน

การไหลขึ้นและไหลลงของข่าวสาร (Back and Forth information Flow) การที่สองเลเยอร์ที่ทำหน้าที่แตกต่างกันสามารถทำงานรวมกันได้ในเวลาทำงานนั้น บ่อยครั้งที่เป็นการเข้าใจเป็นการ

ทำงานวนซ้ำๆ ไปมาระหว่างสองเลเยอร์ที่ข่าวสารไหลขึ้นและไหลลงระหว่างเลเยอร์ จะสามารถแสดงในรูปแบบที่ 3.1 (ค)

ตัวอย่างของการไหลขึ้นและไหลลงของข่าวสาร โดยจะอ้างอิงจากการทำงานของ network-assisted diversity multiple access (NDMA) ที่นำเสนอใน [18] โดยที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์และ MAC เลเยอร์จะทำงานรวมกันแล้วจะทำการแก้ปัญหาของการชนกันของการสื่อสารขาขึ้น (uplink) ของ wireless LAN โดยหลักการการทำงานจะเป็นการปรับปรุงกระบวนการของสัญญาณที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์โดยจะนำแพ็คเกจที่เกิดการชนกันกลับคืนมา ดังนั้นการตรวจจับแพ็คเกจที่มีการชนกันในสถานีฐานในขั้นแรกจะต้องทำการประมาณจำนวนผู้ใช้ที่เกิดการปะทะกัน และหลังจากนั้นหาจำนวนของผู้ใช้ที่เหมาะสมในการสื่อสารในครั้งต่อไป จากนั้นนำกระบวนการสัญญาณจากฟิสิกส์คอลเลเยอร์จะส่งผ่านจากสถานีฐานแล้วแบ่งสัญญาณของผู้ใช้ที่เกิดการชนกันออกไป วิธีการนี้จะเหมือนกับการกำหนดการทำงานและ power control ใน wireless ad hoc network

3.2.2 การรวมเลเยอร์ที่อยู่ติดกัน (Merging of Adjacent Layers)

อีกหนึ่งเส้นทางในการออกแบบโครงข่ายจะเป็นการออกแบบเลเยอร์ที่อยู่ติดกันที่มีจำนวนมากกว่าหรือเท่ากับ 2 เลเยอร์ เช่นการให้บริการของซูเปอร์เลเยอร์ (superlayer) ที่เป็นการรวมตัวกันของการบริการหรือออกแบบไปโตคอลรวมกันโดยใช้เป็นส่วนประกอบของเลเยอร์ ซึ่งในระบบนี้จะไม่ต้องการสร้างอินเตอร์เฟซใหม่ในสแตก เช่นในกรณีสถาปัตยกรรมที่เกี่ยวกับเสียง ซูเปอร์เลเยอร์สามารถอินเตอร์เฟซกับส่วนอื่นของสแตก โดยใช้อินเตอร์เฟซที่มีความพร้อมใช้งานในขณะนั้นในขณะนั้น แสดงได้ในรูปที่ 3.1 (ง)

แล้วถึงแม้ว่าระบบนี้ไม่ใช่การนำเสนอการออกโครอสเลเยอร์ที่ข้ามเลเยอร์ แต่เป็นการสร้างซูเปอร์เลเยอร์ที่เป็นสิ่งที่น่าสนใจในการทำงานรวมกันระหว่างฟิสิกส์คอลเลเยอร์และ MAC เลเยอร์ที่มีขอบเขตของสองเลเยอร์ที่อยู่ติดกันไม่แน่นอน

3.2.3 การออกแบบการเชื่อมต่อโดยไม่ใช้อินเตอร์เฟซใหม่ (Design Coupling without new interfaces)

การออกแบบโครอสเลเยอร์ที่เกี่ยวกับการเชื่อมต่อ (Coupling) ของ 2 หรือมากกว่า 2 เลเยอร์ ที่ทำการออกแบบโดยไม่สร้างอินเตอร์เฟซพิเศษในการใช้ข่าวสารร่วมกันในเวลาทำงาน สามารถแสดงในรูปแบบที่ 3.1 (จ) จะเห็นว่าไม่มีการสร้างอินเตอร์เฟซใหม่ แต่ในสถาปัตยกรรมแบบเดิมนี้อาจมีเลเยอร์หนึ่งที่ถูกแทนที่ด้วยเลเยอร์ที่ได้รับการออกแบบใหม่และจะไม่มีมีการเปลี่ยนเลเยอร์อื่น

เช่นในกรณีที่ทำกรวิเคราะห์การออกแบบ MAC เลเยอร์สำหรับการสื่อสารขาขึ้นของ wireless LAN เมื่อฟิสิกส์คอลเลเยอร์มีความสามารถในการรองรับแพ็คเกจจำนวนมากในเวลาเดียวกันสามารถสังเกตได้ว่าความสามารถนี้ของฟิสิกส์คอลเลเยอร์สามารถเปลี่ยนบทบาทของ MAC เลเยอร์เช่นนั้น MAC เลเยอร์จึงเป็นเลเยอร์ที่ได้รับการออกแบบใหม่

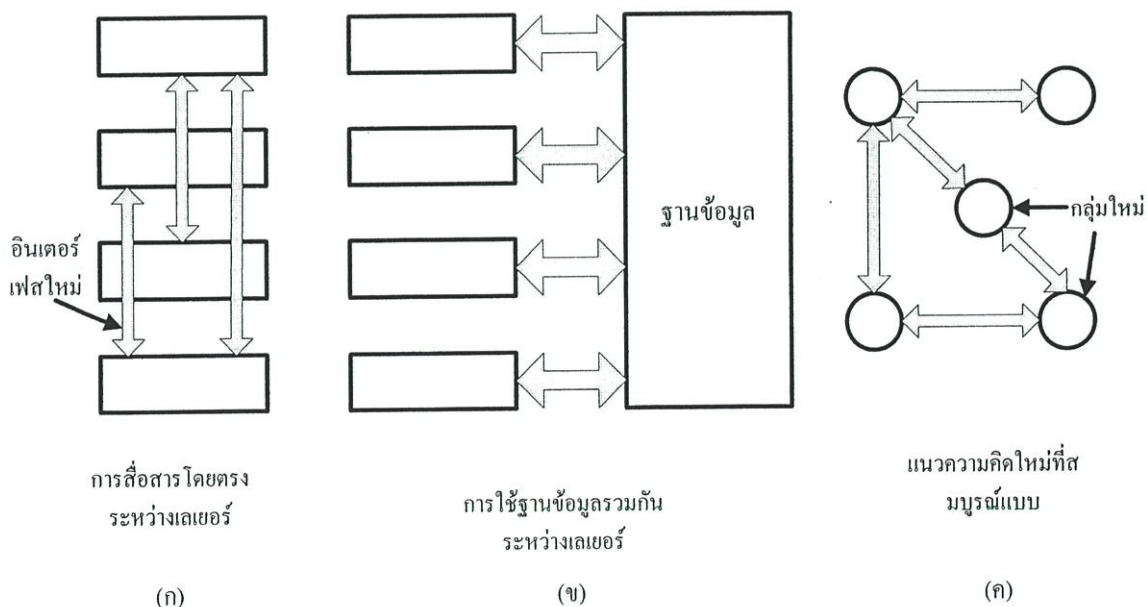
3.2.4 การปรับเทียบตามแนวตั้งข้ามเลเยอร์ (Vertical Calibration across layer)

การนำเสนอการออกแบบครอสเลเยอร์ที่เรียกว่าการปรับเทียบตามแนวตั้งข้ามเลเยอร์เป็นชื่อที่อ้างอิงจากการปรับพารามิเตอร์ในช่วงที่ข้ามระหว่างเลเยอร์ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.1 (จ) หลักการของวิธีนี้เป็นการแสดงให้เห็นระดับของแอปพลิเคชันซึ่งเป็นผลมาจากพารามิเตอร์ของเลเยอร์ทั้งหมด ดังนั้นจะเข้าใจได้ว่าเป็นการปรับพารามิเตอร์ที่สามารถช่วยได้การทำงานที่ดีขึ้นมากกว่าการตั้งค่าของพารามิเตอร์แต่ละเลเยอร์ให้คงที่ ใน [19] จะแสดงตัวอย่างของการปรับเทียบแนวตั้งโดยการประวิงเวลาที่ต้องการจะเป็นตัวที่ควบคุมการ ARQ ที่ลิงค์เลเยอร์ ในขณะที่การส่งกลับจะเลือกอัตราการมอดูเลตแบบปรับตัวได้

การปรับเทียบแนวตั้งสามารถแบ่งได้ 2 แบบ คือเป็นแบบคงที่ (static) และแบบเปลี่ยนแปลงอย่างพลวัต (Dynamic) แบบคงที่ที่จะเป็นการตั้งค่าพารามิเตอร์ข้ามเลเยอร์ให้เหมาะสม โดยส่วนแบบเปลี่ยนแปลงอย่างพลวัตเป็นการยืดหยุ่นไปโตคอลในสแตก ตามผลตอบสนองที่แปรปรวนตามช่องสัญญาณ การจราจร และสถานะของเน็ตเวิร์คทั้งหมด หรือเป็นการกู้และปรับปรุงค่าของตัวแปรให้เหมาะสมกับแต่ละเลเยอร์

3.3 วิธีการสื่อสารระหว่างครอสเลเยอร์ (Cross-Layer interactions)

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอเกี่ยวกับวิธีการสื่อสารระหว่างครอสเลเยอร์ ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.3 วิธีการสื่อสารระหว่างครอสเลเยอร์

- การสื่อสารโดยตรงระหว่างเลเยอร์ (รูปที่ 3.3 (ก))
- การใช้ฐานข้อมูลรวมกันระหว่างเลเยอร์ (รูปที่ 3.3 (ข))
- แนวความคิดใหม่ที่สมบูรณ์แบบ (รูปที่ 3.3 (ค))

3.3.1 การสื่อสารโดยตรงระหว่างเลเยอร์ (Direct communication between the different layer)

การสื่อสารโดยตรงในเวลาทำงานที่ใช้งานข่าวสารรวมกันระหว่างเลเยอร์โดยยอมให้การสื่อสารเกิดขึ้นพร้อมๆกัน สามารถแสดงในรูปที่ 3.3 (ก) และสามารถนำไปปรับใช้งานได้เช่น ในการออกแบบครอสเลเยอร์ที่เป็นสร้างอินเตอร์เฟสใหม่ หรือการปรับเทียบแนวตั้งแบบเปลี่ยนแปลงอย่างพลวัต ในการใช้งานจริงเป็นการทำให้พารามิเตอร์ของเลเยอร์หนึ่งจะเด่นกว่าเลเยอร์อื่นในเวลาทำงาน แต่ต้องอยู่ภายใต้ข้อกำหนดของสถาปัตยกรรมที่ทุกๆเลเยอร์จะทำการจัดการกับพารามิเตอร์ของตัวเองจะไม่เกี่ยวข้องกันกับเลเยอร์อื่น

มีหลายวิธีในการสื่อสารของระหว่างเลเยอร์ เช่นในกรณีที่เฮดเดอร์ (header) ของโปรโตคอลยอมให้มีการไหลของข่าวสารระหว่างเลเยอร์ หรืออีกวิธีหนึ่งจะเป็น “อินเตอร์เลเยอร์. (Inter-layer)” ที่ข่าวสารสามารถจัดการกับแพ็คเกจภายในได้ ใน [20] ทำการเปรียบเทียบวิธีแบบต่างๆของ cross-layer signaling shortcuts (CLASS) ที่เป็นการสื่อสารของ 2 เลเยอร์ที่สื่อสารกันโดยตรง

การนำเสนอนี้สามารถดึงดูดความสนใจ ในตอนที่มีข่าวสารของครอสเลเยอร์ส่วนหนึ่งสามารถเปลี่ยนวิธีการของระบบ และนี่จะเป็นการออกแบบให้สอดคล้องกับสถาปัตยกรรมเลเยอร์แบบดั้งเดิม โดยเป็นการเจาะเข้าไปในช่องว่างในสแตกให้สามารถควบคุมได้ง่าย แม้กระนั้นโดยทั่วไปแล้วถ้าพารามิเตอร์และสถานะภายในที่มีความแตกต่างของเลเยอร์ที่มีการใช้งานรวมกัน จำนวนของปัญหาที่เกิดขึ้นส่วนมากจะเป็นการจัดการกับการใช้งานรวมกันของพื้นที่ความจำระหว่างเลเยอร์ที่ต้องการ

3.3.2 การใช้ฐานข้อมูลรวมกันระหว่างเลเยอร์ (A shared database)

การนำเสนอหัวข้อที่เกี่ยวข้องฐานข้อมูล (Database) ที่สามารถเข้าถึงจากเลเยอร์ทั้งหมด สามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.3 (ข) จะเห็นว่าฐานข้อมูลจะเหมือนเป็นเลเยอร์ใหม่ ที่ให้บริการข่าวสารทั้งเก็บและกู้ของทุกๆเลเยอร์

การใช้ฐานข้อมูลรวมกันจะใกล้เคียงกับผลของการปรับเทียบตามแนวตั้งข้ามเลเยอร์และต้องมีโปรแกรมที่เหมาะสมที่สามารถอินเทอร์เฟสกันระหว่างเลเยอร์ทันทีที่มีการใช้งานฐานข้อมูล

3.3.3 แนวความคิดใหม่ที่สมบูรณ์แบบ (Completely new abstractions)

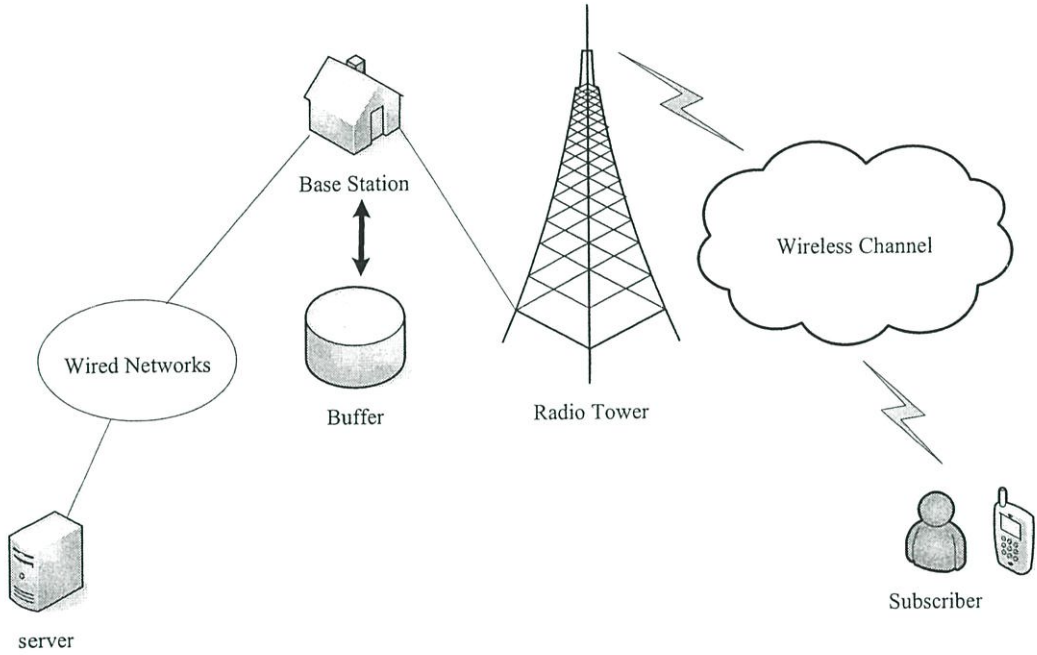
ในส่วนนี้เป็นการนำเสนอแนวความคิดใหม่ที่สมบูรณ์แบบ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.3 (ค) สำหรับตัวอย่างนี้ได้นำเสนอใน [21] เป็นการนำเสนอการจักระบบโปรโตคอลใหม่ในฮีพ (heaps)

เช่นนั้นการจัดการกับระบบของโปรโตคอลใหม่ระหว่างการสื่อสารที่สร้างบล็อกของโปรโตคอล โดย ศักยภาพที่เพิ่มขึ้นมากก็คือความยืดหยุ่นในการใช้งาน แม้กระนั้นการเปลี่ยนแปลงเส้นทางของโปรโต คอล จากเดิมจะเป็นการเพิ่มความซับซ้อนขึ้นอีก

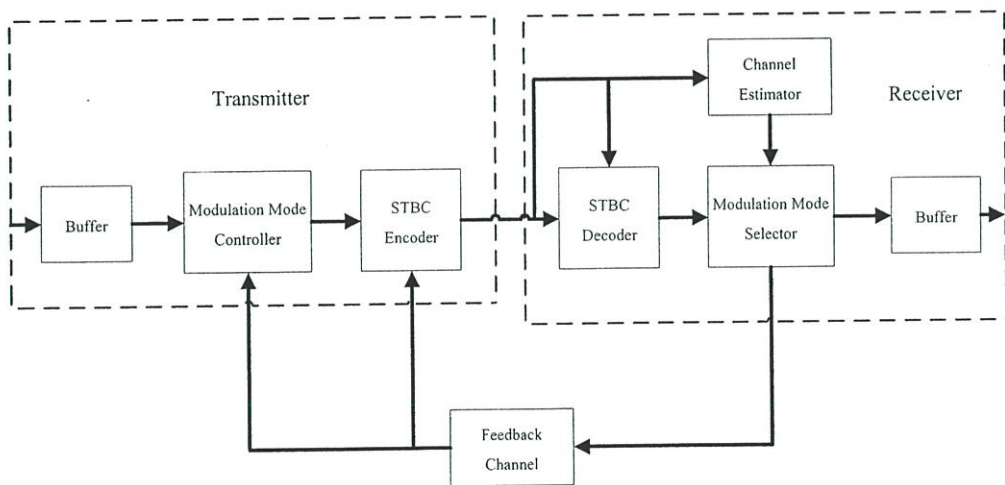
บทที่ 4

แบบจำลองของระบบ

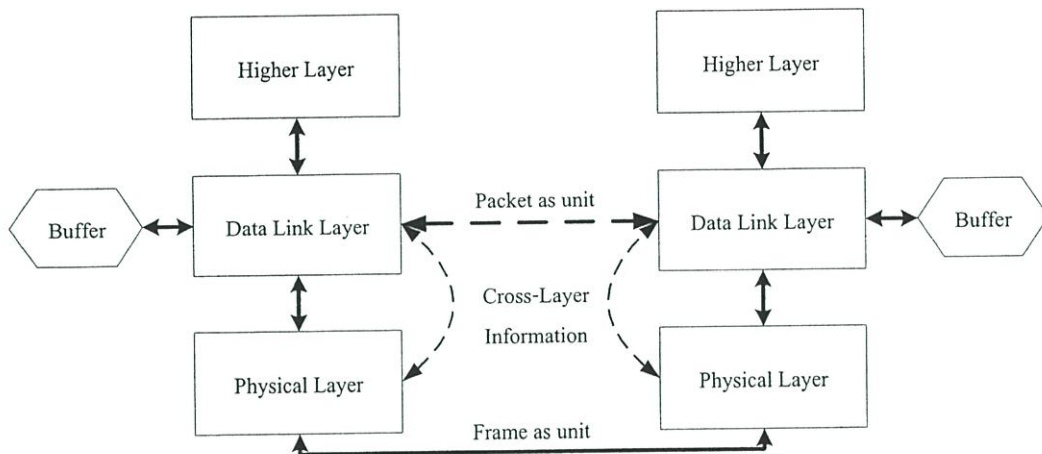
4.1 รายละเอียดของระบบ



รูปที่ 4.1 การเชื่อมต่อ end-to-end ระหว่าง server (source) และ subscriber (destination)



รูปที่ 4.2 แผนภาพการทำงานของระบบ



Adaptive modulation and MIMO

รูปที่ 4.3 โครงสร้างของครอสเลเยอร์ร่วมกับการมอดูเลตแบบปรับตัวได้และ MIMO

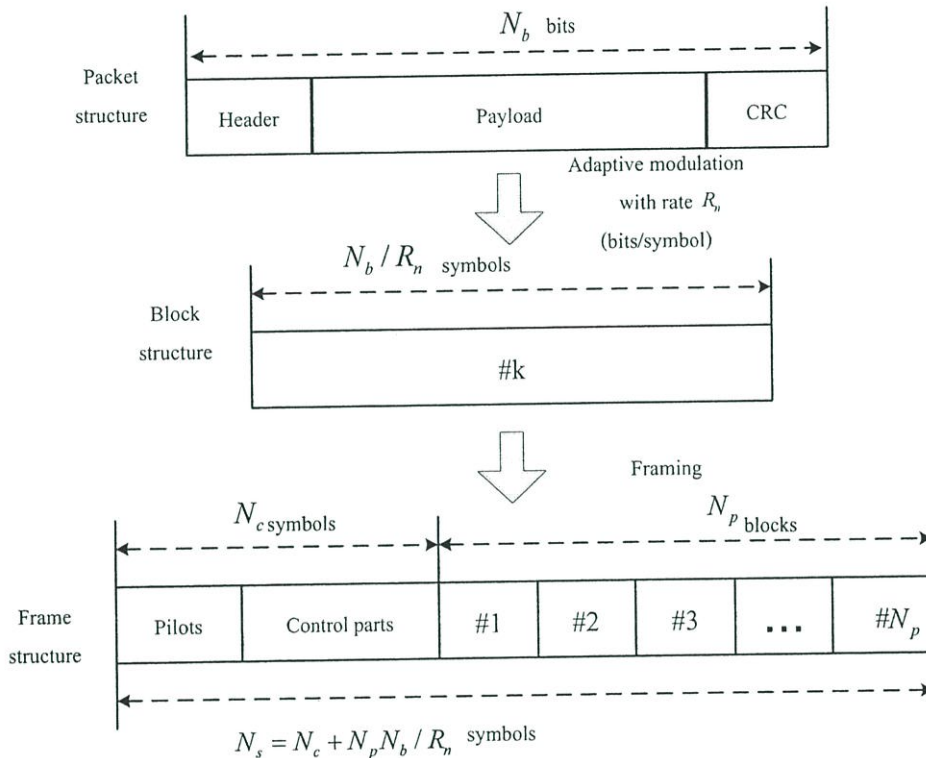
จากรูปที่ 4.1 แสดงการเชื่อมต่อ end-to-end ระหว่าง server (source) และ subscriber (destination) ในรูปที่ 4.2 finite-length queue (buffer) เป็นส่วนประกอบที่เครื่องส่ง และมีการทำงานแบบเข้าก่อนออกก่อน (first-in first-out) โดยที่ข้อมูลที่ถูกส่งออกมาจากคิว (Queuing) จะบรรจุเข้าไปในตัวควบคุมมอดูเลต (Modulation mode controller) ที่เครื่องส่ง และในส่วนของเครื่องรับจะมีตัวเลือกมอดูเลต (Modulation mode selector) ในส่วนของโครงสร้างของเลเยอร์ที่จะทำการวิเคราะห์แสดงในรูปที่ 4.3 ภายในกระบวนการที่ดาต้าลิงค์เลเยอร์จะเป็นแพ็กเกตที่ประกอบด้วยบิตข่าวสารจำนวนมาก ส่วนฟิสิกส์คอลเลเยอร์จะเป็นกระบวนการของเฟรมที่ประกอบไปด้วยสัญลักษณ์ที่ทำการจะส่ง

ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้โหมดการมอดูเลตในการสื่อสารให้เหมาะสม โดยจะให้ความสนใจในการมอดูเลตตามมาตรฐาน HIPERLAN/2 และ IEEE 802.11a [22] ที่ใช้ CSI ในการประมาณที่เครื่องรับและมีตัวเลือกมอดูเลตเป็นตัวกำหนดการมอดูเลต หลังจากนั้นส่งผลกลับไปทางช่องสัญญาณป้อนกลับ (feedback channel) ให้ตัวควบคุมมอดูเลตเปลี่ยนการมอดูเลตโหมด

4.2 รูปแบบของเฟรมและแพ็กเกต (Frame and Packet Formats)

การสื่อสารในระดับเฟรม (Frame) จะทำการวิเคราะห์ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ โดยแต่ละเฟรมจะประกอบไปด้วยสัญลักษณ์ที่กำหนดจำนวนให้คงที่ (fixed number of symbols; N_s) และให้ช่วงเวลาเฟรม (frame duration; T_f) จะคงที่ ในแต่ละเฟรมจะทำการบรรจุแพ็กเกตหนึ่งหรือมากกว่าหนึ่งแพ็กเกตก็ได้ แล้วถ้ากำหนดขนาดของแพ็กเกตให้คงที่ แล้วแต่ละแพ็กเกตจะประกอบไปด้วยบิตที่กำหนดจำนวนให้คงที่ (fixed number of bits; N_b) ที่เป็นการรวมกันของเฮดเดอร์ของแพ็กเกต (packet header), payload และ CRC (cyclic redundancy check) หลังจากนั้นทำการมอดู

เลขโดดที่ n มีอัตรา R_n (bit/symbol) แล้วแต่ละแพ็กเก็ตจะทำกรแมพ (mapped) เป็นบล็อก สัญลักษณ์ขนาด N_b / R_n สัญลักษณ์ หลังจากนั้นนำไปบรรจุในเฟรมเป็นจำนวน N_p แล้วนำไปรวมกับ N_c (pilots และ control parts) แล้วจะได้จำนวนสัญลักษณ์ (number of symbols per frame) เป็น $N_s = N_c + N_p N_b / R_n$ ในส่วนคาลิงก์เลเยอร์จะสามารถกำหนดความจุของคิวจะเป็น K แพ็กเก็ต แสดงในรูปที่ 4.4 [9]



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของแพ็กเก็ตและเฟรม

4.3 ช่องสัญญาณ MIMO นาคากามิเฟดดิ้ง (MIMO Nakagami Fading Channel)

การวิเคราะห์ระบบ MIMO จะกำหนดให้ N_T เป็นสายอากาศเครื่องส่งและ N_R เป็นสายอากาศเครื่องรับภายใต้ quasi-static นาคากามิเฟดดิ้ง โดยจะสมมติว่าช่องสัญญาณ MIMO จะอยู่ในรูปช่วงเฟรม (frame period) จะแสดงอยู่ในรูปของเมตริกที่มีขนาดเท่ากับ $N_R \times N_T$ ดังสมการ

$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R,1} & \cdots & h_{N_R,N_T} \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

เมื่อ H คือเมตริกของช่องสัญญาณ MIMO
 $h_{j,k}$ คือสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศเครื่องส่ง k^{th} กับสายอากาศเครื่องรับ j^{th}
 $\alpha_{j,k}$ เป็น path gain ระหว่าง k^{th} กับ j^{th}
 สามารถเขียนในรูปร่างสั้นได้ดังนี้

$$H = \left[\alpha_{jk} e^{i\phi_{jk}} \right]_{j,k=1}^{N_R, N_T} \quad (4.2)$$

โดยที่ $i^2 = -1$

สำหรับนาคากามิ-เอมเฟดคิงจะสามารถแสดงค่า PDF ได้เป็น

$$p_{\alpha_{jk}}(\alpha) = 2 \cdot \left(\frac{m}{\Omega_{jk}} \right) \cdot \frac{\alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)} \cdot e^{-\frac{m\alpha^2}{\Omega_{jk}}}, \quad \alpha \geq 0 \quad (4.3)$$

โดยที่ $\Gamma(\cdot)$ เป็น Gamma function

$\Omega_{jk} = E[\alpha_{jk}^2] = m$ เป็นค่าเฉลี่ยพลังงานเฟดคิง

Phase ϕ_{jk} เป็นรูปแบบการกระจายระหว่าง $[0, 2\pi]$

ถ้าสมมุติว่าระยะห่างระหว่างสายอากาศมีพื้นที่เพียงพอที่สามารถใช้ในการสื่อสาร และเมตริกซ์ช่องสัญญาณจะไม่มีเครื่องส่งแต่รู้เครื่องรับซึ่งเป็นการทำงานของมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ใช้ STBC [24] โดยจะทำการแมพแต่ละ N_s ของอินพุตของสัญลักษณ์ QAM ไปยัง N_T มีความยาวเป็น T โดยที่ $T = N_s / R_c$ และ R_c เป็นอัตราของ STBC แล้วความสัมพันธ์ช่องสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตแสดงได้ดังนี้

$$Y = HX + V \quad (4.4)$$

โดยที่ Y เป็นเมตริกซ์สัญญาณเครื่องรับขนาด $N_R \times T$

X เป็นเมตริกซ์สัญญาณเครื่องส่ง ขนาด $N_T \times T$

V เป็นเมตริกซ์ของสัญญาณรบกวน $N_R \times T$

สถานะของช่องสัญญาณจะสมมติช่องสัญญาณจากเครื่องรับป้อนกลับไปยังเครื่องส่ง เป็นช่องสัญญาณสมบูรณ์แบบ โดยจะไม่มีเวลาและผลผิดพลาดภายในช่องสัญญาณ แล้ว P_T เป็นพลังงานเฉลี่ยที่ใช้ในการส่ง แล้วจะได้ค่าเฉลี่ย SNR ต่อสายอากาศเครื่องรับเป็น

$$\bar{\gamma} \triangleq \frac{m \cdot P_T}{N_0} \quad (4.5)$$

จาก [25] จะแสดงค่า SNR ที่เอาที่พูดของตัวถอดรหัส STBC γ^{STBC} กับพารามิเตอร์ mK และจะเหมือนกับว่า $\langle \gamma \rangle = N_R \cdot \bar{\gamma} / R_c$ ดังนั้น PDF จะได้ [28]

$$P_{\gamma^{STBC}}(\gamma) = \frac{\gamma^{mK-1}}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mN_T R_c}{\gamma} \right)^{mK} e^{-\frac{mN_T R_c \gamma}{\gamma}} \quad , \quad \gamma \geq 0 \quad (4.6)$$

โดย $K = N_R \cdot N_T$

4.4 มอดูเลตแบบปรับตัวได้ (Adaptive modulation)

จุดมุ่งหมายของมอดูเลตแบบปรับตัวได้คือการทำให้อัตราข้อมูลสูง โดยทำการปรับพารามิเตอร์ในการสื่อสารโดยใช้ CSI ประมาณที่ภากรับเพื่อรักษาอัตราแพ็คเกจผิดพลาด (PER; P_0) ให้อยู่ในช่วงที่ต้องการ และกำหนดให้ N เป็นจำนวนโหมดทั้งหมดในการปรับมอดูเลต โดยกำหนดให้พลังงานในการสื่อสารครั้งที่ n แล้วจะได้ขอบเขตของการปรับมอดูเลต (rate region) เป็น $\{\gamma\}_{n=0}^{N+1}$ [23]

เมื่อรู้ค่า SNR ล่วงหน้าจะสามารถกำหนดขอบเขตของการปรับมอดูเลตได้ โดยที่โหมด n จะมีขอบเขตเป็น $\gamma(n) \in [\gamma_n, \gamma_{n+1})$ แล้วถ้า $\gamma(n) < \gamma_0$ จะไม่มีการสื่อสารเกิดขึ้นโดยที่ γ_0 เป็น cutoff SNR และหลังจากนั้นจะสามารถประมาณอัตราแพ็คเกจผิดพลาด (PER) ที่มีสัญญาณรบกวน AWGN ได้ดังนี้ [19]

$$PER_n(\gamma) \approx \begin{cases} 1, & \text{if } 0 < \gamma < \gamma_{pn} \\ a_n \exp(-g_n \gamma), & \text{if } \gamma \geq \gamma_{pn} \end{cases} \quad (4.7)$$

โดยที่ a_n, g_n และ γ_{pn} ได้จากการประมาณค่า Least square fitting ของ PER (4.7). โดยกำหนดให้ความยาวของแพ็คเกจ $N_b = 1,080$

ถ้าแต่ละบิตที่บรรจุเข้าไปในแพ็คเกจจะเหมือนกับ BER และความผิดพลาดของบิตที่ไม่เป็นสหสัมพันธ์แล้วความสัมพันธ์ระหว่าง PER กับ BER จะแสดงได้ดังนี้

$$PER = 1 - (1 - BER)^{N_b} \quad (4.8)$$

สำหรับแต่ละแพ็คเกจที่บรรจุ N_b บิต แล้วในมอดูเลตบิตข่าวสารจะเกิดปัญหาจากความแตกต่างของโอกาสผิดพลาดสำหรับขนาดของกลุ่ม QAM ที่มีขนาดใหญ่ [30] และจากเหตุผลดังกล่าว PER จะสามารถประเมินได้จาก BER ใน (4.8) อาจจะไม่ถูกต้องเสมอไป ดังนั้นจะสามารถประเมิน PER บนช่องสัญญาณ AWGN ที่ได้นำเสนอการคำนวณ BER ใน [30]

โดยจะกำหนดให้ $M = I \times J$ ของ QAM ที่เป็นจัตุรัส แล้วจะสามารถมองได้เป็น 2 รูปแบบของ PAM แล้วโอกาสผิดพลาดของบิตที่ k th ใน I -ary PAM โดยที่ $k \in \{1, 2, \dots, \log_2 I\}$ เป็น

$$P_I(k) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})^{I-1}} \left\{ (-1)^{\lfloor i \cdot 2^{k-1}/I \rfloor} \cdot \left[2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{I} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right] \right. \\ \left. \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(I \cdot J) \gamma}{I^2 + J^2 - 2}} \right) \right\} \quad (4.9)$$

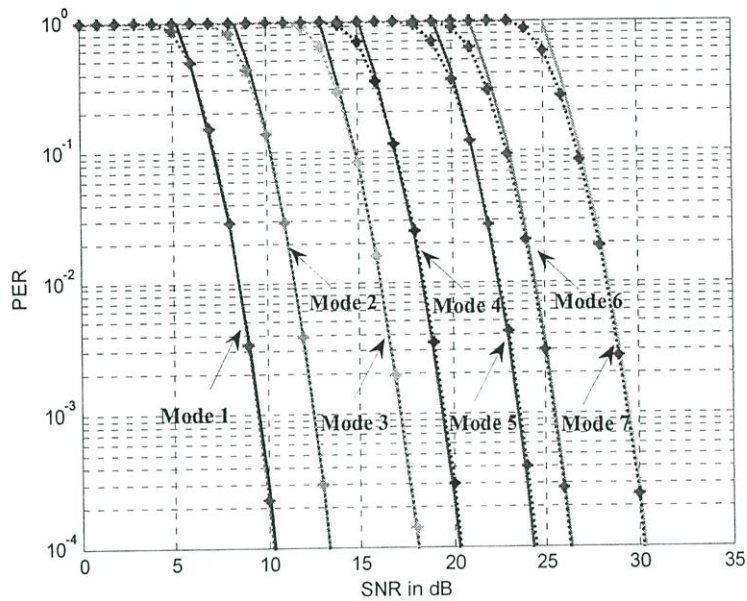
หลังจากนั้นจะได้โอกาสผิดพลาดของบิตที่ l th ใน J -ary PAM โดยที่ $l \in \{1, 2, \dots, \log_2 J\}$ เป็น

$$P_J(l) = \frac{1}{J} \sum_{j=0}^{(1-2^{-l})^{J-1}} \left\{ (-1)^{\lfloor j \cdot 2^{l-1}/J \rfloor} \cdot \left[2^{l-1} - \left\lfloor \frac{j \cdot 2^{l-1}}{J} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right] \right. \\ \left. \times \operatorname{erfc} \left((2j+1) \sqrt{\frac{3 \log_2(I \cdot J) \gamma}{I^2 + J^2 - 2}} \right) \right\} \quad (4.10)$$

แล้วบิตข่าวสารใน I -ary และ J -ary PAM เป็นอิสระจากกันแล้ว $I = \lfloor M/2 \rfloor$ และ $J = \lceil M/2 \rceil$ โดยที่ $\lfloor \cdot \rfloor$ เป็น Integer floor และ $\lceil \cdot \rceil$ เป็น Integer ceil แล้วแต่ละแพ็คเกจของ N_b บิต จะแมพเป็น $N_b / \log_2(I \cdot J)$ สัญลักษณ์ แล้ว PER ของ QAM จะได้เป็น

$$PER_{QAM} = 1 - \prod_{k=1}^{\log_2 I} [1 - P_I(k)]^{(N_b / \log_2(I \cdot J))} \times \prod_{l=1}^{\log_2 J} [1 - P_J(l)]^{(N_b / \log_2(I \cdot J))} \quad (4.11)$$

PER ที่คำนวณได้จาก (4.11) โดยจะสามารถแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 อัตราแพ็คเกจผิดพลาดของแต่ละโหมด

หลังจากนั้นทำการวิเคราะห์เชิงเลขโดยวิธี Least square fitting เพื่อหาตัวแปรการปรับตัวของการมอดูเลต โดยจะได้พารามิเตอร์ดังตาราง 4.1 แล้วจากรูปที่ 4.5 PER ของระบบจากการประมาณค่า (4.7) แสดงเป็นเส้นทึบ ส่วนการคำนวณจาก (4.11) จะแสดงเป็นเส้นปะ

ตารางที่ 4.1 ตัวแปรการปรับตัวของการมอดูเลต

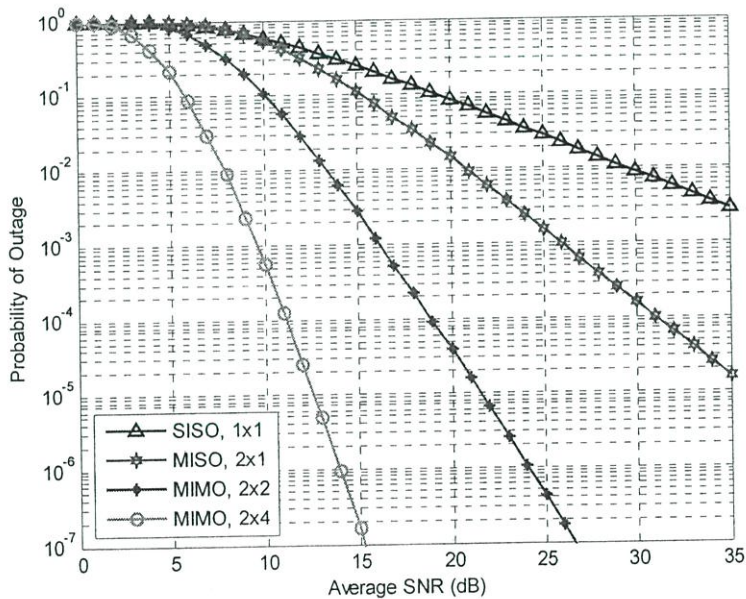
Mode	1	2	3	4	5	6	7
Modulation	BPSK	QPSK	8QAM	16QAM	32QAM	64QAM	128QAM
R_n (bit/sym.)	1	2	3	4	5	6	7
a_n	107.95	109.06	93.44	85.01	74.41	67.46	61.07
g_n	1.0224	0.5117	0.1706	0.1025	0.0394	0.0244	0.0097
γ_{pn} (dB)	6.7	9.7	14.7	16.7	20.6	22.7	26.6

4.4.1 ความน่าจะเป็นเอาท์เตจ (Probability of Outage)

ในกรณีที่แพ็คเกจไม่สามารถส่งได้เมื่อค่า SNR ที่รับได้มีค่าต่ำกว่าค่าเทรชโฮล γ_1 จึงเรียกโอกาสนี้ว่า “ความน่าจะเป็นเอาท์เตจ (P_{out})” ถ้าเป็นการใช้งานเทคนิคการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ของ QAM แล้วจะได้เป็น

$$\begin{aligned}
 P_{out}(\gamma_1) &= \int_0^{\gamma_1} p_\gamma(\gamma) d\gamma \\
 &= 1 - \frac{\Gamma\left(mK, \frac{mN_T R_c \gamma_1}{\gamma}\right)}{\Gamma(mK)}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

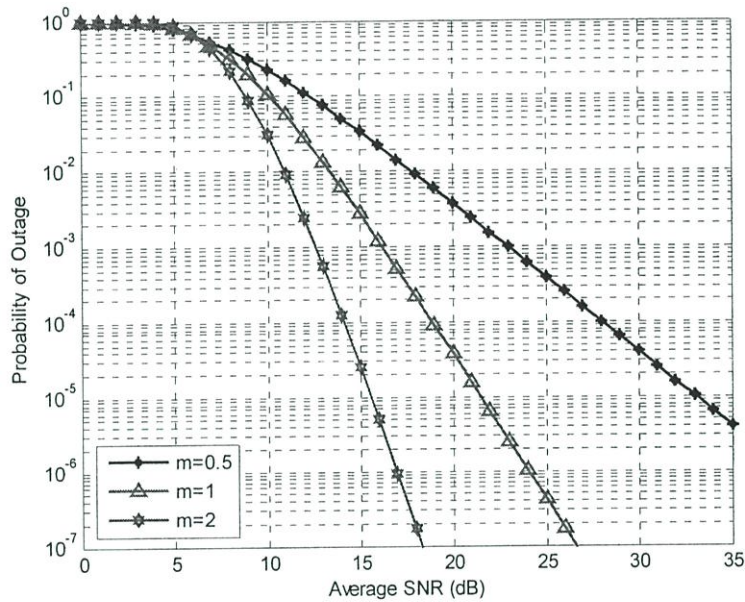
ในกรณีตัวอย่างจะทำการเปรียบเทียบระบบที่ใช้สายอากาศแตกต่างกัน โดยจะใช้สายอากาศที่แตกต่างกันดังนี้ สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 1 เสาจะเรียกว่า Single Input-Single Output (SISO) สายอากาศเครื่องส่ง 2 เสาและสายอากาศเครื่องรับ 1 เสาจะเรียกว่า Multiple Input-Single Output (MISO) และระบบที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับมากกว่า 2 หรือเท่ากับ 2 เสาจะเรียกว่า Multiple Input-Multiple Output (MIMO) แล้วกำหนดพารามิเตอร์นาคากามิ-เอ็มเฟดดิ้ง $m=1$ จำนวนโหนดของการการมอดูเลต $N=8$ และ target PER= 10^{-3} แล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ



รูปที่ 4.6 ความน่าจะเป็นเอาต์เดจ โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$

จากรูปจะแสดงให้เห็นว่า เมื่อค่า SNR ของระบบมากขึ้น ระบบ SISO จะให้ความน่าจะเป็นเอาต์เดจมีค่ามากที่สุดและระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่ง 2 เสาและสายอากาศเครื่องรับ 4 เสาจะให้ความน่าจะเป็นเอาต์เดจมีค่าน้อยที่สุด จะสามารถสรุปได้ว่าเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศไม่ว่าจะเป็นที่เครื่องรับหรือเครื่องส่งจะทำให้ความน่าจะเป็นเอาต์เดจน้อยลง

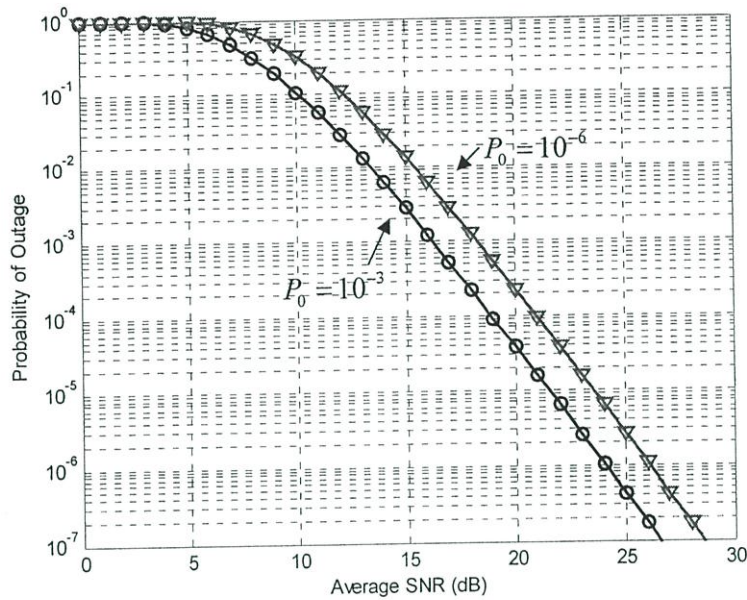
ตัวอย่างต่อไปจะเป็นตัวอย่างระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับ อย่างละ 2 เสาและจำนวนโหนดของการการมอดูเลต $N=8$ โดยเปรียบเทียบผลกระทบบจากเฟดดิ้ง อังอิงจากพารามิเตอร์นาคากามิ-เอ็มเฟดดิ้ง (m) เมื่อต้องการปรับปรุงคุณภาพของช่องสัญญาณ โดยการเพิ่มค่า m โดย $m=0.5$ จะหมายถึงการกระจายแบบเกาส์เซียนข้างเดียว การกระจายตัวแบบ เรย์ลีถ้า $m=1$ และถ้า $m>1$ จะเป็นกระจายแบบไรซ์ target $PER=10^{-3}$ แล้วทำการวิเคราะห์ผลตาม ค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ



รูปที่ 4.7 ความน่าจะเป็นเอาต์เดจ โดยเปรียบเทียบผลกระทบบจากเฟดดิ้ง

จากรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อคุณภาพของช่องสัญญาณดีขึ้นหรือเพิ่มค่า m จะทำให้ ความน่าจะเป็น เอาต์เดจน้อยลง

ตัวอย่างต่อไปจะเป็นตัวอย่างระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับ อย่างละ 2 เสาและจำนวนโหนดของการการมอดูเลต $N=8$ แล้วพารามิเตอร์นาคากามิ-เอ็มเฟดดิ้ง $m=1$ โดยเปรียบเทียบ target $PER=10^{-3}$ และ target $PER=10^{-6}$ แล้วทำการวิเคราะห์ผลตาม ค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ แล้วจากรูปที่ 4.8 จะเห็นว่า PER ที่ต้องการน้อยลงจะทำให้ความน่าจะเป็น เอาต์เดจเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 4.8 ความน่าจะเป็นเอาต์เจจ โดยเปรียบเทียบ target PER (P_0)

4.4.2 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม (Average Spectral Efficiency)

การวัดประสิทธิภาพของระบบหาได้จาก การวัดประสิทธิภาพของสเปกตรัมซึ่งเท่ากับค่าเฉลี่ย อัตราข้อมูลต่อแบนด์วิธ $E[R/W]$ บนช่องสัญญาณคาบามิเฟดดิ้งจะเป็นการรวมอัตราข้อมูล ($\log_2 M_n = n$) และขอบเขตของโหมด n ซึ่งจะสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E\left[\frac{R}{W}\right] = \sum_{n=1}^N R_n \Pr(n) \quad (4.13)$$

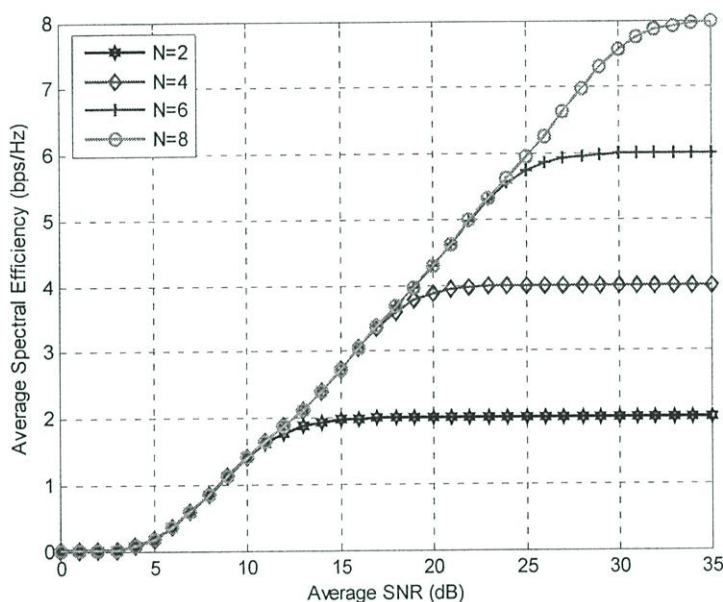
โดยที่ $\Pr(n)$ สามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{aligned} \Pr(n) &= \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} p_\gamma(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{\Gamma\left(mK, \frac{mN_T R_c \gamma_n}{\gamma}\right) - \Gamma\left(mK, \frac{mN_T R_c \gamma_{n+1}}{\gamma}\right)}{\Gamma(mK)} \end{aligned} \quad (4.14)$$

โดยที่ $\Gamma(m, x) = \int_x^\infty t^{m-1} \exp(-t) dt$ เป็น Complementary incomplete Gamma function

ซึ่งจะสามารถยกตัวอย่างค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัมจากการวิเคราะห์ระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสา โดยกำหนดให้พารามิเตอร์นาคามี-

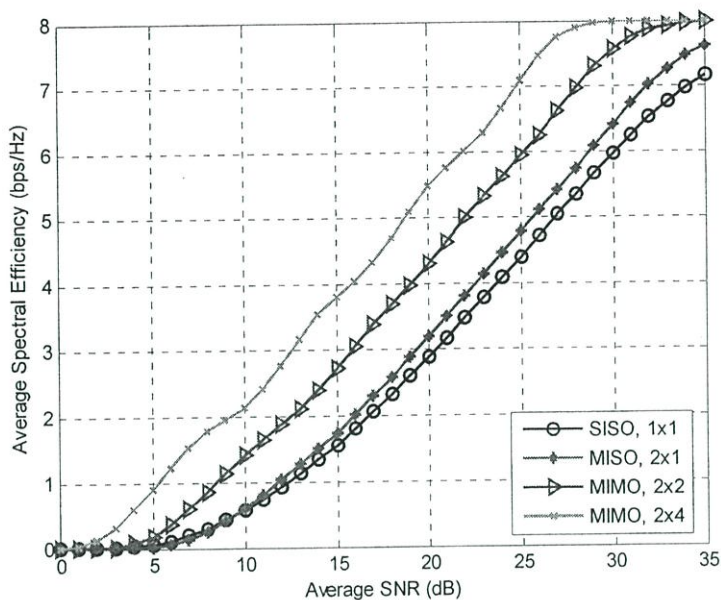
เอ็มเฟดคิง $m=1$ และ target $PER=10^{-3}$ โดยเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่ใช้จำนวนโหนดทั้งของการการมอดูเลต $N=2$ ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK, QPSK ถ้า $N=4$ จะใช้การมอดูเลตแบบ BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK ถ้า $N=6$ จะใช้การมอดูเลตแบบ BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK, 32PSK, 64PSK และถ้า $N=8$ จะใช้การมอดูเลตแบบ BPSK, QPSK, 8PSK, 16PSK, 32PSK, 64PSK, 128PSK และ 256PSK แสดงผลการวิเคราะห์ที่ได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.9 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบจำนวนโหนดของการมอดูเลตทั้งหมด

จากรูปค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัมจะเห็นว่า เมื่อเพิ่มจำนวนโหนดของการมอดูเลตทั้งหมด จะทำให้ประสิทธิภาพสเปกตรัมเพิ่มมากขึ้นในกรณีที่ค่า SNR มีค่าสูง เช่นที่ค่าเฉลี่ย $SNR=30$ ถ้าใช้โหนดในการมอดูเลตทั้งหมด $N=4$ โหนดจะให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม 4 bps/Hz แต่ถ้าใช้ $N=6$ จะให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม 6 bps/Hz เป็นต้น

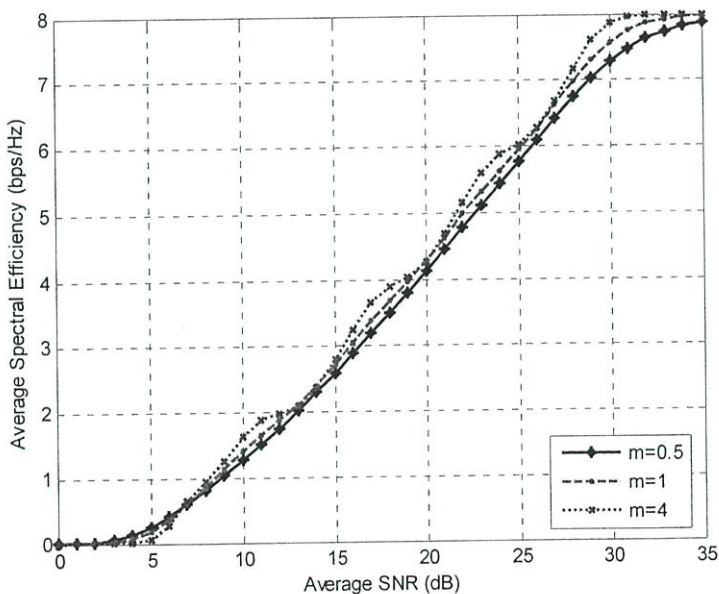
ตัวอย่างระบบที่ใช้สายอากาศแตกต่างกัน กำหนดพารามิเตอร์นาคามีเอ็มเฟดคิง $m=1$ จำนวนโหนดของการการมอดูเลต $N=8$ และ target $PER=10^{-3}$ แล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ



รูปที่ 4.10 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$

จากรูปค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัมจะเห็นว่า เมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศไม่ว่าจะเป็นที่เครื่องรับหรือเครื่องส่งจะทำให้ประสิทธิภาพสเปกตรัมเพิ่มมากขึ้น

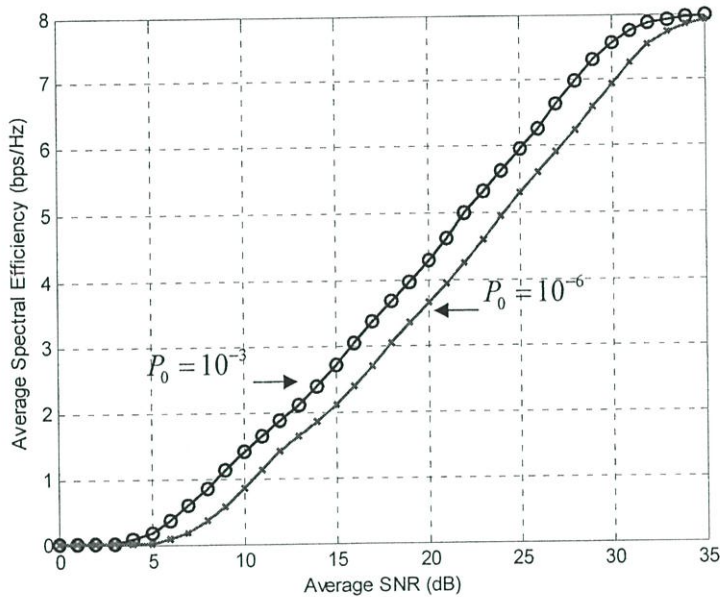
ตัวอย่างต่อไปจะเป็นค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัมกำหนด กำหนดให้จำนวนโมดของการมอดูเลตทั้งหมด $N=8$ และ target $PER=10^{-3}$ และใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสาแล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ



รูปที่ 4.11 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบผลกระทบจากเฟดดิ้ง

จากรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าเมื่อคุณภาพของช่องสัญญาณดีขึ้นหรือเพิ่มค่า m จะทำให้ ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัมเพิ่มมากขึ้น

ตัวอย่างระบบที่ใช้ target PER ที่แตกต่างกัน กำหนดพารามิเตอร์นำคามาโม-เอ็มเฟดลิง $m=1$ จำนวนโหนดของการการมอดูเลต $N=8$ และใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสา แล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ แล้วจากรูปที่ 4.12 จะเห็นว่าเมื่อ PER ที่ต้องการน้อยลงจะทำให้ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัมลดลงด้วย



รูปที่ 4.12 ค่าเฉลี่ยประสิทธิภาพสเปกตรัม โดยเปรียบเทียบ target PER (P_0)

4.4.3 เฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาด (Average PER)

ในการทำการของระบบมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะทำงานเมื่อมีค่าเฉลี่ย PER น้อยกว่า PER ที่ต้องการ ข้อควรระวังของเทคนิคนี้ก็คือความไวในการปรับตัว โดยในการเลือกการมอดูเลตที่ทำให้ค่า PER มีค่าน้อยกว่า PER ที่ต้องการ ในการคำนวณค่าเฉลี่ย PER ในขั้นแรกต้องหาค่าความน่าจะเป็นของกลุ่มสัญญาณขนาด $M_n = 2^n$ ที่ใช้ในการมอดูเลต หลังจากเมื่อทำการเลือกการมอดูเลตแล้วจะสามารถหาค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาด โดยกำหนดให้ \overline{PER}_n เป็น Closed-form ของค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดโหนดที่ n แล้ว $\gamma_n > \gamma_{pm}$ แล้วจะได้

$$\begin{aligned}
 \overline{PER}_n &= \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} PER_n p_\gamma(\gamma) d\gamma \\
 &= \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} a_n \exp(-g_n \gamma) p_\gamma(\gamma) d\gamma \\
 &= a_n \left(\frac{mN_T R_c}{b_n \gamma} \right)^{mK} \cdot \frac{\Gamma(mK, mN_T R_c \gamma_n) - \Gamma(mK, mN_T R_c \gamma_{n+1})}{\Gamma(mK)} \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

โดยที่ $b_n = g_n + mn_T R_c / \bar{\gamma}$

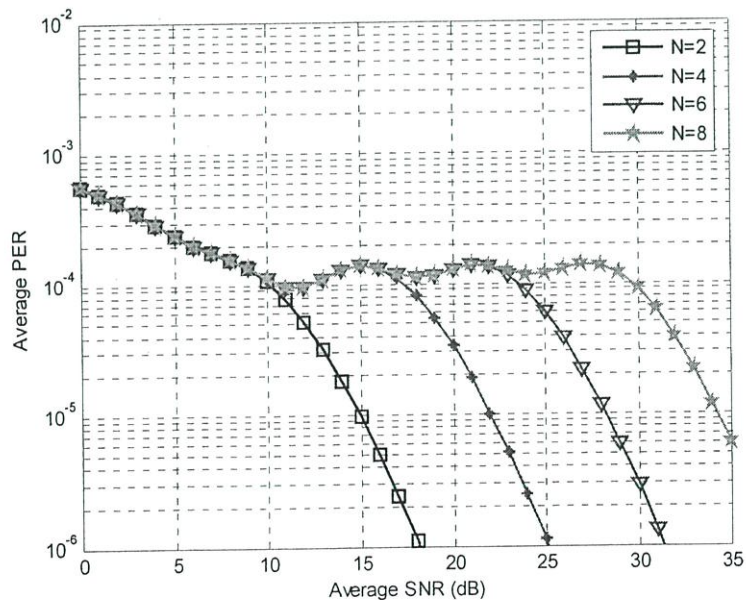
สำหรับการหาค่าเฉลี่ยอัตราแพ็คเกจผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้สามารถหาได้จากจำนวนอัตราส่วนของแพ็คเกจผิดพลาดต่อการสื่อสารกับจำนวนแพ็คเกจต่อการสื่อสารคำนวณได้ดังนี้

$$\overline{PER} = \frac{E[\text{number of error packet per transmission}]}{E[\text{number of packet per transmission}]} \quad (4.16)$$

และเมื่อประยุกต์ให้งานการปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องได้ดังนี้

$$\overline{PER} = \frac{\sum_{n=1}^N R_n \overline{PER}_n}{\sum_{n=1}^N R_n \Pr(n)} \quad (4.17)$$

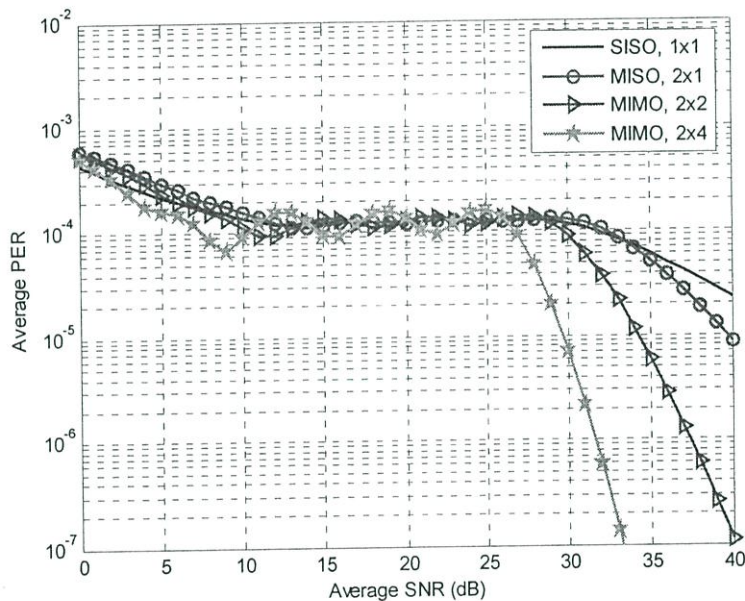
ซึ่งจะสามารถยกตัวอย่างเฉลี่ยอัตราแพ็คเกจผิดพลาดจากการวิเคราะห์ระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสา โดยกำหนดให้พารามิเตอร์นาคามีเอ็มเฟดดิ้ง $m = 1$ และ target PER = 10^{-3} โดยเปรียบเทียบจำนวนโหนดทั้งหมด (N)



รูปที่ 4.13. ค่าเฉลี่ยอัตราแพ็คเกจผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบจำนวนการมอดูเลตทั้งหมด

จากรูปที่ 4.13 แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่เมื่อเพิ่มจำนวนโหนดของมอดูเลตที่ใช้ในการปรับตัว จะทำให้ได้ระบบที่มีอัตราข้อมูลที่จะใช้ส่งเพิ่มมากขึ้น แต่ค่า SNR ที่รับได้ต้องมีค่าสูงขึ้นด้วยจึงจะสามารถใช้งานมอดูเลตในระดับสูงได้ แล้วค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ได้จะมีค่าต่ำกว่าที่ต้องการเสมอ

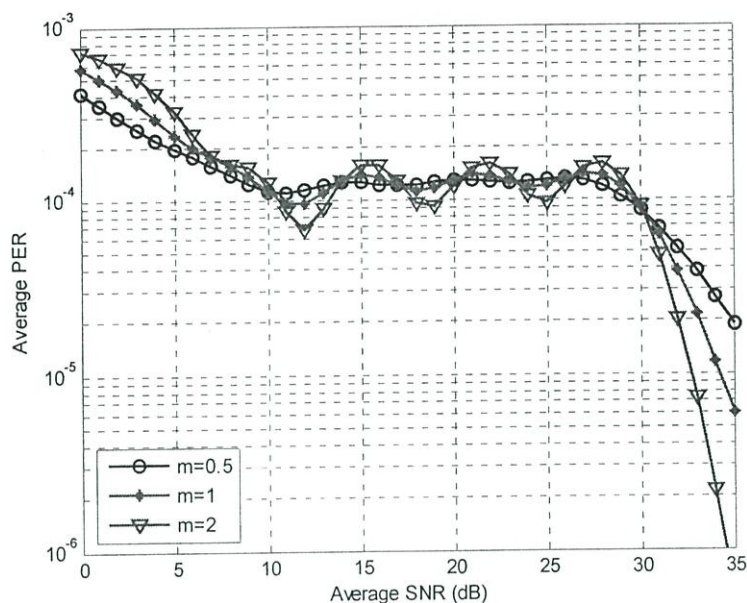
ในตัวอย่างต่อไปจะเป็นระบบที่ใช้สายอากาศแตกต่างกัน กำหนดพารามิเตอร์นาคาอิม-เอ็มเฟดลิง $m = 1$ จำนวนโหนดของการมอดูเลต $N=8$ และ target $PER=10^{-3}$ แล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ



รูปที่ 4.14. ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$

แล้วจากรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าแสดงให้เห็นว่า เมื่อเพิ่มจำนวนของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นที่เครื่องรับหรือเครื่องส่ง เมื่อค่าเฉลี่ย SNR มีค่าน้อยค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดจะต่ำกว่าค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดที่ต้องการ อันเนื่องมาจากเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้ แล้วเมื่อค่าเฉลี่ย SNR มีค่าสูงก็สามารถทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของระบบมีค่าลดลงตามจำนวนสายอากาศที่เพิ่มขึ้น

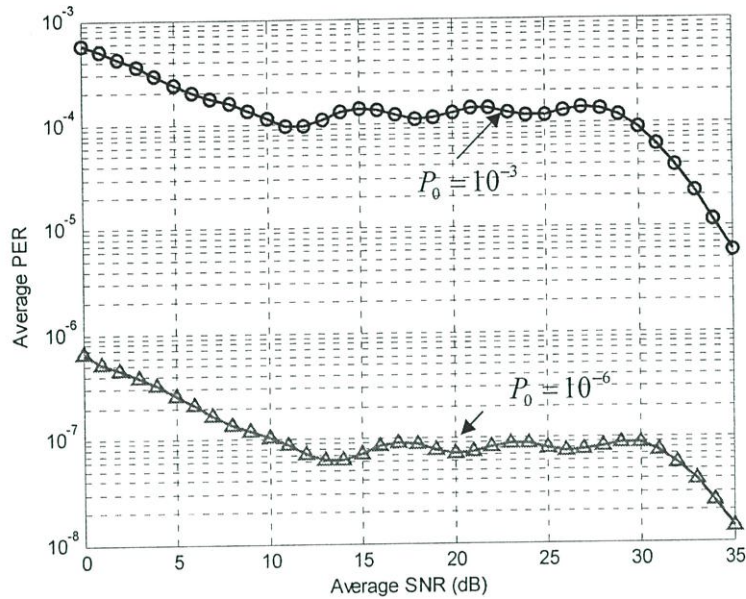
ในตัวอย่างต่อไปจะเป็นระบบที่เปรียบเทียบพารามิเตอร์นาคาอิม-เอ็มเฟดลิง โดยกำหนดจำนวนโหนดของการมอดูเลต $N=8$ ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสาและ target $PER=10^{-3}$ แล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ



รูปที่ 4.15. ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบ ผลกระทบจากเฟดดิ้ง

จากรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อคุณภาพของช่องสัญญาณดีขึ้นหรือเพิ่มค่า m จะทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดซึ่งในช่วงแรกจะเป็นผลของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะไม่สามารถเห็นความแตกต่างกันมาก แต่หลังจาก γ_N จนถึง γ_{N+1} จะเห็นได้ว่าเมื่อ m มากขึ้นจะทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดมีค่าดีขึ้น

ในตัวอย่างต่อไปจะเป็นระบบที่เปรียบ target PER โดยกำหนดพารามิเตอร์นาคามี-เอ็มเฟดดิ้ง $m=1$ จำนวนโหนดของการมอดูเลต $N=8$ ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสา แล้วทำการวิเคราะห์ผลตามค่าเฉลี่ย SNR ของระบบ แล้วจากรูปที่ 4.16 จะเห็นว่า เมื่อ PER ที่ต้องการลดลงจะทำให้ ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ลดลงด้วย



รูปที่ 4.16. ค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยเปรียบเทียบ target PER (P_0)

จากรูปค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดทั้งหมดจะสามารถสังเกตได้ว่าค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะมีค่าต่ำกว่าค่าอัตราเพิกเกิดผิดพลาดที่ต้องการ (Target PER) เสมอ ซึ่งเป็นเพราะเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะทำงานได้เมื่ออัตราเพิกเกิดผิดพลาดมีค่าน้อยกว่าอัตราเพิกเกิดผิดพลาดที่ต้องการ ถ้าเราสังเกตจากการประมาณในสมการ 4.7 ในการใช้งานจริงมีบ่อยครั้งที่ค่า SNR ที่ได้มีค่าต่ำกว่าขอบเขตล่างของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้นั้นก็คือ BPSK หรือ 2-QAM ซึ่ง Close-form ที่ประมาณค่าเฉลี่ยอัตราเพิกเกิดผิดพลาดนี้จะคิดในกรณีที่ค่าเฉลี่ย SNR มีค่ามากกว่าขอบเขตบนของการประมาณในสมการ 4.7 หรือจะหมายถึงระบบจะไม่มีโอกาสเอ้าท์เจก

4.5 แบบจำลองช่องสัญญาณ FSMC (FSMC Channel Model)

จากส่วนที่ 2.5 จะนำโมเดลช่องสัญญาณ FSMC มาใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของระบบ โดยจะสมมุติให้อยู่ในสภาวะเฟดดิ้งแบบช้า (slow fading) ที่การเปลี่ยนแปลงเหตุการณ์ระหว่างสถานะที่อยู่ติดกัน แล้วจะมีความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนสถานะที่มากกว่าสถานะที่สองจะเป็นศูนย์ทั้งหมด [8],[10],[11]

$$P_{l,n} = 0, \quad |l-n| \geq 2 \quad (4.18)$$

จากสมการที่ 2.44 แล้วจะสามารถแสดงค่าความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงสถานะได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{n,n+1} &= \frac{G_{n+1}T_f}{\Pr(n)}, & \text{if } n = 0, \dots, N-1 \\ P_{n,n-1} &= \frac{G_n T_f}{\Pr(n)}, & \text{if } n = 1, \dots, N \end{aligned} \quad (4.19)$$

โดยที่ G_n เป็น Cross-rate ของโหมด n และ G_n สามารถประมาณได้จาก [26] แล้ว G_n จะแสดงได้ดังนี้

$$G_n = \sqrt{2\pi} \cdot \frac{f_d}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mR_c n_T \gamma_n}{\gamma} \right)^{mK-0.5} e^{\left(\frac{-mR_c n_T \gamma_n}{\gamma} \right)} \quad (4.20)$$

โดยที่ f_d จะเป็น mobility-induced Doppler spread แล้วความน่าจะเป็นของสถานะที่ n จะเป็น

$$P_{n,n} = \begin{cases} 1 - P_{n,n+1} - P_{n,n-1}, & \text{if } 0 < n < N \\ 1 - P_{0,1}, & \text{if } n = 0 \\ 1 - P_{N,N-1}, & \text{if } n = N \end{cases} \quad (4.21)$$

สุดท้ายแล้วจะได้รูปแบบช่องสัญญาณของ FSMC เมตริกซ์ของการเปลี่ยนแปลงสถานะขนาด $(N+1) \times (N+1)$

$$P_c = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \cdots & 0 \\ P_{1,0} & P_{1,1} & P_{1,2} & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & P_{N-1,N-2} & P_{N-1,N-1} & P_{N-1,N} \\ 0 & \cdots & P_{N,N-1} & P_{N,N} \end{bmatrix}_{(N+1) \times (N+1)} \quad (4.22)$$

บทที่ 5

การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาผลกระทบโดยรวมที่เกิดจากการกำหนดความยาวของคิวและทำการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบ โดยใช้เทคนิค MIMO และการมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ ที่มีการทำงานแบบ end-to-end ในระบบที่การเชื่อมต่อแบบใช้สายและไร้สาย โดยจะทำการหาโอกาสที่แพ็กเกตจะดรอป (packet dropping; P_d) ในคิว แล้วนำไปคำนวณหาอัตราการสูญหายของแพ็กเกต (Packet Loss Rate; PLR) และค่าทราฟฟิค (throughput) ของระบบ

5.1 การวิเคราะห์ระบบคิว (Queuing Analysis)

จะทำการวิเคราะห์กระบวนการเข้ามาในคิว (Queuing arrival process) กระบวนการให้บริการ (service process) และสถานะรีเคอร์ชันของคิว (queue state recursion) หลังจากนั้นสร้าง FSMC ที่บรรจุสถานะคิวและสถานะผู้ให้บริการคิว (queue server states) แล้วจะสามารถคำนวณ stationary distribution ได้

5.1.1 กระบวนการเข้าใช้งาน (Arrival Process)

จำนวนของแพ็กเกตที่เข้าใช้งาน ณ เวลา t จะเป็น A_t แล้วกระบวนการของ A_t เป็นสแตชันนารีกับค่าเฉลี่ยของ A_t จะได้เป็น $E\{A_t\} = \lambda T_f$ และสถานะคิวจะเป็นอิสระเช่นเดียวกับสถานะช่องสัญญาณ แล้วกำหนดให้ A_t เป็นกระจายแบบปัวส์ซงกับอัตราการเข้าใช้ของแพ็กเกต (packet arrival rate; λT_f) แล้วความน่าจะเป็นที่มีผู้ใช้ใหม่เข้าสู่ระบบในเวลา t เป็น [9]

$$P(A_t = a) = \begin{cases} \frac{(\lambda T_f)^a \exp(-\lambda T_f)}{a!}, & \text{if } a \geq 0, \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.1)$$

จาก $E\{A_t\} = \lambda T_f$ แล้วจะได้ $A_t \in A := \{0, 1, \dots, \infty\}$

5.1.2 กระบวนการให้บริการของคิว (Queuing service process)

ในกระบวนการนี้จะมีความแตกต่างจากระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบคงที่กับระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โดยการมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะเป็นการควบคุมแบบพลวัต แล้วจะส่งผลกระทบต่อกระบวนการให้บริการของคิวที่จำนวนของตัวแปรของแพ็กเกตที่ใช้ส่งต่อเวลา แล้วจะได้จำนวน

ของแพ็กเก็ตที่ใช้ส่งต่อเวลา t เป็น C_t (packets/time-unit) สัมพันธ์กับการสื่อสารของโหนด n โดยที่ c_n (packets/time-unit) แสดงจำนวนของแพ็กเก็ตที่จะส่งของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ โหนดที่ n ต่อหน่วยเวลา แล้วจะได้เป็น

$$C_t \in \mathbb{C}, \quad \mathbb{C} := \{c_n : n = 0, 1, \dots, N\} \quad (5.2)$$

โดยที่ c_n เป็นจำนวนจริงบวก และในกรณีที่อัตราการสื่อสาร $R_c = 1$ แล้ว b สามารถจัดให้เหมาะสมกับเฟรมแล้วจะได้

$$c_n = bR_n \quad (5.3)$$

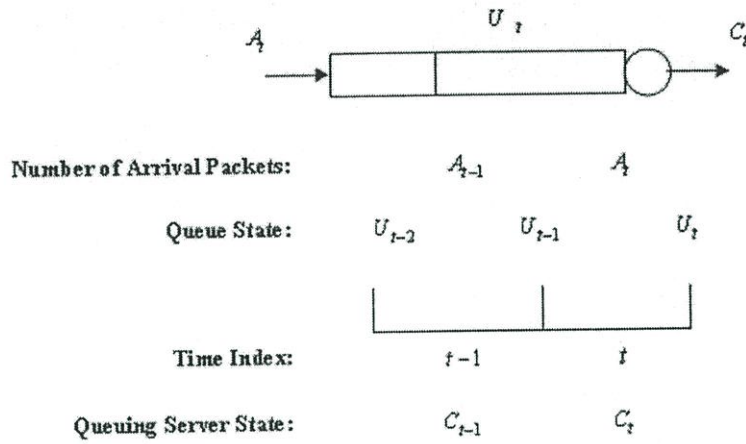
ตัวแปร b ขึ้นอยู่กับการจัดสรรแพ็กเก็ตในระบบ (system resource allocation) ต่อผู้ใช้ และจาก (5.2) จะสามารถกำหนดเกณฑ์ในการวัดการมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะดูได้จากผู้ให้บริการคิว (queue server) เป็นจำนวน $N+1$ และสถานะสามารถแสดงได้เป็น $\{c_n\}_{n=0}^N$ กับกระบวนการให้บริการ C_t แทนวิวัฒนาการของสถานะผู้ให้บริการ (server states) และที่การมอดูเลตแบบปรับตัวได้ใช้โหนด n ในการมอดูเลต ทำให้ช่องสัญญาณเข้าไปอยู่ในสถานะที่ n แล้วรูปแบบของกระบวนการให้บริการ C_t จะเท่ากับ FSMC เมตริกซ์ความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงสถานะ จาก (4.22)

5.1.3 สถานะรีเคอร์ชันของคิว (queue state recursion)

ถ้าใช้แบบจำลองของกระบวนการให้บริการคิวความสำคัญจะอยู่ที่การใช้งานคิวจะสามารถอธิบายได้ดังนี้ โดยที่ U_t แสดงสถานะของคิว (จำนวนของแพ็กเก็ตในคิว) ที่จุดสิ้นสุดของ t หรือจุดเริ่มต้นเวลา $t+1$ สามารถแสดงได้ในรูปที่ 5.1 แล้วจะได้

$$U_t = \mathbb{I} := \{0, 1, \dots, K\} \quad (5.4)$$

โดยจะสมมุติว่าตัวส่งแรกทำการส่งแพ็กเก็ตออกจากคิวที่เวลาเริ่มต้น t บนการให้สถานะบริการ C_t แพ็กเก็ตที่เข้ามาในคิวจะอยู่ตลอดเวลา t หลังจากนั้นส่งแพ็กเก็ต C_t ออกจากคิว โดยที่แพ็กเก็ตฝั่งซ้ายก่อนเข้าไปในคิวจะเป็น



รูปที่ 5.1 แบบจำลองรีเคอร์ซีฟของคิว

$$L_t = \max \{0, U_{t-1} - C_t\} \quad (5.6)$$

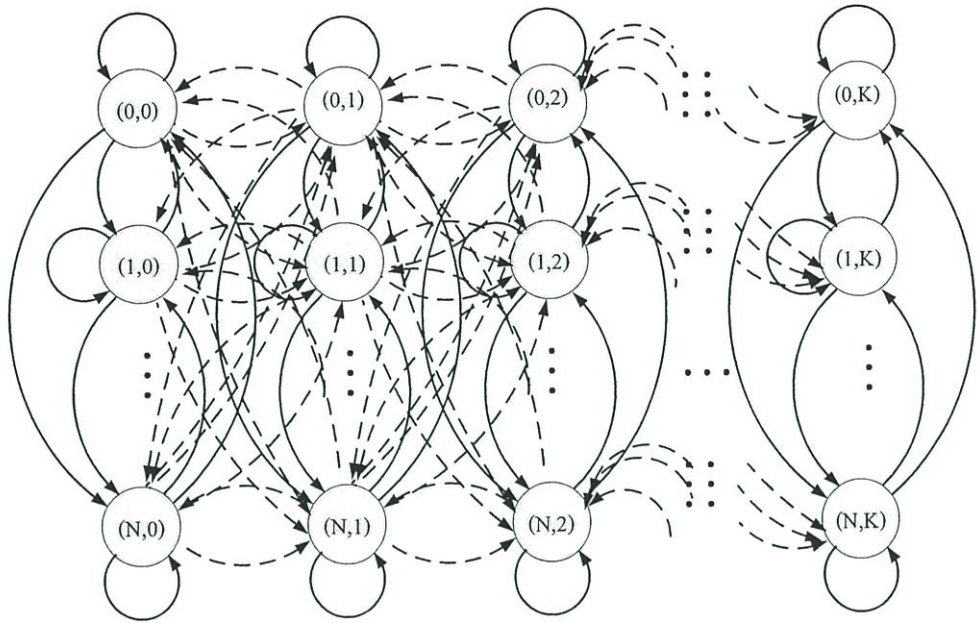
แล้วจำนวนสล็อตอิสระในคิวที่เวลาเริ่มต้น t เป็น

$$F_t = K - L_t = K - \max \{0, U_{t-1} - C_t\} \quad (5.7)$$

ถ้า $A_t \leq F_t$ เป็นแพ็กเก็ตทั้งหมดที่เข้ามาในคิวแล้วสถานะคิวมาจาก $U_t = L_t + A_t$ หรืออีกกรณีหนึ่งถ้า $A_t > F_t$ จะเป็นเฉพาะแพ็กเก็ต F_t ที่เข้าไปในคิวและจะเหลือแพ็กเก็ต $A_t - F_t$ ที่ครอบ แล้วจะได้ว่าสถานะคิวได้มาจาก $U_t = K$ แล้วการรีเคอร์ชันของสถานะคิวจะได้

$$U_t = \min \{K, \max \{0, U_{t-1} - C_t\} + A_t\} \quad (5.8)$$

จาก (5.8) จะได้ที่สถานะคิว U_t ที่ขึ้นอยู่กับ (U_{t-1}, C_t, A_t) และถ้าให้ A_t เป็นอิสระจาก U_{t-1} และ C_t แล้ว จะสามารถแยก A_t จากสถานะ (U_{t-1}, C_t) โดยที่ C_t และ U_{t-1} จะมีความสัมพันธ์กัน ในการวิเคราะห์พฤติกรรมของระบบ จะขยายโครงสร้างของ FSMC กับสถานะ (U_{t-1}, C_t) แล้วใส่สถานะคิวและสถานะให้บริการเข้าไป จะเหมือนกับที่นำเสนอใน [27] ที่เป็นการหา joint stationary distribution ของสถานะ (U_{t-1}, C_t) และ stationary distribution ของคิว U_{t-1} สามารถหาได้จาก marginal distribution แม้กระนั้นมันก็ไม่จำเป็นมากนักในการออกแบบนี้ โดยจะสามารถประมาณค่าได้จาก joint distribution



รูปที่ 5.2 แผนภาพมาร์คอฟเชน (Markov chain diagram)

5.1.4 Stationary distribution

(U_{t-1}, C_t) เป็นสถานะคิวและสถานการณ์ให้บริการคิวและ $P_{(u,c),(v,d)}$ แสดงความน่าจะเป็นในการเปลี่ยนจาก $(U_{t-1}=u, C_t=c)$ ไปเป็น $(U_t=v, C_t=d)$ โดยที่ $(u,c) \in \Pi \times C$ และ $(v,d) \in \Pi \times C$ โดยแสดงในแผนภาพมาร์คอฟเชน (Markov chain diagram) รูปที่ 5.2 แล้วสามารถสร้างเมตริกซ์ความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงได้ดังนี้

$$P = \begin{bmatrix} A_{0,0} & A_{0,1} & \cdots & A_{0,K} \\ A_{1,0} & A_{1,1} & \cdots & A_{1,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{K,0} & A_{K,1} & \cdots & A_{K,K} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

โดยที่เมตริกซ์ย่อย $A_{u,v}$ หาได้จาก

$$A_{u,v} = \begin{bmatrix} P_{(u,c_0),(v,c_0)} & \cdots & P_{(u,c_0),(v,c_N)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{(u,c_N),(v,c_0)} & \cdots & P_{(u,c_N),(v,c_N)} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

แล้วสามารถหา $P_{(u,c),(v,d)}$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 & P_{(u,c),(v,d)} \\
 &= P(U_t = u, C_{t+1} = d | U_{t-1} = u, C_t = c) \\
 &= P(C_{t+1} = d | C_t = c) P(U_t = u | U_{t-1} = u, C_t = c) \\
 &= P_{c,d} P(U_t = v | U_{t-1} = u, C_t = c)
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

จากสมการที่ผ่านมาจะเห็นว่า C_{t+1} จะขึ้นอยู่กับ C_t แล้วจะสามารถหา $P(C_{t+1} = d | C_t = c)$ ได้จาก (4.22) และจาก (5.8) สามารถจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 & P(U_t = v | U_{t-1} = u, C_t = c) \\
 &= \begin{cases} P(A_t = v - \max\{0, u - c\}), & \text{if } 0 \leq v < K \\ 1 - \sum_{0 \leq v < K} P(U_t = v | U_{t-1} = u, C_t = c), & \text{if } v = K \end{cases}
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

รวมสมการที่ (5.10)-(5.12) แล้วแทนค่าสมการ (5.9) หลังจากนั้นจะสามารถหา stationary distribution ดังนี้

$$P(U = u, C = c) = \lim_{t \rightarrow \infty} P(U_{t-1} = u, C_t = c) \tag{5.13}$$

หลังจากนั้นจะได้ว่า $\pi_{(u,c)} := P(U = u, C = c)$ แล้วจะได้จากเวกเตอร์แถวดังนี้

$$\pi = [\pi_{(0,c_0)}, \dots, \pi_{(0,c_N)}, \dots, \pi_{(K,c_0)}, \dots, \pi_{(K,c_0)}] \tag{5.14}$$

ดังนั้นจะได้ stationary distribution ของ (U_{t-1}, C_t) สามารถคำนวณได้ดังนี้ [9],[23]

$$\pi = \pi P, \quad \sum_{u \in \Pi, c \in C} \pi_{(u,c)} = 1 \tag{5.15}$$

ซึ่งจะบอกเป็นนัยว่า π เป็นเวกเตอร์เงาของ P ที่เหมือนเป็นค่าเงาของ 1

ตามหลักการของ stationary distribution ของ π เป็นวิธีการประเมินความต้องการของการทำงานในระบบ แต่ในขั้นแรกที่ต้องการแสดงรายละเอียดจะเป็นโอกาสที่แพ็กเก็ตดรอป (packet dropping probability: P_d)

5.2 โอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอป (packet dropping probability) และ การทำงานของระบบ

ถ้าให้ D_t เป็นจำนวนของแพ็กเก็ตที่ดรอป ณ เวลา t โดยใช้สมการที่ (5.7) และจะได้ D_t เป็น

$$\begin{aligned} D_t &= \max\{0, A_t - F_t\} \\ &= \max\{0, A_t - K + \max\{0, U_{t-1} - C_t\}\} \end{aligned} \quad (5.16)$$

โดยค่านี้อาจขึ้นอยู่กับ A_t , U_{t-1} และ C_t โดยจุดมุ่งหมายที่ต้องการหาค่า stationary behavior ของ D_t ขณะที่ $t \rightarrow \infty$ หลังจากนั้นจะได้ว่า $(U, C) := \lim_{t \rightarrow \infty} (U_{t-1}, C_t)$ และเนื่องจาก A_t เป็นสแตชันนารี แล้วลิมิตการกระจายขณะที่ $t \rightarrow \infty$ แล้ว $A = \lim_{t \rightarrow \infty} A_t$ จะได้ว่า

$$P(A = a) = P(A_t = a) \quad (5.17)$$

และ $E\{A\} = E\{A_t\} = \lambda T_f$ จาก (5.16) stationary distribution ของ D_t จะได้ว่า

$$\begin{aligned} D &:= \lim_{t \rightarrow \infty} D_t \\ &= \lim_{t \rightarrow \infty} \max\{0, A_t - K + \max\{0, U_{t-1} - C_t\}\} \\ &= \max\{0, A - K + \max\{0, U - C\}\} \end{aligned} \quad (5.18)$$

จากสมการที่ (5.13) และ (5.18) แล้วจำนวนเฉลี่ยของแพ็กเก็ตที่ดรอปต่อเวลาสามารถคำนวณได้ จากสมการที่ (5.19)

$$\begin{aligned} E\{D\} &= \sum_{a \in A, u \in U, c \in C} DP(A = a, U = u, C = c) \\ &= \sum_{a \in A, u \in U, c \in C} \left[\max\{0, a - K + \max\{0, u - c\}\} \times P(A = a) \times P(U = u, C = c) \right] \end{aligned} \quad (5.19)$$

จากสมการที่ (5.17) และ (5.19) แล้วสามารถคำนวณ P_d ได้ดังนี้

$$P_d := \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\sum_{t=1}^T D_t}{\sum_{t=1}^T A_t} = \frac{E\{D\}}{E\{A\}} = \frac{E\{D\}}{\lambda T_f} \quad (5.20)$$

วิธีการวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดการกำหนดขนาดความจุของคิว และการเพิ่มประสิทธิภาพ โดยใช้การมอดูเลตแบบปรับตัวได้ในช่องสัญญาณ MIMO นาคากามิ-เอ็มเฟดดิ้ง โดยที่กำหนด P_d เป็นโอกาสที่จะเกิดการครอบของแพ็กเกตในคิว แล้วแพ็กเกตจากจุดกำเนิดไปถึงตัวรับจะมีความน่าจะเป็นที่ไม่เกิดการครอบในคิวเป็น $1 - P_d$ และแพ็กเกตที่ผ่านช่องสัญญาณไร้สายจะมีความน่าจะเป็นที่จะสามารถรับได้เป็น $1 - P_0$ โดยที่ P_0 เป็น PER ที่ต้องการ แล้วแพ็กเกตที่สามารถรับได้โดยไม่ผิดพลาดเป็น $(1 - P_d)(1 - P_0)$ ดังนั้นอัตราการสูญหายของแพ็กเกต (packet loss rate) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\xi = 1 - (1 - P_d)(1 - P_0) \quad (5.21)$$

แล้วค่าเฉลี่ยทราฟฟิค (average throughput) จะได้เป็น

$$\eta = (\lambda T_f) \cdot (1 - P_d) \cdot (1 - P_0) \quad (5.22)$$

5.3 ตัวอย่างในการออกแบบครอสเดเลย์อร์

ในการออกแบบครอสเดเลย์อร์จะกำหนดให้ f_d , $\bar{\gamma}$ และ m ให้เหมาะสมในการแสดงประสิทธิภาพของระบบในที่นี้ก็คือค่าเฉลี่ยอัตราแพ็กเกตผิดพลาดและค่าทราฟฟิค หลังจากนั้นหาค่า P_0 , b , K , λ , และ T_f ให้เหมาะสมที่สุดซึ่งเป็นข้อจำกัดทางปฏิบัติ หลังจากนั้นสามารถแสดงตัวอย่างง่ายๆได้โดยการกำหนด b , K , λ , และ T_f ให้คงที่แล้วหาค่า P_0 ที่เหมาะสมกับการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ทำให้อัตราการสูญหายของแพ็กเกตน้อยที่สุด และทำให้ค่าทราฟฟิคสูงที่สุดแล้วจะสังเกตเห็นว่า P_0 จะส่งผลต่ออัตราการสูญหายของแพ็กเกตซึ่งจะสามารถแสดงได้เป็น 2 ทาง ทางแรกจะเป็นส่งผลโดยตรงต่อการควบคุม PER ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ และอีกทางจะส่งผลทางอ้อมแก่โอกาสในการครอบของแพ็กเกต P_d ที่ดาต้าลิงค์เลเยอร์ ถ้าเป็นเช่นนี้แล้วจะสามารถคำนวณหาค่าที่เหมาะสมของ P_0 (P_0^{opt}) ซึ่งจะสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังนี้

ขั้นแรก จะคำนวณหา $\xi(P_0)$ สำหรับแต่ละค่าของ $P_0 = P$ โดยที่ P เป็นเซตของอัตราการสูญหายของแพ็กเกตที่ต้องการเช่น $P = \{P_0 : 0 < P_0 < 1\}$

ขั้นที่สอง จะกำหนดค่าที่เหมาะสมของ P_0 ได้เป็น

$$P_0^{opt} = \arg \min_{P_0 \in P} \xi(P_0) \quad (5.23)$$

ในการทำงานแต่ละขั้นจะวนซ้ำทุกครั้งที่พารามิเตอร์มีการเปลี่ยนแปลง แล้วจะสังเกตได้ว่า $\xi(P_0)$ ในขั้นแรกจะได้รับผลพารามิเตอร์ที่ค่าด้าลิงค์เลเยอร์ได้แก่ K และ λ ในทุกๆจำนวนของ P_d ดังนั้นค่า P_0^{opt} ที่ฟังก์ชันคอลเลเยอร์ในขั้นที่สองจะเป็นการพิจารณาคุณสมบัติของค่าด้าลิงค์เลเยอร์ และนี่จะเป็นการออกแบบครอสเลเยอร์ตามความเป็นจริง ซึ่งจะสามารถสนับสนุนผลที่ได้ว่าเป็นจริงได้จากการผลจากการคำนวณเชิงเลข เช่นการออกแบบเป็นการปรับปรุงการทำงานของระบบในการเปรียบเทียบแต่ละกรณี โดยที่ P_0 เป็นเซตที่ยืดคุณสมบัติของฟังก์ชันคอลเลเยอร์ที่ไม่พิจารณาเลเยอร์ที่สูงกว่า

จุดมุ่งหมายของการแนะนำโครงสร้างของเลเยอร์ คือสามารถทำให้ง่ายขึ้นในการอิมพลีเมนต์และการจัดการกับระบบสื่อสารที่ยากจะเข้าใจ ดังนั้นในการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบจึงมีความเกี่ยวข้องกับการออกแบบเลเยอร์อื่น ในทางปฏิบัติการออกแบบครอสเลเยอร์ควรที่จะทำให้ความซับซ้อนของระบบลดเหลือน้อยที่สุด และข่าวสารของครอสเลเยอร์ที่ข้ามระหว่างเลเยอร์ต้องมีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด ซึ่งเป็นจุดประสงค์หลักของการออกแบบครอสเลเยอร์

บทที่ 6

ผลการวิเคราะห์

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาผลกระทบโดยรวมที่เกิดจากกำหนดความยาวของคิว และการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบ โดยใช้เทคนิค MIMO และการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ ในระบบที่การเชื่อมต่อแบบใช้สายและไร้สาย บนช่องสัญญาณนาคากามิ-เอ็มเฟดิงโดยจะทำการหาโอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอป (packet dropping; P_d) ในคิว แล้วนำไปคำนวณหาอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ต (Packet Loss Rate; PLR) และค่าทราฟฟิค (Throughput) ของระบบ

6.1 การสมมุติการทำงานของระบบ

ในวิทยานิพนธ์นี้จะสมมุติระบบดังนี้

- การมอดูเลตแบบปรับตัวจะปรับเป็นรูปแบบเฟรมต่อเฟรม (frame by frame)
- Channel State Information (CSI) แบบสมบรูณ์ที่ใช้ที่เครื่องรับ และเหมือนกับเป็นการเลือกโหมด และป้อนกลับไปยังเครื่องส่งโดยจะไม่มีความคิดพลาดเกิดขึ้น [1],[23]
- การตรวจจับความผิดพลาด (Error detection) ของ CRC จะสมบรูณ์แบบ โดยสามารถเชื่อถือในการตรวจจับความผิดพลาดรหัส CRC ในการคำนวณทราฟฟิคจะไม่รวมเฮดเดอร์ของแพ็กเก็ตและ CRC พาริตี (parity bits) บิตต่อแพ็กเก็ตเพราะไม่มีความสัมพันธ์ต่อ payload
- ในเครื่องรับถ้าแพ็กเก็ตที่รับได้เกิดความเสียหายอย่างมากจนกระทั่งภาครับไม่สามารถตรวจสอบการส่งแพ็กเก็ตจากภาคส่งได้ แล้วแจ้งว่าแพ็กเก็ตเกิดการสูญหายขึ้น
- เมื่อคิวบรรจุแพ็กเก็ตจนเต็ม แพ็กเก็ตที่เข้ามาใหม่จะถูกรอที่ทันที ทำให้ไม่สามารถนำข้อมูลกลับมาได้อย่างสมบรูณ์

6.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

ในส่วนนี้จะแสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ โดยสามารถแสดงได้ดังตาราง 6.1

ตารางที่ 6.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

System Parameters	Values
Modulation Scheme	BPSK, QPSK, 8QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM
Rate space-time block code (R_c)	1 (full rate)

ตารางที่ 6.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ (ต่อ)

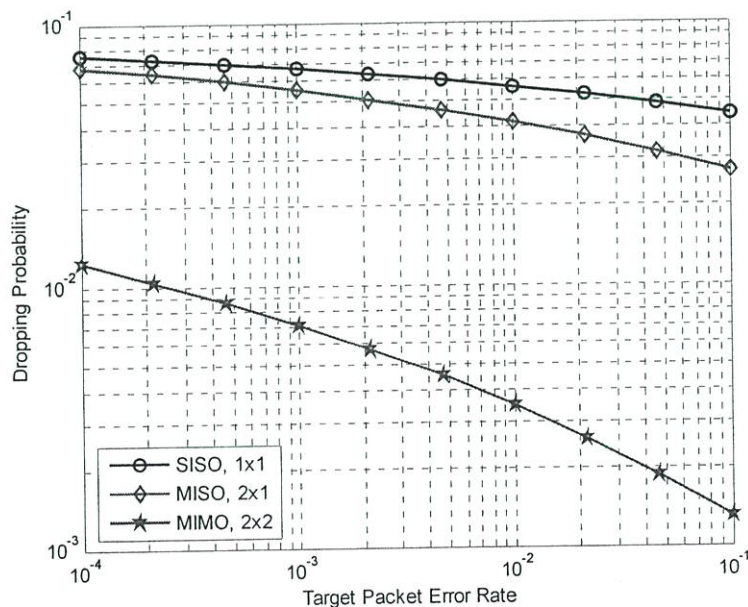
Frame length (T_f)	2 (ms)
Doppler frequency (f_d)	10 (Hz)
Queue length (K)	10 (packets)
Poisson arrival rate (λT_f)	2 (packets/time-unit).
Packet length (N_b)	1080

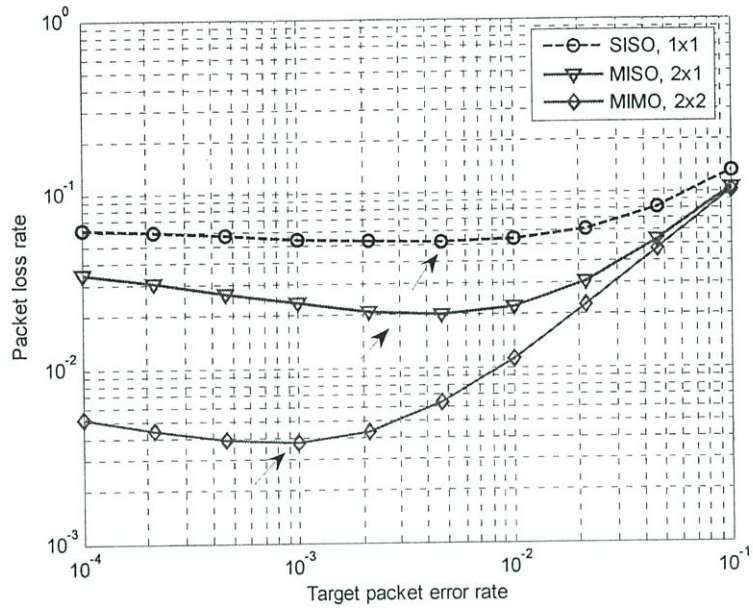
6.3 ผลการวิเคราะห์การทำงานของระบบ

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลที่ได้จากการวิเคราะห์การทำงานของระบบ โดยใช้การวิเคราะห์เชิงเลข (Numerical method) ที่กำหนดพารามิเตอร์ดังตารางที่ 6.1 โดยจะทำการวิเคราะห์จำนวนสายอากาศที่ใช้ในระบบ ผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิ้งและผลจากค่า SNR ที่ได้รับ จุดที่สูงที่สุดจะเป็นตำแหน่งที่ให้ค่า target PER และอัตราการสูญหายของแพ็กเกตต่ำที่สุด และนอร์มัลไลซ์ทราฟฟิคสูงสุด ซึ่งจะเป็นการออกแบบครอสเดเยอร์ของเรา แล้วจะสามารถวิเคราะห์การทำงานของระบบได้ดังนี้

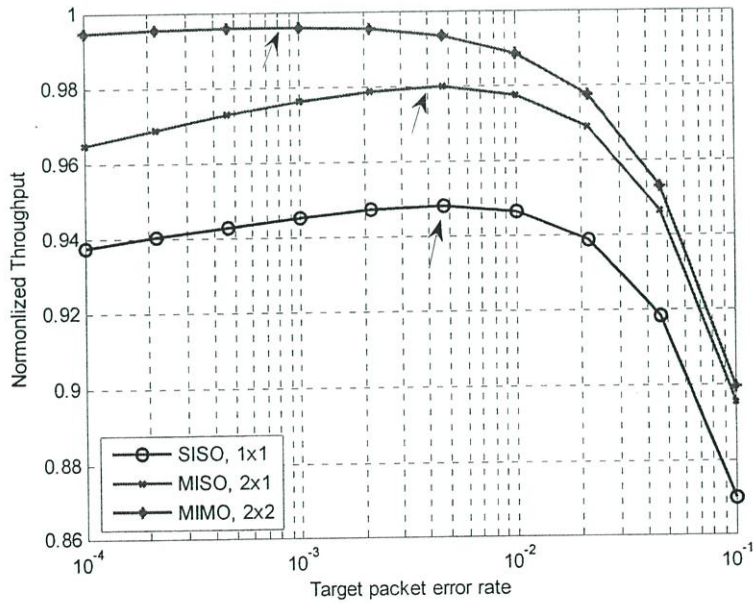
6.3.1 การวิเคราะห์จำนวนสายอากาศที่ใช้ในระบบ

รูปที่ 6.1, 6.2 และ 6.3 แสดงโอกาสที่แพ็กเกตดรอป (P_d) อัตราการสูญหายของแพ็กเกต (packet loss rate; ξ) และนอร์มัลไลซ์ทราฟฟิค (Normalized throughput: $\eta / \lambda T_f$) ของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ตามลำดับ โดยกำหนดให้ ค่าเฉลี่ย SNR=20 และจำนวนโหนดทั้งหมด 4 โหนด ($N=4$) แล้วทำการวิเคราะห์ผลตาม target PER ของระบบ

รูปที่ 6.1. โอกาสที่แพ็กเกตดรอป (P_d) โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$



รูปที่ 6.2. อัตราการสูญหายของแพ็กเกต (ξ) โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$

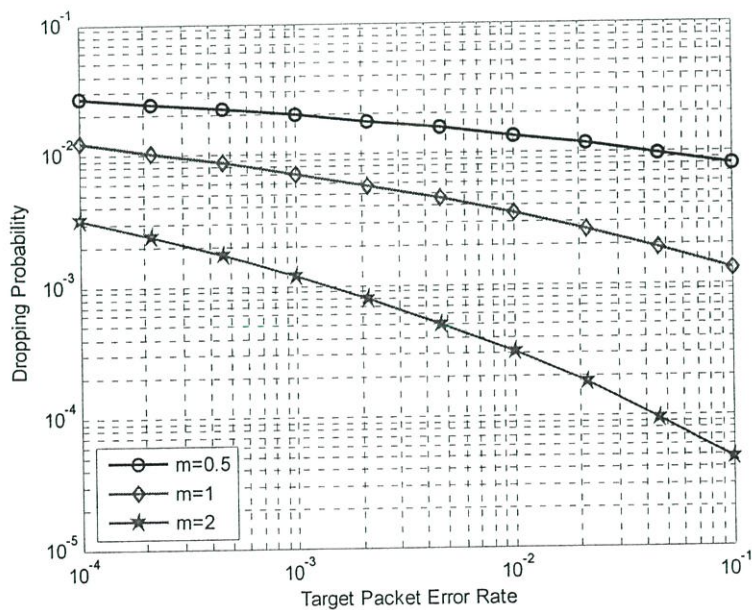


รูปที่ 6.3. นอร์มัลไลซ์ทราฟฟิค ($\eta / \lambda T_f$) โดยเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ $n_T \times n_R$

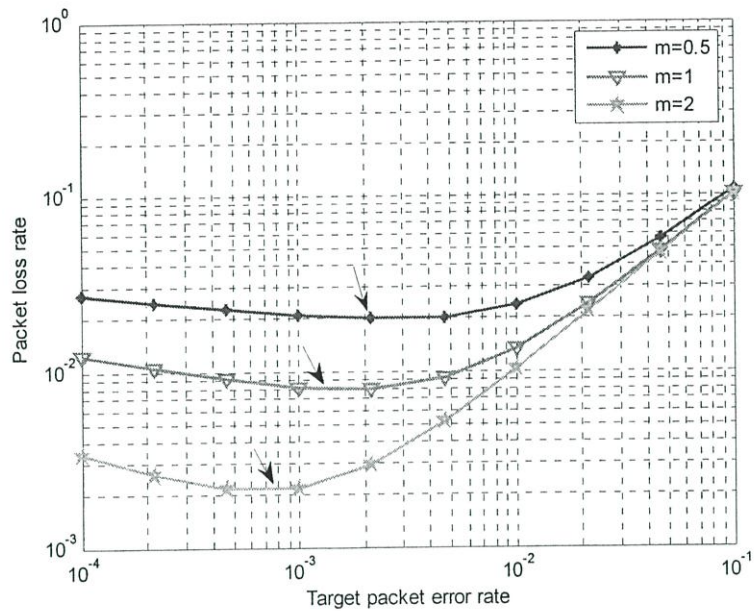
จากรูปที่ 6.1, 6.2 และ 6.3 จะเห็นว่าเมื่อค่าอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดที่ต้องการมีค่ามากขึ้นจะทำให้โอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอปลดลง และระบบที่ใช้ SISO จะให้โอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอปและค่าอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตสูงที่สุดในส่วน MISO และ MIMO จะลดลงตามลำดับ เมื่อสังเกตนอร์มัลไลซ์ทรูพุตจะพบว่าระบบ MIMO จะให้ค่าทรูพุตสูงที่สุดในส่วน MISO และ SISO จะลดลงตามลำดับ ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มจำนวนของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นที่เครื่องรับหรือเครื่องส่งจะทำให้โอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอป อัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตมีค่าลดลง และนอร์มัลไลซ์ทรูพุตมีค่าเพิ่มขึ้น

6.3.2 การวิเคราะห์ผลกระทบจากเฟดดิ้ง

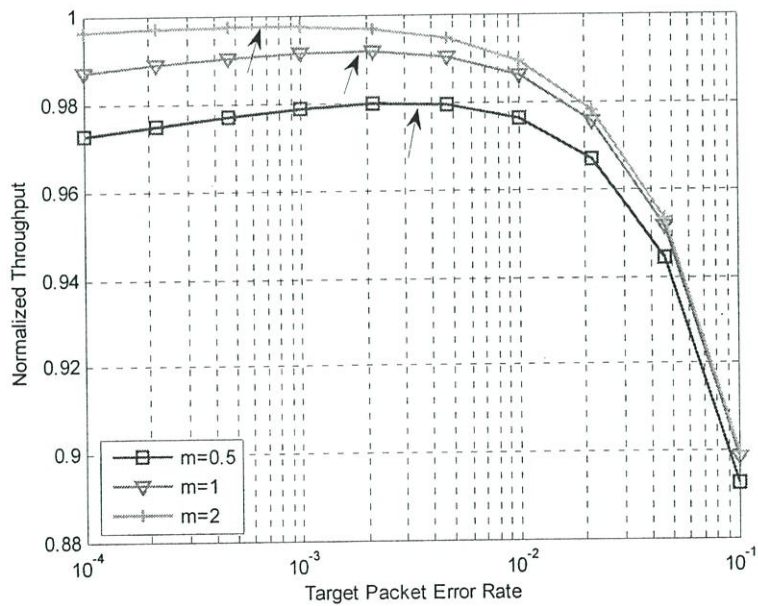
รูปที่ 6.4, 6.5 และ 6.6 แสดงโอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอป อัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตและนอร์มัลไลซ์ทรูพุตของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ตามลำดับ เมื่อต้องการปรับปรุงคุณภาพของช่องสัญญาณโดยการเพิ่มค่า m แล้วกำหนดให้ระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสา ค่าเฉลี่ย SNR=15 และจำนวนโหนดทั้งหมด 4 โหนด ($N=4$) แล้วทำการวิเคราะห์ผลตาม target PER ของระบบ



รูปที่ 6.4. โอกาสที่แพ็กเก็ตจะดรอป (P_d) โดยเปรียบเทียบกระทบจากเฟดดิ้ง



รูปที่ 6.5. อัตราการสูญหายของแพ็กเกต (ξ) โดยเปรียบเทียบกระหนบจากเฟดดิ้ง

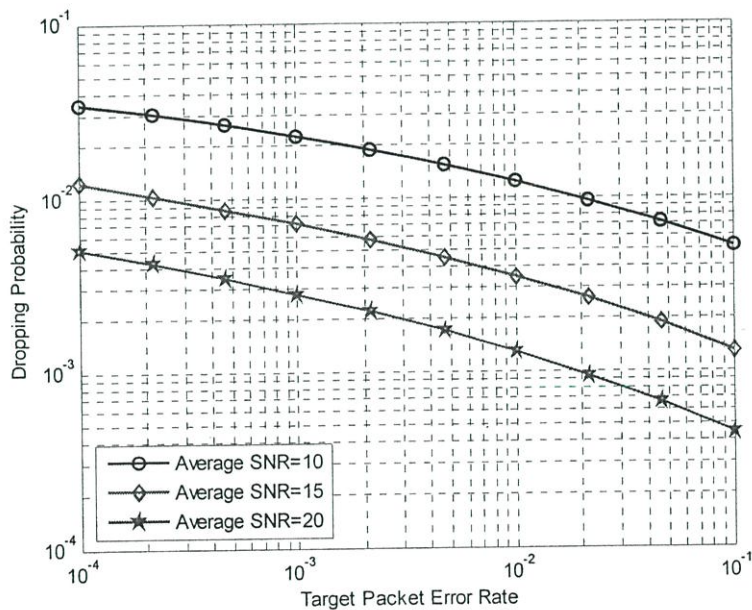


รูปที่ 6.6. นอร์มัลไลซ์ทรูพุต ($\eta / \lambda T_f$) โดยเปรียบเทียบจำนวนกระหนบจากเฟดดิ้ง

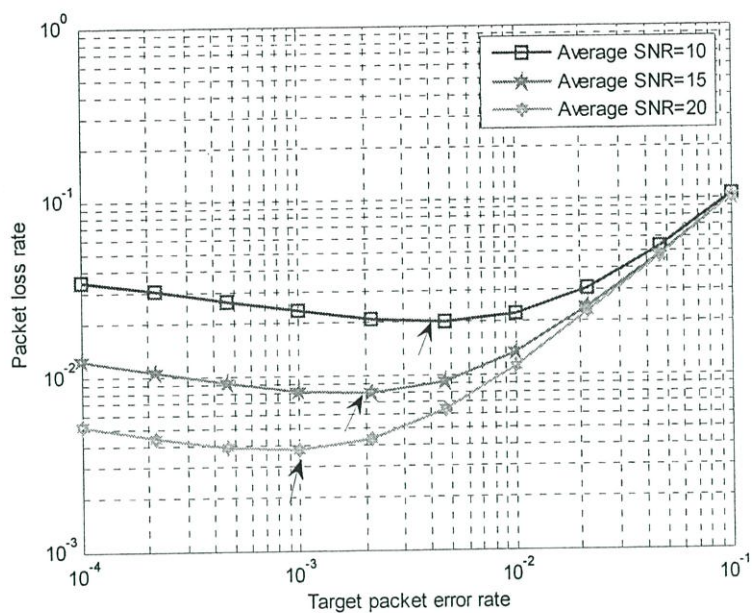
จากรูปจะเห็นว่าเมื่อค่าอัตราแพ็กเก็ตผิดพลาดที่ต้องการมีค่ามากขึ้นจะทำให้โอกาสที่แพ็กเก็ตดรอปลดลงและระบบที่ได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งที่ $m=0.5$ จะให้โอกาสที่แพ็กเก็ตดรอป ค่าอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตสูงที่สุด ในส่วน $m=1$ และ 2 จะลดลงตามลำดับ เมื่อสังเกตนอร์มัลไลซ์ทรูพุตจะพบว่าระบบ $m=2$ จะให้ค่าทรูพุตสูงที่สุดส่วน $m=1$ และ 0.5 จะลดลงตามลำดับ แสดงว่าเมื่อผลกระทบจากเฟดดิ้งลดลงทำให้โอกาสที่แพ็กเก็ตดรอปและอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตมีค่าลดลง ส่วนนอร์มัลไลซ์ทรูพุตมีค่าเพิ่มขึ้น

6.3.4 การวิเคราะห์ผลจากค่า SNR ที่ได้รับ

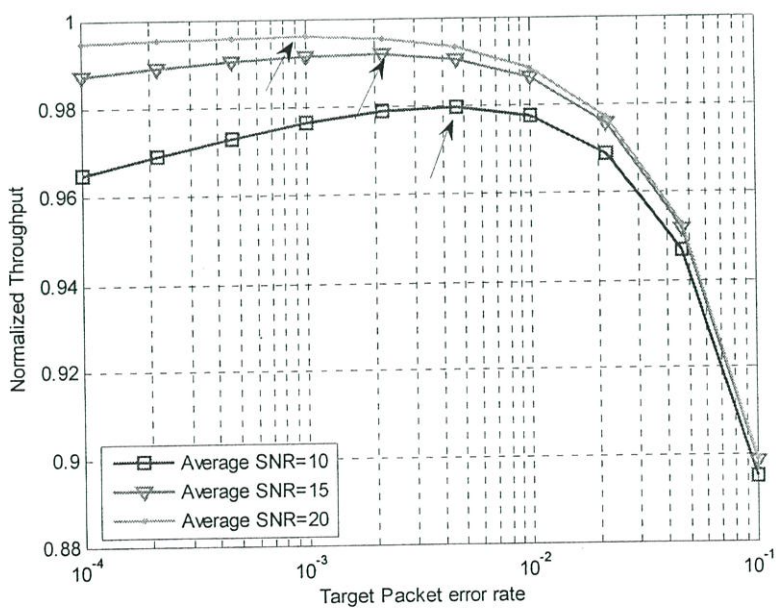
ในการวิเคราะห์จะใช้ระบบ MIMO ที่ใช้สายอากาศเครื่องส่งและสายอากาศเครื่องรับอย่างละ 2 เสา จำนวนโมดของการการมอดูเลต $N=4$ และพารามิเตอร์นาคาอามิ-เอ็มเฟดดิ้ง $m=1$ โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$) รูปที่ 6.7, 6.8 และ 6.9 แสดงโอกาสที่แพ็กเก็ตดรอป อัตราการสูญหายของแพ็กเก็ต และนอร์มัลไลซ์ทรูพุตของการมอดูเลตแบบปรับตัวได้ตามลำดับ แล้วทำการวิเคราะห์ผลตาม target PER ของระบบ



รูปที่ 6.7. โอกาสที่แพ็กเก็ตดรอป (P_d) โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$)



รูปที่ 6.8. อัตราการสูญหายของแพ็กเกต (ξ) โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$)



รูปที่ 6.9. นอร์มัลไลซ์ทรูพุด ($\eta / \lambda T_r$) โดยเปรียบเทียบค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$)

จากรูปจะเห็นว่าระบบที่มีค่าเฉลี่ย SNR=10 จะให้ทำให้โอกาสที่แพ็กเก็ตครอบ อัตรการสูญหายของแพ็กเก็ตสูงที่สุดในส่วนค่าเฉลี่ย SNR=15 และ 20 จะลดลงตามลำดับ เมื่อสังเกตนอร์มัลไลซ์ทรูพุตจะพบว่าระบบที่มีค่าเฉลี่ย SNR=20 จะให้ค่าทรูพุตสูงที่สุดส่วนค่าเฉลี่ย SNR=15 และ 10 จะลดลงตามลำดับ แสดงว่าเมื่อค่าเฉลี่ย SNR ($\bar{\gamma}$) ของระบบเพิ่มขึ้นทำให้โอกาสที่แพ็กเก็ตครอบและอัตราการสูญหายของแพ็กเก็ตมีค่าลดลง ส่วนนอร์มัลไลซ์ทรูพุตมีค่าเพิ่มขึ้น

บทที่ 7

สรุปผลการวิเคราะห์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จะนำเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่กำหนดพลังงานให้คงที่มาประยุกต์ร่วมกับ MIMO โดยใช้การเข้ารหัสบล็อกแบบปริภูมิ-เวลาแบบตั้งฉาก โดยใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของมาร์คอฟ แล้วอาศัยทฤษฎีคิวเข้ามาช่วยในการศึกษาและวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ โดยกำหนดความยาวของคิวคงที่ (finite-length queuing) แล้ววัดประสิทธิภาพของระบบจากโอกาสที่แพ็กเกตดรอป (Dropping Probability) อัตราการสูญหายของแพ็กเกต (Packet Loss Rate) และค่าทราฟฟิค (Throughput) ของระบบ

จากการวิเคราะห์โอกาสที่แพ็กเกตดรอปและอัตราการสูญหายของแพ็กเกต เมื่อเพิ่มจำนวนของสายอากาศไม่ว่าจะเป็นที่เครื่องรับหรือเครื่องส่ง จะทำให้การดรอปของแพ็กเกตลดลง เนื่องจากเทคนิค MIMO สามารถที่สามารถปรับปรุงคุณภาพของช่องสัญญาณลดผลกระทบที่เกิดจากเฟดดิ้งลงน้อยลงได้ และจากการที่การดรอปของแพ็กเกตลดลงจะส่งผลให้อัตราการสูญหายของแพ็กเกตและโอกาสที่แพ็กเกตดรอปลดลง ส่วนค่าทราฟฟิคเพิ่มมากขึ้น

ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบที่ทำการปรับปรุงการออกแบบครอสเลเยอร์ที่ทำให้ได้อัตราแพ็กเกตผิดพลาดที่ต้องการ (Target PER) เหมาะที่สุดที่จะใช้ในเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้ที่ฟิสิกส์คอลเลเยอร์ โดยทำให้อัตราการสูญหายของแพ็กเกตน้อยที่สุด และค่าทราฟฟิคสูงที่สุด ซึ่งจะทำให้ข่าวสารของครอสเลเยอร์มีการเปลี่ยนแปลงน้อยที่สุด ส่งผลให้ประสิทธิภาพของระบบที่ใช้รวมงานกับเลเยอร์ที่สูงขึ้นไปดีขึ้นด้วย ซึ่งเป็นจุดประสงค์หลักของการออกแบบครอสเลเยอร์โดยที่เทคนิค MIMO และเทคนิคมอดูเลตแบบปรับตัวได้จะปรับปรุงประสิทธิภาพของช่องสัญญาณเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศจะทำให้คุณภาพของช่องสัญญาณดีขึ้นจะทำให้อัตราการสูญหายของแพ็กเกตน้อยลง และค่าทราฟฟิคสูงขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] S. T. Chung and A. Goldsmith, "Degree of Freedom in Adaptive Modulation: A Unified View," *IEEE Trans on Communication*, Vol. 49, No. 9, pp. 1561-1571, Sept. 2001.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] G. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communication* Taylor and Francis, 2006.
- [4] G. J. Foschini and M. J. Gans "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *IEEE Wireless Personal Communications*, Vol. 6, March 1998, pp. 311-335.
- [5] S. M. Alamouti "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on selected Areas in communications*, Vol. 16, No. 8, October 1998, pp. 1451-1458.
- [6] V. Tarok, H. Jafarkhami and A. R. Calderbank, "Space-time block codes form orthogonal design," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 45, No. 5, July 1999, pp. 1456-1467.
- [7] V. Tarok, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Transaction on Information Theory*, Vol. 44, No. 2, March 1998, pp.744-765.
- [8] H. S. Wang and N. Moayeri, "Finite-State Markov Channel-A Useful Model for Radio Communication Channels." *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, Vol. 44, No. 1, February 1995, pp. 163-171.
- [9] D. Bertsekas and R. Gallager, *Data Networks*, Prentice Hall, 1992.
- [10] J. Razavilar, K. J. Ray Liu and S. I. Marcus, "Jointly Optimized Bit-Rate/Delay Control Policy for Wireless Packet Networks With Fading Channels," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 50, No. 3, March 2002, pp. 484-494.
- [11] Z. Liu and D. C. Yang, "Research on Finite-state Markov model for Rayleigh Fading Channels" *IEEE Mobile technology, Applications and Systems*, 2005 2nd.
- [12] C. D. Iskander and P. Takis Mathiopoulos, "Finite-State Morkov Modeling of Diversity Nakagami Channels" *Proc. Seventh Canadian Workshop on Information Theory*.

- [13] V. Srivastava and M. Motani, "Cross-Layer Design: A Survey and the Road Ahead," *IEEE Commun. Mag.*, Dec. 2005, pp. 112-119
- [14] V. Kawadia and P. R. Kumer, "A Cautionary Perspective on Cross layer Design" *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 1, Feb. 2005, pp. 3-11.
- [15] S. Shakkottai, T. S. Rappaport and P. C. Karlsson, "Cross-Layer Design for Wireless Networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 41, No. 10, Oct. 2003, pp. 74-80.
- [16] V.T. Raisinghani and S. Iyer, "Cross-Layer Design Optimization in Wireless Protocol Stacks," *Comp. Commun.*, Vol. 27, 2004, pp. 720-724.
- [17] Z. Ji-et-al, "Exploiting Medium Access Diversity in Rate Adaptive Wireless LANs," *Proc Annual Int'l. Symp. Mobile Comp. and Net.*, Philadelphia, PA, Oct. 2004.
- [18] G. Dimic, N. D. Sidiropoulos and R. Zhang, "Medium Access Control-Physical Cross-Layer Design," *IEEE Sis. Proc.*, Vol. 21, No. 5, Sept. 2004, pp. 40-50.
- [19] Q. Liu, S. Zhou and G. B. Giannakis, "Cross-Layer Combining of Adaptive Modulation and Coding with Truncated ARQ Over Wireless links," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 3, No. 5, Sept. 2004, pp. 1746-1755.
- [20] Q. Wang and M. A. Abu-Rgheff, "Cross-Layer Signaling for Next-Generation Wireless Systems," *Proc. IEEE Wireless commun. And Net. Conf.*, New Orleans, LA, Mar. 2003.
- [21] R. Braden, T. Faber and M. Handley, "From Protocol Stack to Protocol Heap — Role-Based Architecture," *Proc. Hot Topics in Net.*, Princeton, NJ, Mar. 2002.
- [22] A. Aoufexi, S. Armour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, J. McGeenhan and P. Karlsson, "A Comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 5, May 2002, pp.172-180.
- [23] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Adaptive modulation over Nakagami fading channels," *J. Wireless Commun.*, Vol. 13, No. 1-2. May. 2000, pp. 119-143.
- [24] S. Sandhu and A. Paulraj, "Space Time Block Codes: A Capacity Perspective," *IEEE Communications Letters*, Vol. 4, No. 12, December 2000, pp. 386-386.
- [25] A. Maaref and S. Aissa, "Adaptive modulation using orthogonal STBC in MIMO Nakagami fading channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. Spread Spectrum Techniques and Applications. (ISSSTA' 04)*, Sydney, Australia, Sept. 2004.
- [26] M. D. Yacoub, J. E. Vargas Bautista, and L. G. de R. Guedes, "On higher order statistics of the Nakagami-m distribution," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, No. 3, May 1999, pp. 790-794.

- [27] H. K. Shiu, Y. H. Chang, T. C. Hou and C. S. Wu, "Performance analysis of TCP over wireless link with dedicated buffer and link level error contro, Proc. Int. Conf. Commun., Vol. 10, Amsterdam, Netherlands, Jun.-Jul. 2001, pp. 3211-3216.
- [28] P. Moungnoul and T. Kungmat, "Performance Analysis of Adaptive Modulation System over Fading Channel Model," in proc. Fourth IASTED conference on Communication Systems and Network 2007, Phuket, Thailand, pp.40-43.
- [29] O. Tirkkonen and A. Hottinen, "Square-matrix embeddable space-time block codes for complex signal constellations," IEEE Trans. On Wireless Communications, Vol.48, No. 2, February 2002, pp. 270-395.
- [30] D. Yoon and K. Cho, "On the general BER expression of one- and two-dimensional amplitude modulations," IEEE Trans. Commun., vol. 50, pp. 1074-1080, July 2002.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- 1 P. Moungnoul and **T. Kungmat**, “Performance Analysis of Adaptive Modulation System over Fading Channel Model,” in proc. Fourth IASTED conference on Communication Systems and Network 2007, Phuket, Thailand,.pp.40-43.
- 2 ชีรพล มีอรุณ, ธรราช กิ่งมาตย์ และ พิเชฐ ม่วงนวล, “การปรับปรุงสมรรถนะระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม โดยใช้เทคนิคอะแดปทีฟมอดูเลชัน” การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30 คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าธนบุรี 25-26 ตุลาคม 2550
- 3 **T. Kungmat** and P. Moungnoul, “Cross-Layer Analysis for MIMO Adaptive Modulation over Nakagami Fading Channels,” ICEAT, 2007, Bangkok, Thailand, pp. 527-530



A Publication of the International Association
of Science and Technology for Development

561

Proceedings of the Fourth IASTED Asian Conference on

Communication Systems and Networks

Editor: M.H. Hamza

- International Program Committee
- Additional Reviewers
- Information on Publication
- Table of Contents
- Author Index

April 2-4, 2007
Phuket, Thailand

ISBN: 978-0-88986-658-4

ACTA Press Anaheim | Calgary | Zurich

PERFORMANCE ANALYSIS OF MIMO ADAPTIVE MODULATION SYSTEM OVER FADING CHANNEL MODEL

Phichet Moungnoul Tharaton Kungmat

Faculty of Engineering and Research center for Communication and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road, Bangkok, 10520
THAILAND

Email. tharaton@gmail.com, phichet@telecom.kmitl.ac.th

ABSTRACT

This paper analyzes the performance of the adaptive modulation system for Multiple Input Multiple Output (MIMO) over Nakagami- m fading channel, which utilizing four modulation modes. The optimization of modulation switching levels are set for maintain the target BER which is desired by many data services. Under this condition, the performance analysis of the throughput and the transmission outage probability of the adaptive modulation for MIMO system are presented. Finally, the simulation results show that the adaptive modulation for open loop and close loop MIMO system can theoretical achieve good performance with high throughput and low transmission outage probability.

KEY WORDS

Adaptive modulation, Multiple Input Multiple Output (MIMO), Open Loop (OL), Close Loop (CL)

1. Introduction

Recently, MIMO systems have emerged as one of the most promising approaches for high-data rate systems. In [1][2], is compared the performance between the open loop and close loop system with MIMO over fading channel has been studied in Nakagami- m fading. Adaptive modulation [3] is proposed as an effective measure to maximize the spectral efficiency of time-variant channel, its attractive advantage exists in its ability of increasing the average throughput of the system by switching between modulation mode, depend on the current quality of the wireless channel. When the channel environment is favorable, modulation mode of dense constellation is used to increase the transmission throughput. On other hand, when channel condition is poor, the modulation mode is switched to the one with sparse constellation in order to reduce the error probability. There are several factors which are important to performance of the adaptive modulation system such as the choice of the modulations and the setting of the modulation switching levels. For simplicity, the modulation has adopted several conventional modulation modes in our study such as QPSK, 8PSK, 16QAM and given as [7]

64QAM [4][5]. For setting of the modulation switching levels, to utilize the criterion for maintain the target BER. The remainder of this paper is organized as follows. Section 2 describes the adaptive modulation system. Section 3 we present close loop and open loop maximum ratio combining, performance analysis is shown in section 4. Section 5 is the simulation results. The conclusion of our work is shown in section 6.

2. Adaptive modulation system

Adaptive modulation is a very promising technology in the future land mobile communication system because of its prominent capability to maximize the channel spectral efficiency. The modulation mode is changed adaptively according to the channel measurement result. The receiver assesses the channel quality through the received signal and then decides which modulation mode should be used in the next transmission operation. If the channel environment is fairly good, the system adopts the high-order modulation mode to maximize the channel spectral efficiency, if the channel environment is not ideal, the low-order modulation mode is employed ensure the transmission reliability. The receiver will inform the transmitter of the modulation changing mode through the feedback modulation switching signaling. Once the transmitter gets this signaling, it will use the appropriate modulation mode for the next transmission.

The constellation role design of the modulation plays an important in the system performance. Many contributions are dedicated to improve the robustness of the modulation in wireless channels. However, for the consideration of simplicity, can be adopted four conventional modulation modes: QPSK, 8PSK, 16QAM, and 64QAM.

The channel measurement result is obtained by form of SNR for every modulation mode, its error probability is related directly to SNR. The approximation of error probability is good for all size of constellation point $M = 2^{k(\gamma)}$. When the Gray code mapping in AWGN as function of γ (SNR) is approximation BER for MPSK is

$$BER_{MPSK}(\gamma) \approx \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\gamma \log_2 M} \sin \frac{\pi}{M}\right) \quad (1)$$

The BER expression for MQAM is approximated, express as

$$BER_{MQAM}(\gamma) \approx \frac{2(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M}{M-1}}\right) \quad (2)$$

Adaptive modulation system, the receiver decides which modulation mode should be adopted according to the measured SNR. The modulation switching level can define from the target BER, in order to adapt the modulation according to the channel variations, switching levels should be set as the table 1 [4][5].

TABLE 1
The modulation switching level

Region	SNR γ	Modulation
0	$\gamma < \gamma_1$	No Transmission
1	$\gamma_1 \leq \gamma < \gamma_2$	QPSK
2	$\gamma_2 \leq \gamma < \gamma_3$	8PSK
3	$\gamma_3 \leq \gamma < \gamma_4$	16QAM
4	$\gamma \geq \gamma_4$	64QAM

B_0 denotes the target BER. The modulation switching level $(\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4)$ should satisfy for requirement of maintaining the target BER.

$$B_0 = BER_{QPSK} = BER_{8PSK} = BER_{16QAM} = BER_{64QAM} \quad (3)$$

According to (3), the target BER B_0 of the modulation switching levels can be calculated from the inverse function of BER are express in (1) for MPSK, and (2) for MQAM.

3. Open-Loop and Close-Loop Maximum Ratio Combining

MIMO system is employed STBC with T transmit and R receive antennas, subject to independent Nakagami fading. Under these assumptions, the MIMO channel can be represented within a frame period by a matrix

$H = [h_{jk} = \alpha_{jk} e^{i\theta_{jk}}]_{j,k=1}^{TR}$, where $i^2 = -1$ and α_{jk} is the path gain between the k^{th} transmit and j^{th} receive antennas, channel modeled as Nakagami random variable with parameter m and ϕ_{jk} is uniformly distributed across

$[0, 2\pi]$. Without loss of generality, the average fading power $E[\alpha_{jk}^2]$ can be normalized to m where $E[\cdot]$ denotes the expectation operator.

3.1 OL Maximum Ratio Combining (OL MRC)

In open loop scheme, space-time block codes are employed at the transmitter in order to improve the spatial diversity gain at the receiver. The instantaneous SNR at the output of the RAKE receiver is given by

$$\gamma = \sum_{j=1}^R \gamma_j = \sum_{k=1}^T \sum_{j=1}^R \gamma_{k,j} \quad (4)$$

Where T denote transmitter and R is receiver. PDF of γ it can be shown as

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{mK-1}}{\Gamma(mK)} \left(\frac{m}{\gamma}\right)^{mK} e^{-\frac{m}{\gamma}}, \gamma \geq 0 \quad (5)$$

Where $\bar{\gamma}$ is an average SNR, $K = T \cdot R$, $p_\gamma(\gamma)$ is PDF of the SNR.

3.2 CL Maximum Ratio Combining (CL MRC)

In the closed loop case, the weighting of transmit antenna are quantized versions of the optimal weighting, determined by the receiving mobile terminal and then feedback to the transmitting base station. Since a theoretical analysis of the performance is complicated by the quantization operation, by use the subsequent analysis on unquantized weights (perfect feedback information). The SNR at the RAKE receiver output can be approximated by

$$\gamma \approx \sum_{j=1}^R T \gamma_j \approx \sum_{k=1}^T \sum_{j=1}^R T \gamma_{k,j} \quad (6)$$

From (6), it can be observed the performance of CL-MRC is equal to the performance of OL-MRC without the transmit power penalty. The PDF of γ can be shown as

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{mK-1}}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mT}{\gamma}\right)^{mK} e^{-\frac{mT}{\gamma}}, \gamma \geq 0 \quad (7)$$

4. Performance analysis

The average throughput of the adaptive modulation system can be expressed as [4][5][8]

$$T = \sum_{i=0}^{N-1} k_i \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} p(\gamma) d\gamma \quad (8)$$

Where k_i is the rate adaptation, N is number of the modulation, and $p(\gamma)$ is PDF of the modulation.

The outage probability of modulation can be expressed as [5][6]

$$P_{outage} = \int_0^{\gamma_1} p(\gamma) d\gamma \quad (9)$$

5. Simulation results

The simulation results of the throughput and transmission outage probability of different target BER. In Fig. 1 and Fig. 2 show the throughput performance of OL and CL-MRC adaptive modulation over Nakagami- m fading channel model with two transmit and two receive antennas. Fig. 1 shows OL and CL of different m -distribution for system with ASNR=15, the throughput of CL is better than OL. Fig. 2 shows OL and CL of different ASNR for system with $m=1$, the throughput is depended on the increase ASNR. Fig. 3 shows throughput OL and CL of different transmitter and receiver for system with ASNR=15 and $m = 1$, the throughput is depended on the number of transmit and receive antennas. Fig. 4 and Fig. 5 show transmission outage probability performance of OL and CL MRC adaptive modulation over Nakagami- m fading channel model with two transmit and two receive antennas. Fig. 4 shows OL and CL of different ASNR for system with $m=1$. Fig. 6 shows transmission outage probability OL and CL of different transmitter and receiver for system with ASNR=15 and $m = 1$.

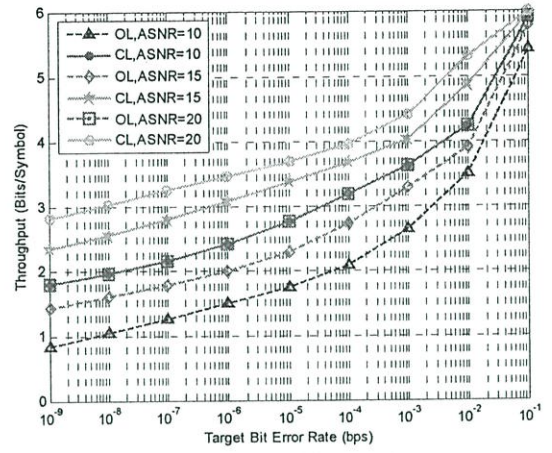


Fig.2 Throughput for system with $m = 1$

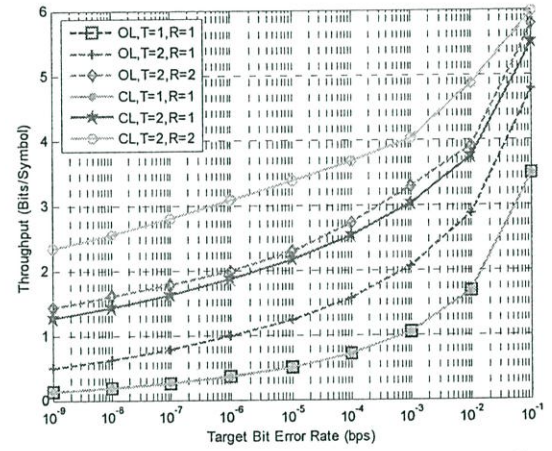


Fig.3 Throughput for system with $m=1$, ASNR=15dB

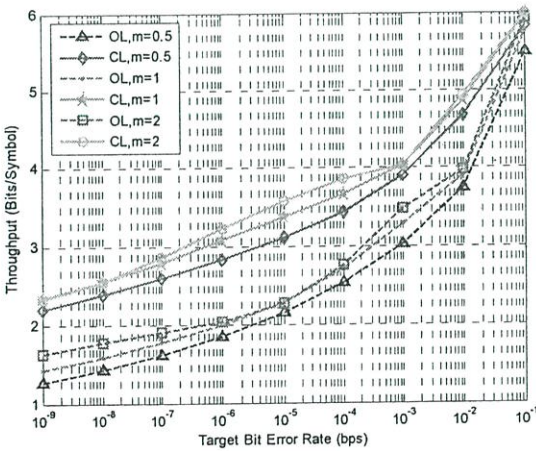


Fig.1 Throughput for system with ASNR=15 dB

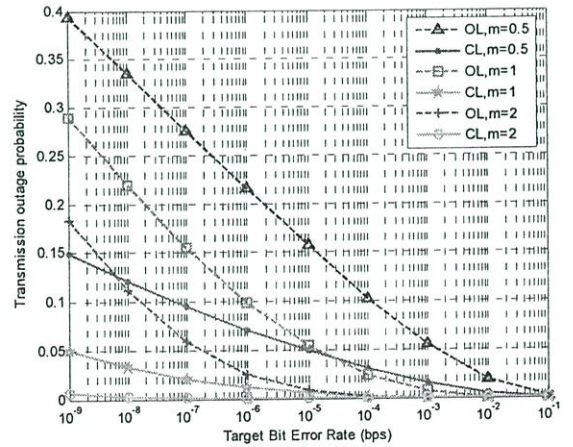


Fig.4 Transmission outage probability for system with ASNR=15 dB

[3] J. M. Torrance & L. Hanzo, Interference aspects of adaptive modems over slow Rayleigh fading channel, *IEEE Tans. on*, Vol. 48, 1999, 1527-1545

[4] M. Lei , P.Zhang , H.Haas & E.Costa, Performance analysis of an adaptive modulation system over Nakagami-*m* fading channel, *Proc. 55th IEEE VTC.*, 2002, 1527- 1531.

[5] K. Louiyapong & S.Nopnakeepong, Adaptive modulation with MRC over Nakagami fading channel, *Proc. ISCIT 2003* , 2003, 50-53 .

[6] M. K. Simon & M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis* (John Wiley & Sons, Inc.,2000).

[7] A. J. Goldsmith, *Wireless Communications* (Cambridge University Press., 2005).

[8] S. Sampei, S. Komaki & N. Morinaga, Adaptive modulation/TDMA scheme for large capacity personal multimedia communications system, *IEICE Trans Commun.*, 1994, 1096-1103.

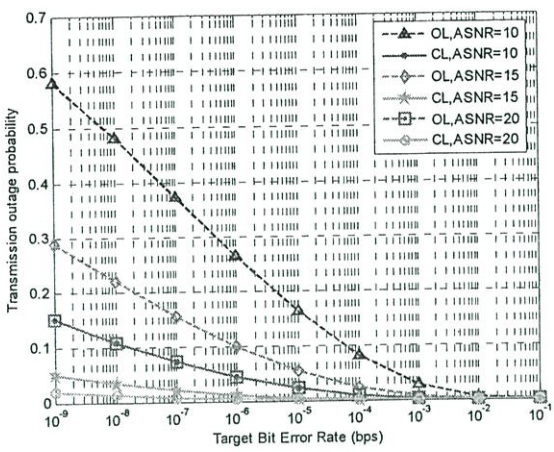


Fig.5 Transmission outage probability for system with $m=1$

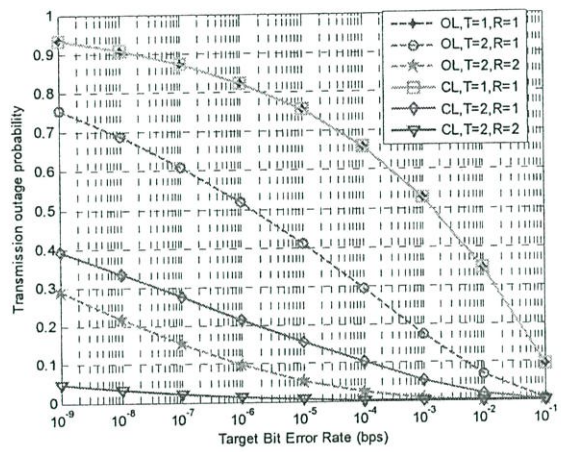


Fig.6 Transmission outage probability for system with $m=1$, ASNR=15dB

6. Conclusion

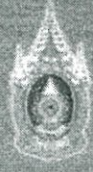
In this paper, the analysis of the performance of the throughput and transmission outage probability of adaptive modulation for MIMO system over Nakagami-*m* fading channel. When compare between OL and CL MRC system for different target BER. The results shows that the CL MRC system for adaptive modulation can be achieved higher throughput and lower transmission outage probability than OL MRC system.

References

[1] F. Wu & G. Li, Performance analysis of MQAM for MIMO WCDMA Systems in fading channel, *Proc. Commun. Circuits and Systems*, 2005, 207- 210.

[2] K. Vanganuru & A.Annamalai, Combined transmit and receive antenna diversity for WCDMA in multipath fading channel, *IEEE Commun. Lett.*, Vol. 7., 2003 , 352 – 354.

Conference Guide



ICEAST 2007

*International Conference on
Engineering, Applied Sciences,
and Technology*

November 21 - 23, 2007

*The Swissôtel Le Concorde,
Bangkok, Thailand*

Organized by:
Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

SCRS SICE NICT IEEE NECTEC JICA

T. Kungmat, P. Moungnoul

Faculty of Engineering and Research center for Communication and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalongkrung Road, Bangkok, 10520, THAILAND.
Email. tharaton@gmail.com, phichet@telecom.kmitl.ac.th

Abstract— In this paper, the performance analysis the cross-layer model in physical layer adaptive modulation (AM) over MIMO Nakagami- m fading channel model is presented. The simulation results show impact of finite length queuing upon to queuing at the data link layer. By focus on minimize of the packet loss rate and minimize of the average throughput in adaptive modulation at the physical layer, and combined with a finite length queue. Then compared between Open Loop (OL) and Close Loop (CL) for MIMO system is investigated.

Keywords— Cross-layer, MIMO, Adaptive modulation, Queuing

I. INTRODUCTION

It is widely accepted that future wireless systems will be equipped with multiple antennas. In order to fully take advantage of this fact, adaptive transmission policies have to be extended to encompass the features of the MIMO (Multiple-input Multiple-Output) fading channel. In MIMO systems, the use of multiple antennas adheres to one of two distinct approaches that seek to increase either the diversity order or the information rate of the system. These two approaches are commonly denoted as MIMO diversity and spatial multiplexing. Herein, we consider the former approach as we analyze the performance of a rate adaptive policy consisting of discrete-rate adaptive M-ary quadrature amplitude modulation (M-QAM) used along with STBC (space-time block coding) in MIMO Nakagami fading channels.

Many Adaptive modulation (AM) techniques have been proposed to increase the spectral efficiency including [1], [3], [4], [5]. Currently, AM is widely recognized as a key solution to increase the spectral efficiency of wireless channels. In 3G wireless systems, the wireless LAN and the wireless MAN have been included AM to provide the higher data rate. In [3] an adaptive modulation for cross-layer analysis and design, at the physical layer and the data link layer is the analysis impact of the packet dropping (overflow or blocking) probability upon queuing.

In a recent contribution about adaptive modulation, the performance of rate adaptive M-QAM in conjunction with STBC in the presence for cross-layer model. In this paper,

the STBC over MIMO Nakagami- m fading channel was developed for a cross-layer model with adaptive wireless link. After that, the average packet error rate is analysis, the average throughput and compared between Open Loop (OL) and Close Loop (CL) STBC [4].

II. MODELING

A. Adaptive Modulation System

As shown in Fig. 1, illustrates a point-to-point wireless packet communication link between a multiple-transmit multiple-receive antenna system. At the transmitter side, we assume N multiple modulation modes, such as those in the HIPERLAN/2, and the IEEE 802.11a standards [2], are available. Several traffic flows are fed into a buffer with the first-in-first-out (FIFO) service discipline. The packets drained from the buffer are modulated before being embedded into physical layer symbol frames and transmitted. At the receiver side, arriving frames are demodulated. Then the demodulated information bit are mapped to packets and pushed upward to upper layers. At the same time, based on the estimated channel state, the modulation mode selectors selects an appropriated mode accordingly, and inform the transmitter about the decision by a feedback channel. Similar to [3], the feedback channel is assumed to be error-free and instantaneous.

Generally, for Nakagami- m fading channels with Gray-mapped M-QAM Modulation, the packet error rate (PER) can be approximate PER in the presence of additive white Gaussian noise (AWGN), as [3]

$$PER_n(\gamma) \approx \begin{cases} 1, & \text{if } 0 < \gamma < \gamma_{pm} \\ a_n \exp(-g_n \gamma), & \text{if } \gamma \geq \gamma_{pm} \end{cases} \quad (1)$$

where n is the mode index, γ is the received SNR, and the mode-dependent parameters a_n , g_n , and γ_{pm} are obtained by least square fitting (1) to the exact PER. With packet length $N_b = 1,080$, the fitting parameters for transmission modes are provided in [Tables I, 5]. Based on (1) and rate region, the mode will be chosen with probability ($\Pr(n)$), [3, eq. (4)]. In practice, we have

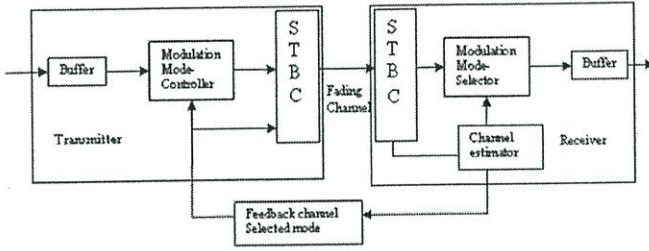


Fig. 1. System model.

$\gamma_n > \gamma_{pn}$ and thus obtain \overline{PER}_n in closed-form as [3]. The average PER of AM can then be computed as the ratio of the average number of packets in error over the total average number of transmitted packets [1].

$$\overline{PER} = \frac{\sum_{n=1}^N R_n \Pr(n) \overline{PER}_n}{\sum_{n=1}^N R_n \Pr(n)} \quad (2)$$

B. MIMO Nakagami Fading Channel

We consider a MIMO system employing STBC with n_T transmit and n_R receive antennas, and a stationary fading channel that varies at a rate much slower than the symbol rate, so the channel condition remains roughly constant over each packet transmitting time. We adopt the general Nakagami- m model to characterize the fading channel.

For Nakagami fading channel, the probability distribution function (PDF) of SNR (γ) is given by

PDF for OL STBC:

$$p_{OL}(\gamma) = \frac{\gamma^{mK-1}}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mR_c}{\gamma} \right)^{mK} e^{-\frac{mR_c}{\gamma}} \quad (3)$$

PDF for CL STBC:

$$p_{CL}(\gamma) = \frac{\gamma^{mK-1}}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mn_T R_c}{\gamma} \right)^{mK} e^{-\frac{mn_T R_c}{\gamma}} \quad (4)$$

where $\bar{\gamma} = E\{\gamma\}$ is the average received SNR, $\Gamma(a) = \int_0^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$ is the Gamma function, and m is the Nakagami fading parameter ($m \geq 1/2$), $K = n_R n_T$. [4].

C. Finite State Markov Chain Channel Model

Assuming slow fading conditions so that transition happens only between adjacent states, the probability of transition exceeding two consecutive states is zero [6], i.e.,

$$P_{l,n} = 0, |l - n| \geq 2 \quad (5)$$

The adjacent-state transition probability $P_{n,n}$ can be determined by [3]:

$$P_{n,n+1} = \frac{N_{n+1} T_f}{\Pr(n)}, \quad \text{if } n = 0, \dots, N-1$$

$$P_{n,n-1} = \frac{N_n T_f}{\Pr(n)}, \quad \text{if } n = 1, \dots, N$$

where N_n is the cross-rate of mode n (either upward or downward), N_n which can be estimated as [7] and the PDF of MIMO Nakagami- m in (3) for OL STBC and (4) for CL STBC, N_n can expression as

For OL STBC:

$$N_{n,OL} = \sqrt{2\pi} \cdot \frac{f_d}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mR_c \gamma_n}{\gamma} \right)^{mK-0.5} e^{\left(-\frac{mR_c \gamma_n}{\gamma} \right)} \quad (7)$$

For CL STBC:

$$N_{n,CL} = \sqrt{2\pi} \cdot \frac{f_d}{\Gamma(mK)} \left(\frac{mR_c n_T \gamma_n}{\gamma} \right)^{mK-0.5} e^{\left(-\frac{mR_c n_T \gamma_n}{\gamma} \right)} \quad (8)$$

where f_d denotes the mobility-induced Doppler spread. The probability of staying at the same state n is :

$$P_{n,n} = \begin{cases} 1 - P_{n,n+1} - P_{n,n-1}, & \text{if } 0 < n < N \\ 1 - P_{0,1}, & \text{if } n = 0 \\ 1 - P_{N,N-1}, & \text{if } n = N \end{cases} \quad (9)$$

In summary, we model the channel as a FSMC with an $(N+1) \times (N+1)$ state transition matrix, which is banded as

$$P_c = [P_{i,j}]_{(N+1) \times (N+1)} \quad (10)$$

III. PERFORMANCE ANALYSIS

In this section, we will quantify impact of finite-length queuing and AM. We are now ready to evaluate the system performance with a finite-length queue and AM. Let P_d denotes the packet dropping (overflow or blocking) probability upon queuing, we can readily compute P_d , as illustrated in [3,eq. (31)]. A packet from the source is correctly received by the subscriber, only if it is not dropped from the queue (with probability $1 - P_d$), and it is correctly received through the wireless channel (with probability $1 - P_0$). Hence, the overall packet loss rate, defined as the ratio of the number of incorrectly received packets at the destination over those transmitted from the source, is:

$$\xi = 1 - (1 - P_d)(1 - P_o) \quad (11)$$

The average throughput can then be evaluated as

$$\eta = (\lambda T_f) \cdot (1 - P_d) \cdot (1 - P_o) \quad (12)$$

IV. NUMERICAL RESULTS

In this section, we consider a full rate space-time block code ($R_c = 1$) and SISO channel. We assume that the frame length is $T_f = 2$ (ms), queue length $K = 10$ (packets), Doppler frequency $f_d = 10$ (Hz) and Poisson arrival rate $\lambda T_f = 2$ (packets/time-unit).

In figures 2, 3 and 4 depict the packet loss rate with different number antennas, average SNR and m-distribution, respectively. In figures 5, 6 and 7 depict the normalized throughput with different number antennas, average SNR and m-distribution, respectively. And we compare between Open Loop (OL) and Close Loop (CL) STBC.

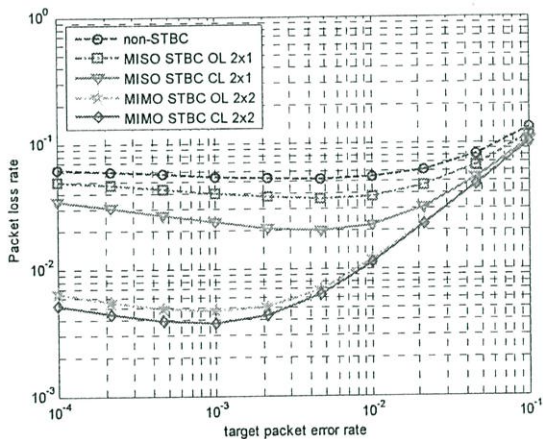


Fig. 2 Packet loss rate (ξ) for $\bar{\gamma} = 20$, $m=1$ and different transmitter and receiver ($n_T \times n_R$).

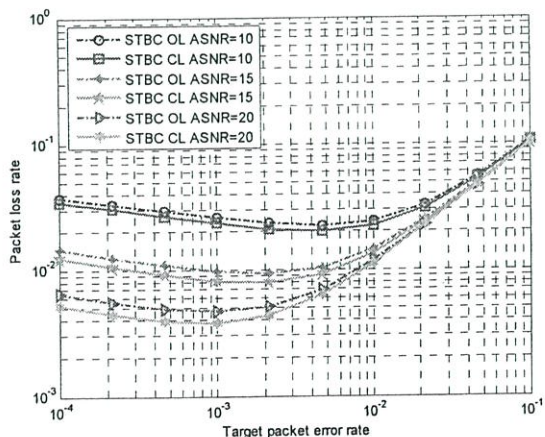


Fig. 3 Packet loss rate (ξ) for $n_T \times n_R = 2 \times 2$, $m = 1$ and different average SNR (ASNR, $\bar{\gamma}$).

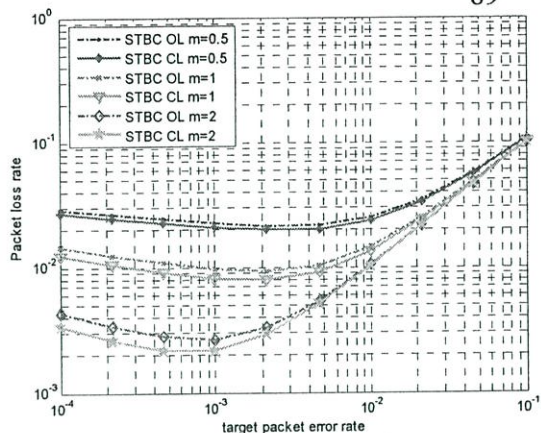


Fig. 4 Packet loss rate (ξ) for $\bar{\gamma} = 15$, $n_T \times n_R = 2 \times 2$ and different Nakagami fading parameter (m).

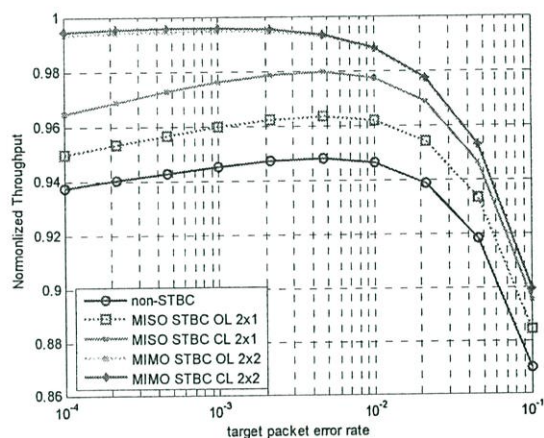


Fig. 5 Normalized Throughput ($\eta / \lambda T_f$) for $\bar{\gamma} = 20$, $m=1$ and different transmitter and receiver ($n_T \times n_R$).

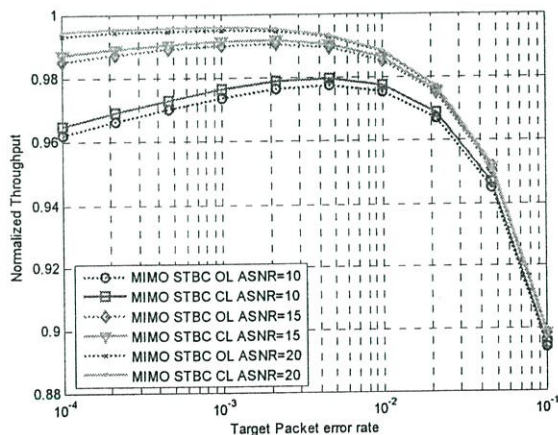


Fig. 6 Normalized Throughput ($\eta / \lambda T_f$) for $n_T \times n_R = 2 \times 2$, $m = 1$ and different average SNR (ASNR, $\bar{\gamma}$).

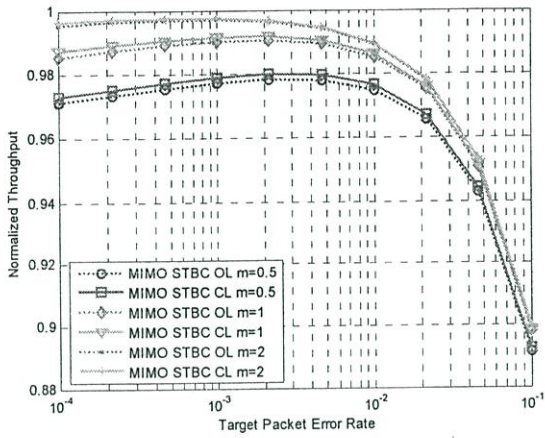


Fig. 7 Normalized Throughput ($\eta/\lambda T_f$) for $\bar{\gamma}=15$, $n_T \times n_R=2 \times 2$ and different Nakagami fading parameter (m).

V. CONCLUSION

This analyzes impact of finite-length queuing and physical layer adaptive modulation for transmit diversity systems employing orthogonal space-time block coding (STBC) over MIMO Nakagami fading channel model. Results of the packet loss rate and the average throughput depend on buffer scheduling for number of transmitter (n_T), receiver (n_R), and different average SNR. The compared between OL and CL STBC with different target packet error rate. Results shows that the CL STBC will be minimize the packet loss rate and minimize the average throughput then OL STBC.

- [1] M. -S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Adaptive modulation over Nakagamifading channels," *J. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 1-2, May 2000, pp. 119-143.
- [2] A. Doufexi, S. Amour, M. Butler, A. Nix, D. Bull, J. McGeehan, and P. Karlsson, "A comparison of the HIPERLAN/2 and IEEE 802.11a wireless LAN standards," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no 5, May 2002, pp. 172-180.
- [3] Q. Liu, S. Zhou, and G. B. Giannakis, "Queuing with adaptive modulation and coding over wireless links: Cross-layer analysis and design," *IEEE Trans. on wireless comm.*, Vol. 4, May 2005, pp. 1143-1153.
- [4] P. Moungnoul and T. Kungmat, "Performance Analysis of Adaptive Modulation System over Fading Channel Model," in *proc. Fourth IASTED conference on Communication Systems and Network 2007*, Phuket, Thailand, pp.40-43.
- [5] A. Maaref, and S. Aissa, "Combined Adaptive Modulation and Truncated ARQ for Packet Data Transmission in MIMO Systems," *IEEE Commun. Society, Globecom 2004*, 2004, pp. 3818-3822.
- [6] Q. Zhang and S. A. Kassam, "Finite-state Markov model for Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 11, Nov. 1999, pp. 1688-1692.
- [7] M. D. Yacoub, J. E. Vargas Bautista, and L. G. de R. Guedes, "On higher order statistics of the Nakagami-m distribution," *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. 48, no. 3, May 1999, pp. 790-794.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายธรราร กิ่งมาตย์
วัน เดือน ปีเกิด	21 มิถุนายน 2524 ที่จังหวัดหนองคาย
ประวัติการศึกษา	2547 วิทยาศาสตรบัณฑิต สาขาฟิสิกส์อุตสาหกรรมและอุปกรณ์การแพทย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปัจจุบัน วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง