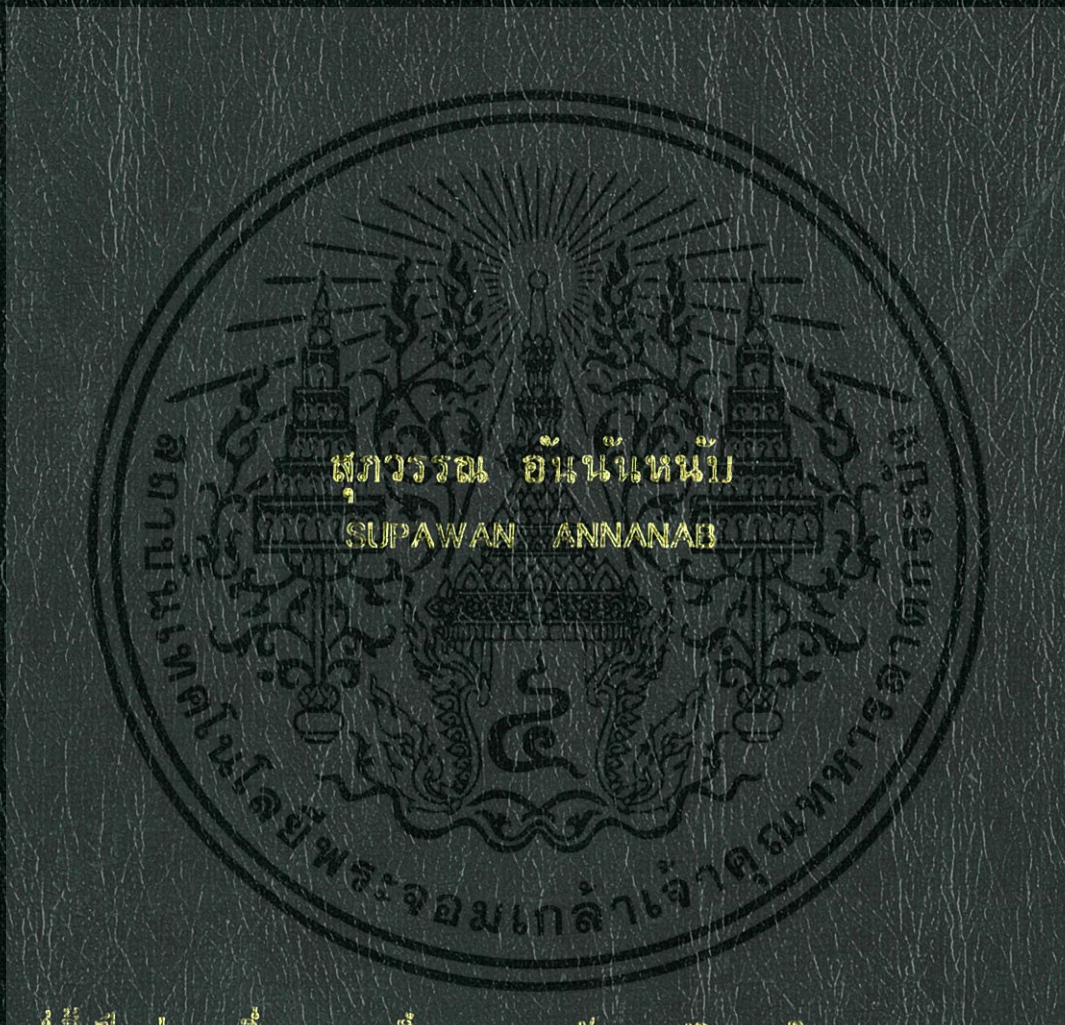


แบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุทสำหรับ
โครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์

MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT DATA TRANSMISSION SCHEME FOR
INTER-VEHICLE COMMUNICATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1174-4

แบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุทสำหรับ
โครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์

MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT DATA TRANSMISSION SCHEME FOR
INTER-VEHICLE COMMUNICATION



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2547

ISBN 974-15-1174-4

หรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประ
ให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT DATA TRANSMISSION SCHEME FOR
INTER-VEHICLE COMMUNICATION



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

2004

ISBN 974-15-1174-4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPY RIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	แบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท สำหรับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์
นักศึกษา	นางสาว สุภวรรณ อั้นนันทน์
รหัสประจำตัว	45061237
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ประกิจ ตั้งติสานนท์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	อาจารย์ มนต์ชัย แซ่มซ้อย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุทสำหรับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ ซึ่งประสิทธิภาพของระบบโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์จะลดลงเนื่องจากความเร็วของรถยนต์ที่เพิ่มสูงขึ้นและการจางหายหลายวิถี ดังนั้นเพื่อเป็นการลดผลกระทบในการส่งผ่านข้อมูลที่ทำให้การส่งไปในระบบนี้ จึงได้นำเทคนิคไดเวอร์ซิตีทางเวลาและระยะห่างระหว่างสายอากาศมาช่วยแก้ปัญหาการจางหาย พร้อมทั้งการประมาณค่าช่องสัญญาณที่สายอากาศด้านรับ โดยใช้ข้อมูลบิตเทรนนิงที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาและความเร็วในการเคลื่อนที่ของรถยนต์ วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอแบบแผนการส่งผ่านข้อมูล 2 แบบแผน ซึ่งทั้งสองแบบแผนนี้ใช้สายอากาศทางด้านส่ง 2 ชุดและสายอากาศทางด้านรับ 4 ชุดเหมือนกัน แต่ใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน กล่าวคือแบบแรกใช้ข้อมูลของบิตเทรนนิงหนึ่งช่วงเวลา และแบบที่สองใช้ข้อมูลของบิตเทรนนิงสองช่วงเวลา ผลการจำลองแบบแสดงค่าเปรียบเทียบประสิทธิภาพของทั้งสองแบบแผน จะเห็นได้ว่าแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่ดีสำหรับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์นั้นคือแบบแผนที่คำนวณค่าประมาณช่องสัญญาณจากค่าเฉลี่ยผลรวมค่าประมาณช่องสัญญาณที่ได้ในช่วงเวลาเทรนนิงสองช่วงเวลาหรือแบบแผนที่สอง

Thesis Title	Multiple Input Multiple Output Data Transmission Scheme in for Inter Vehicle Communication
Student	Miss Supawan Annanab
Student ID.	45061237
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Prakrit Tangtisanon
Thesis Co-Advisor	Mr.Monchai Chamchoy

ABSTRACT

This thesis proposes multiple input multiple output data transmission scheme in intelligent transport system (ITS) based on inter-vehicle communication (IVC). In this IVC system, it is difficult to design the data transmission scheme because of the multipath fading, especially Doppler shift in the high speed condition causing propagation degradation. Therefore, space time diversity technique is more functional because it is capable to overcome the fading problems. Moreover, channel state information (CSI) and channel state estimation (CSE) can be modeled by fading distortion of moving cars, and defined in training period. In this research, two data transmission schemes are proposed, each of them is using two transmit antennas and four receive antennas. In order to achieve the high performance, the estimation channels at the receivers are calculated by different ideas in each scheme. The simulated results are demonstrated by comparing the two data transmission schemes. The results show that the data transmission scheme, which channel state estimation is calculated by two training periods can give good performance.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.ประภิจ ตั้งติสานนท์ และอาจารย์มนต์ชัย เข้มชัย อาจารย์ที่ปรึกษา รวมทั้งอาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ เป็นอย่างสูงที่ให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางในการศึกษา การแก้ปัญหา และให้กำลังใจผู้เขียนมีความสามารถในการทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปได้ ตลอดจนได้ตรวจทานต้นฉบับของวิทยานิพนธ์นี้จนเสร็จสมบูรณ์

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ พิชญ สุพรรณกุล และอาจารย์พนารัตน์ ระวีวรรณ ที่ให้คำปรึกษาแนะนำเกี่ยวกับหลักการและทฤษฎีสำคัญที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งล้วนแต่เป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ Prof. Dr. Yoshio Karasawa และ Dr.Tetsuki Taniguchi อาจารย์ที่ปรึกษาและอาจารย์ผู้ช่วยที่ปรึกษา เมื่อผู้เขียนได้เป็นนักเรียนแลกเปลี่ยนที่มหาวิทยาลัยเดงกิชูชินโด (The University of Electro-Communications:UEC) กรุงโตเกียว ประเทศญี่ปุ่น สำหรับการให้คำแนะนำ คำปรึกษาและสนับสนุนผู้เขียนเป็นอย่างดีในการทำงานวิจัย ตลอดระยะเวลา 1 ปีและรวมถึงขณะที่ผู้เขียนร่างวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ที่ประเทศไทย

ขอขอบคุณเพื่อนๆใน Karasawa Laboratory ที่ให้ความเป็นมิตร ช่วยเหลือ ให้กำลังใจผู้เขียนเสมอมา

ขอขอบคุณ คุณ ธนาภรณ์ ทรัพย์ช้อน สำหรับคำแนะนำและกำลังใจ ขอขอบใจรุ่นพี่และรุ่นน้องในห้อง wireless information Laboratory ทุกคนสำหรับความช่วยเหลือและกำลังใจ

ขอกราบพระคุณ บิดา-มารดา และพี่น้องทุกคน ที่ให้การสนับสนุนและให้กำลังใจผู้เขียนด้านการศึกษามาโดยตลอด

สุภาวรรณ อันนันทน์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูปภาพ.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของปัญหา.....	1
1.3 ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.5 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของระบบขนส่งอัจฉริยะ.....	4
2.1 บทนำ.....	4
2.2 ระบบ ITS.....	5
2.3 ITS และบริการ.....	5
2.3.1 การบริการในการนำร่อง.....	5
2.3.2 การบริการข้อมูลการเดินทาง.....	6
2.3.3 การบริการข้อมูลการจอด.....	6
2.3.4 การบริการการขนส่งมวลชน.....	6
2.3.5 การบริการการรองรับแก่ผู้เดินทางเท้า.....	6
2.3.6 การบริการตรวจจับ.....	6
2.3.7 การบริการฉุกเฉินและสวัสดิการ.....	6
2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณด้านระบบ IVC.....	7
บทที่ 3 ระบบการสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท.....	13
3.1 บทนำ.....	13

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 การสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (MIMO).....	13
3.2.1 แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งหลายอินพุทหลายเอาต์พุท.....	13
3.2.2 ความจุของช่องสัญญาณหลายอินพุทหลายเอาต์พุท.....	14
3.2.2.1 กรณีการกำหนดค่าแน่นอน.....	14
3.2.2.2 กรณีทำการสุ่มค่า.....	15
3.2.3 ความจุของช่องสัญญาณหลายอินพุทหลายเอาต์พุท.....	16
3.2.3.1 ไตเวอร์ซิตีแบบสเปซ.....	17
3.2.3.2 ไตเวอร์ซิตีทางโพลาริเซชัน.....	23
3.2.3.3 ไตเวอร์ซิตีทางความถี่.....	23
3.2.3.4 ไตเวอร์ซิตีทางเวลา.....	23
3.3 ไตเวอร์ซิตีด้านส่งและการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์.....	25
3.3.1 ลำดับการเข้ารหัสและการส่งข้อมูล.....	26
3.3.2 รูปแบบการรวมด้านรับ.....	27
3.3.3 หลักวิธีการตัดสินใจแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด.....	28
3.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	29
3.5 การประมาณค่าช่องสัญญาณ.....	31
3.5.1 ฟังก์ชันวอลช์.....	31
3.5.1.1 นิยามของฟังก์ชันวอลช์.....	31
3.5.1.2 ลักษณะจำเพาะของลำดับวอลช์.....	33
3.5.2 การสร้างฟังก์ชันวอลช์โดยใช้เมตริกซ์ฮาดามาร์ด.....	35
บทที่ 4 การออกแบบและการจำลอง.....	38
4.1 บทนำ.....	38
4.2 การออกแบบ.....	38
4.3 การสร้างแบบจำลอง.....	40
บทที่ 5 ผลการจำลองแบบ.....	54
5.1 บทนำ.....	54
5.2 ผลการจำลอง.....	54

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	64
เอกสารอ้างอิง.....	67
ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	69
ภาคผนวก ข สมการแสดงคำอธิบายเพิ่มเติม.....	75
ประวัติผู้เขียน.....	80



VI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ลำดับการเข้ารหัสและการส่งข้อมูล.....	26
3.2 ช่องสัญญาณระหว่างด้านส่งและด้านรับ.....	26
3.3 สัญญาณที่รับได้ของทั้งสองสายอากาศ.....	27
3.4 ลำดับวอลซ์อันดับที่ 8.....	33
3.5 ลำดับวอลซ์อันดับที่ 16.....	34
3.6 แถวเมตริกซ์ฮาดามาร์ดขนาด 16.....	35
3.7 ความสัมพันธ์แถวเมตริกซ์ฮาดามาร์ดกับลำดับวอลซ์.....	37
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการสร้างแบบจำลอง.....	39
4.2 สัญญาณที่รับได้ของชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุด.....	48



สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ระบบ Intelligent Transport System.....	4
2.2 แบบจำลองเส้นทาง.....	7
2.3 ภาพเสมือนกระจกเงาเพื่อการหาระยะทางที่แตกต่างกัน.....	9
2.4 แผนภาพเฟเซอร์.....	10
3.1 หลายอินพุทหลายเอาต์พุท (MIMO).....	13
3.2 ความจุเออร์กอดิกของ MIMO ในช่องสัญญาณที่มีการจางหาย.....	16
3.3 โครงสร้างของไดเวอร์ซิตีเลือกรับ.....	17
3.4 โครงสร้างของการรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด.....	20
3.5 รูปกระจายความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้จากไดเวอร์ซิตีเลือกรับ.....	22
3.6 รูปกระจายความน่าจะเป็นของสัญญาณจากการรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด.....	22
3.7 ระดับของสัญญาณ (a) 1 อินพุทและ 1 เอาต์พุท (SISO) (b) 2 อินพุท 2 เอาต์พุท.....	24
3.8 ไดเวอร์ซิตีด้านส่งแบบสองสายอากาศที่ด้านรับ.....	25
3.9 การเปรียบเทียบระหว่างอัตราบิดผิดพลาดของ BPSK ด้วย MRR และ Alamouti.....	28
3.10 แบบจำลองช่องสัญญาณของโครงข่ายระหว่างรถยนต์.....	30
3.11 ฟังก์ชันวอลซ์อันดับ 8.....	32
4.1 โครงสร้างข้อมูล.....	39
4.2 แผนภูมิแบบจำลองของระบบ.....	41
4.3 ระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n	42
4.4 ระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนจากพื้นผิวถนนจากสายอากาศลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n	43
4.5 แบบแผนลำดับโครงสร้างข้อมูล.....	45
4.6 แผนภาพส่งรหัสวอลซ์เพื่อการประมาณค่าช่องสัญญาณทางด้านรับ.....	46
4.7 แผนภาพการเข้ารหัสและถอดรหัสบิตข้อมูล.....	51
5.1 ค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณด้วย method 1.....	54
5.2 ค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณด้วย method 2.....	55
5.3 ค่าความผิดพลาดของการประมาณมุมช่องสัญญาณด้วย method 1.....	56

VIII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 ค่าความผิดพลาดของการประมาณมุมของสัญญาณด้วย method 2.....	57
5.5 Cumulative Density Function (CDF) ของช่องสัญญาณ.....	58
5.6 กลุ่มบิตข้อมูลที่ถูกตรวจจับของ method 1 ที่ความเร็ว 15 เมตรต่อวินาที.....	59
5.7 กลุ่มบิตข้อมูลที่ถูกตรวจจับของ method 2 ที่ความเร็ว 15 เมตรต่อวินาที.....	60
5.8 การเกิดบิตผิดพลาดเทียบกับความเร็วของทั้งสองแบบแผน.....	61
5.9 อัตราบิตผิดพลาดของแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยใช้เทคนิค STBC และ MRC.....	62
5.10 อัตราบิตผิดพลาดของแบบแผนการส่งข้อมูลเปรียบเทียบกับค่า Eb/No.....	63



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากปัจจุบันการขนส่งนั้นเกิดความคับคั่งและมีความเสี่ยงในการเกิดอุบัติเหตุที่สูง การที่จะลดปัญหาความคับคั่ง โดยการสร้างถนนนั้นเป็นหนทางที่ไม่สามารถบรรเทาความแออัดของถนนท้องถนนได้อีกต่อไปแล้ว ไม่เพียงแต่การจัดการจราจรจะมีความสำคัญ แต่รวมถึงการคิดหาแนวทางที่จะทำให้ผู้ใช้รถเปลี่ยนไปใช้การขนส่งแบบอื่น และรวมถึงการพัฒนาคุณภาพของการบริการที่จัดหาขึ้นมาด้วย ระบบขนส่งอัจฉริยะ (Intelligent Transport System : ITS) สามารถเป็นกลไกที่จะช่วยแก้ปัญหาการจราจรและลดการเกิดอุบัติเหตุ พร้อมทั้งทั้งการรักษาสิ่งแวดล้อมด้วยในทางเดียวกัน ระบบ ITS เป็นส่วนหนึ่งในการสื่อสารเคลื่อนที่ ซึ่งจะมุ่งเน้นวิจัยไปที่โครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ (Inter-Vehicle Communications : IVC) โดยปัญหาที่เกิดขึ้นในการสื่อสารนี้ก็เหมือนกับปัญหาที่เกิดขึ้นในการสื่อสารเคลื่อนที่ทั่วไป นั่นคือ การจางหายของสัญญาณซึ่งเป็นผลมาจากการสูญเสียบนช่องสัญญาณนั่นเอง เช่น การสูญเสียจากการเดินทางของคลื่น (path loss) การแทรกสอด (interference) สัญญาณรบกวน (noise) หรือการจางหายเฉพาะความถี่ เป็นต้น เทคนิคไดเวอร์ซิตี (diversity technique) เป็นอีกวิธีหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในการแก้ปัญหาดังกล่าว และยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดียิ่งขึ้นได้ ซึ่งเทคนิคที่ได้รับความสนใจ คือการเข้ารหัสร่วมกับไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่ง ซึ่งเรียกว่าการเข้ารหัสบล็อกสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Coding: STBC) สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการสร้างแบบแผนการส่งผ่านข้อมูล ในระบบโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ โดยอาศัยไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกสเปซ-ไทม์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากที่ได้กล่าวไปแล้วในตอนต้นถึงความสำคัญในการศึกษาวิเคราะห์เพื่อออกแบบแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลสำหรับระบบโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีความมุ่งหมายที่จะนำเสนอผลการศึกษาวิธีเชิงตัวเลขในรูปแบบของการจำลองแบบของระบบดังกล่าวในสภาวะแวดล้อมที่ด้านรับมีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน และใช้เป็นแนวทางในการวิเคราะห์การปรับปรุงแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลของระบบโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์

1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

เนื่องจาก ITS เป็นระบบใหม่สำหรับการสื่อสารและเกิดขึ้นในไม่กี่ปีที่ผ่านมา ซึ่งยังไม่มีข้อกำหนดรูปแบบที่แน่นอน และเนื่องจากปัญหาของระบบดังกล่าวไปแล้วนั้น มีปัญหาที่คล้ายระบบสื่อสารทั่วไป จึงได้นำทฤษฎีของการสื่อสารมาประยุกต์ใช้เพื่อช่วยในการออกแบบแบบแผนการส่งผ่านข้อมูล ในที่นี้ได้นำเอาทฤษฎีการเข้ารหัสบล็อกสเปซ-ไทม์ (Space-Time Block Coding: STBC) ร่วมกับเทคนิคไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่ง โดยที่ใช้สายอากาศด้านส่ง 2 ชุด และสายอากาศด้านรับ 4 ชุด พร้อมทั้งพิจารณาช่องสัญญาณโดยใช้ทฤษฎีแบบจำลองสองเส้นทาง (two ray model) เพื่อใช้ในการคำนวณหาข้อมูลของช่องสัญญาณ (Channel State Information: CSI) และมีการประมาณค่าของช่องสัญญาณที่ด้านรับ (Channel State Estimation: CSE) ซึ่งจำนวนบิตที่เหมาะสมในการส่งข้อมูลของช่องสัญญาณต่อจำนวนบิตข้อมูลที่ทำกรส่งนั้น จะเป็นตัวกำหนดแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลในโครงสร้างการสื่อสารระหว่างรถยนต์

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

สำหรับการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มุ่งเน้นไปที่การนำเสนอแนวความคิดและการออกแบบแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ โดยใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่งร่วมกับการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์มาใช้ในการออกแบบ จำนวนสายอากาศด้านส่งนั้นจะใช้ 2 ชุดและใช้สายอากาศที่ด้านรับ 4 ชุด ส่วนรูปแบบการมอดูเลตนั้นถูกกำหนดให้เป็นแบบ BPSK โดยที่มีการประมาณค่าของช่องสัญญาณด้านรับสองแบบ ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลของระบบนี้ โปรแกรม MATLAB ถูกนำมาใช้ในการจำลองแบบการทำงานของระบบทั้งหมดซึ่งอยู่บนพื้นฐานของสัญญาณเบสแบนด์ (baseband signal) โดยกำหนดให้สัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับได้เกิดการลดทอนจากช่องสัญญาณที่ได้มีการจำลองขึ้น พร้อมทั้งด้านรับทำการประมาณค่าช่องสัญญาณจากข้อมูลในช่วงเวลาเทรนนิ่ง (training period) ซึ่งมีการประมาณค่าช่องสัญญาณ 2 แบบ แต่ละแบบใช้แบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่แตกต่างกัน สมรรถนะของทั้งสองแบบแผนจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยใช้เทคนิคการรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximum Ratio Combining MRC) ผลที่ได้จากการจำลองนั้นแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการผิดพลาดของบิต (bit error rate: BER)

1.5 ขั้นตอนการศึกษา

จากแนวความคิดและหลักการที่กล่าวมาแล้วข้างต้น สามารถสรุปขั้นตอนของการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ อันดับแรกทำการศึกษารูปแบบและหลักการทำงานของระบบ ITS โดยเน้นไปที่การสื่อสารระหว่างรถยนต์ จากนั้นศึกษาหลักการของการเข้ารหัสบล็อกสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคไดเวอร์ซิตี กำหนดให้ระบบนี้ใช้สายอากาศด้านส่ง 2 ชุดและสายอากาศด้านรับ 4 ชุด ขั้นตอนต่อมาทำการหาข้อมูลของช่องสัญญาณและสร้างเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณให้กับระบบพร้อมทั้งการประมาณค่าช่องสัญญาณทางด้านรับ ต่อมาทำการสร้างแบบจำลองของระบบทั้งหมดด้วยคอมพิวเตอร์ พร้อมกับการทดสอบหาข้อผิดพลาดของโปรแกรม หลังจากนั้นจึงศึกษาวิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบในรูปวิธีเชิงตัวเลข สุดท้ายทำการสรุปและวิจารณ์ผลการจำลองแบบที่ได้ทั้งหมด พร้อมทั้งเสนอแนวความคิดในการแก้ไขปรับปรุงเพิ่มเติมและการพัฒนารูปแบบต่อไปในอนาคตสำหรับผู้สนใจในงานวิจัยนี้

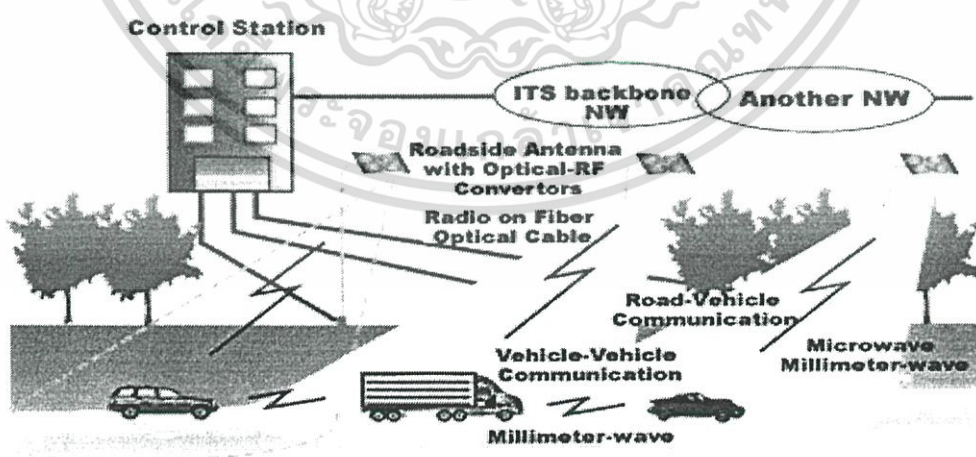


ทฤษฎีและหลักการของระบบขนส่งอัจฉริยะ

2.1 บทนำ

ตั้งแต่อดีตมนุษย์และสัตว์เดินทาง (การขนส่ง) เพื่อเป็นการเอาตัวรอดและความดำรงอยู่ของเผ่าพันธุ์ กล่าวได้ว่าการขนส่งเป็นความจำเป็นที่ทำให้เกิดความหลากหลายทางกิจกรรมและความอยู่รอด ปัจจุบันจุดประสงค์ของการขนส่งนั้นได้เปลี่ยนแปลงไปจากแรกเริ่มที่เพื่อการดำรงเผ่าพันธุ์ของสัตว์ กลายเป็นการรองรับสังคมและเศรษฐกิจ รวมทั้งการเชื่อมโยงผู้คนเข้าด้วยกัน ซึ่งเป็นบทบาทที่มีความสำคัญเป็นอย่างมาก ยิ่งกว่านั้นในศตวรรษที่ 21 โลกเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็วเพื่อเข้าไปสู่ยุค IT การขนส่งจะมีโฉมหน้าใหม่ที่คำนึงถึงความปลอดภัยและความสะดวกสบายของการขนส่งมากขึ้น

ระบบการขนส่งอัจฉริยะ (ITS) ได้รับการยอมรับว่าจะเป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างพื้นฐานใหม่สำหรับระบบการสื่อสาร โดยแบ่งการวิจัยในระบบนี้ได้กว้างๆ ออกเป็น 2 ระบบ คือ การสื่อสารระหว่างสถานีท้องถิ่นข้างถนนกับรถยนต์ (Road-to-Vehicle Communication) และการสื่อสารระหว่างรถยนต์กับรถยนต์ (Inter-Vehicle Communication) ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ในส่วนของ การสื่อสารระหว่างสถานีท้องถิ่นที่ถนนกับรถนั้นได้มีการนำมาปฏิบัติจริงในประเทศญี่ปุ่น เรียกว่า การเก็บเงินค่าผ่านทางอิเล็กทรอนิกส์ (Electronics Toll Collection) ซึ่งเป็นระบบการเก็บเงินค่าทางด่วนโดยที่ไม่ต้องมีการหยุดเพื่อจ่ายเงิน ส่วนการสื่อสารระหว่างรถกับรถนั้นจะรองรับบริการต่างๆ เช่น การบริการโทรศัพท์เซลลูลาร์ การบริการการแพร่ภาพ และการบริการอินเทอร์เน็ต [1]



รูปที่ 2.1 ระบบขนส่งอัจฉริยะ

2.2 ระบบ ITS

ปัจจุบันได้มีการพัฒนาอย่างรวดเร็วของเทคโนโลยีข้อมูลข่าวสาร เพื่อรองรับการขนถ่ายผู้คน ยานพาหนะ และสินค้า ซึ่งเทคโนโลยีข้อมูลข่าวสารนี้จะสร้างระบบที่ช่วยเพิ่มความปลอดภัย ความสะดวก และช่วยขยายการเจริญเติบโตทางเศรษฐกิจ ซึ่งระบบที่ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อเทคโนโลยีใหม่นี้จะประกอบไปด้วย

- หน่วยเคลื่อนที่สำหรับการสื่อสาร เช่น หน่วยที่ติดอยู่กับรถ โทรศัพท์เคลื่อนที่ เซลลูลาร์
- การสื่อสารแบบไร้สาย เช่น การสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 (3-G mobile communication) และการสื่อสารวิทยุ
- การระบุตำแหน่ง เช่น ระบบดาวเทียมบอกพิกัด (Global Positioning System :GPS)
- เทคโนโลยี GIS (Global Information System)

ระบบนี้จะช่วยจัดการระบบการขนส่ง เช่นการขนส่งผู้คน สินค้าและการจัดการการเดินทางท่องเที่ยว ซึ่งทุกวันนี้การเดินทางท่องเที่ยวและการขนส่งได้เข้ามามีบทบาทต่ออุตสาหกรรมเศรษฐกิจ และสังคมเป็นอย่างมาก ดังนั้นระบบการขนส่งและบริการจึงมีความจำเป็นที่จะต้องถูกพัฒนาเพื่อตอบสนองความต้องการของผู้ใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

2.3 ITS และบริการ

ITS และบริการนั้นเป็นหลักการที่จะอธิบายถึงเทคโนโลยีข้อมูลข่าวสารในหมวดของการขนส่ง หลักการคือ ITS เป็นบริการแลกเปลี่ยนข้อมูลระหว่างผู้เดินทาง เพื่อที่จะปรับปรุงประสิทธิภาพของการขนส่งและกิจกรรมของการขนส่ง ผู้ขับขี่รถยนต์ส่วนตัวใช้ ITS เพื่อช่วยค้นหาเส้นทางหรือ หลีกเลี่ยงเส้นทางที่มีการจราจรหนาแน่นและลดการเกิดอุบัติเหตุ ส่วนภายในรถไฟและรถประจำทาง ITS จะถูกใช้สำหรับการจัดการจ่ายตั๋วโดยสารอัตโนมัติแก่ผู้โดยสาร รวมทั้งให้ข้อมูลการเดินทางแก่ผู้โดยสารอย่างถูกต้อง สถานีฐานที่ตั้งอยู่สองข้างทางถนนใช้ ITS สำหรับการตรวจวัดและจัดการสัญญาณที่มีการส่งข้อมูลเกี่ยวกับการบริการต่างๆ ไปถึงผู้ขับขี่ ผู้โดยสารและคนเดินถนน ปัจจุบันมีจำนวนของการบริการ ITS อย่างหลากหลาย อาทิ เช่น

2.3.1 การบริการในการนำร่อง

ระบบการนำร่องเป็นส่วนหนึ่งของการบริการ ITS ซึ่งถูกนำไปใช้ในรถยนต์ ระบบทำงานโดยการให้ข้อมูลการเดินทางแก่ผู้ขับขี่ไปถึงจุดหมายปลายทางอย่างถูกต้อง

2.3.2 การบริการข้อมูลการเดินทาง

เป็นอีกตัวอย่างหนึ่งของการบริการในหมวด ITS หน้าที่หลักของบริการชนิดนี้คือการให้ข้อมูลเกี่ยวกับความคับคั่งของการจราจร การเกิดอุบัติเหตุและสภาพถนนให้กับผู้ขับขี่ตลอดการเดินทาง เพื่อช่วยในการตัดสินใจเลือกเส้นทางการเดินทาง

2.3.3 การบริการข้อมูลการจอด

การเพิ่มขึ้นของรถยนต์ส่วนตัวกำลังเป็นปัญหาใหญ่ โดยเฉพาะในเมืองใหญ่ๆ ของหลายๆ ประเทศ การบริการ ITS ถูกพัฒนาเพื่อบอกให้กับผู้ขับขี่ทราบถึงข้อมูลของลานจอดรถบริเวณโดยรอบจุดหมายปลายทางที่ต้องการจะไปถึง

2.3.4 การบริการการจัดการขนส่งมวลชน

ทุกวันนี้มีการจัดสรรงบประมาณจำนวนมากในการพัฒนาบริการ ITS เพื่อตอบสนองความต้องการของผู้โดยสารด้วยข้อมูลที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น จุดประสงค์ของบริการนี้คือผู้โดยสารจะได้รับข้อมูลที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นดังนี้

- ตารางเวลาและเส้นทางการขนส่งมวลชน
- ตำแหน่งของรถประจำทาง รถไฟและการกำหนดเวลาที่จะมาถึง
- แนะนำและให้ความช่วยเหลือผู้โดยสารที่จะเลือกการเดินทางที่สะดวกที่สุด

2.3.5 การบริการรองรับแก่ผู้เดินทางเท้า

ระบบข้อมูลสำหรับผู้เดินทางบนทางเท้านั้นรองรับการเคลื่อนที่ ความปลอดภัยและความสะดวกของผู้เดินทางเท้า ระบบนี้ให้บริการความสะดวกสบายและข้อมูลของเมือง เช่น การพยากรณ์อากาศ ข้อมูลการจับจ่าย ข้อมูลการท่องเที่ยว และบริการนักร้อง

2.3.6 บริการการตรวจจับ

ระบบ ITS จะรองรับบริการตรวจจับซึ่งเป็นบริการหนึ่งที่ทำให้ทราบข้อมูลตำแหน่งของผู้คน ข้อมูลเส้นทางการเดินทางของรถยนต์และข้อมูลการขนถ่ายสินค้า ซึ่งข้อมูลเหล่านี้มีความสำคัญต่อการเชื่อมโยงของระบบการขนส่งและการจัดการให้ระบบการขนส่งนั้นมีประสิทธิภาพ

2.3.7 การบริการฉุกเฉินและสวัสดิการ

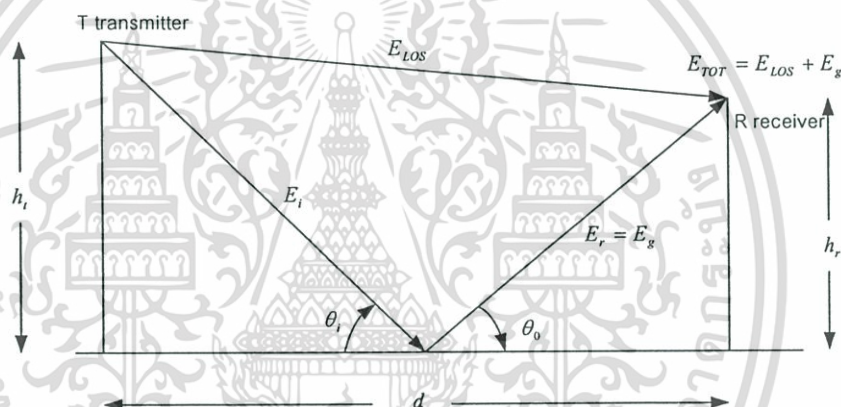
การบริการฉุกเฉินและสวัสดิการนั้นมีความสำคัญกับหมวด ITS เช่น ในประเทศสหรัฐอเมริกากระทรวงกลาโหมใช้สัญญาณไร้สายเพื่อระบุตำแหน่งของผู้ที่หมุนเบอร์ 911 ในยุโรปการหาตำแหน่งโดยสัญญาณไร้สายฉุกเฉินเพื่อหาผู้ที่หมุนเบอร์ 112 ในประเทศญี่ปุ่นบริการ

สาธารณะภัยถูกพัฒนาเพื่อให้ความช่วยเหลือในกรณีที่เกิดอุบัติเหตุทางการจราจรและการเจ็บป่วยฉุกเฉิน

2.4 แบบจำลองช่องสัญญาณด้านรับสำหรับระบบ IVC

แบบจำลองการสะท้อนจากพื้นดินของสัญญาณสองเส้นทางแสดงดังรูป ที่ 2.2 ซึ่งอธิบายถึงการแพร่กระจายโดยพิจารณาทั้งเส้นทางตรงและเส้นทางสะท้อนบนพื้นผิวดินระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ แบบจำลองนี้มีความน่าเชื่อถือสำหรับการหาค่าสัญญาณสเกลกว้างในระยะหลายๆ กิโลเมตรสำหรับระบบวิทยุเคลื่อนที่ซึ่งเสาของสายอากาศมีความสูงมากๆ

สมมติให้ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ระยะห่างระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไกลที่สุดมีค่าเท่ากับ 10 กิโลเมตร และสมมติว่าพื้นถนนนั้นราบเรียบ [2] พลังงานที่รับได้คือ E_{TOT} และพลังงานจากแนวสายตา (line-of-sight) คือ E_{LOS} และพลังงานการสะท้อนจากพื้นดิน คือ E_g



รูปที่ 2.2 แบบจำลองสองเส้นทาง

จากรูปที่ 2.2 h_t เป็นความสูงของเครื่องส่งและ h_r เป็นความสูงของเครื่องรับ ถ้า E_0 เป็นพลังงานของสนามในอากาศเทียบกับระยะทาง d_0 จากตัวส่ง ดังนั้น $d > d_0$ การแพร่กระจายสนามพลังงานในอากาศเป็นไปดังสมการต่อไปนี้ [1]

$$E(d, t) = \frac{E_0 d_0}{d} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d}{c}\right)\right) \quad (d > d_0) \quad (2.1)$$

ซึ่ง $|E(d,t)| = E_0 d_0 / d$ แสดงแอมพลิจูดของค่าสนามพลังงานที่ d เมตรจากสายอากาศส่ง $\omega_c = \frac{2\pi c}{\lambda}$ โดยที่ c คือความเร็วแสง λ คือความยาวคลื่น

คลื่นทั้งสองแพร่กระจายไปถึงตัวรับ โดยคลื่นตรงเดินทางด้วยระยะทาง d' และคลื่นที่เกิดจากการสะท้อนเดินทางด้วยระยะทาง d'' สนามพลังงานเนื่องจากพลังงานในแนวสายตาที่ตัวรับ แสดงได้ดังนี้

$$E_{LOS}(d',t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos(\omega_c(t - \frac{d'}{c})) \quad (2.2)$$

และสนามพลังงานสำหรับคลื่นตกกระทบซึ่งมีระยะทางการแพร่กระจาย d'' แสดงดังต่อไปนี้

$$E_g(d'',t) = \Gamma \frac{E_0 d_0}{d''} \cos(\omega_c(t - \frac{d''}{c})) \quad (2.3)$$

จากกฎของการสะท้อนในไดอิเล็กตริก

$$\theta_i = \theta_o \quad (2.4)$$

และ

$$E_g = \Gamma E_i \quad (2.5)$$

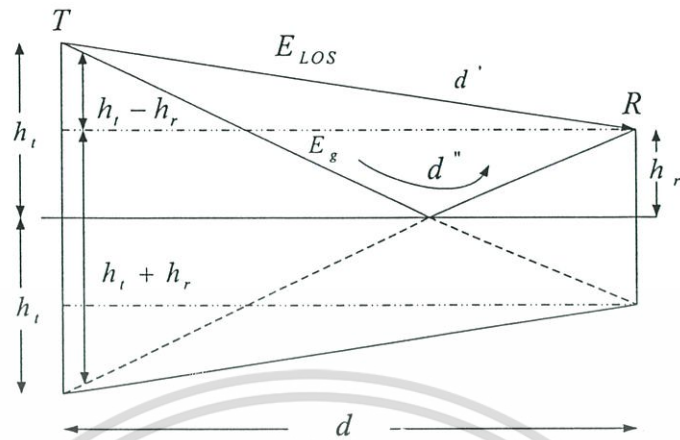
$$E_r = (1 + \Gamma) E_i \quad (2.6)$$

ซึ่ง Γ คือสัมประสิทธิ์การสะท้อนของคลื่นบนถนน สำหรับกรณีมุม θ_i มีค่าน้อยๆ คลื่นที่เกิดจากการสะท้อนจะมีขนาดเท่ากับขนาดของคลื่นตกกระทบ และมีเฟสตรงข้ามกับเฟสของคลื่นตกกระทบ สมมติให้มีการสะท้อนสมบูร์นแบบ ($\Gamma = -1$ และ $E_r = 0$) ผลลัพธ์ของค่าสนามพลังงานมีค่าเท่ากับผลรวมเวกเตอร์ของ E_{LOS} และ E_g ผลรวมทั้งหมดของแอมพลิจูดสนามพลังงานแสดงดังต่อไปนี้

$$|E_{TOT}| = |E_{LOS} + E_g| \quad (2.7)$$

ค่าสนามไฟฟ้า $E_{TOT}(d,t)$ แสดงได้ดังต่อไปนี้

$$E_{TOT}(d,t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) + (-1) \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.3 ภาพเสมือนจากกระจกเงาเพื่อการหาระยะทางที่แตกต่างกัน

โดยอาศัยทฤษฎีภาพ (image theory) ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.3 ระยะทางที่แตกต่างกัน Δ ระหว่างเส้นทางในแนวสายตาและเส้นทางสะท้อนสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\Delta = d'' - d' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (2.9)$$

เมื่อระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ d มีค่ามากเมื่อเทียบกับ $h_t + h_r$ สมการที่ (2.9) ประมาณโดยใช้อนุกรมเทย์เลอร์ได้ดังนี้

$$\Delta = d'' - d' \approx \frac{2h_t h_r}{d} \quad (2.10)$$

เมื่อทราบระยะห่างดังนั้นค่าเฟสที่แตกต่างกัน θ_Δ ระหว่างตัวประกอบพลังงานและค่าหน่วงเวลา τ_d ของทั้งสองตัวประกอบที่มาถึง สามารถคำนวณและแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\theta_\Delta = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{\Delta\omega_c}{c} \quad (2.11)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

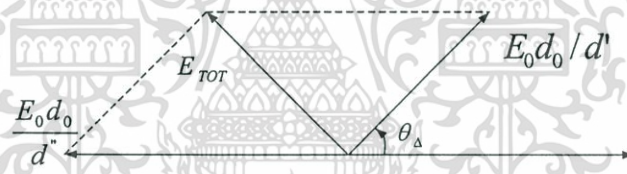
$$\tau_d = \frac{\Delta}{c} = \frac{\theta_\Delta}{2\pi f_c} \quad (2.12)$$

หมายเหตุเมื่อค่า d มากขึ้นความแตกต่างระหว่างระยะทาง d' และ d'' มีค่าน้อยลงมากๆ และค่าแอมพลิจูดของ E_{LOS} และ E_g มีเฟสเปลี่ยนไปเล็กน้อยเท่านั้น ดังนั้น

$$\left| \frac{E_0 d_0}{d} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d'} \right| \approx \left| \frac{E_0 d_0}{d''} \right| \quad (2.13)$$

ถ้าสนามพลังงานหาได้ ณ ขณะเวลาหนึ่ง คือ $t = d''/c$ สมการที่ (2.8) จะแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} E_{TOR}(d, t = \frac{d''}{c}) &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(\frac{d'' - d'}{c}\right)\right) - \frac{E_0 d_0}{d''} \cos 0^\circ \\ &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos \theta_\Delta - \frac{E_0 d_0}{d''} \\ &\approx \frac{E_0 d_0}{d} [\cos \theta_\Delta - 1] \end{aligned} \quad (2.14)$$



รูปที่ 2.4 แผนภาพเฟเซอร์

โดยที่ d คือระยะทางที่ราบที่ผิวโลกระหว่างสถานีของสายอากาศเครื่องส่งและเครื่องรับ จากแผนภาพเฟเซอร์รูปที่ 2.4 ซึ่งแสดงการรวมกันของรังสีตรงและสะท้อน สนามพลังงานที่ตัวรับ ณ ระยะทาง d จากสายอากาศส่งเขียนได้ดังสมการต่อไปนี้

$$|E_{TOR}(d)| = \sqrt{\left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 (\cos \theta_\Delta - 1)^2 + \left(\frac{E_0 d_0}{d}\right)^2 \sin^2 \theta_\Delta} \quad (2.15)$$

หรือ

$$|E_{TOR}(d)| = \frac{E_0 d_0}{d} \sqrt{2 - 2 \cos \theta_\Delta} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาศัยการวิเคราะห์โดยหลักตรีโกณมิติจะแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$|E_{\text{TOR}}(d)| = 2 \frac{E_0 d_0}{d} \sin\left(\frac{\theta_\Delta}{2}\right) \quad (2.17)$$

จากสมการข้างบน $\sin(\theta_\Delta/2) \approx \theta_\Delta/2$ เมื่อ $\theta_\Delta/2$ มีค่าน้อยกว่า 0.3 เรเดียน

$$\frac{\theta_\Delta}{2} \approx \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} < 0.3 \text{ rad} \quad (2.18)$$

โดยที่

$$d > \frac{20\pi h_t h_r}{3\lambda} \approx \frac{20h_t h_r}{\lambda} \quad (2.19)$$

ค่าประมาณของพลังงานสนามไฟฟ้าแสดงได้ดังนี้

$$E_{\text{TOR}}(d) \approx \frac{2E_0 d_0}{d} \frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d} \approx \frac{k}{d^2} \text{ V/m} \quad (2.20)$$

โดยที่ k เป็นค่าคงที่สัมพันธ์กับ E_0 ความสูงของสายอากาศและความยาวคลื่น จากสมการข้างบนที่ระยะทาง d จะคำนวณกำลังงานที่รับได้จากด้านส่งดังนี้

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.21)$$

จากสมการข้างบนที่ระยะทางไกลๆ กำลังงานที่รับได้จะมีค่าตกลงสัมพันธ์กับระยะทางยกกำลังสี่หรือเท่ากับอัตรา 40 dB ในที่นี้ค่าวิธีการลดทอน (path loss) มีค่าลดลงมากกว่าในอวกาศหมายเหตุ เมื่อค่า d มีค่ามากๆ ค่ากำลังงานที่เครื่องรับและวิธีการลดทอนเป็นอิสระต่อความถี่ ค่าวิธีการลดทอนของแบบจำลองสองเส้นทางแสดงค่าในรูปของอัตราขยายของสายอากาศมีหน่วยเป็นเดซิเบลได้ดังนี้

$$PL(\text{dB}) = 40 \log d - (10 \log G_t + 10 \log G_r + 20 \log h_t + 20 \log h_r) \quad (2.22)$$

ซึ่ง G , แทนอัตราขยายของสายอากาศด้านส่งและ G , แทนอัตราขยายของสายอากาศด้านรับ

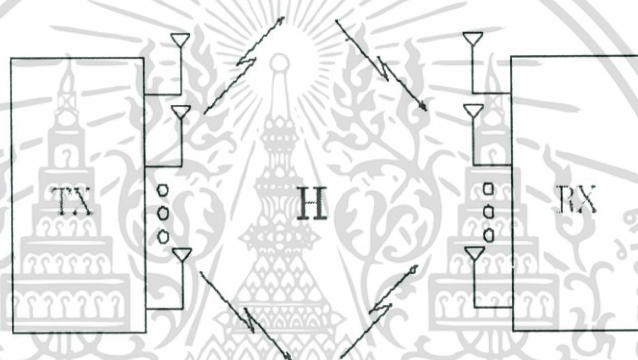


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท

3.1 บทนำ

การส่งผ่านข้อมูลไร้สายถูกรบกวนโดยการจางหายของสัญญาณและการแทรกสอด เพื่อเป็นการรองรับความต้องการอัตราการส่งข้อมูลและปรับปรุงคุณภาพของระบบการสื่อสารไร้สายที่สูงมากขึ้น จึงได้มีการใช้เทคโนโลยีใหม่ในการเพิ่มประสิทธิภาพสเปกตรัมและปรับปรุงความน่าเชื่อถือของการเชื่อมต่อ การใช้สายอากาศหลายชุดทั้งด้านส่งและรับของระบบไร้สายจะช่วยให้เพิ่มความน่าเชื่อถือและใช้สเปกตรัมอย่างมีประสิทธิภาพ เทคโนโลยีนี้เรียกว่า ระบบไร้สายแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (multiple input multiple output : MIMO) ดังแสดงในรูปที่ 3



รูปที่ 3.1 ระบบการสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (MIMO)

3.2 ระบบการสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท (MIMO)

3.2.1 แบบจำลองการจางหายของช่องสัญญาณแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท

พิจารณาด้านส่งและด้านรับของแบบจำลองการสื่อสารที่มีผู้ใช้นึงคน โดยที่ด้านส่งมีสายอากาศ M_T ชุดและด้านรับมีสายอากาศ M_R ชุด กำหนดให้กรณีนี้ช่องสัญญาณเป็นแถบแคบ แบบจำลองช่องสัญญาณของการสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท โดยทั่วไปจะเป็นแบบจำลองการจางหายที่มีการแจกแจงของเมตริกซ์ช่องสัญญาณเป็นแบบเกาส์เซียน (Rayleigh Fading) นอกจากนั้นสมมติให้เครื่องส่งไม่ทราบข้อมูลของช่องสัญญาณ แต่เครื่องรับทราบข้อมูลของช่องสัญญาณอย่างครบถ้วน โดยเครื่องรับทราบข้อมูลของช่องสัญญาณจากการส่งข้อมูลเทรนนิ่งและการประมาณค่าของช่องสัญญาณ ในที่นี้จะไม่กล่าวถึงกรณีเครื่องส่งทราบข้อมูล

ช่องสัญญาณ โดยในกรณีเครื่องส่งทราบข้อมูลของช่องสัญญาณนั้นเครื่องรับจะต้องทำการป้อนกลับดังนั้นการปฏิบัติได้จริงนั้นมีความเป็นไปได้น้อย ความสัมพันธ์ระหว่างด้านรับและด้านส่ง $M_R \times M_T$ และเมตริกซ์ช่องสัญญาณเขียนได้ดังนี้

$$r = Hs + n, \quad (3.1)$$

โดยที่สัญญาณที่รับได้แทนด้วยเวกเตอร์ $r = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{M_R-1}]^T$ มีขนาด $M_R \times 1$ เมตริกซ์ถ่ายโอนของช่องสัญญาณคือ H มีขนาด $M_R \times M_T$ สัญญาณส่งแทนด้วยเวกเตอร์ $s = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{M_T-1}]^T$ มีขนาด $M_T \times 1$ และ $n = [n_0 \ n_1 \ \dots \ n_{M_R-1}]^T$ คือเวกเตอร์สัญญาณรบกวนมีขนาด $M_R \times 1$ เมตริกซ์ถ่ายโอนช่องสัญญาณ H มีการแจกแจงแบบเกาส์เซียน ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความเบี่ยงเบนเท่ากับหนึ่ง ตัวแปรเชิงซ้อนที่มีการสุ่มแบบเกาส์เซียนแทนด้วย $z = (x + jy) \approx CN(0, \sigma^2)$ โดยที่ x และ y เป็นค่าจริงที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนและมี $N(0, \sigma^2/2)$ ดังนั้นแต่ละช่องสัญญาณ H เฟสและขนาดจะมีการแจกแจงแบบสม่ำเสมอและแบบเรย์ลีตามลำดับ แบบจำลองนี้อยู่ในภาวะที่มีการกระเจิงที่สูงและชุดของสายอากาศทั้งด้านรับกับด้านส่งมีระยะห่างระหว่างสายอากาศที่เพียงพอ สัญญาณรบกวน n_i ($i = 0, 1, \dots, M_R-1$) สมมติให้มี $CN(0, 1)$ ค่าเฉลี่ยของกำลังงานส่งของสายอากาศทั้งหมด (ซึ่งเท่ากับค่าเฉลี่ย SNR ที่สายอากาศตัวรับจะถูกทำให้เป็นบรรทัดฐาน (normalization) ด้วยกำลังงานสัญญาณรบกวนและการสูญเสียจากช่องสัญญาณ) กำหนดให้มีค่าไม่มากกว่า ρ โดยที่ไม่คำนึงจำนวนสายอากาศที่ด้านส่ง M_T

3.2.2 ความจุของช่องสัญญาณแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท

จากที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้นนั้นระบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุทให้อัตราขยายความจุมากกว่าหนึ่งอินพุทหนึ่งเอาต์พุท (SISO) ในส่วนนี้จะทำการพิจารณาการกำหนดค่าช่องสัญญาณหนึ่งอินพุทหนึ่งเอาต์พุทและหลายอินพุทหลายเอาต์พุท จากนั้นจะทำการวิเคราะห์ความจุของช่องสัญญาณจางหลายอินพุทหลายเอาต์พุท

3.2.2.1 กรณีกำหนดค่าที่แน่นอน

หลักการความจุของ Shannon สำหรับค่าแน่นอนของช่องสัญญาณหนึ่งอินพุทหนึ่งเอาต์พุทซึ่งด้านส่งและด้านรับมีความสัมพันธ์ดังนี้ $r = Hs + n$ โดยที่ ρ เป็นค่าเฉลี่ยกำลังงานส่ง และ $\mathcal{E}\{|n|^2\} = 1$

$$C = \log_2(1 + \rho|H|^2) \quad (3.2)$$

โดยที่ C คือความจุของช่องสัญญาณ จะเห็นได้ว่าเมื่อค่า SNR (ρ) สูงขึ้น 3 dB จะส่งผลให้ความจุเพิ่ม 1 bps/Hz กรณีหลายอินพุทหลายเอาต์พุทเวกเตอร์สัญญาณส่งสัมพันธ์กับจำนวนสายอากาศด้านส่ง M_T ที่เป็นอิสระจากกำลังงานส่ง ดังนั้นค่าความจุของสัญญาณที่มีค่าแน่นอน H เขียนได้ดังนี้

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad \text{bps/Hz} \quad (3.3)$$

ในกรณีที่ $M_T = M_R$ และ $\mathbf{H} = \mathbf{I}_{M_T}$ สมการที่ (3.3) เขียนแสดงได้ดังนี้

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \right) \rightarrow \rho / \ln(2) \quad \text{เมื่อ } M_T \rightarrow \infty \quad (3.4)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับในสมการที่ (3.2) การเพิ่มค่า SNR สเกลของความจุจะเป็นเชิงเส้นมากกว่าที่จะเป็นลอการิทึม ดังนั้นการใช้สายอากาศหลายตัวนั้นมีข้อได้เปรียบมากกว่า

3.2.2.2 กรณีทำการสุ่มค่า

สมมติให้มีการสุ่มค่าของสัญญาณ \mathbf{H} ดังนั้นตามคำนิยามหัวข้อ 3.2.2.1 ความจุของช่องสัญญาณเออร์โกดิก (ergodic) เขียนดังนี้

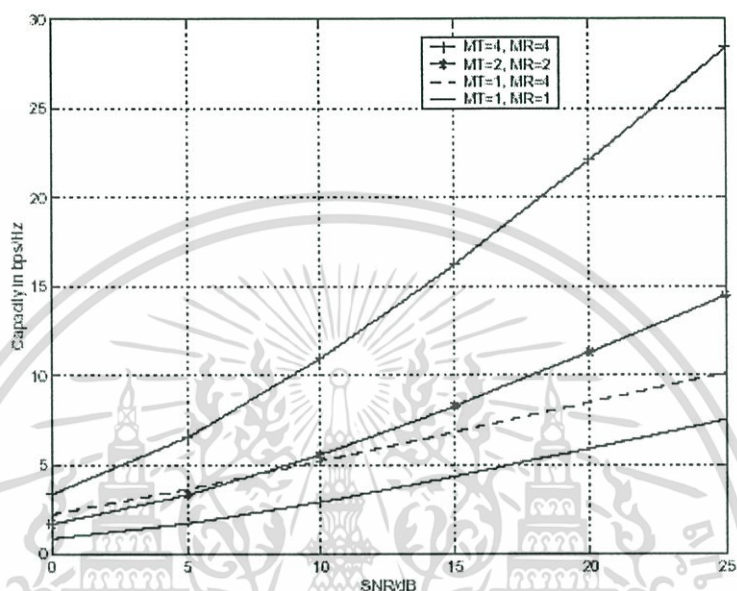
$$C = \mathcal{E}_H \left\{ \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \right\} \quad \text{bps/Hz} \quad (3.5)$$

โดยที่ \mathcal{E}_H แทนค่าความน่าจะเป็นของการสุ่มช่องสัญญาณ โดยในที่นี้กำหนดจำนวนที่แน่นอนของชุดสายอากาศด้านรับ M_R เท่ากับจำนวนชุดสายอากาศที่ด้านส่ง M_T ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม $\frac{1}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \rightarrow \mathbf{I}_{M_R}$ ดังนั้นค่าความจุเออร์โกดิกที่มีการกำหนดจำนวนที่แน่นอนจากจำนวนชุดสายอากาศด้านส่ง M_T มีค่ามากแสดงดังสมการต่อไปนี้

$$C = M_R \log_2 (1 + \rho) \quad \text{bps/Hz} \quad (3.6)$$

ดังนั้นความจุเออร์โกดิกแปรผันโดยตรงแบบเชิงเส้นกับจำนวนสายอากาศที่ตัวรับ ซึ่งเป็นการบอกถึงค่าอัตราความจุของช่องสัญญาณจางหายแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุท รูปที่ 3.2 แสดง

ความจุเออร์กอดิกเป็นฟังก์ชันของ SNR สำหรับระบบสายอากาศหลายชุดในสถานะที่มีการจางหาย จะเห็นได้ว่าการใช้สายอากาศหลายตัวที่เพียงด้านเดียว ส่งผลให้ค่าอัตราขยายความจุเพิ่มขึ้นน้อยกว่าอัตราขยายความจุจากการใช้สายอากาศหลายตัวทั้งด้านรับและด้านส่ง ตัวอย่างเช่น เมื่อค่า SNR ที่สูง $M_T = M_R = 2$ ให้ค่าความจุมากกว่ากรณี $M_T = 1$ และ $M_R = 4$



รูปที่ 3.2 ความจุเออร์กอดิกของ MIMO ในช่องสัญญาณที่มีการจางหาย

3.2.3 ไคเวอร์ซิตี

หลักการของไคเวอร์ซิตีอาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบไร้สาย ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้วถ้าหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากการจางหายทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังอ่อนมาก อาจจะมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูงกว่า ดังนั้นถ้าหากเราติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งจะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบสามารถที่จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ วิธีการนี้สามารถช่วยทำให้ค่า SNR ของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ถึง 20-30 dB [3] สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้น โดยที่ภาคส่งสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องเลย

ไคเวอร์ซิตีแบ่งตามการแก้ปัญหาการจางหายได้ 2 แบบ คือ ไคเวอร์ซิตีแบบไมโครสโคปิก (microscopic diversity) ซึ่งเป็นการแก้ปัญหาการจางหายสเกลเล็ก โดยอาศัยสายอากาศ 2 ชุดที่วางห่างกันเล็กน้อยเช่นไม่เกิน 1 เมตร ในช่วงเวลาที่สายอากาศชุดหนึ่งได้รับสัญญาณที่อ่อน

สายอากาศอีกชุดหนึ่งก็มักจะได้รับสัญญาณที่แรงกว่า ดังนั้นระบบจะเลือกใช้สัญญาณที่แรงกว่า วิธีนี้อาจจะเรียกว่าไดเวอร์ซิตีแบบสายอากาศ (antenna diversity) หรือ ไดเวอร์ซิตีแบบสเปซ (space diversity)

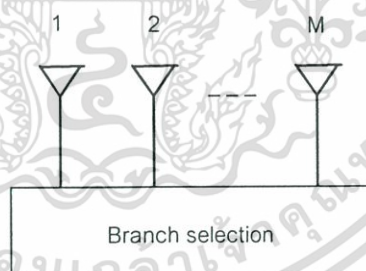
ไดเวอร์ซิตีแบบแมโครสโคปิก (macroscopic diversity) เป็นการแก้ปัญหาการจางหายสเกลใหญ่ ซึ่งเกิดจากการบดบังจากสิ่งแวดล้อม เช่น ตึกในเมือง และเนินเขา แนวทางการแก้ปัญหาก็สามารถกระทำได้โดยเลือกรับสัญญาณจากสถานีฐานอื่นข้างเคียงที่ให้กำลังส่งของสัญญาณที่ดีกว่า

3.2.3.1 ไดเวอร์ซิตีแบบสเปซ

ไดเวอร์ซิตีแบบสเปซนั้นเป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งานอย่างมากในทางปฏิบัติ เราสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีการนี้ได้ 4 รูปแบบ คือ

- ไดเวอร์ซิตีแบบเลือกรับ (Selection Diversity)

ไดเวอร์ซิตีแบบนี้เป็นวิธีที่ง่ายและไม่ซับซ้อน นั่นคือระบบจะเลือกสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่า SNR มากที่สุด รูปโครงสร้างของวิธีการนี้แสดงดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โครงสร้างของไดเวอร์ซิตีแบบเลือกรับ

เราสามารถคำนวณหาได้ว่าวิธีการนี้จะช่วยทำให้ระบบมีสมรรถนะเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเพียงใดได้ดังต่อไปนี้ สมมติว่าสัญญาณแต่ละแห่งเป็นอิสระต่อกันและได้รับผลกระทบของการจาง

หายในการส่งผ่านช่องสัญญาณ ทำให้ระดับของสัญญาณมีการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลีและมีค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณเท่ากับ σ^2

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.7)$$

โดย r_i คือระดับสัญญาณที่รับได้ที่จุดรับสัญญาณ i

กำหนดให้ γ_i เป็นค่า SNR ของสัญญาณ r_i ณ ขณะใดขณะหนึ่ง และ N คือค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนซึ่งสมมติให้มีค่าเท่ากันทั้งหมดสำหรับสัญญาณที่รับได้แต่ละจุด

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N} \quad (3.8)$$

ค่าเฉลี่ย SNR ที่รับได้แต่ละจุดมีค่าเป็น

$$\Gamma = \frac{\sigma^2}{2N} \quad (3.9)$$

และจะได้ว่าค่า γ_i จะมี pdf เป็น

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} \quad (3.10)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ SNR ของสัญญาณจากแต่ละจุดจะมีขนาดต่ำกว่าหรือเท่ากับค่ากำหนด γ ค่าหนึ่ง

$$P(\gamma_i \geq \gamma) = \int_0^\gamma p(\gamma_i) d\gamma_i = \int_0^\gamma \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} d\gamma_i \quad (3.11)$$

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้จากทุกแหล่งซึ่งเป็นอิสระต่อกันทั้งหมด M แห่ง จะมีขนาด SNR ที่ต่ำกว่า γ พร้อมๆกันมีค่าเท่ากับ

$$P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M = P_M(\gamma) \quad (3.12)$$

ค่าความน่าจะเป็นดังกล่าวนี้ คือความน่าจะเป็นที่ SNR ที่ได้รับจากการใช้ โดเวอร์ซิติแบบเลือกรับ มีขนาดต่ำกว่าที่ต้องการ ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้ขนาดของ SNR มีค่ามากกว่า γ จึงมีค่าเท่ากับ

$$1 - P_M(\gamma) = 1 - P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = 1 - (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M \quad (3.13)$$

หากต้องการจะคำนวณหาค่าเฉลี่ยของ SNR ในระบบไดเวอร์ซิตีเลือกเราสามารถทำได้โดยการอนุพันธ์

$$P_M(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} P_M(\gamma) = \frac{M}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma} \quad (3.14)$$

$$\bar{\gamma} = \int_0^{\infty} \gamma p_M(\gamma) d\gamma = \Gamma \int_0^{\infty} Mx(1 - e^{-x})^{M-1} e^{-x} dx \quad (3.15)$$

โดย $x = \gamma/\Gamma$ หลังจากที่ได้ทำการอินทิเกรตแล้วจะได้

$$\bar{\gamma} = \Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \quad (3.16)$$

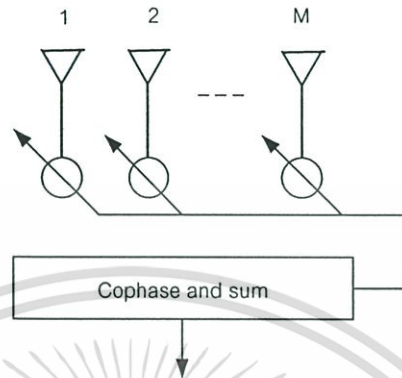
- ไดเวอร์ซิตีแบบย้อนกลับ (Feedback or Scanning Diversity)

ไดเวอร์ซิตีแบบย้อนกลับเป็นวิธีการที่คล้ายกับของแบบแรก ต่างกันตรงที่แทนที่จะเลือกสัญญาณที่ดีที่สุดจาก M สัญญาณเสมอ วิธีนี้จะทำการสแกนสัญญาณจากแต่ละแหล่งตามลำดับ และเมื่อใดที่พบสัญญาณขนาดใหญ่กว่าค่าที่กำหนดไว้ก็จะเลือกใช้สัญญาณนั้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งกำลังของสัญญาณลดลงต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ จึงจะทำการสแกนสัญญาณใหม่อีกครั้ง การทำงานในลักษณะนี้จะมีความซับซ้อนน้อยกว่าวิธีไดเวอร์ซิตีแบบเลือกกลับ เพราะระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกหรือเปลี่ยนจุดรับสัญญาณจะเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งแตกต่างจากวิธีไดเวอร์ซิตีแบบเลือกกลับ ตรงที่ระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา แต่อย่างไรก็ตามคุณภาพของสัญญาณที่รับได้จากวิธีนี้จะด้อยกว่าวิธีไดเวอร์ซิตีเลือกกลับ

- ไดเวอร์ซิตีแบบการรวมอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining)

ไดเวอร์ซิตีแบบการรวมอัตราส่วนสูงสุด สัญญาณที่รับได้จากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยน้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการที่รวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสตรงกัน โครงสร้างแสดงดังรูปที่ 3.4 ข้อดีของวิธีการนี้คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสที่จะสามารถได้รับสัญญาณที่มีค่า SNR สูงขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนมากกว่า 2 วิธีแรกมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่

เหมาะสม หากแต่ในปัจจุบันการพัฒนาและความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลช่วยทำให้การสร้างวงจรเหล่านี้มีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของการรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด

สมมติให้ระดับสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่งมีขนาดเท่ากับ r_i และสัญญาณเหล่านี้ได้รับการปรับขนาดของเฟสให้ตรงกันทำให้เราสามารถนำสัญญาณจากทั้ง M จุดมารวมกันได้โดยตรงในการรวมนั้นจะต้องมีการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก G_i ของสัญญาณแต่ละแห่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่มีค่า SNR สูงที่สุด

$$r_T = \sum_{i=1}^M G_i r_i \quad (3.17)$$

สมมติให้ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งมีขนาดเท่ากัน เพราะฉะนั้นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนรวม N_T สามารถหาได้ตามสมการต่อไปนี้

$$N_T = N \sum_{i=1}^M G_i^2 \quad (3.18)$$

ค่า SNR ที่ได้จึงมีค่าเท่ากับ

$$\gamma_M = \frac{r_T^2}{2N_T} \quad (3.19)$$

อาศัย Chebycev's inequality พบว่าเงื่อนไขที่จะทำให้ได้ค่า γ_M สูงสุดก็คือ $G_i = r_i/N$ ดังนั้น

$$\gamma_M = \frac{1}{2} \frac{[\sum \Gamma_i^2/N]^2}{N \sum (\Gamma_i^2/N^2)} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \Gamma_i^2/N = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (3.20)$$

สังเกตว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดจากการทำโดเวอร์ซิตีนี้มีค่าเท่ากับผลรวมของค่า SNR จากจุดรับสัญญาณที่ประกอบขึ้นจากตัวแปรสุ่มที่เป็นอิสระต่อกัน 2 ตัวคือ T_C และ T_S ทั้งคู่มีการแจกแจงเป็นแบบเกาส์ (Gaussian distribution) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ σ^2

$$\gamma_i = \frac{1}{2N} \Gamma_i^2 = \frac{1}{2N} (T_C^2 + T_S^2) \quad (3.21)$$

เพราะฉะนั้น γ_M คือตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายเป็นแบบไคสแควร์ (Chi-square) ที่เกิดจากการรวมกันแบบยกกำลังสองของตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายแบบเกาส์จำนวน $2M$ นั่นคือ

$$p(\gamma_M) = \frac{\gamma_M^{M-1} e^{-\gamma_M/\Gamma}}{\Gamma^M (M-1)!} \quad (3.22)$$

โดยมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $\Gamma/2 = \sigma^2/(2N)$

ความน่าจะเป็นที่ค่า SNR จะต่ำกว่าค่าที่กำหนด γ ค่าหนึ่งคือ

$$P[\gamma_M \leq \gamma] = \int_0^\gamma p(\gamma_M) d\gamma_M = 1 - e^{-\gamma/\Gamma} \sum_{k=1}^M \frac{(\gamma/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \quad (3.23)$$

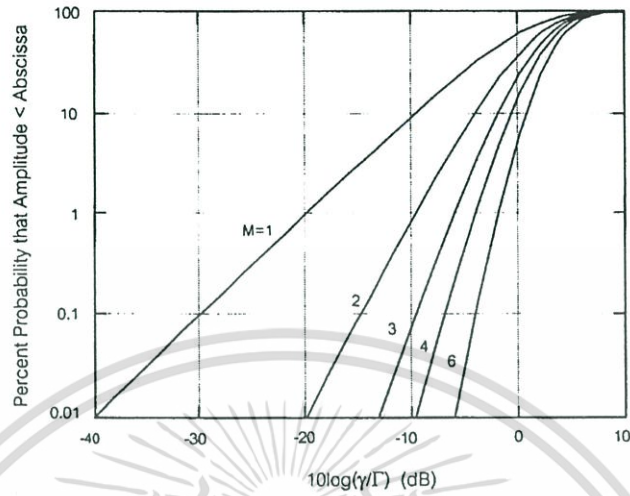
ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่ได้จากโดเวอร์ซิตีแบบนี้คือ

$$\bar{\gamma}_M = \sum_{k=1}^M \bar{\gamma}_i = \sum_{k=1}^M \Gamma = M\Gamma \quad (3.24)$$

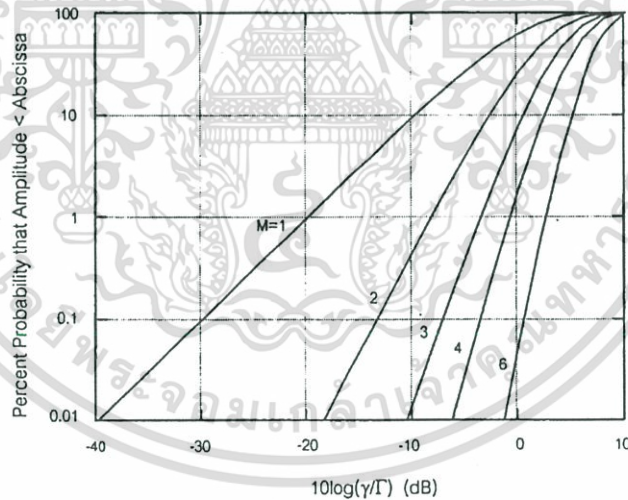
ซึ่งคือค่าที่ได้จากการรวมค่าเฉลี่ย SNR ของสัญญาณ γ_i ที่รับได้แต่ละจุดนั่นเอง

พิจารณารูปการกระจายค่าความน่าจะเป็นของสัญญาณที่รับได้โดยวิธีการโดเวอร์ซิตีแบบเลือกรับกับการรวมอัตราส่วนสูงสุด ในรูปที่ 3.5 และ 3.6 ตามลำดับ จะเห็นว่าที่ค่าความน่าจะเป็นสูงๆ เช่น 99% ค่าของ SNR มีขนาดที่ตีขึ้นอีกประมาณ 10 dB เมื่อมีการเพิ่มจุดรับสัญญาณมากเป็น 2 แห่ง สำหรับกรณีของโดเวอร์ซิตีเลือกรับและค่า SNR จะยิ่งตีขึ้นไปอีกประมาณ 1.5 dB เมื่อใช้วิธีการรวมอัตราส่วนสูงสุด เมื่อยังเพิ่มจำนวนจุดรับสัญญาณมากขึ้นเป็น 3, 4 และ 6 แห่ง

ค่าของ SNR ก็ดีขึ้นไปอีกตามลำดับ สังเกตเห็นว่า ไดเวอร์ซิตีการรวมอัตราส่วนสูงสุดให้ค่า SNR สูงกว่า ไดเวอร์ซิตีแบบเลือกรับ



รูปที่ 3.5 ความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้จากไดเวอร์ซิตีแบบเลือกรับ



รูปที่ 3.6 ความน่าจะเป็นของสัญญาณจากการรวมแบบอัตราส่วนสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ไตเวอร์ซิติแบบอัตราขยายเท่า (Equal Gain Combining)

จากการที่วิธีการรวมอัตราส่วนสูงสุดจะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับสัญญาณในแต่ละจุดให้เหมาะสม ทำให้ระบบต้องมียังจรสำหรับการคำนวณที่ซับซ้อนและในการหาค่าที่ถูกต่อนั้นก็มีใช้เรื่องยุ่งยาก เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดปัญหาเหล่านี้จึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักค่าเดียวสำหรับจุดรับสัญญาณทุกจุดมีค่าเป็นหนึ่ง การทำในลักษณะนี้จะทำให้ระบบมีความซับซ้อนน้อยลง และผลจากการวิเคราะห์พบว่าสมรรถนะของวิธีนี้ไม่ได้ด้อยกว่าของวิธีการรวมอัตราส่วนสูงสุด

3.2.3.2 ไตเวอร์ซิติทางโพลาริเซชัน

หลักการของไตเวอร์ซิติแบบนี้อาศัยคุณลักษณะของการแพร่กระจายของสัญญาณที่มีโพลาริเซชันทั้งในแนวตั้งและแนวนอน โดยเราพบว่าหลังจากสัญญาณมีการส่งผ่านช่องสัญญาณแล้ว สัญญาณทั้งสองส่วนจะมิได้มีความสัมพันธ์กันเท่าใดนัก เนื่องจากความสัมพันธ์ของสัญญาณในแนวทั้งสองจะลดลงเรื่อยๆ หลังจากที่สัญญาณมีการสะท้อนบนพื้นผิวของวัตถุรอบข้างหลายๆ ครั้ง ดังนั้นจึงอาจเป็นไปได้ที่บางช่วงเวลาสัญญาณในแนวใดอาจจะมีกำลังอ่อน แต่สัญญาณที่รับได้จากอีกแนวหนึ่งมีกำลังแรงขึ้น

3.2.3.3 ไตเวอร์ซิติทางความถี่

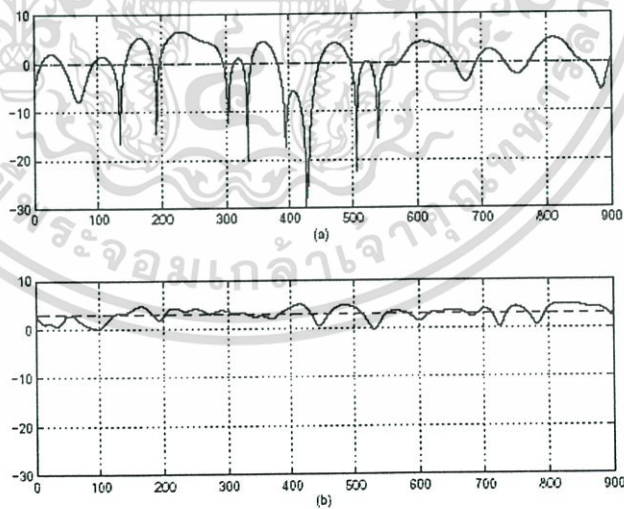
ไตเวอร์ซิติทางความถี่อาศัยการส่งสัญญาณข้อมูลลงบนคลื่นความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่ เช่น 2 ความถี่ โดยคลื่นความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณจะต้องจัดให้ห่างกันมากกว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย (coherent bandwidth) ของช่องสัญญาณ เพื่อที่คลื่นพาห้ทั้งสองจะได้รับผลกระทบจากการจางหายในลักษณะที่แตกต่างกัน ผลที่ได้คือช่องสัญญาณแต่ละความถี่มีความเป็นอิสระจากกัน ซึ่งช่วยให้สมรรถนะหรือคุณภาพของการส่งสัญญาณดีขึ้น ข้อเสียของวิธีการนี้คือระบบต้องใช้แบนด์วิดท์ที่เพิ่มมากขึ้น

3.2.3.4 ไตเวอร์ซิติทางเวลา

ไตเวอร์ซิติทางเวลาคือการส่งสัญญาณข้อมูลเดิมซ้ำมากกว่าหนึ่งครั้งที่เวลาแตกต่างกัน โดยการส่งแต่ละครั้งจะต้องเว้นช่วงเวลาให้ห่างกันมากพอ คือต้องมากกว่าเวลาร่วมนัยของ

ช่องสัญญาณ ผลที่ได้คือภาครับจะได้รับสัญญาณข้อมูลซ้ำหลายครั้ง โดยสัญญาณข้อมูลที่ได้รับแต่ละครั้งนี้ได้รับผลกระทบจากการจางหายของช่องสัญญาณในลักษณะที่แตกต่างกัน ค่าของเวลารวมนี้ขึ้นอยู่กับการแผ่ดอปเพลอร์ของคลื่นสัญญาณ ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของการเคลื่อนที่และความถี่คลื่นพาห้

ในระบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุททั้งสายอากาศตัวรับและตัวส่งรวมสัญญาณเพื่อที่จะให้ค่าลำดับไดเวอร์ซิตีที่สูง สมมติให้สายอากาศด้านส่ง M_T และสายอากาศด้านรับ M_R เมื่อทั้งด้านรับและด้านส่งนั้นมีการลดทอนที่เป็นอิสระต่อกัน เราจะได้ค่าของลำดับที่ไดเวอร์ซิตี คือ ลำดับที่ $M_T M_R$ ค่าของไดเวอร์ซิตีหลายอินพุทหลายเอาต์พุทแสดงดังรูปที่ 3.7 (a) และ (b) ซึ่งแสดงระดับสัญญาณที่เอาต์พุทเมื่อใช้ 1 อินพุทและ 1 เอาต์พุท (SISO) และของ 2 อินพุท 2 เอาต์พุท ตามลำดับ สมมติให้ตัวรับทราบข้อมูลของช่องสัญญาณและไดเวอร์ซิตีได้ถูกนำมาใช้ด้วย จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าการใช้สายอากาศหลายตัวเพื่อลดสัญญาณที่กระเพื่อมและกำจัดการจางหายของสัญญาณ ไดเวอร์ซิตีด้านส่งและรับนั้นมีข้อเหมือนและแตกต่างกันหลายทาง ขณะที่ไดเวอร์ซิตีด้านรับต้องการสายอากาศหลายตัวที่มีการจางหายเป็นอิสระต่อกัน และเป็นการเข้ารหัสหรือมอดูเลตที่เป็นอิสระต่อกัน ส่วนไดเวอร์ซิตีตัวส่งต้องการการมอดูเลตที่พิเศษหรือการเข้ารหัสเพื่อทำให้มีประสิทธิภาพ รวมทั้งไดเวอร์ซิตีตัวรับให้ค่าอัตราขยายแอมพลิจูดของสายอากาศ ซึ่งไดเวอร์ซิตีตัวส่งนั้นไม่ได้หาค่านี้เมื่อตัวส่งไม่ทราบข้อมูลของช่องสัญญาณ



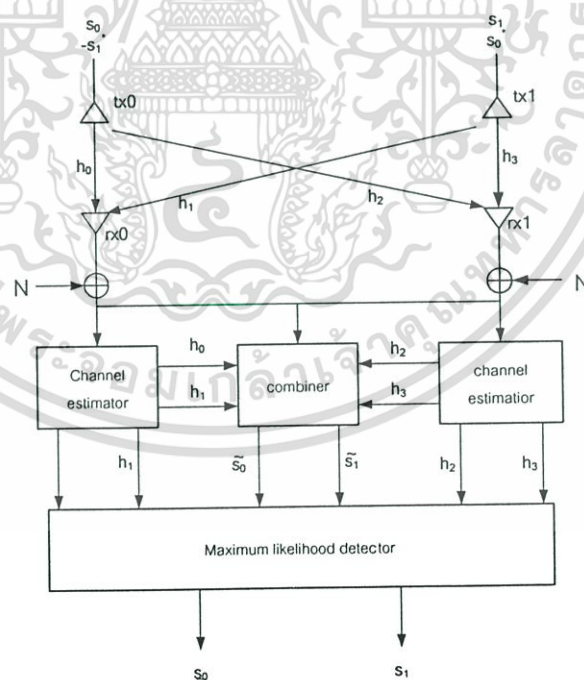
รูปที่ 3.7 ระดับของสัญญาณ (a) 1 อินพุทและ 1 เอาต์พุท (SISO) (b) 2 อินพุท 2 เอาต์พุท

3.3 ไตเวอร์ซิติด้านส่งและการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์

ไตเวอร์ซิติแบบสเปซเป็นเทคนิคที่ได้รับความนิยมสำหรับการลดผลกระทบจากการจางหายหลายวิถี วิธีดั้งเดิมที่ใช้คือจะใช้สายอากาศหลายตัวที่ตัวรับร่วมกับเทคนิคไตเวอร์ซิติสเปซที่กล่าวถึงข้างต้นเพื่อปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ ปัญหาหลักที่เกิดขึ้นเมื่อใช้ไตเวอร์ซิติด้านส่งคือ ค่าใช้จ่าย ขนาดและกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ เนื่องจากใช้สายอากาศหลายตัวที่ตัวส่งดังนั้นขนาดของเครื่องรับซึ่งมีขนาดใหญ่และแพงมากขึ้น ยิ่งกว่านั้นจำนวนของเครื่องรับยังมีมากกว่าเครื่องส่ง ดังนั้นการเปลี่ยนเป็นเพิ่มอุปกรณ์ที่ตัวส่ง (สถานีฐาน) แทนที่เครื่องรับร่วมกับการใช้ไตเวอร์ซิติด้านส่ง จะเป็นการลดต้นทุนได้อย่างดียิ่ง

เทคนิคไตเวอร์ซิติด้านส่งนั้นมีการนำเสนอมากมาย เช่น ไตเวอร์ซิติแบบหน่วงเวลา การเข้ารหัสสเปซ-ไทม์แบบ trellis ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาและประยุกต์ใช้เทคนิคของ Alamoti [4] ซึ่งมีค่าอันดับของไตเวอร์ซิติเท่ากับวิธีการรวมอัตราส่วนสูงสุด โดยที่ใช้สายอากาศที่ด้านส่ง 2 ตัว และด้านรับ M ตัว ค่าอันดับไตเวอร์ซิติได้เท่ากับ $2M$ ดังแสดงในรูปที่ 3.8

รูปที่ 3.8 แสดงถึงแบบแผนไตเวอร์ซิติ Alamoti ซึ่งใช้สายอากาศด้านส่ง 2 ตัว และสายอากาศด้านรับ 2 ตัว ขั้นตอนของการทำงานแบ่งออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ดังนี้



รูปที่ 3.8 ไตเวอร์ซิติด้านส่งแบบสองสายอากาศที่ด้านรับ

- ส่วนลำดับการเข้ารหัสและการส่งข้อมูลทางด้านส่ง
- แบบแผนการรวมกันที่ตัวส่ง
- กฎการตัดสินใจสำหรับการตรวจจับแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด

จากรูปที่ 3.8 tx_0, tx_1 แทนสายอากาศด้านส่งตัวที่หนึ่งและสองตามลำดับ

rx_0, rx_1 แทนสายอากาศด้านรับตัวที่หนึ่งและสองตามลำดับ

h_0, h_1, h_2, h_3 แทนช่องสัญญาณจากสายอากาศด้านส่งตัวที่หนึ่งและสองไปยังสายอากาศด้านรับตัวที่หนึ่งและสองตามลำดับ

N แทนสัญญาณรบกวน

s_0, s_1 แทนสัญญาณที่ออกมาจากเครื่องรวมสัญญาณ (combiner)

3.3.1 ลำดับการเข้ารหัสและการส่งข้อมูล

สัญญาณสองสัญญาณ [4] ถูกส่งไปพร้อมกันที่คาบเวลาหนึ่งจากสายอากาศสองชุด สัญญาณที่ถูกส่งจากสายอากาศตัวที่ศูนย์แทนด้วย s_0 และจากสายอากาศตัวที่หนึ่งแทนด้วย s_1 ระหว่างคาบเวลาถัดมาสัญญาณ $(-s_1^*)$ ถูกส่งจากสายอากาศตัวที่ศูนย์ และสัญญาณ s_0^* ถูกส่งจากสายอากาศตัวที่หนึ่ง โดยที่ * แทนสังยุคเชิงซ้อน ลำดับนี้แสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ลำดับการเข้ารหัสและการส่งข้อมูล

	สายอากาศ 0	สายอากาศ 1
เวลา t	s_0	s_1
เวลา t+1	$-s_1^*$	s_0^*

ในตารางที่ 3.1 การเข้ารหัสนั้นเกิดขึ้นที่สายอากาศและเวลา (space-time coding) การเข้ารหัสอาจทำได้ในสเปซและความถี่ โดยการใช้คลื่นพาห้ที่ต่างกันแทนที่คาบเวลาทั้งสอง

ช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศด้านส่งและสายอากาศด้านรับแสดงดังตารางที่ 3.2 และตารางที่ 3.3 ระบุค่าของสัญญาณที่รับได้จากสายอากาศด้านรับ

ตารางที่ 3.2 ช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับ

	สายอากาศรับลำดับที่ 0	สายอากาศรับลำดับที่ 1
สายอากาศส่งลำดับที่ 0	h_0	h_2
สายอากาศส่งลำดับที่ 1	h_1	h_3

ตารางที่ 3.3 สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศทั้งสอง

	สายอากาศรับลำดับที่ 0	สายอากาศรับลำดับที่ 1
เวลา t	r_0	r_2
เวลา t+T	r_3	r_0

โดยที่

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

โดยที่ n_0, n_1, n_2 และ n_3 เป็นตัวแปรสุ่มเชิงซ้อนแทนสัญญาณรบกวนและแทรกสอด

3.3.2 แบบแผนการรวมของสัญญาณที่ได้อ

แบบแผนการรวมของสัญญาณที่รับได้ (combining scheme) ในรูปที่ 3.8 ได้สร้างสัญญาณทั้งสองเข้าสู่อุปกรณ์ตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (maximum likelihood)

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

แทนสมการที่ (3.25) ลงในสมการที่ (3.26) และจัดสมการให้อยู่ในรูปง่ายได้สมการออกมาดังนี้

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 - h_2^* n_3 + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

โดยที่ $\alpha_0^2, \alpha_1^2, \alpha_2^2, \alpha_3^2$ แทนค่า $h_0 h_0^*, h_1 h_1^*, h_2 h_2^*, h_3 h_3^*$ ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกรวมแล้วนั้นจะถูกส่งไปที่เครื่องตรวจวัดแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด

3.3.3 กฎความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (maximum likelihood detection)

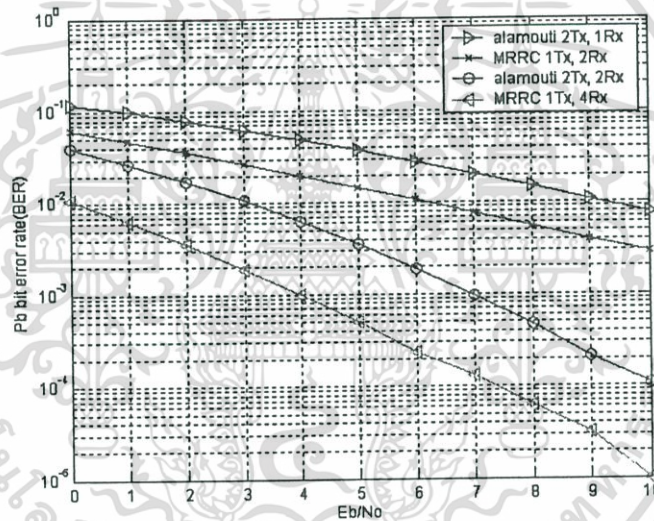
เมื่อสัญญาณที่ถูกรวมเขียนแสดงออกมาได้ดังสมการที่ (3.27) จากนั้นมาทำการตรวจจับสัญญาณ โดยใช้สมการที่ (3.28) และ (3.29) เปรียบเทียบระหว่าง s_1 และ s_0 ทำการเลือกสัญญาณ s_1 ก็ต่อเมื่อค่าเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้

$$\begin{aligned} & (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ & \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \end{aligned} \quad (3.28)$$

เลือก s_i ก็ต่อเมื่อระยะทาง Eucliden ของ s_i สั้นกว่าของ s_k

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (3.29)$$

เช่นเดียวกันสำหรับ s_i ซึ่งจะใช้วิธีการแบบสมการข้างบน สัญญาณรวมที่ได้ออกมานั้นมีค่าไคเวอร์ซิติเท่ากับการรวมแบบอัตราส่วนสูงสุดโดยใช้สายอากาศ 4 ชุดที่ด้านรับ ซึ่งการเปรียบเทียบระหว่างสองวิธีนี้แสดงดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 ค่าผิดพลาดเปรียบเทียบระหว่าง MRC และ STBC

3.4 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ในโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์นั้นสัญญาณถูกลดทอนลง เนื่องจากการสะท้อนจากพื้นดินของสัญญาณสองเส้นทาง ดังนั้นแบบจำลองช่องสัญญาณของโครงข่ายนี้จะอ้างอิงจากหลักการกฎการสะท้อนจากพื้นดินของสัญญาณสองเส้นทางซึ่งได้กล่าวถึงในสมการที่ (2.8) และจากกฎของออยเลอร์ซึ่งแสดงดังนี้

$$\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \quad (3.30)$$

แทนค่าสมการที่ (3.19) ในสมการที่ (2.8)

$$\begin{aligned} E_{TOT}(d,t) &= \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) - \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \\ &= \frac{E_0 d_0}{d'} \left(\frac{e^{j\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)} + e^{-j\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)}}{2} \right) - \frac{E_0 d_0}{d''} \left(\frac{e^{j\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)} + e^{-j\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)}}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{E_0 d_0 e^{j\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)}}{2d'} - \frac{E_0 d_0 e^{j\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)}}{2d''} + \frac{E_0 d_0 e^{-j\omega_c \left(t - \frac{d'}{c}\right)}}{2d'} - \frac{E_0 d_0 e^{-j\omega_c \left(t - \frac{d''}{c}\right)}}{2d''} \\ E_{TOT}(d,t) &= \frac{E_0 d_0 e^{j\omega_c t}}{2} \left(\frac{e^{-j\omega_c \frac{d'}{c}}}{d'} - \frac{e^{-j\omega_c \frac{d'}{c}}}{d''} \right) + \frac{E_0 d_0 e^{-j\omega_c t}}{2} \left(\frac{e^{j\omega_c \frac{d'}{c}}}{d'} - \frac{e^{j\omega_c \frac{d''}{c}}}{d''} \right) \end{aligned} \quad (3.32)$$

ในวิทยานิพนธ์นี้พิจารณาของสัญญาณที่เกิดการลดทอนจากระยะทาง ดังนั้นค่า $|E_0 d_0|$ สมมติให้มีค่าเป็น 1 เพื่อเป็นการง่ายต่อการพิจารณา จะเห็นได้อย่างชัดเจนในสมการที่ (3.32) มีการแยกความถี่เป็นบวกและลบแต่ทั้งสองด้านมีค่าที่สมมาตรกัน เราจึงพิจารณาเพียงที่ความถี่ด้านบวกด้านเดียวดังนี้

$$E_{TOT} = \left(\frac{1}{d'} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d') - \frac{1}{d''} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d'') \right) \quad (3.33)$$

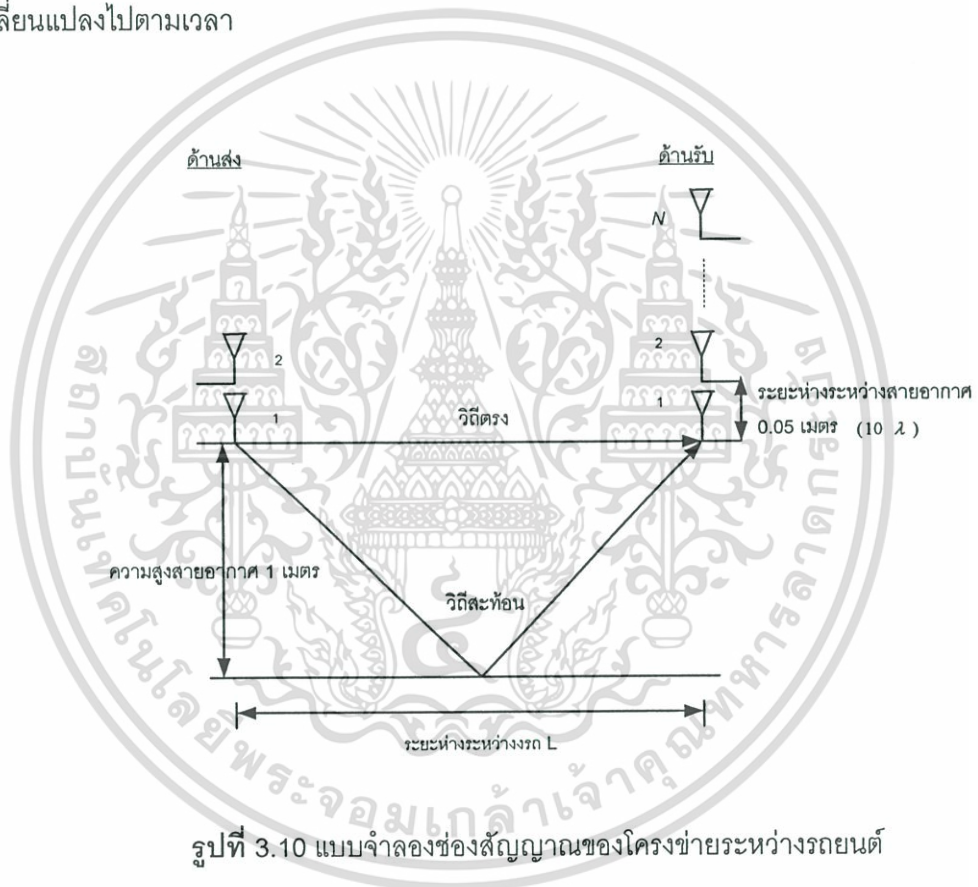
โดยที่ $\omega_c = \frac{2\pi c}{\lambda}$ จากนั้นจัดรูปสมการใหม่โดยที่ให้ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน γ เท่ากับ -1 ได้สมการใหม่เป็นดังนี้

$$E_{TOT} = \left(\frac{1}{d'} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d') + \gamma \frac{1}{d''} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d'') \right) \quad (3.34)$$

และเพื่อเป็นการให้ค่า SNR มีค่าคงที่ตลอดแม้มีการเปลี่ยนแปลงระยะทางจึงทำให้เป็นบรรทัดฐานด้วยค่าระยะทางระหว่างรถได้สมการดังนี้

$$E_{TOT} = \alpha \times \left(\frac{1}{d'} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d') + \gamma \frac{1}{d''} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d'') \right) \quad (3.35)$$

โดยที่ α เป็นค่าตัวประกอบแอมพลิจูดระยะทางระหว่างรถทั้งสองแทนด้วยค่า L ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา



รูปที่ 3.10 แบบจำลองช่องสัญญาณของโครงข่ายระหว่างรถยนต์

ในกรณีที่มีสายอากาศหลายตัวทั้งที่ด้านส่งและรับนั้นคุณลักษณะของช่องสัญญาณเขียนออกมาในรูปของเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} : \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

N = จำนวนสายอากาศด้านรับ M = จำนวนสายอากาศด้านส่ง
โดยที่กำหนดให้

$$E_{TOT} = h_{nm}(L) = \alpha \times \left(\frac{1}{d'_{nm}} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d'_{nm}) \right) + \gamma \frac{1}{d''_{nm}} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d''_{nm}) \quad (3.37)$$

d' แทนระยะทางโดยตรงจากสายอากาศตัวส่งถึงตัวรับ d'' แทนระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวถนนจากสายอากาศตัวส่งถึงสายอากาศตัวรับ

3.5 การประมาณค่าช่องสัญญาณ

คุณภาพของสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สายมีความไม่แน่นอนสูง ทำให้การรับส่งข้อมูลเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ดังนั้นจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการเตรียมมาตรการหรือวิธีการต่างๆ เพื่อจัดการกับปัญหาเหล่านี้ เทคนิคที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบันสำหรับระบบการสื่อสารแบบไร้สายนั้นแบ่งออกเป็น 3 วิธีหลัก คือ การเข้ารหัสช่องสัญญาณ อีควอลไลเซชัน และไดเวอร์ซิตี การเข้ารหัสช่องสัญญาณเป็นกระบวนการที่ภาคส่งทำการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้าไปกับบิตข้อมูล เพื่อช่วยให้ภาครับสามารถตรวจจับหรือแก้ไขบิตบางบิตที่ผิดพลาดในระหว่างการส่งผ่านช่องสัญญาณได้ ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสช่องสัญญาณแบบวอล์ชเพื่อทำการประมาณค่าช่องสัญญาณ

3.5.1 ฟังก์ชันวอล์ช

3.5.1.1 นิยามของฟังก์ชันวอล์ช

เรากำหนดให้ฟังก์ชันวอล์ชอันดับที่ N เป็นชุดของฟังก์ชันเวลาแทนด้วย $\{W_j(t); t \in (0, T), j = 0, 1, \dots, N-1\}$

- $W_j(t)$ มีค่าที่ $\{+1, -1\}$ ยกเว้นเมื่อที่เวลาการเปลี่ยนค่าจาก $+1$ เป็น -1 ซึ่งมันจะมีค่าเป็น 0
- $W_j(0) = 1$ สำหรับทุกค่า j
- $W_j(t)$ มีจำนวนการเปลี่ยนค่า (จุดตัดศูนย์) เท่ากับ j ในช่วงเวลา $(0, T)$

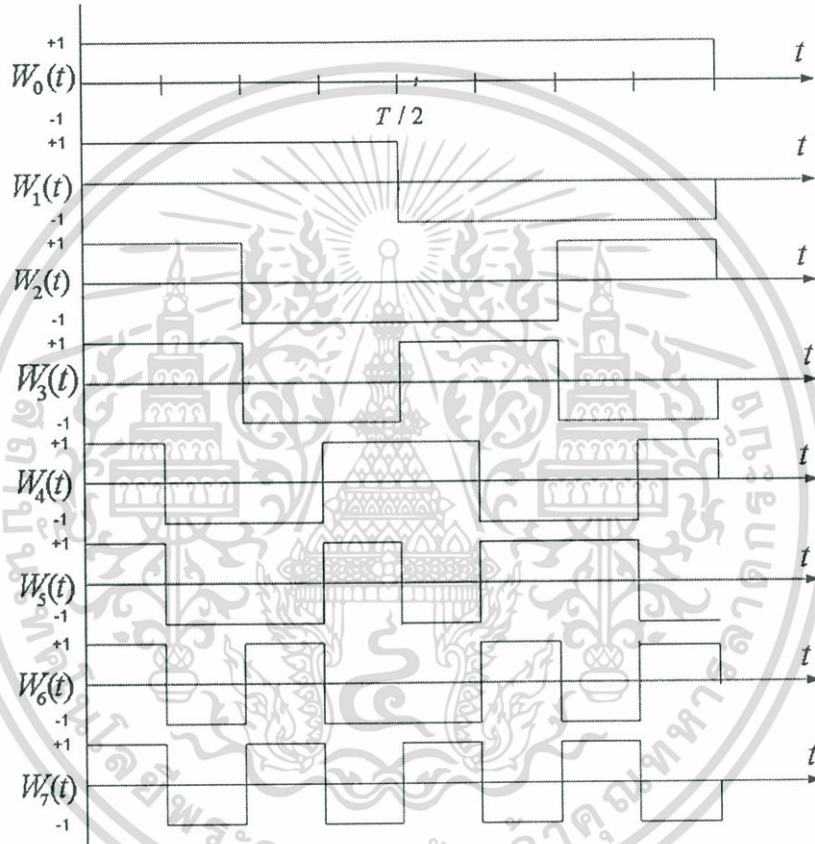
- $$\int_0^T W_j(t) W_k(t) dt = \begin{cases} 0, & j \neq k \\ T, & j = k \end{cases}$$

- แต่ละฟังก์ชัน $W_j(t)$ จะเป็นคู่หรือคี่ขึ้นอยู่กับจุดกึ่งกลางของช่วงเวลาทั้งหมด

ชุดของฟังก์ชันวอลซ์ประกอบด้วยจำนวนสมาชิกเท่ากับ N ฟังก์ชัน และมีลำดับที่เท่ากับจำนวนจุดตัดศูนย์ ในกลุ่มของฟังก์ชัน

$$\{W_0(t), W_1(t), \dots, W_j(t), \dots, W_{N-1}(t)\} \quad (3.38)$$

ฟังก์ชันแรก $W_0(t)$ ไม่มีจุดตัดที่ศูนย์ในช่วงเวลา $(0, T)$ ในขณะที่ $W_1(t)$ มีจำนวนหนึ่งจุดตัดที่ศูนย์ ในช่วงเวลาเท่ากัน แสดงดังในรูปที่ (3.11)



รูปที่ 3.11 ฟังก์ชันวอลซ์อันดับ 8

3.5.1.2 ลักษณะจำเพาะของลำดับวอลซ์

ถ้าเราเปลี่ยนค่าแอมพลิจูดของฟังก์ชันวอลซ์ ± 1 เป็นไบนารีลอจิก $\{0,1\}$ โดยที่แทนค่า $+1$ ด้วย "1" และ -1 ด้วย "0" และแทนค่าทั้ง 8 ฟังก์ชันวอลซ์ในรูปที่ (3.11) ด้วยชุดของดรรชนี ตัวเลข $j = 0, 1, \dots, 7$ ดังนั้นเราจึงสามารถเขียนลำดับของวอลซ์ได้ดังตารางที่ 3.4 นั่นคือ $j \rightarrow W_j, j = 0, 1, \dots, 7$

เมื่อเราพิจารณาชุดของฟังก์ชันหรือลำดับวอลซ์ที่มีอันดับ $N = 2^K$ จะมีแกนสมมาตรคู่หรือคี่ที่อันดับของ $T/2^j; j = K, K-1, \dots, 1$ หรือ $T/2^K, T/2^{K-1}, \dots, T/2$ โดยที่ T แทนคาบเวลาของฟังก์ชันวอลซ์ พิจารณาลำดับวอลซ์จากชุดของอันดับ $N = 2^4 = 16$

ตารางที่ 3.4 ลำดับวอลซ์อันดับที่ 8

ลำดับ ตัวเลข	ลำดับ ดรรชนี	ลำดับวอลซ์อันดับที่ $8 = 2^3$
0	000	$W_0 = 00000000$
1	001	$W_1 = 00001111$
2	010	$W_2 = 00111100$
3	011	$W_3 = 00110011$
4	100	$W_4 = 01100110$
5	101	$W_5 = 01101001$
6	110	$W_6 = 01011010$
7	111	$W_7 = 01010101$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดของสมมาตรนั้นระบุออกมาเป็นลำดับดรรชนีที่จะเขียนออกมาในรูปดรรชนีตัวเลข ดังนี้ $j = (j_1, j_2, \dots, j_k)$ ถ้า $j_k = 0$ เมื่อเป็นสมมาตรคู่ที่แกน $T/2^{k-k+1}$, $k = 1, 2, \dots, K$ และ $j_k = 1$ เป็นสมมาตรคี่ที่แกน ลำดับแรกจะมีค่าเป็น 0 เสมอครั้งที่ระบุคุณสมบัติในนิยามของฟังก์ชันวอลซ์

ลำดับของวอลซ์ W_{13} ซึ่งถูกวิเคราะห์ดังแสดงข้างบนนั้นได้ค่าลำดับดรรชนีดังนี้

$$(j_1, j_2, j_3, j_4) = (1, 1, 0, 1)$$

ลำดับจะถูกเขียนได้โดยเริ่มจาก 0 และไล่เรียงไปตามสมมาตรได้ดังนี้

$$W_{13} = 0101101010100101$$

ตารางที่ 3.5 ลำดับวอลซ์อันดับที่ 16

ลำดับดรรชนี	ลำดับวอลซ์
$X_0 = 0000$	$W_0 = 0000000000000000$
$X_1 = 0001$	$W_1 = 0000000011111111$
$X_2 = 0010$	$W_2 = 0000111111110000$
$X_3 = 0011$	$W_3 = 0000111100001111$
$X_4 = 0100$	$W_4 = 0011110000111100$
$X_5 = 0101$	$W_5 = 0011110011000011$
$X_6 = 0110$	$W_6 = 0011001111001100$
$X_7 = 0111$	$W_7 = 0011001100110011$
$X_8 = 1000$	$W_8 = 0110011001100110$
$X_9 = 1001$	$W_9 = 0110011010011001$
$X_{10} = 1010$	$W_{10} = 0110100110010110$
$X_{11} = 1011$	$W_{11} = 0110100101101001$
$X_{12} = 1100$	$W_{12} = 0101101001011010$
$X_{13} = 1101$	$W_{13} = 0101101010100101$
$X_{14} = 1110$	$W_{14} = 0101010110101010$
$X_{15} = 1111$	$W_{15} = 0101010101010101$

3.5.2 การสร้างฟังก์ชันวอลซ์โดยใช้เมตริกซ์ฮาดามาร์ด (Hadamard)

เมตริกซ์ฮาดามาร์ดเป็นเมตริกซ์จัตุรัสของ +1 และ -1 ซึ่งแถวกับหลักในเมตริกซ์นั้นตั้งฉากซึ่งกันและกัน ถ้าแถวที่หนึ่งและหลักที่หนึ่งมีเพียงค่า +1 เท่านั้น เมตริกซ์นี้เรียกว่ารูปแบบปกติ เพื่อเป็นการแสดงเมตริกซ์ฮาดามาร์ดในรูป {0,1} เราจะแทนค่า "+1" ด้วย "0" และ "-1" ด้วย "1" ตัวอย่างของเมตริกซ์ฮาดามาร์ดขนาด 2x2 แสดงดังนี้

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

ถ้า H_N เป็นเมตริกซ์ฮาดามาร์ดขนาด $N \times N$ ดังนั้น

$$H_N H_N^T = N I_N \quad (3.40)$$

ตารางที่ 3.6 แถวเมตริกซ์ฮาดามาร์ดขนาด 16

ลำดับแถวของ H_{16}
$H_0 = 0000000000000000$
$H_1 = 0101010101010101$
$H_2 = 0011001100110011$
$H_3 = 0110011001100110$
$H_4 = 0000111100001111$
$H_5 = 0101101001011010$
$H_6 = 0011110000111100$
$H_7 = 0110100101101001$
$H_8 = 0000000011111111$
$H_9 = 0101010110101010$
$H_{10} = 0011001111001100$
$H_{11} = 0110011010011001$
$H_{12} = 0000111111110000$
$H_{13} = 0101101010100101$
$H_{14} = 0011110011000011$
$H_{15} = 0110100110010110$

โดยที่ I_N เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ ถ้า $N \geq 1$ เป็นอันดับของเมตริกซ์ฮาดามาร์ด ดังนั้น $N = 1, 2, \dots, 4t$ เมื่อ t เป็นจำนวนเต็มบวก ถ้า H_a และ H_b เป็นเมตริกซ์ฮาดามาร์ดอันดับ a และ b ตามลำดับ ดังนั้น $H_a \times H_b = H_{ab}$ เป็นเมตริกซ์ฮาดามาร์ดอันดับ ab ถ้า N อยู่ในรูปของสองยกกำลังและ $H_1 = [+1] \equiv [0]$ ดังนั้น H_{2N} เขียนได้ดังนี้

$$H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & \bar{H}_N \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.7 ความสัมพันธ์แถวเมตริกซ์ฮาดามาร์ดกับลำดับวอลซ์

ดรรชนี วอลซ์	$x_1x_2x_3x_4$	$c_1c_2c_3c_4$	แถวของ ฮาดามาร์ด
0	0000	0000	0
1	0001	1000	8
2	0010	1100	12
3	0011	0100	4
4	0100	0110	6
5	0101	1110	14
6	0110	1010	10
7	0111	0010	2
8	1000	0011	3
9	1001	1011	11
10	1010	1111	15
11	1011	0111	7
12	1100	0110	6
13	1101	1101	13
14	1110	1001	9
15	1111	0001	1

โดยที่ \bar{H}_N เป็นค่าลบของ H_N เมตริกซ์ฮาดามาร์ดอันดับ $N=2^l$ อยู่ในรูปการคูณของรูปแบบปกติของเมตริกซ์ฮาดามาร์ด $N=2$

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad H_4 = H_2 \times H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

เมตริกซ์ฮาดามาร์ดอันดับ 16 แต่ละแถวเป็นลำดับไบนารี $\{H_i\}$ โดยที่แถวที่ i แสดงค่าดรรชนีตามตารางที่ 3.6 ทุกลำดับแถวและหลักของเมตริกซ์ฮาดามาร์ดเป็นลำดับวอลซ์ ถ้าอันดับ $N=2^l$ ความแตกต่างระหว่างฟังก์ชันวอลซ์และฟังก์ชันฮาดามาร์ตนั้นคือ ดรรชนีแถวและหลักของฟังก์ชันฮาดามาร์ตไม่ได้มีความสัมพันธ์กับจำนวนจุดตัดที่ศูนย์เหมือนกับกรณีของฟังก์ชันวอลซ์ เห็นได้

อย่างชัดเจนว่าการสร้างฟังก์ชันวอลซ์จากเมตริกซ์ฮาดามาร์ดนั้นตรงนั้นไม่ได้แสดงถึงค่าจำนวนจุดตัดที่ศูนย์ วิธีการที่จะเปลี่ยนอันดับอธิบายได้ดังนี้

ฟังก์ชันวอลซ์ $W_i(t)$ มีลำดับตรงนั้น $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iK})$ แถวของเมตริกซ์ฮาดามาร์ดที่เท่ากับลำดับวอลซ์แสดงแทนด้วย $C_i = (c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{iK})$ ความสัมพันธ์ของ X_i และ C_i แสดงดังนี้

$$c_{i,K} = x_{i,1} \quad (3.43)$$

$$c_{i,K-j} = x_{i,j} \oplus x_{i,j+1} \quad ; j = 1, 2, \dots, K-1 \quad (3.44)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบและการจำลอง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบ การสร้างแบบจำลองและการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลในโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ ซึ่งได้นำวิธีการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคโคเวอริจิตีทางด้านส่งมาใช้ โดยนำโปรแกรม MATLAB มาใช้ในการจำลอง แบบแผนการส่งผ่านข้อมูลซึ่งใช้การจำลองแบบการทำงานของโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ การจำลองช่องสัญญาณ และการประมาณค่าช่องสัญญาณที่ด้านรับ โดยมีการออกแบบ 2 แบบแผนการส่งผ่านข้อมูล และทำการเปรียบเทียบสมรรถภาพของทั้งสองแบบแผนในรูปวิธีเชิงตัวเลขตามรูปแบบของอัตราการผลิต (error rate) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความเร็วของรถยนต์ เพื่อจะหาแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่เหมาะสมที่สุดสำหรับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์

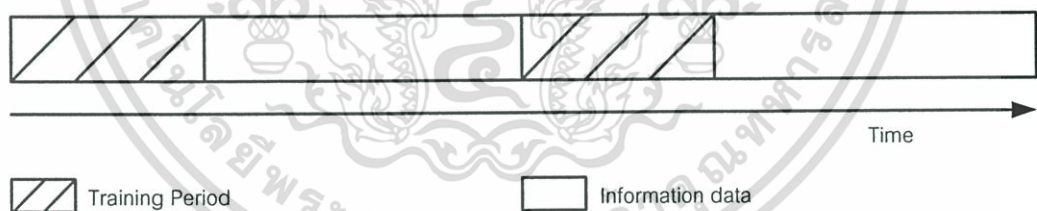
4.2 การออกแบบ

สำหรับการออกแบบแบบแผนการส่งข้อมูลในระบบ ITS โดยใช้เทคนิคโคเวอริจิตีร่วมกับ การเข้ารหัสแบบบล็อกสเปซ-ไทม์ ในการทำแบบจำลองนี้ได้กำหนดให้ใช้สายอากาศที่ด้านส่ง 2 ชุดและสายอากาศที่ด้านรับ 4 ชุด การเข้ารหัสแบบบล็อกสเปซ-ไทม์นั้นจะสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ที่มีขนาดและเฟสที่เปลี่ยนไปจากเดิม เพื่อให้สัญญาณที่ถูกส่งผ่านออกไปนั้นเกิดการจางหายของสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างไปจากเดิม ทำให้เครื่องรับสามารถเลือกรับสัญญาณที่มีคุณภาพดีสุดสำหรับนำมาใช้งานได้ จากหลักการดังกล่าวนี้ทำให้การเข้ารหัสแบบบล็อกสเปซ-ไทม์ ไม่เหมาะสมสำหรับสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งในรูปของเฟสและขนาดดังเช่นสัญญาณดิจิตอลแบบ QAM ดังนั้นในการทำแบบจำลองนี้จึงได้กำหนดรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณดิจิตอลเป็นแบบ BPSK พร้อมทั้งกำหนดให้สัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากการสะท้อนสองวิถี สำหรับทางด้านเครื่องรับจะทำการถอดรหัสสัญญาณร่วมด้วยกับการใช้ข้อมูลการประมาณค่าช่องสัญญาณ ที่ได้รับมาจากข้อมูลส่วนหนึ่ง โดยที่การประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นจะมีสองแบบ ซึ่งทั้งสองแบบนี้เป็นตัวกำหนดแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลของระบบ ซึ่งในการทำแบบจำลองนี้จะใช้เทคนิคความน่าจะเป็นสูงสุด (maximum likelihood: ML) เพื่อนำข้อมูลทางด้านส่งกลับคืนมาทั้งหมด

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการสร้างแบบจำลอง

Frequency (wavelength)	60GHz (5mm)
Antenna height	1 m.
SNR	20 dB
velocity difference	0-40m/s
modulation	BPSK
bit rate	1Mbps
Training bits (period)	8 bits (8 μ sec)
Information bits (period)	50 bits (50 μ sec)

ตารางที่ 4.1 แสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทำแบบจำลองนี้ ซึ่งพบว่าความถี่ที่ใช้ในงานนี้คือ 60 กิกะเฮิรตซ์เป็นค่าความถี่ที่สูงเพื่อที่จะให้ความยาวของคลื่นสั้น โดยจากค่าความถี่นี้สามารถคำนวณความยาวคลื่นได้เท่ากับ 5 มิลลิเมตร ความสูงของสายอากาศจากพื้นดินเท่ากับ 1 เมตร สายอากาศที่ด้านส่งมี 2 ชุด และสายอากาศที่ด้านรับมี 4 ชุด โดยที่ให้ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละชุดมีค่าเท่ากับ 10 เท่าของความยาวคลื่นหรือเท่ากับ 0.05 เมตร กำหนดค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 20 เดซิเบล ความเร็วของรถกำหนดให้มีค่าเปลี่ยนแปลงเริ่มตั้งแต่ 0 เมตรต่อวินาทีถึง 40 เมตรต่อวินาที (144 กิโลเมตรต่อชั่วโมง) การมอดูเลตสำหรับงานวิจัยนี้เป็นแบบ BPSK ค่าเริ่มต้นของระยะห่างระหว่างรถคือ 50 เมตร อัตราการส่งบิตข้อมูลมีค่าเท่ากับ 1 เมกกะบิตต่อวินาที ข้อมูลแบ่งออกเป็นสองส่วน ส่วนแรกเรียกว่า บิตเทรนนิ่ง มีขนาด 8 บิต หรือมีช่วงคาบเวลาเท่ากับ 8 ไมโครวินาที ส่วนที่สองเรียกว่า บิตข้อมูล มีขนาด 50 บิต หรือมีช่วงคาบเวลาเท่ากับ 50 ไมโครวินาที ดังแสดงในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 โครงสร้างข้อมูล

ในบิตเทรนนิ่งทำการส่งรหัสวอลซ์จำนวน 8 บิตไปในช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากแบบจำลองสองเส้นทาง (two rays model) ที่ด้านรับจะทำการประมาณค่าช่องสัญญาณและเก็บไว้ใช้งานในส่วนของบิตข้อมูลที่ถูกส่งตามมา 50 บิต โดยที่ในขั้นตอนนี้จะแบ่งการประมาณค่าออกเป็นสองแบบ คือการประมาณค่าโดยใช้ข้อมูลบิตเทรนนิ่งก่อนบิตข้อมูล และการประมาณค่าโดยใช้ข้อมูลของบิตเทรนนิ่งทั้งก่อนและหลังบิตข้อมูลนั้นๆ แล้วหาค่าเฉลี่ยของการประมาณค่า

ช่องสัญญาณสำหรับบิตข้อมูลนั้น จากนั้นจะนำไปใช้งานร่วมกับขั้นตอนการถอดรหัสแบบบล็อกสเปซ-โทมที่ฝั่งด้านรับ ก่อนที่จะนำเข้าสู่ขั้นตอนการประมาณค่าความน่าจะเป็นสูงสุด ได้สัญญาณที่รับได้ออกมา แล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณก่อนทำการส่ง หาค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น

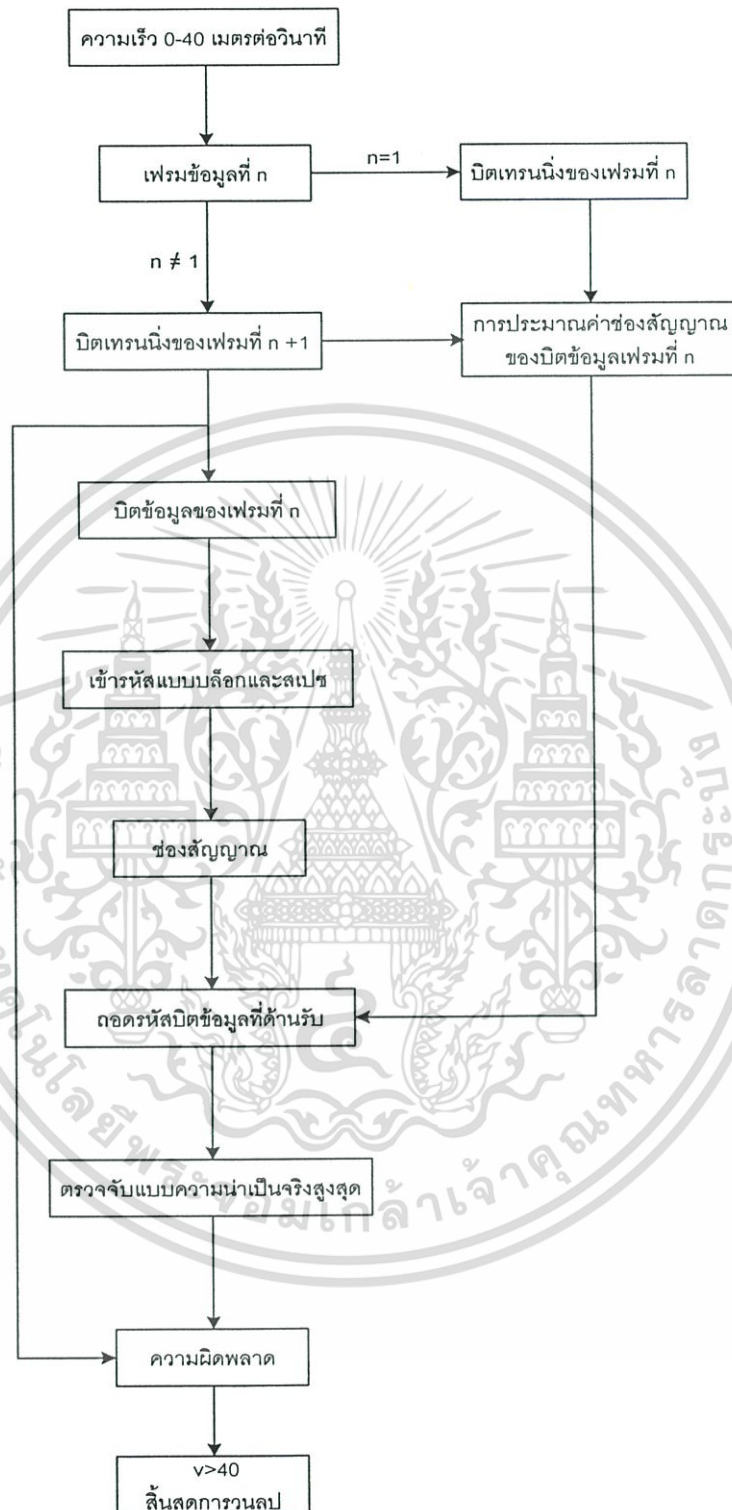
4.3 การสร้างแบบจำลอง

การทำแบบจำลองฉบับนี้ได้นำโปรแกรม MATLAB มาใช้ในการจำลองการทำงานของระบบทั้งหมดและแสดงผลสมรรถนะของระบบ โดยการจำลองแบบนี้อยู่บนพื้นฐานของระบบสัญญาณเบสแบนด์ (baseband signal) สำหรับการจำลองของระบบนั้นสามารถเขียนแสดงเป็นแผนภูมิได้ดังรูปที่ 4.2 ในแต่ละเฟรมของข้อมูลจะถูกส่งจากรถที่มีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วเริ่มต้นที่ 0 เมตรต่อวินาทีถึง 40 เมตรต่อวินาที

เมื่อเฟรมของข้อมูลแรกถูกส่งไปแล้ว จะมาพิจารณาส่วนประกอบภายในแต่ละเฟรม โดยที่แบ่งเฟรมข้อมูลได้ออกเป็นสองส่วน คือ บิตเทรนนิ่ง 8 บิต และบิตข้อมูล 50 บิต จากนั้นจะอธิบายถึงหน้าที่และการทำงานของบิตเทรนนิ่ง 8 บิต ภายในบิตเทรนนิ่งทั้ง 8 บิตนั้นคือ รหัสวอลซ์ 8 บิต ซึ่งโปรแกรม MATLAB ไม่มีคำสั่งการสร้างรหัสวอลซ์โดยตรง ดังนั้นในการทำแบบจำลองนี้จึงเลือกสร้างรหัสวอลซ์โดยใช้เมตริกซ์ฮาดามาร์ดซึ่งมีคำสั่ง $hadamard(n)$ เป็นเมตริกซ์ขนาด $[n \times n]$ โดยที่แต่ละแถวของเมตริกซ์เป็นโพลาริเซชันตั้งฉากซึ่งกันและกัน n คือ จำนวนบิตของบิตเทรนนิ่งในที่นี้คือ 8 บิต ดังนั้นจะได้เมตริกซ์ฮาดามาร์ดขนาด $[8 \times 8]$ เนื่องจากมีการส่งโดยใช้สายอากาศ 2 ชุด ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าแถวแรกและแถวที่สองของเมตริกซ์ฮาดามาร์ดมาใช้เป็นรหัสวอลซ์ขนาด $[2 \times 8]$ ขั้นตอนต่อมาบิตเทรนนิ่งทั้ง 8 บิตที่มีคุณสมบัติเป็นรหัสวอลซ์จะถูกส่งทีละบิตไปในช่องสัญญาณที่ได้ทำการจำลองเป็นเมตริกซ์ดังสมการที่ (3.36) และ (3.37) จากสมการทั้งสองมีตัวแปร α, d'_{nm} และ d''_{nm} เป็นค่าระยะทางระหว่างรถทั้งสอง ระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n และ ระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวถนนจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n ตามลำดับ ซึ่งวิธีการหาค่าระยะทางระหว่างรถทั้งสอง α จะมีค่าขึ้นอยู่กับความเร็วของรถและอัตราการส่งบิต (bit rate) ซึ่งในที่นี้ความเร็วเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0 เมตรต่อวินาทีถึง 40 เมตรต่อวินาทีและอัตราการส่งมีค่า 1 เมกะบิตต่อวินาทีหรือส่ง 1 บิตใช้เวลา 1 ไมโครวินาที (10^{-6} sec) ดังนั้นสมการระยะทางระหว่างรถทั้งสองแสดงดังนี้

$$\alpha = 50 + v * 10^{-6} * b \quad (4.1)$$

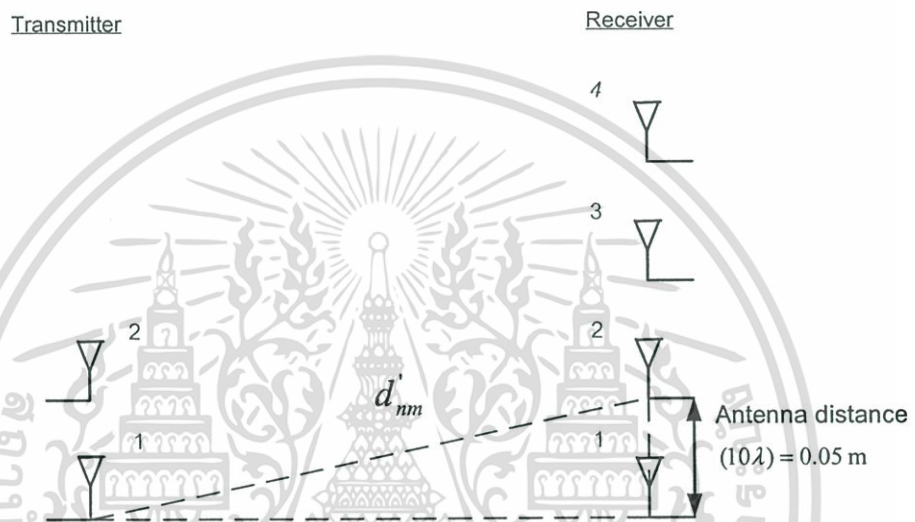
โดยที่ v แทนความเร็วของรถ และ b แทนจำนวนบิตที่ส่ง 50 แทนระยะห่างระหว่างรถเมื่อเวลา 0 วินาที



รูปที่ 4.2 แผนภูมิแบบจำลองของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n d'_{nm} นั้นเมื่อสายอากาศทางด้านรับและทางด้านส่งมีระดับที่เท่ากัน คือ สายอากาศด้านส่งชุดที่ 1 กับสายอากาศด้านรับชุดที่ 1 หรือสายอากาศด้านส่งชุดที่ 2 กับสายอากาศด้านรับชุดที่ 2 ระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งถึงด้านรับจะมีค่าเท่ากับระยะทางระหว่างรถทั้งสองซึ่งได้มีการอธิบายการคำนวณไปแล้วในข้างต้น ส่วนในกรณีที่ชุดสายอากาศทั้งด้านรับและส่งมีระดับไม่เท่ากัน การหาค่าระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งถึงด้านรับจะใช้ทฤษฎีสามเหลี่ยมพีทาโกรัส (Pythagoras) อธิบายได้โดยง่ายแสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n

จากรูปที่ 4.3 สามารถคำนวณระยะทางโดยตรงจากชุดสายอากาศด้านส่งและด้านรับได้ดังสมการ

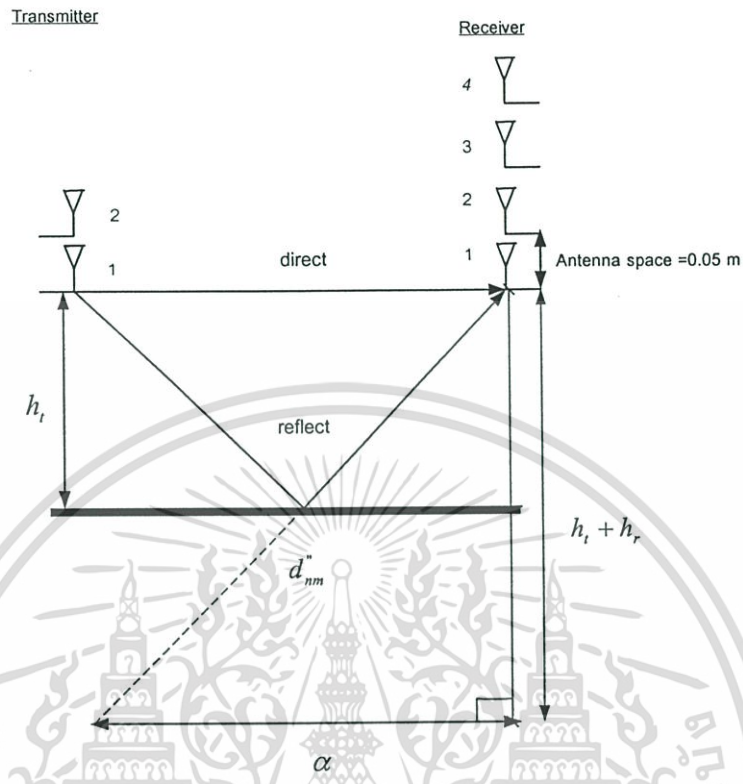
$$d'_{nm} = \sqrt{\alpha^2 + (D * |m - n|)^2} \quad (4.2)$$

โดยที่ D คือ ระยะห่างของสายอากาศ 0.05 เมตร

m คือ ลำดับที่ของชุดสายอากาศด้านส่ง

n คือ ลำดับที่ของชุดสายอากาศด้านรับ

d_{nm}'' ระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวถนนจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n นั้นสามารถเขียนอธิบายดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.4 ระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวถนนจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n

เช่นเดียวกับการหาค่าระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n จะใช้ทฤษฎีพีทาโกรัส (Pythagoras) ซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ดังสมการที่ 4.3

$$d_{nm}'' = \sqrt{(h_t + (D * |m - n|) + h_r + d * (n - 1))^2 + \alpha^2} \quad (4.3)$$

โดยที่ D คือ ระยะห่างของสายอากาศ 0.05 เมตร

m คือ ลำดับที่ของชุดสายอากาศด้านส่ง

n คือ ลำดับที่ของชุดสายอากาศด้านรับ

เมื่อคำนวณหาค่าตัวแปรทั้งสามได้แล้วจะนำค่าไปแทนในสมการที่ (3.37) ซึ่งค่าแต่ละช่องสัญญาณที่เกิดจากชุดสายอากาศด้านส่ง 2 ชุดและชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุดจะถูกนำมาใส่

ในรูปเมตริกซ์ดังสมการที่ (3.36) มีขนาดเมตริกซ์ $[4 \times 2]$ ดังสมการที่ (4.4) จากที่ได้กล่าวไปแล้วว่า แต่ละบิตและแต่ละความเร็วจะให้ค่าระยะทางที่รบกวนที่ไปแตกต่างกันซึ่งก็จะส่งผลให้

$$H(t) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) \\ h_{31}(t) & h_{32}(t) \\ h_{41}(t) & h_{42}(t) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

โดยที่ t คือ ลำดับที่ของบิต

ค่าช่องสัญญาณแตกต่างกันไปด้วย บิตเทรนนึงถูกส่งไป 8 บิตค่าช่องสัญญาณที่ได้ออกมาจะเป็นค่าผลรวมของทั้ง 8 บิต $\sum_{t=1}^8 H(t)$ ดังนั้นค่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นไปตามสมการที่ (4.4)

$$Y = \left(\frac{\sum_{t=1}^8 H(t)}{8} * \text{walsh} \right) + \text{noise} \quad (4.4)$$

โดยที่ Y คือ สัญญาณที่รับได้

$\sum_{t=1}^8 H(t)$ คือ เมตริกซ์ช่องสัญญาณของการส่งบิตเทรนนึงทั้ง 8 บิต

noise คือ สัญญาณรบกวน

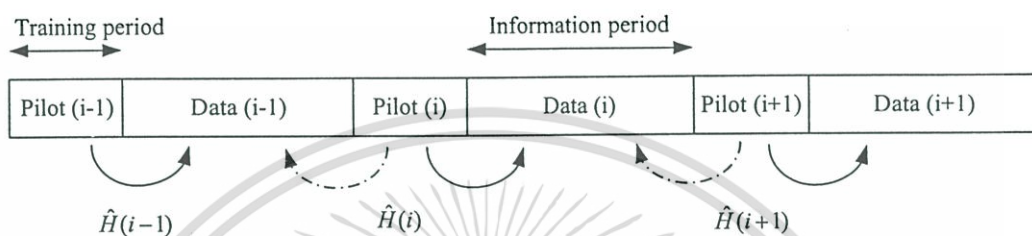
ซึ่งทำการจำลองโดยใช้คำสั่ง $(1/\text{sqrt}(2)) * (\text{randn}(n,8) + 1j * \text{randn}(n,8))$ ข้อมูลมีการกระจายในรูปแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) โดยมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ค่าความแปรปรวนเป็นหนึ่ง n คือ จำนวนสายอากาศด้านรับ 8 คือจำนวนบิตเทรนนึง 8 บิต

ขั้นตอนถัดมาเมื่อด้านรับได้รับสัญญาณ Y แล้วจะประมาณค่าของช่องสัญญาณออกมาโดยใช้เทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณกรณีที่ด้านรับทราบข้อมูลของช่องสัญญาณ (known channel estimation) ซึ่งรหัสวอลช์มีคุณสมบัติเป็นโพลาริเซชันตั้งฉากซึ่งกันและกันและถูกส่งมาในบิตเทรนนึง 8 บิตจะเป็นตัวช่วยในการประมาณค่า นั่นคือการคูณค่าสัญญาณที่รับได้ด้วยคอนจูเกตของรหัสวอลช์ทั้ง 8 บิต จะได้ค่าประมาณของช่องสัญญาณทั้งแปดช่องสัญญาณดังสมการที่ (4.5)

$$\hat{H}(i) = (Y * walsh') / 8 \quad (4.5)$$

โดยที่ i คือ ลำดับที่ของเฟรม

สมการที่ (4.5) เป็นเมตริกซ์ค่าประมาณช่องสัญญาณแบบที่หนึ่งให้กับเฟรมแรก ส่วนการประมาณช่องสัญญาณแบบที่สองของเฟรมแรกนั้นคือหาค่าเฉลี่ยของผลรวมเมตริกซ์ค่าประมาณของช่องสัญญาณของบิตเทรนนึง 8 บิตของเฟรมแรกและบิตเทรนนึง 8 บิตของเฟรมที่สองดังรูปที่ 4.5 ซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.6-ก) และ (4.6-ข)



รูปที่ 4.5 แบบแผนลำดับโครงสร้างข้อมูล

$$CSE1(i) = \hat{H}(i) = \begin{bmatrix} CSE1_{11}(i) & CSE1_{12}(i) \\ CSE1_{21}(i) & CSE1_{22}(i) \\ CSE1_{31}(i) & CSE1_{32}(i) \\ CSE1_{41}(i) & CSE1_{42}(i) \end{bmatrix} \quad (4.6-ก)$$

$$CSE2(i) = \frac{1}{2}(\hat{H}(i) + \hat{H}(i+1)) = \begin{bmatrix} CSE2_{11}(i) & CSE2_{12}(i) \\ CSE2_{21}(i) & CSE2_{22}(i) \\ CSE2_{31}(i) & CSE2_{32}(i) \\ CSE2_{41}(i) & CSE2_{42}(i) \end{bmatrix} \quad (4.6-ข)$$

โดยที่ $CSE1(i)$ คือ เมตริกซ์ค่าประมาณช่องสัญญาณแบบที่ 1 ของเฟรมลำดับที่ i

$CSE2(i)$ คือ เมตริกซ์ค่าประมาณช่องสัญญาณแบบที่ 2 ของเฟรมลำดับที่ i

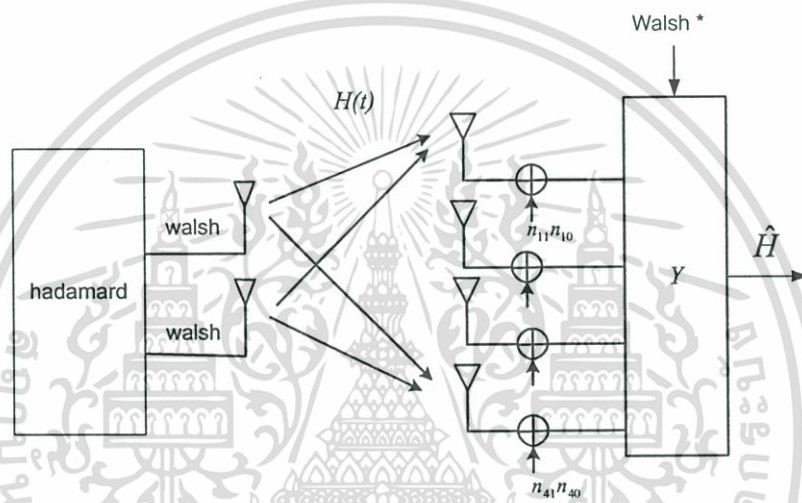
$\hat{H}(i)$ คือ เมตริกซ์ค่าประมาณช่องสัญญาณของเฟรมลำดับที่ i

CSE (channel state estimation)

วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณของบิตเทรนนึง 8 บิตของเฟรมที่สองนั้นใช้แนวคิดแบบเดียวกับของบิตเทรนนึง 8 บิตของเฟรมแรกที่ได้อธิบายไปแล้วในเบื้องต้นหรือเขียนเป็นแผนภาพการประมาณค่าช่องสัญญาณได้ดังรูปที่ 4.6 จากวิธีประมาณค่าช่องสัญญาณที่แตกต่างในแต่ละเฟรมนี้เป็นตัวกำหนดแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลให้กับระบบ 2 แบบแผน เมื่อได้ค่าประมาณของ

ช่องสัญญาณทั้งสองแบบแผนข้อมูลในแต่ละเฟรมแล้ว จะนำค่าการประมาณทั้งสองวิธีนี้ไปใช้ในส่วนของการถอดรหัสข้อมูลที่ได้รับ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในส่วนต่อไป

ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการส่งบิตข้อมูลของเฟรมแรก บิตข้อมูลแต่ละเฟรมนั้นมีจำนวน 50 บิต โดยการสร้างชุดข้อมูลนั้นถูกกำหนดให้เป็นเลขฐานสองนั้นมีเพียงค่า 0 กับ 1 เท่านั้น สำหรับการทำให้แบบจำลองสามารถทำได้โดยใช้คำสั่ง $randint(1, data)$ ซึ่งชุดของข้อมูลที่เกิดจากการสุ่ม (random) และมีขนาด $[1 \times data]$ เมื่อ data คือจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมด ในที่นี้ให้สัญญาณมีการมอดูเลตแบบ BPSK ดังนั้นค่า 0 หรือ 1 ที่ได้จากคำสั่งนั้นจะเก็บไว้ในตัวแปร signal แล้วใช้คำสั่ง $2 * signal - 1$ ซึ่งค่า 0 จะเป็นค่า -1 และ 1 จะเป็นค่า 1 ในรูปแบบของ BPSK



รูปที่ 4.6 แผนภาพส่งรหัสวอลซ์เพื่อการประมาณค่าช่องสัญญาณทางด้านรับ

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (space time block coding) ขั้นตอนนี้จะนำค่าข้อมูลที่ทำการส่งไปเข้ารหัสแบบบล็อกสเปซ-ไทม์ตามแบบแผนการเข้ารหัส ซึ่งการเข้ารหัสบล็อกแบบที่เลือกมาใช้ในงานการทำแบบจำลองนี้มีข้อจำกัดทางจำนวนชุดสายอากาศด้านอยู่ที่ 2 ชุด จะเห็นได้จากลำดับการเข้ารหัสและการส่งข้อมูลในตารางที่ 3.1 และในการทำแบบจำลองนี้เลือกใช้จำนวนชุดสายอากาศทางด้านรับ 4 ชุด เนื่องจากจำนวนชุดสายอากาศด้านรับอย่างน้อย 4 ชุดนั้นทำให้สัญญาณที่รับได้อยู่ในระดับที่น่าพอใจ [5] การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ดังตารางที่ 3.1 นั้นสามารถเขียนได้ในรูปเมตริกซ์ดังนี้

$$A = \begin{bmatrix} s_0(t) & s_1(t) \\ -s_1^*(t+T) & s_0^*(t+T) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

โดยที่ t คือ เวลาที่บิตข้อมูลตัวแรกถูกส่งเข้ารหัส

$t + T$ เวลาที่บิตข้อมูลตัวถัดมาถูกส่งเข้ารหัส

จากสมการที่ (4.7) ลำดับหลักที่ของเมตริกซ์แทนลำดับที่ของชุดสายอากาศด้านส่ง และลำดับแถวที่ของเมตริกซ์แทนลำดับเวลาในการส่ง หลักของเมตริกซ์ A หรือชุดสายอากาศทางด้านส่งจะเป็นโพลาไรเซชันตั้งฉากซึ่งกันและกัน เพื่อสัญญาณที่รับได้จะไม่เกิดการลดทอนกัน ก็ต่อเมื่อการเข้ารหัสเป็นไปตามคุณสมบัติของเมตริกซ์ดังสมการที่ (4.8)

$$A^* A^T = (|s_0|^2 + |s_1|^2) I \quad (4.8)$$

การเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซไทม์ดังที่อธิบายเบื้องต้นบิตข้อมูลจะถูกเข้ารหัสครั้งละ 2 บิต หลังจากเข้ารหัสแล้วขั้นตอนต่อไปก็จะเป็นการส่งบิตข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วไปในช่องสัญญาณที่ได้ทำการจำลองเป็นเมตริกซ์ดังสมการที่ (3.36) และ (3.37) จากสมการทั้งสองมีตัวแปร α, d'_{nm} และ d''_{nm} คือ ค่าระยะทางระหว่างรถทั้งสอง ระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n และ ระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวถนนจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n ตามลำดับ ซึ่งวิธีการหาค่าระยะทางระหว่างรถทั้งสอง α จะมีค่าขึ้นอยู่กับความเร็วของรถและอัตราการส่งบิต (bit rate) ซึ่งในที่นี้ความเร็วเปลี่ยนแปลงตั้งแต่ 0 เมตรต่อวินาทีถึง 40 เมตรต่อวินาทีและอัตราการส่งมีค่า 1 เมกะบิตต่อวินาทีหรือส่ง 1 บิตใช้เวลา 1 ไมโครวินาที (10^{-6} sec) ดังนั้นสมการระยะทางระหว่างรถทั้งสอง (α) เป็นไปตามสมการที่ (4.1) ในขณะที่ตัวแปรระยะทางโดยตรงจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n (d'_{nm}) และ ระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวถนนจากสายอากาศด้านส่งลำดับที่ m ถึงด้านรับลำดับที่ n (d''_{nm}) สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.2) (4.3) และอธิบายได้ดังรูปที่ (4.3) (4.4)

เมื่อคำนวณหาค่าตัวแปรทั้งสามได้แล้วจะนำค่าไปแทนในสมการที่ (3.37) ซึ่งค่าแต่ละช่องสัญญาณทั้ง 8 ช่องที่เกิดจากชุดสายอากาศด้านส่ง 2 ชุดและชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุดจะถูกนำมาใส่ในรูปเมตริกซ์ดังสมการที่ (3.36) เมตริกซ์ช่องสัญญาณที่ได้จะเป็นไปตามสมการที่ (4.9) มีขนาดเมตริกซ์ $[4 \times 2]$ และมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เนื่องจากมีการส่งบิตข้อมูล 50 บิต แต่ทุกๆการส่งบิตข้อมูล 2 บิต (2×10^{-6} วินาที) จะมีการเข้ารหัส 1 ครั้ง ดังนั้นช่องเมตริกซ์ช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงทุกๆ 2 บิตที่มีการส่งข้อมูล หรือมีเมตริกซ์ช่องสัญญาณทั้งหมด 25 เมตริกซ์ สำหรับการส่งข้อมูล 50 บิต

$$CSI(t+T) = H(t+T) = \begin{bmatrix} CSI_{11}(t+T) & CSI_{12}(t+T) \\ CSI_{21}(t+T) & CSI_{22}(t+T) \\ CSI_{31}(t+T) & CSI_{32}(t+T) \\ CSI_{41}(t+T) & CSI_{42}(t+T) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

โดยที่ CSI ข้อมูลของช่องสัญญาณ (channel state information: CSI)

หลังจากบิตข้อมูลถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ในแต่ละครั้งที่ส่งบิตข้อมูลจำนวน 2 บิตจะเป็นไปตามสมการที่ (4.10)

$$R(i) = CSI(t+T) * A' = \begin{bmatrix} CSI_{11}(t+T) & CSI_{12}(t+T) \\ CSI_{21}(t+T) & CSI_{22}(t+T) \\ CSI_{31}(t+T) & CSI_{32}(t+T) \\ CSI_{41}(t+T) & CSI_{42}(t+T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0(t) & -s_1^*(t+T) \\ s_1(t) & s_0^*(t+T) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

R คือ เมตริกซ์ของสัญญาณที่รับได้ของชุดสายอากาศทั้ง 4 ชุด เฟรมลำดับที่ i

R เมตริกซ์สัญญาณที่รับได้สามารถจะเขียนรายละเอียดอธิบายได้ตามตารางที่ 3.3 และคำนวณหาค่าสัญญาณที่รับได้ตามสมการที่ (3.25) แต่เนื่องจากตารางที่ 3.3 นั้นมีสายอากาศที่ด้านรับเพียง 2 ตัวเท่านั้น การทำแบบจำลองนี้ใช้ชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุดและมีการสร้างช่องสัญญาณสำหรับการจำลองนี้โดยเฉพาะ ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่แต่ละชุดสายอากาศทั้ง 4 ชุด คำนวณได้ใหม่ตามการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นได้ดังในตารางที่ 4.2 และสมการที่ (4.11)

ตารางที่ 4.2 สัญญาณที่รับได้ของชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุด

	เวลา t	เวลา $t+T$
สายอากาศรับลำดับที่ 0	r_{10}	r_{11}
สายอากาศรับลำดับที่ 1	r_{20}	r_{21}
สายอากาศรับลำดับที่ 2	r_{30}	r_{31}
สายอากาศรับลำดับที่ 3	r_{40}	r_{41}

$$\begin{aligned}
r_{10}(t) &= CSI_{11}(t+T)s_0(t) + CSI_{12}(t+T)s_1(t) + n_{10} \\
r_{11}(t+T) &= -CSI_{11}(t+T)s_1^*(t+T) + CSI_{12}(t+T)s_0^*(t+T) + n_{11} \\
r_{20}(t) &= CSI_{21}(t+T)s_0(t) + CSI_{22}(t+T)s_1(t) + n_{20} \\
r_{21}(t+T) &= -CSI_{21}(t+T)s_1^*(t+T) + CSI_{22}(t+T)s_0^*(t+T) + n_{21} \\
r_{30}(t) &= CSI_{31}(t+T)s_0(t) + CSI_{32}(t+T)s_1(t) + n_{30} \\
r_{31}(t+T) &= -CSI_{31}(t+T)s_1^*(t+T) + CSI_{32}(t+T)s_0^*(t+T) + n_{31} \\
r_{40}(t) &= CSI_{41}(t+T)s_0(t) + CSI_{42}(t+T)s_1(t) + n_{40} \\
r_{41}(t+T) &= -CSI_{41}(t+T)s_1^*(t+T) + CSI_{42}(t+T)s_0^*(t+T) + n_{41}
\end{aligned} \tag{4.11}$$

ชุดสายอากาศทั้ง 4 จะมีการรวมสัญญาณรบกวนเข้ากับสัญญาณที่รับได้ ซึ่งทำการจำลองสัญญาณรบกวน(n)โดยใช้คำสั่ง $(1/\sqrt{2})*(randn(receiver,data)+1j*randn(receiver,data))$ ข้อมูลมีการกระจายในรูปแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) โดยมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ค่าความแปรปรวนเป็นหนึ่งใน $receiver$ คือจำนวนสายชุดอากาศด้านรับ $data$ คือจำนวนบิตข้อมูล

ขั้นตอนต่อมาเป็นการถอดรหัสข้อมูลโดยเมื่อชุดสายอากาศด้านรับทั้ง 4 ชุดได้รับสัญญาณที่รับได้แล้ว จะทำการรวมสัญญาณโดยที่เครื่องรวมสัญญาณมีขั้นตอนตามสมการที่ (3.26) โดยที่สมการจะได้รับข้อมูลของช่องสัญญาณมาทำการรวมสัญญาณจากเครื่องประมาณค่าช่องสัญญาณ ซึ่งในการทำแบบจำลองนี้ได้มีการจำลองวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณ 2 วิธีดังสมการที่ (4.6-ก) และ (4.6-ข) ดังนั้นจึงสามารถจำลองสัญญาณที่รวมได้ออกเป็น 2 วิธีตามวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณดังสมการที่ (4.12) และ (4.13)

$$\begin{aligned}
\tilde{S}_0(i) &= CSE1_{11}^*(i)r_{10}(t) + CSE1_{12}(i)r_{11}^*(t+T) + \\
&+ CSE1_{21}^*(i)r_{20}(t) + CSE1_{22}(i)r_{21}^*(t+T) + \\
&+ CSE1_{31}^*(i)r_{30}(t) + CSE1_{32}(i)r_{31}^*(t+T) + \\
&+ CSE1_{41}^*(i)r_{40}(t) + CSE1_{42}(i)r_{41}^*(t+T)
\end{aligned} \tag{4.12}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{S}_1(i) &= CSE1_{11}^*(i)r_{10}(t) - CSE1_{10}(i)r_{11}^*(t+T) + \\
&+ CSE1_{21}^*(i)r_{20}(t) - CSE1_{20}(i)r_{21}^*(t+T) + \\
&+ CSE1_{31}^*(i)r_{30}(t) - CSE1_{30}(i)r_{31}^*(t+T) + \\
&+ CSE1_{41}^*(i)r_{40}(t) - CSE1_{40}(i)r_{41}^*(t+T)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{S}2_0(i) = & CSE2_{11}^*(i)r_{10}(t) + CSE2_{12}(i)r_{11}^*(t+T) + \\
& + CSE2_{21}^*(i)r_{20}(t) + CSE2_{22}(i)r_{21}^*(t+T) + \\
& + CSE2_{31}^*(i)r_{30}(t) + CSE2_{32}(i)r_{31}^*(t+T) + \\
& + CSE2_{41}^*(i)r_{40}(t) + CSE2_{42}(i)r_{41}^*(t+T)
\end{aligned} \tag{4.13}$$

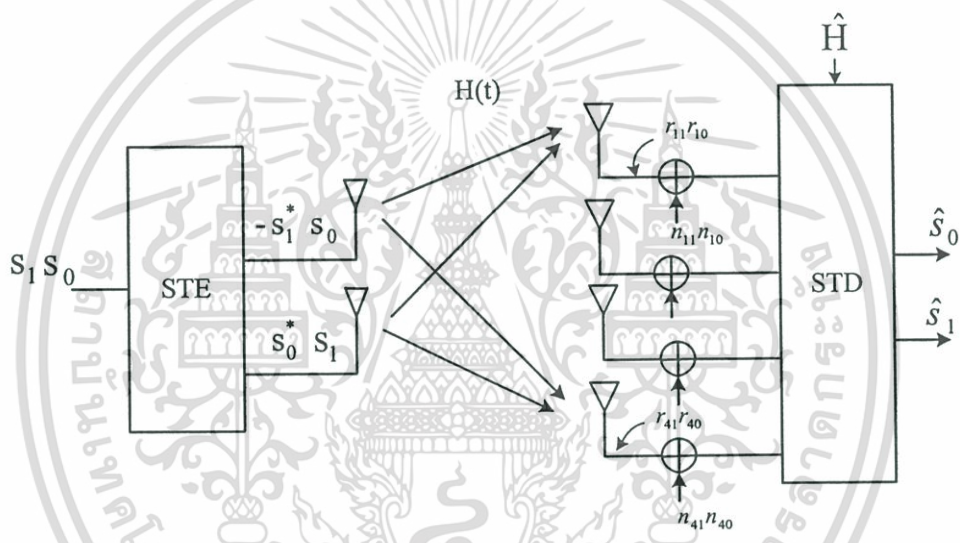
$$\begin{aligned}
\tilde{S}2_1(i) = & CSE2_{11}^*(i)r_{10}(t) - CSE2_{10}(i)r_{11}^*(t+T) + \\
& + CSE2_{21}^*(i)r_{20}(t) - CSE2_{20}(i)r_{21}^*(t+T) + \\
& + CSE2_{31}^*(i)r_{30}(t) - CSE2_{30}(i)r_{31}^*(t+T) + \\
& + CSE2_{41}^*(i)r_{40}(t) - CSE2_{40}(i)r_{41}^*(t+T)
\end{aligned}$$

โดยที่ $\tilde{S}1_0(i)$ คือ สัญญาณรวมตัวแรกของการประมาณค่าของสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 เฟรมที่ i
 $\tilde{S}1_1(i)$ คือ สัญญาณรวมตัวที่สองของการประมาณค่าของสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 เฟรมที่ i
 $\tilde{S}2_0(i)$ คือ สัญญาณรวมตัวแรกของการประมาณค่าของสัญญาณด้วยวิธีที่ 2 เฟรมที่ i
 $\tilde{S}2_1(i)$ คือ สัญญาณรวมตัวที่สองของการประมาณค่าของสัญญาณด้วยวิธีที่ 2 เฟรมที่ i
ค่าของการประมาณของสัญญาณในแต่ละเฟรมนั้นมีสองวิธี ดังที่ได้กล่าวไปแล้ว เมื่อทำการรวมสัญญาณที่รับได้โดยใช้ค่าการประมาณของสัญญาณในแต่ละเฟรมที่แตกต่างกันตามสมการที่ (4.12) แสดงสัญญาณรวมที่ได้จากการประมาณค่าของสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 หรือสมการที่ (4.6-ก) และ สมการที่ (4.13) แสดงสัญญาณรวมที่ได้จากการประมาณค่าของสัญญาณด้วยวิธีที่ 2 หรือสมการที่ (4.6-ข) ในแต่ละวิธีการประมาณค่าของสัญญาณในเฟรมหนึ่งๆจะได้สัญญาณรวมของข้อมูลออกมา 2 สัญญาณสำหรับแต่ละ 2 บิตข้อมูลที่ส่งมา จากนั้นนำสัญญาณรวมที่ได้ออกมาจากเครื่องรวมสัญญาณนี้ไปทำการตรวจจับโดยใช้เทคนิคการประมาณแบบความน่าจะเป็นสูงสุด (maximum likelihood detector)

การตรวจจับแบบความน่าจะเป็นสูงสุด (maximum likelihood detector) การตรวจจับสัญญาณนี้จะไปตามสมการที่ (3.27) (3.28) และ (3.29) นั่นคือยอมรับค่าที่ทำให้ระยะทาง Euclidean distance มีค่าสั้นที่สุด ซึ่งสามารถอธิบายได้แบบง่ายๆ เมื่อสัญญาณที่ได้จากสมการที่ (4.12) และ (4.13) จะมีค่าเป็นสัญญาณเชิงซ้อน มีส่วนจริงและส่วนจินตภาพ โดยที่ค่าของสัญญาณจะสามารถบอกตำแหน่งของสัญญาณในแกนจริงและแกนจินตภาพได้ และเนื่องจากการทำแบบจำลองนี้ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK การตรวจจับแบบความน่าจะเป็นสูงสุดของสัญญาณที่แกนจริงและแกนจินตภาพทำได้โดย กำหนดตำแหน่งของสัญญาณลงบนกราฟ และหาระยะทางระหว่างตำแหน่งนั้นๆกับ ตำแหน่ง 1 และ ตำแหน่ง -1 จากนั้นเลือกระยะทางที่สั้นที่สุด เช่น ถ้าระยะทางระหว่างตำแหน่งสัญญาณนั้นกับตำแหน่ง 1 สั้นกว่าระยะทางนั้นกับตำแหน่ง -1 จะตรวจจับสัญญาณที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณบิต 1 แต่ในทางกลับกัน ถ้าระยะทางระหว่าง

ตำแหน่งของสัญญาณนั้นกับตำแหน่ง -1 สั้นกว่าตำแหน่ง 1 สัญญาณนั้นสัญญาณนั้นจะถูกตรวจจับออกมาเป็นสัญญาณบิต -1

แผนภูมิการส่งบิตข้อมูล 50 บิตสามารถอธิบายให้เห็นโดยง่ายได้ดังรูปที่ 4.7 โดยที่ STE: space time encoding หรือ การเข้ารหัสบล็อกสเปซ-ไทม์ และ STD : space time decoding หรือการถอดรหัสบล็อกสเปซ-ไทม์ รูปที่ 4.7 แสดงการสร้างแบบจำลองของการส่งบิตข้อมูล 50 บิต จากรูปที่ 4.2 แผนภาพนี้จะเริ่มตั้งแต่บล็อกไดอะแกรมการส่งบิตข้อมูลเข้ารหัสบล็อกสเปซ-ไทม์ ช่องสัญญาณ ถอดรหัสบิตข้อมูลที่ด้านรับ และการตรวจจับความน่าจะเป็นจริงสูงสุด หลังจากนั้นจะได้สัญญาณกลับออกมาที่ด้านรับอย่างสมบูรณ์ ขั้นตอนต่อไปจะเป็นการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบตามแผนภูมिरูปที่ 4.2 โดยในการทำแบบจำลองนี้ได้ใช้อัตราการเกิดค่าความผิดพลาดในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ



รูปที่ 4.7 แผนภาพการเข้ารหัสและถอดรหัสบิตข้อมูล

การหาค่าอัตราการเกิดความผิดพลาด (bit error rate) ทำได้โดยการเปรียบเทียบในรูปเชิงตัวเลขระหว่างชุดข้อมูลทางด้านส่งกับชุดข้อมูลทางด้านรับว่ามีความแตกต่างกันในรูปของบิตที่เกิดความผิดพลาด ซึ่งผลที่ได้จะแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการความผิดพลาดของบิต ซึ่งในการสร้างแบบจำลองนี้หลังจากแต่ละเฟรมส่งข้อมูลเสร็จโดยใช้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณ 2 แบบ จะทำการตรวจหาค่าความถูกต้องของบิตที่รับมาแล้วเก็บข้อมูลที่ตรวจสอบนี้แยกแต่ละเฟรมอย่างเป็นระบบ จากนั้นจะทำการแสดงค่าอัตราการความผิดพลาดของบิตที่เกิดขึ้นของแต่ละวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณเทียบกับความเร็วของรถ โดยเริ่มตั้งแต่เมื่อไม่มีการเคลื่อนที่ไปจนกระทั่งรถมีความเร็ว 40 เมตรต่อวินาที หรือโปรแกรมการทำแบบจำลองจะสิ้นสุดการวนลูปเมื่อรถมีความเร็วมากกว่า 40 เมตรต่อวินาที

การหาค่าความผิดพลาดการประมาณค่าของสัญญาณของทั้งสองวิธี ทำได้โดยการเปรียบเทียบในรูปเชิงตัวเลขแต่ละเฟรมระหว่างค่าของสัญญาณที่ประมาณด้วยวิธีที่ 1 ดังสมการที่ (4.6-ก) และค่าของสัญญาณที่ประมาณด้วยวิธีที่ 2 ดังสมการที่ (4.6-ข) กับช่องสัญญาณจริงที่มีการส่งบิตข้อมูลทั้ง 50 บิต แสดงดังสมการที่ (4.9) ซึ่งในแต่ละเฟรมจะมีช่องสัญญาณในการส่งข้อมูลทั้งหมด 25 ครั้ง ดังนั้นจะได้ค่าความผิดพลาดการประมาณค่าของสัญญาณทั้งหมด 25 ช่อง ดังนั้นค่าความผิดพลาดการประมาณค่าจึงคำนวณจากค่าเฉลี่ยผลรวมค่าความผิดพลาดการประมาณค่าของสัญญาณทั้ง 25 ครั้ง จากสมการที่ (3.36) และ (3.37) ช่องสัญญาณจะเป็นค่าจำนวนเชิงซ้อนที่มีทั้งขนาดและเฟส ค่าความผิดพลาดการประมาณค่าขนาดของสัญญาณที่ประมาณค่าขนาดช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 แสดงดังสมการที่ (4.14) และค่าความผิดพลาดการประมาณค่าขนาดช่องสัญญาณที่ประมาณค่าขนาดช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 2 แสดงดังสมการที่ (4.15) ตามลำดับ

$$\sum_{t+T=2}^{50} \frac{\text{Magnitude1}(t+T)}{25} = \begin{bmatrix} CSI_{11}(t+T) & CSI_{12}(t+T) \\ CSI_{21}(t+T) & CSI_{22}(t+T) \\ CSI_{31}(t+T) & CSI_{32}(t+T) \\ CSI_{41}(t+T) & CSI_{42}(t+T) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} CSE1_{11}(i) & CSE1_{12}(i) \\ CSE1_{21}(i) & CSE1_{22}(i) \\ CSE1_{31}(i) & CSE1_{32}(i) \\ CSE1_{41}(i) & CSE1_{42}(i) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\sum_{t+T=2}^{50} \frac{\text{Magnitude2}(t+T)}{25} = \begin{bmatrix} CSI_{11}(t+T) & CSI_{12}(t+T) \\ CSI_{21}(t+T) & CSI_{22}(t+T) \\ CSI_{31}(t+T) & CSI_{32}(t+T) \\ CSI_{41}(t+T) & CSI_{42}(t+T) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} CSE2_{11}(i) & CSE2_{12}(i) \\ CSE2_{21}(i) & CSE2_{22}(i) \\ CSE2_{31}(i) & CSE2_{32}(i) \\ CSE2_{41}(i) & CSE2_{42}(i) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

โดยที่ i คือ เฟรมที่หาค่าความผิดพลาด

$t+T$ คือ จำนวนเต็มบวกคู่

ในลักษณะเดียวกัน ค่าความผิดพลาดการประมาณค่าเฟสของสัญญาณที่ประมาณค่าเฟสช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 2 แสดงดังสมการที่ (4.16) ค่าความผิดพลาดการประมาณค่าเฟสช่องสัญญาณที่ประมาณค่าเฟสช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 แสดงดังสมการที่ (4.17) ตามลำดับ

$$\sum_{i+T}^{50} \frac{phase(t+T)}{25} = \frac{\begin{bmatrix} CSI_{11}(t+T) & CSI_{12}(t+T) \\ CSI_{21}(t+T) & CSI_{22}(t+T) \\ CSI_{31}(t+T) & CSI_{32}(t+T) \\ CSI_{41}(t+T) & CSI_{42}(t+T) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} CSE1_{11}(i) & CSE1_{12}(i) \\ CSE1_{21}(i) & CSE1_{22}(i) \\ CSE1_{31}(i) & CSE1_{32}(i) \\ CSE1_{41}(i) & CSE1_{42}(i) \end{bmatrix}} \quad (4.16)$$

$$\sum_{i+T}^{50} \frac{phase(t+T)}{25} = \frac{\begin{bmatrix} CSI_{11}(t+T) & CSI_{12}(t+T) \\ CSI_{21}(t+T) & CSI_{22}(t+T) \\ CSI_{31}(t+T) & CSI_{32}(t+T) \\ CSI_{41}(t+T) & CSI_{42}(t+T) \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} CSE2_{11}(i) & CSE2_{12}(i) \\ CSE2_{21}(i) & CSE2_{22}(i) \\ CSE2_{31}(i) & CSE2_{32}(i) \\ CSE2_{41}(i) & CSE2_{42}(i) \end{bmatrix}} \quad (4.17)$$

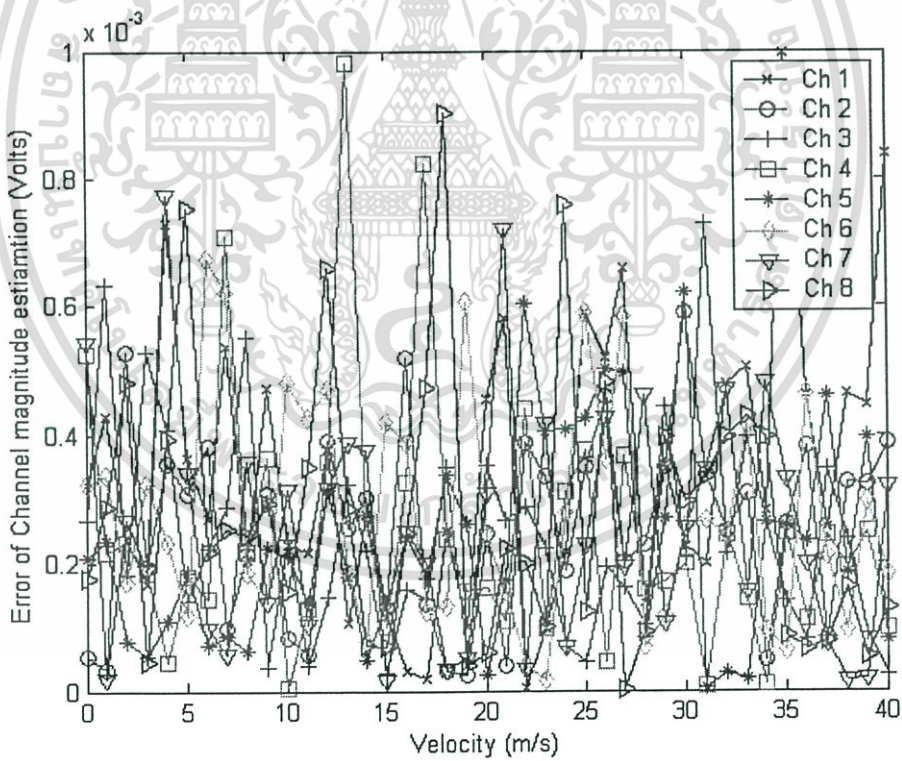
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการจำลองแบบ

5.1 บทนำ

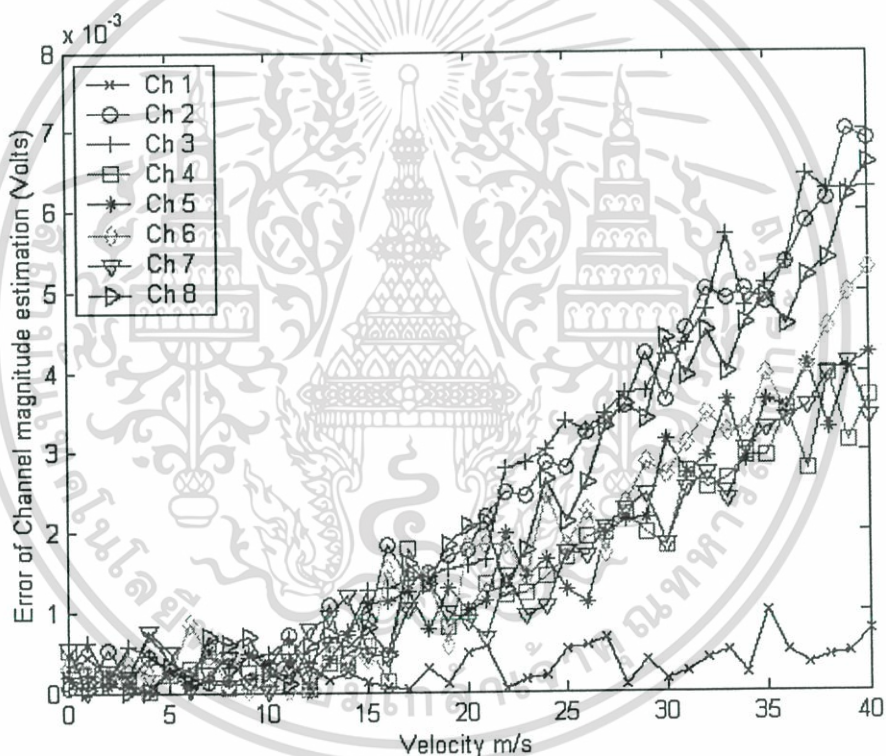
หลังจากทำการออกแบบและสร้างแบบจำลองแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ โดยมีการนำเทคนิคโคเวอริจิตีทางด้านส่งด้วยโปรแกรม MATLAB เป็นที่เรียบร้อยแล้ว ในบทนี้ได้นำเสนอสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองแบบในรูปวิธีเชิงตัวเลขของค่าอัตราการผลิตบิต ซึ่งค่าสมรรถนะเปรียบเทียบกับระหว่างสองแบบแผนการส่งผ่านข้อมูล และเปรียบเทียบกับเทคนิควิธีการประมาณอัตราส่วนสูงสุด รวมทั้งการแสดงความเปรียบเทียบของช่องสัญญาณของระบบที่ได้จากการจำลองและการประมาณค่าของทั้งสองแบบแผน

5.2 ผลการจำลอง



รูปที่ 5.1 ค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 1

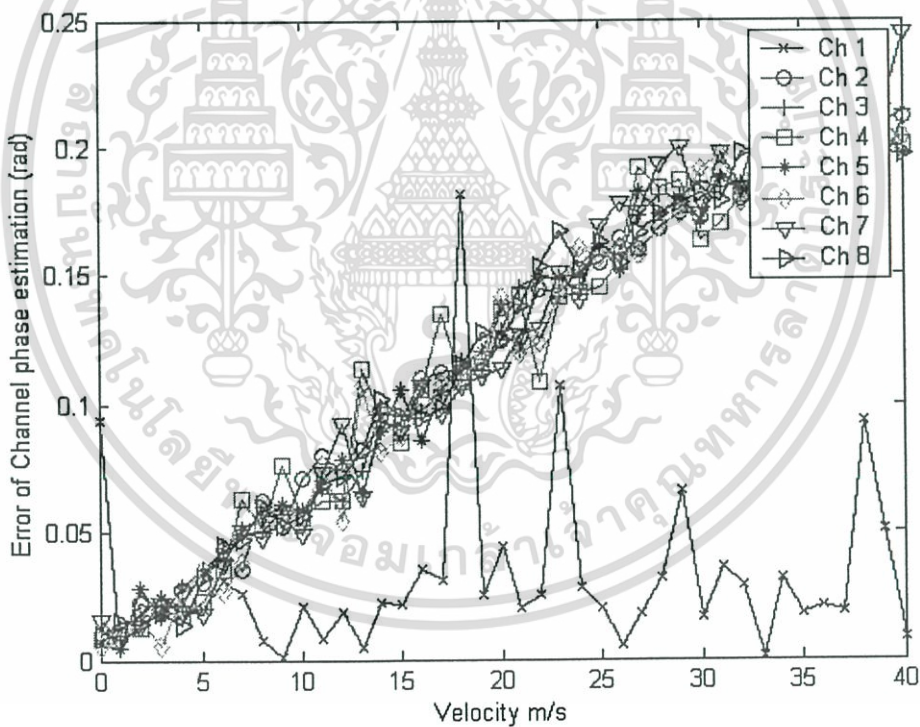
รูปที่ 5.1 แสดงค่าความผิดพลาดทางขนาดช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าด้วยแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่ใช้ข้อมูลในบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่ส่งมาก่อน บิตข้อมูลจริง (วิธีที่ 1) ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้ใช้สมการที่ (4.14) ในการพล็อตกราฟ โดยที่รูปที่ 5.1 นั้นมีจำนวนผลการจำลองการผิดพลาดของการประมาณขนาดทั้ง 8 ช่องสัญญาณที่เกิดจากชุดสายอากาศด้านส่ง 2 ชุด และชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุด เทียบกับความเร็วของรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น โดยที่ช่องสัญญาณที่ 1,2,3,4,5,6,7,8 มีค่าตรงกับ (1,1),(1,2),(2,1),(2,2),(3,1),(3,2),(4,1),(4,2) ตามลำดับ ซึ่งค่านี้เป็นตำแหน่งของเมตริกซ์ช่องสัญญาณในสมการที่ (3.36) ผลการจำลองเห็นได้อย่างชัดเจนว่ามีค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 เกิดขึ้นทั้ง 8 ช่องสัญญาณตลอดทั้งความเร็วตั้งแต่ 0 เมตรต่อวินาทีถึง 40 เมตรต่อวินาที โดยที่มีค่าความผิดพลาดการประมาณขนาดช่องสัญญาณอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 1 มิลลิโวลต์



รูปที่ 5.2 ค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 2

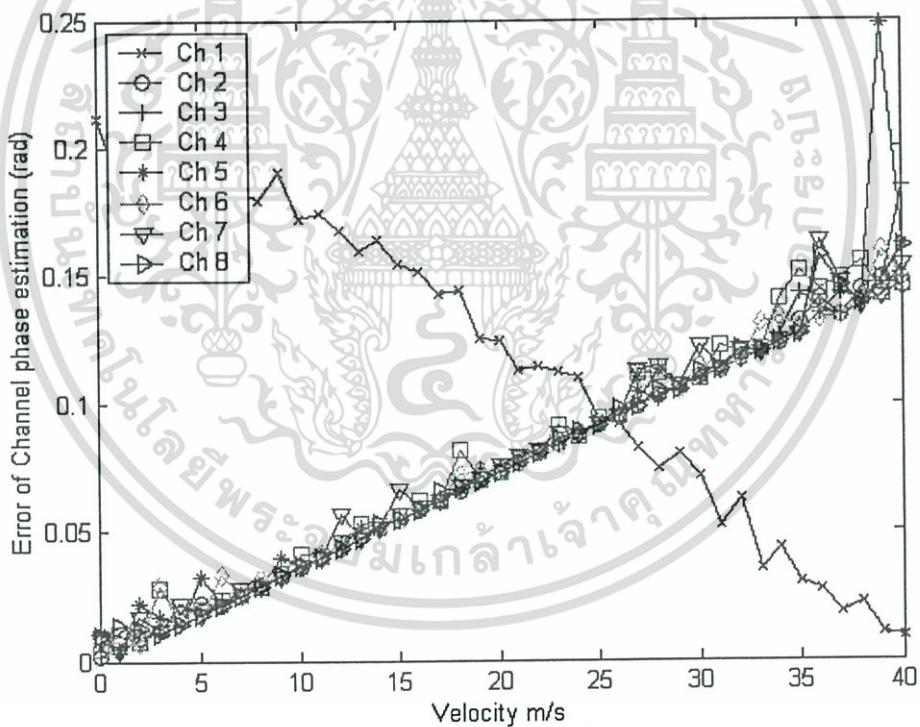
รูปที่ 5.2 แสดงค่าความผิดพลาดของขนาดช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าด้วยแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่ใช้ค่าเฉลี่ยผลรวมข้อมูลในบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่ส่งมาก่อนและหลังจากส่งบิตข้อมูลจริง (วิธีที่ 2) ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้ใช้สมการที่ (4.15)

ในการพล็อตกราฟ โดยรูปที่ 5.2 นั้นมีจำนวนผลการจำลองการผิดพลาดของขนาดทั้ง 8 ช่องสัญญาณที่เกิดจากชุดสายอากาศด้านส่ง 2 ชุด และชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุด เทียบกับความเร็วของรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น โดยที่ช่องสัญญาณที่ 1,2,3,4,5,6,7,8 มีค่าเท่ากับ (1,1),(1,2),(2,1),(2,2),(3,1),(3,2),(4,1),(4,2) ตามลำดับ ซึ่งค่านี้เป็นตำแหน่งของเมตริกซ์ช่องสัญญาณในสมการที่ (3.36) ผลการจำลองเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความผิดพลาดของขนาดที่เกิดขึ้นมีที่เปลี่ยนแปลงไปตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น เมื่อความเร็วของรถยนต์นั้นมีค่าต่ำกว่าค่าขนาดการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดนั้นมีค่าที่น้อย และเมื่อรถเพิ่มความเร็วค่าขนาดของช่องสัญญาณที่ประมาณได้นั้นก็จะมากขึ้นไปตามลำดับ แต่จากรูปจะเห็นได้ว่ามีอยู่เพียงหนึ่งช่องสัญญาณเท่านั้นที่ค่าการผิดพลาดของขนาดนั้นคงที่แม้ความเร็วจะเปลี่ยนแปลงไป นั่นคือช่องสัญญาณที่เกิดจากสายอากาศตัวแรกจากพื้นดินของทั้งชุดสายอากาศด้านส่งและด้านรับ ค่าความผิดพลาดการประมาณขนาดช่องสัญญาณอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ถึง 8 มิลลิโวลท์ ซึ่งวิธีที่ 2 ให้ค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณมากกว่าวิธีที่ 1



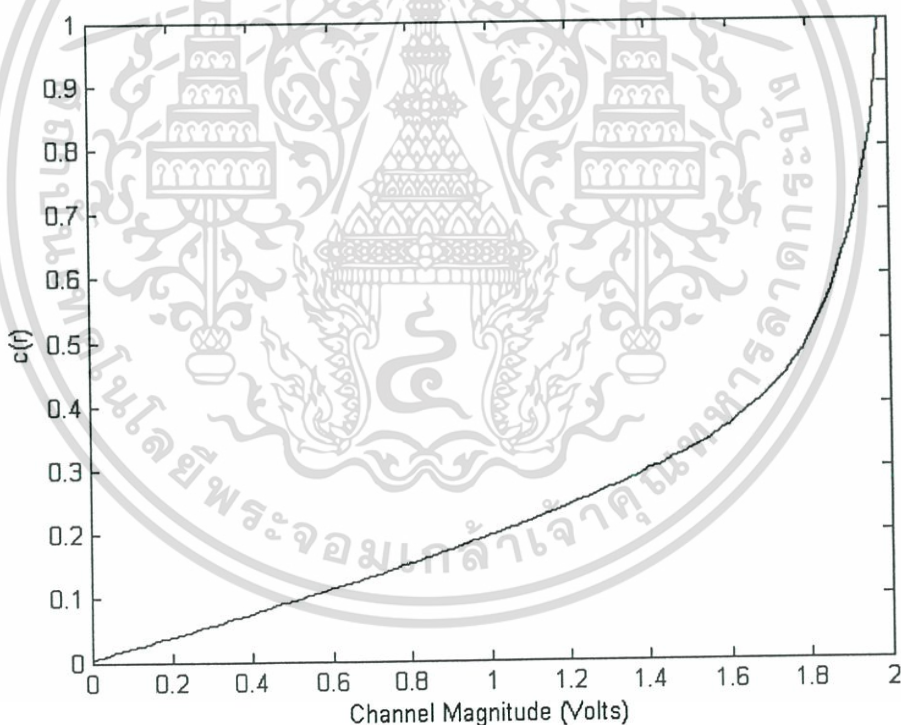
รูปที่ 5.3 ค่าความผิดพลาดของการประมาณเฟสช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 1

รูปที่ 5.3 แสดงค่าความผิดพลาดของมุมช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าด้วยแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่ให้ข้อมูลในบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่ส่งมาก่อนบิตข้อมูลจริง (วิธีที่ 1) ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้ใช้สมการที่ (4.16) ในการพล็อตกราฟ โดยรูปที่ 5.3 นั้นมีจำนวนผลการจำลองการผิดพลาดของทั้ง 8 ช่องสัญญาณที่เกิดจากชุดสายอากาศด้านส่ง 2 ชุด และชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุด เทียบกับความเร็วของรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น โดยที่ช่องสัญญาณที่ 1,2,3,4,5,6,7,8 มีค่าเท่ากับ (1,1),(1,2),(2,1),(2,2),(3,1),(3,2),(4,1),(4,2) ตามลำดับ ซึ่งค่านี้เป็นตำแหน่งของเมตริกซ์ช่องสัญญาณในสมการที่ (3.36) ผลการจำลองเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความผิดพลาดของเฟสที่เกิดขึ้นเปลี่ยนแปลงไปตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น เมื่อความเร็วของรถยนต์นั้นมีค่าต่ำค่าเฟสการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดนั้นมีค่าที่น้อย และเมื่อรถเพิ่มความเร็วจึงค่าเฟสของช่องสัญญาณที่ประมาณได้นั้นก็จะมากขึ้นไปตามลำดับ แต่จากรูปจะเห็นได้ว่ามีอยู่เพียงหนึ่งช่องสัญญาณเท่านั้นที่ค่าการผิดพลาดของเฟสนั้นไม่เปลี่ยนแปลงตามความเร็ว นั่นคือช่องสัญญาณที่เกิดจากสายอากาศตัวแรกจากพื้นดินของทั้งชุดสายอากาศด้านส่งและด้านรับ



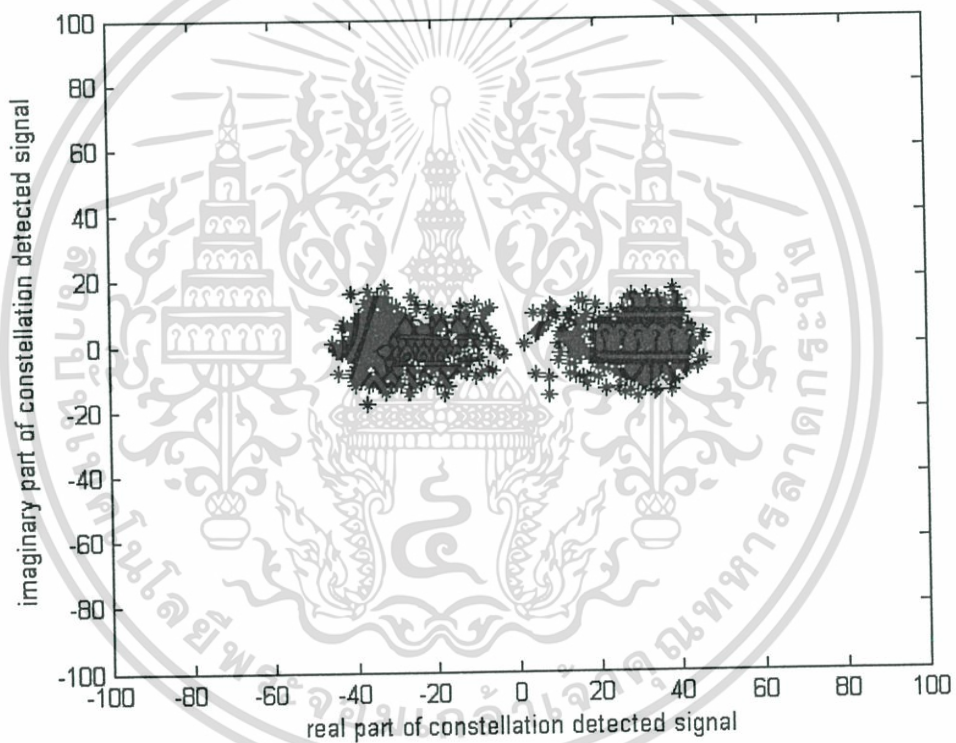
รูปที่ 5.4 ค่าความผิดพลาดของการประมาณเฟสช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 2

รูปที่ 5.4 แสดงค่าความผิดพลาดของมุมช่องสัญญาณจริงกับช่องสัญญาณที่ได้จากการประมาณค่าด้วยแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลที่ใช้ค่าเฉลี่ยผลรวมข้อมูลในบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่ส่งมาก่อนและหลังจากส่งบิตข้อมูลจริง (วิธีที่ 2) ซึ่งค่าความผิดพลาดนี้ใช้สมการที่ (4.16) ในการพล็อตกราฟ โดยรูปที่ 5.4 นั้นมีจำนวนผลการจำลองการผิดพลาดของขนาดทั้ง 8 ช่องสัญญาณที่เกิดจากชุดสายอากาศด้านส่ง 2 ชุด และชุดสายอากาศด้านรับ 4 ชุด เทียบกับความเร็วของรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น ผลการจำลองเห็นได้อย่างชัดเจนว่าค่าความผิดพลาดของเฟสที่เกิดขึ้นมีค่าที่เปลี่ยนแปลงไปตามความเร็วที่เพิ่มขึ้น เมื่อความเร็วของรถยนต์นั้นมีค่าต่ำๆ ค่าเฟสการประมาณช่องสัญญาณที่ผิดพลาดนั้นมีค่าที่น้อย และเมื่อรถเพิ่มความเร็วค่ามุมของช่องสัญญาณที่ประมาณได้นั้นจะมากขึ้นตามลำดับ แต่จากรูปจะเห็นได้ว่ามีอยู่เพียงหนึ่งช่องสัญญาณเท่านั้นที่ค่าการผิดพลาดของเฟสนั้นไม่เป็นไปในทางเดียวกับช่องสัญญาณอื่นๆ นั่นคือช่องสัญญาณที่เกิดจากสายอากาศตัวแรกจากพื้นดินของทั้งชุดสายอากาศด้านส่งและด้านรับ จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดเฟสของการประมาณช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 2 มีค่าความผิดพลาดที่น้อยกว่าของการประมาณด้วยวิธีที่ 1

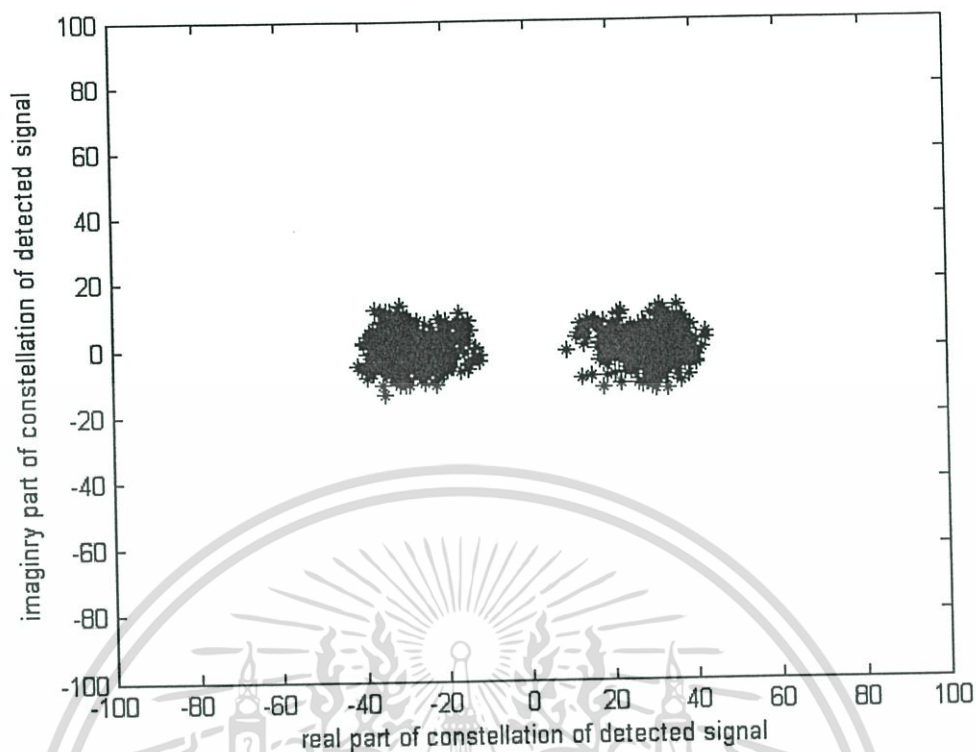


รูปที่ 5.5 Cumulative Density Function (CDF) ของช่องสัญญาณ

รูปที่ 5.5 แสดงค่า Cumulative Density Function หรือ CDF ของขนาดช่องสัญญาณทั้ง 8 ช่องสัญญาณที่ได้จากการส่งสัญญาณจากชุดสายอากาศด้านบนรับ 2 ชุดและชุดสายอากาศด้านบนส่ง 4 ชุด ซึ่งสมการที่ (4.9) เป็นสมการที่ใช้ในการหาค่าช่องสัญญาณในการส่งข้อมูล จากสมการที่ (4.9) ค่าช่องสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามเวลา ดังนั้นการหาค่าของช่องสัญญาณสำหรับ CDF นี้กำหนดเวลาที่เวลาเริ่มต้นเมื่อระยะทางระหว่างรถเท่ากับ 50 เมตร ถึงเมื่อเวลาที่ทำให้ระยะทางรถเท่ากับ 100 เมตร แล้วนำค่าช่องสัญญาณที่ได้ทั้งหมดมาคำนวณหาขนาดช่องสัญญาณซึ่งจะเห็นได้จากรูปที่ 5.5 ขนาดของช่องสัญญาณมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 2 โวลท์ และมีค่าความน่าจะเป็นที่จะเกิดค่าขนาดของช่องสัญญาณนั้นๆ แบ่งเป็นช่วงละ 0.2 การหาค่า CDF นี้เป็นการหาจากการทำแบบจำลองหรือ Empirical

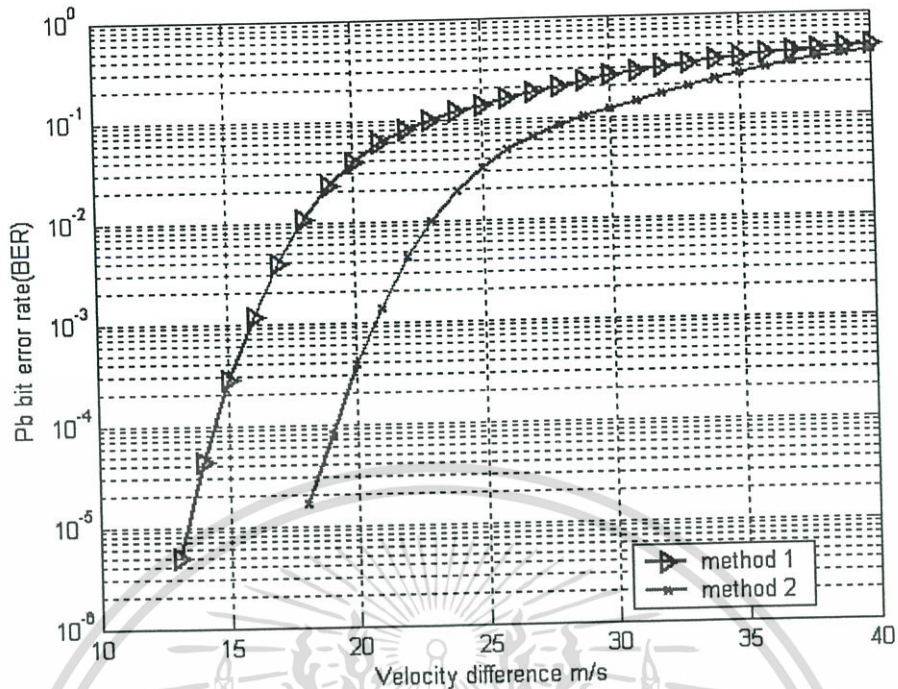


รูปที่ 5.6 กลุ่มบิตข้อมูลที่ถูกตรวจจับของวิธีที่ 1 ที่ความเร็ว 15 เมตรต่อวินาที



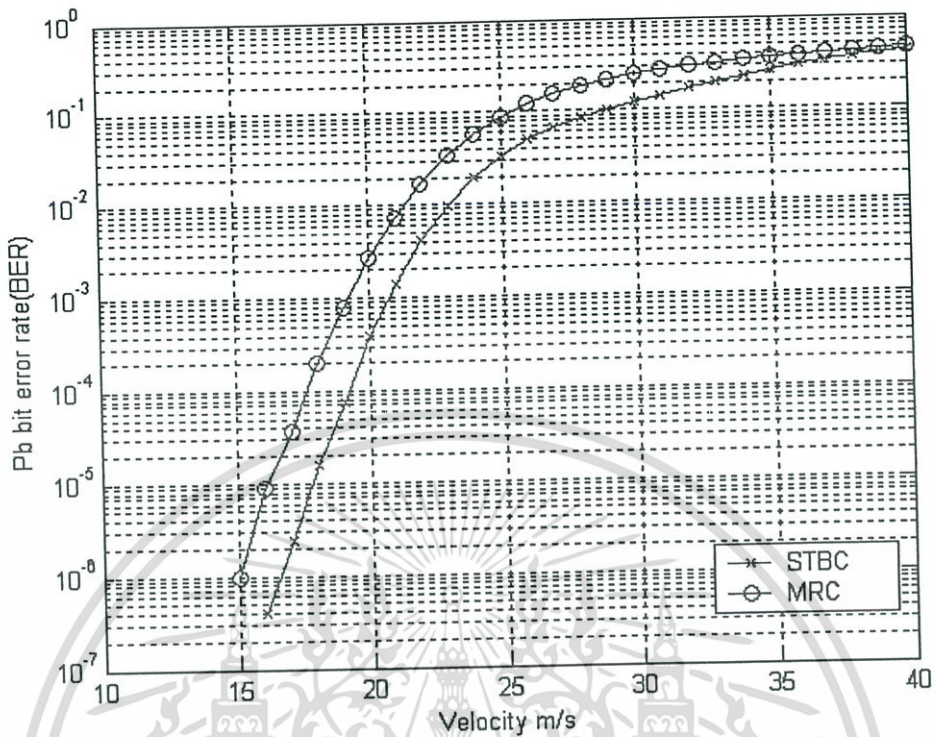
รูปที่ 5.7 กลุ่มบิตข้อมูลที่ถูกตรวจจับของวิธีที่ 2 ที่ความเร็ว 15 เมตรต่อวินาที

จากรูปที่ 5.6 และ 5.7 แสดงบิตข้อมูล 100 บิตที่ถูกตรวจจับของทั้งสองวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่ความเร็ว 15 เมตรต่อวินาทีหรือ 54 กิโลเมตรต่อชั่วโมง แต่ละจุดของรูปที่ 5.6 และ 5.7 นั้นแสดงแต่ละบิตข้อมูลทั้ง 100 บิต ซึ่งแต่ละบิตเป็นค่าที่ได้จากสมการ (4.12) และ สมการ (4.13) ตามลำดับ แต่ละสมการหรือแต่ละการเข้ารหัสจะให้ค่าบิตข้อมูลครั้งละ 2 บิต ซึ่งมีค่าเป็นจำนวนจินตภาพ ดังนั้นแกน y ของรูปผลการจำลองทั้งสอง แทนค่าเชิงซ้อน และแกน x แทนค่าจริงของข้อมูลทั้ง 100 บิต รูปที่ 5.6 แสดงบิตข้อมูลที่ได้รับทั้ง 100 บิตที่ใช้ช่องสัญญาณที่เกิดจากขั้นตอนการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่เก็บข้อมูลของช่องสัญญาณก่อนส่งบิตข้อมูลจริง ส่วนรูปที่ 5.7 ซึ่งเป็นการรวมกลุ่มของบิตข้อมูลที่ได้รับทั้ง 100 บิต ช่องสัญญาณนั้นเกิดจากขั้นตอนการประมาณค่าช่องสัญญาณด้วยค่าเฉลี่ยผลรวมของบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่เก็บข้อมูลของช่องสัญญาณก่อนและหลังบิตข้อมูล จะเห็นได้จากทั้งสองรูป มีการแบ่งกลุ่มข้อมูลออกเป็นสองกลุ่มโดยที่ รูปที่ 5.7 มีการรวมตัวของกลุ่มข้อมูลอย่างแน่นอน และกลุ่มข้อมูลแยกออกเป็นสองกลุ่มชัดเจนกว่ากลุ่มข้อมูลในรูปที่ 5.6



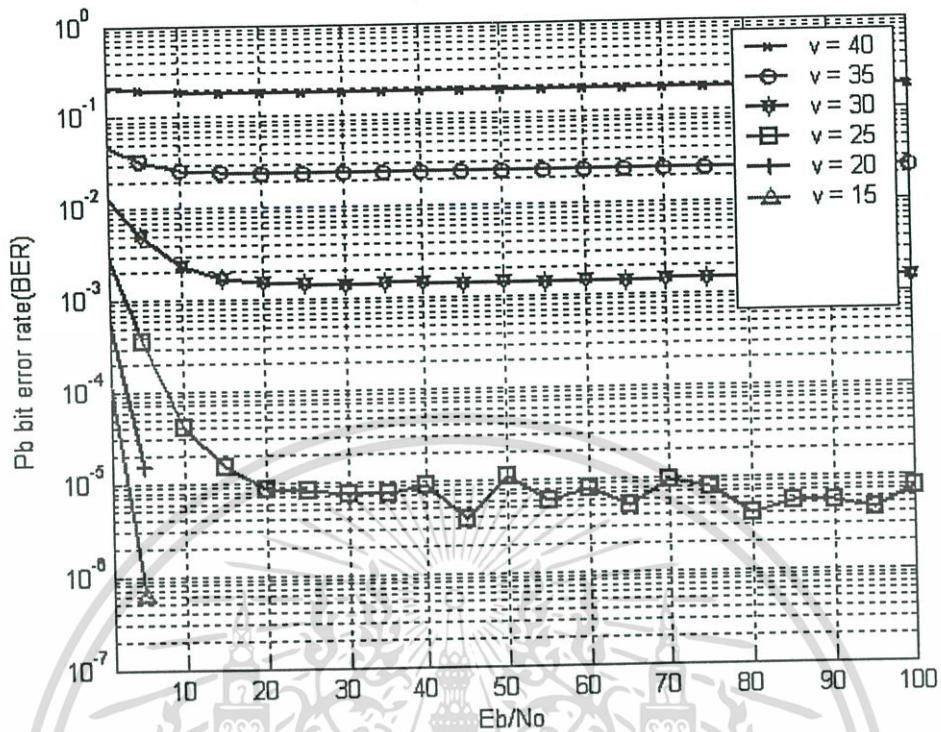
รูปที่ 5.8 การเกิดอัตราบิตผิดพลาดเทียบกับความเร็วของทั้งสองแบบแผน

จากรูปที่ 5.8 แบบแผนที่ 1 และ แบบแผนที่ 2 แทนแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยที่ใช้การประมาณค่าช่องสัญญาณจากบิตเทรนนิ่ง (training bit) ที่ส่งมาก่อนข้อมูลจริง และการประมาณค่าช่องสัญญาณจากค่าเฉลี่ยผลรวมของเทรนนิ่งบิตที่ส่งมาก่อนและหลังข้อมูลจริงตามลำดับ จะเห็นผลของการจำลองแบบได้อย่างชัดเจนคือ method 1 จะให้ค่าบิตผิดพลาดครั้งแรกที่ความเร็ว 13 เมตรต่อวินาที หรือ 46.8 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ด้วยอัตราบิตผิดพลาดที่มีค่าน้อยกว่า 10^{-5} และค่าอัตราบิตผิดพลาดเพิ่มขึ้นสัมพันธ์โดยตรงกับความเร็วที่เพิ่มมากขึ้นของรถยนต์ ในขณะที่ method 2 ให้ค่าบิตผิดพลาดครั้งแรกที่ความเร็ว 18 เมตรต่อวินาที หรือ 64.8 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ด้วยอัตราบิตผิดพลาดมีค่าเท่ากับ 10^{-5} และให้อัตราบิตผิดพลาดมากขึ้นสัมพันธ์โดยตรงกับความเร็วที่เพิ่มมากขึ้นของรถยนต์เช่นเดียวกัน ที่ความเร็วเท่ากับ 30 เมตรต่อวินาที หรือ 108 กิโลเมตรต่อชั่วโมงนั้น อัตราการเกิดบิตผิดพลาดของ method 1 มีค่าเท่ากับ 0.25 ส่วนอัตราการเกิดบิตผิดพลาดของ method 2 มีค่าเท่ากับ 0.1 และเมื่อความเร็วเพิ่มสูงขึ้นจนมีค่าเท่ากับ 40 เมตรต่อวินาที หรือ 144 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ค่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาดของทั้งสองวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณมีค่าเท่ากันคือ 0.5 หรือมีค่าบิตผิดพลาดเทียบเท่ากับเหตุการณ์การสุ่มข้อมูล



รูปที่ 5.9 อัตราบิดผิดพลาดของแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยใช้เทคนิค STBC และ MRC

รูปที่ 5.9 แสดงการเกิดอัตราบิดผิดพลาดของแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยใช้เทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ (Space Time Block Coding :STBC) แบบที่ 2 เปรียบเทียบร่วมกับ ไดเวอร์ซิตีที่ด้านส่งที่มีชุดสายอากาศที่ด้านส่ง 2 ชุดและชุดสายอากาศที่ด้านรับ 4 ชุด กับแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยใช้เทคนิคการรวมกันแบบอัตราส่วนร่วมสูงสุด (Maximum Ratio Combining :MRC) โดยใช้ชุดสายอากาศที่ด้านส่ง 1 ชุดและชุดสายอากาศที่ด้านรับ 4 ชุด ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่าทั้งสองเทคนิคได้รับผลกระทบเมื่อมีการเพิ่มความเร็วยานต์ โดยที่ค่าอัตราบิดผิดพลาดจะมากขึ้น และค่าอัตราบิดผิดพลาดของเทคนิค MRC มีค่ามากกว่าอัตราบิดผิดพลาดของเทคนิค STBC



รูปที่ 5.10 อัตราบิตผิดพลาดของแบบแผนการส่งข้อมูลเปรียบเทียบกับค่า E_b/N_0

รูปที่ 5.10 แสดงอัตราการเกิดบิตผิดพลาดของแบบแผนการส่งข้อมูลที่ใช้เทคนิคการประมาณค่าแบบที่ 2 เปรียบเทียบกับค่า E_b/N_0 ที่มีการเปลี่ยนค่าจาก 1-100 เดซิเบล จากผลการจำลองจะเห็นได้ว่าเมื่อความเร็วของรถยนต์มีค่าต่ำกว่า 15 เมตรต่อวินาที หรือ 54 กิโลเมตรต่อชั่วโมงจะไม่เกิดค่าบิตผิดพลาด และเมื่อความเร็วมีค่าตั้งแต่ 15-25 เมตรต่อวินาที หรือ 54-90 กิโลเมตรต่อชั่วโมงค่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาดจะมีค่าลดลงเมื่อเพิ่มค่า E_b/N_0 แต่เมื่อความเร็วสูงขึ้นเป็น 25-40 กิโลเมตรต่อชั่วโมง ค่าบิตผิดพลาดจะมีค่าสูงมากขึ้นและไม่ลดลงเมื่อมีการเพิ่มค่า E_b/N_0

บทที่ 6

สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีแนวความคิดมาจากการประยุกต์นำเอาการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับเทคนิคโคเดอริซิติที่ด้านส่งมาใช้ในการออกแบบแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุทในโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ ซึ่งโคเดอริซิตินี้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบไม่ว่าจะเป็นความจุของช่องสัญญาณ ความเร็วการส่งผ่านข้อมูล ความทนทานต่อการจางหายเฉพาะความถี่ โดยที่ไม่มีการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสัญญาณแต่อย่างใดและไม่มีขั้นตอนการเข้ารหัสที่ซับซ้อน

การออกแบบระบบ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลในโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ด้วยเทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ โดยที่มีสายอากาศด้านส่ง 2 ชุด และสายอากาศด้านรับ 4 ชุด สายอากาศสูงจากพื้นดิน 1 เมตร และมีระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละชุด 0.05 เมตรหรือ 10 เท่าของความยาวคลื่น การมอดูเลตเป็นแบบ BPSK อัตราบิต 1 เมกกะบิตต่อวินาที ค่า signal-to-noise-ratio (SNR) เท่ากับ 20 เดซิเบล ความถี่ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ ความเร็วเปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง 40 เมตรต่อวินาที ระยะห่างระหว่างรถเมื่อเวลา $t=0$ คือ 50 เมตร 1 เฟรมข้อมูลประกอบด้วย บิตเทรนนิ่ง 8 บิต และบิตข้อมูล 50 บิต ในการออกแบบนี้ได้สร้างแบบจำลองช่องสัญญาณโดยใช้สมการที่ (3.35) และมีการประมาณค่าช่องสัญญาณ 2 แบบ ซึ่งทั้งสองแบบนี้เป็นตัวกำหนดแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลให้กับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์

ผลการจำลองแบบ

ในการสร้างแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลให้กับโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ที่ใช้เทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับโคเดอริซิติที่ด้านส่ง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แสดงผลการจำลองของ 2 แบบแผน โดยที่แบบที่ 1 (method 1) ใช้เทรนนิ่งบิต 8 บิตของเฟรมนั้นๆมาทำการประมาณค่าช่องสัญญาณ ส่วนในแบบที่ 2 (method 2) ใช้ค่าเฉลี่ยผลรวมของค่าประมาณช่องสัญญาณที่ได้ในช่วงเวลาเทรนนิ่งบิตของเฟรมนั้นและเฟรมถัดไปเป็นค่าการประมาณช่องสัญญาณให้กับข้อมูลเฟรมนั้นทางด้านรับ ซึ่งผลการจำลองดังรูปที่ 5.1 และ 5.2 แสดงให้เห็นค่าความผิดพลาดของการประมาณขนาดช่องสัญญาณด้วยวิธีทั้งสอง ซึ่งค่าความผิดพลาดการประมาณขนาดของช่องสัญญาณด้วยวิธีที่ 1 นั้นมีค่าต่ำกว่าวิธีที่ 2 แต่ผล

การจำลองค่าความผิดพลาดของการประมาณเฟสช่องสัญญาณทั้งสองวิธีดังรูปที่ 5.3 และ 5.4 จะเห็นได้ว่าค่าความผิดพลาดการประมาณเฟสช่องสัญญาณของวิธีที่ 1 มีค่าสูงกว่าวิธีที่ 2 และอัตราการเกิดบิตผิดพลาดรูปที่ 5.8 แสดงให้เห็นอย่างชัดเจนว่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาดแบบที่ 2 มีค่าต่ำกว่าแบบที่ 1 และค่าการเกิดอัตราบิตผิดพลาดของทั้งสองแบบแผนมีค่าสูงมากขึ้นเมื่อความเร็วเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ รวมทั้งรูปที่ 5.5 และ 5.7 แสดงกลุ่มบิตข้อมูลที่ถูกรวบรวมของทั้งสองวิธีที่ความเร็ว 15 เมตรต่อวินาที ซึ่งวิธีที่สองให้กลุ่มของบิตที่ถูกรวบรวมแยกจากกันชัดเจนกว่าของวิธีที่ 1 จากผลการจำลองนั้นสนับสนุนทฤษฎีที่ว่า การเข้ารหัสแบบบล็อกสเปซ-ไทม์ไม่เหมาะสมสำหรับสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งในรูปของเฟสและขนาดดังเช่นสัญญาณดิจิทัลแบบ QAM ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ใช้ BPSK ซึ่งค่าความผิดพลาดที่เกิดจากเฟสจะส่งผลกระทบต่ออัตราการเกิดบิตผิดพลาดแต่ค่าความผิดพลาดที่เกิดจากขนาดไม่มีความเกี่ยวข้องกับอัตราการเกิดบิตผิดพลาด

ผลการจำลองดังรูปที่ 5.1, 5.2, 5.3 และ 5.4 มีอยู่เพียงหนึ่งช่องสัญญาณเท่านั้นที่ค่าการผิดพลาดของเฟสนั้นไม่เป็นไปในทางเดียวกับช่องสัญญาณอื่นๆ นั่นคือช่องสัญญาณที่เกิดจากสายอากาศตัวแรกจากพื้นดินของทั้งชุดสายอากาศด้านส่งและด้านรับ เกิดจากระยะทางสะท้อน L_r และระยะทางตรง L_d จากสายอากาศส่งลำดับที่ 1 และสายอากาศรับลำดับที่ 1 มีค่าที่ทำให้ขนาดของช่องสัญญาณมีค่าน้อยมากๆ ดูคำอธิบายเพิ่มเติมในภาคผนวก

นอกจากนี้ยังได้ทำการเปรียบเทียบเทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์กับเทคนิคอัตราวมสูงสุด ผลการจำลองแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลโดยใช้เทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์ร่วมกับโคเวอริจิตที่วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอสามารถให้อัตราบิตผิดพลาดที่ต่ำกว่าของเทคนิคอัตราวมสูงสุด

ผลการจำลองในรูปที่ 5.10 นั้นแสดงให้เห็นว่าค่าความผิดพลาดเป็นผลมาจากเงื่อนไขการจางหายไม่ได้เกิดจากสัญญาณรบกวน ซึ่งชนิดของความผิดพลาดนี้เรียกว่า irreducible error เป็นชนิดของการเกิดความผิดพลาดเนื่องจาก intersymbol interference (ISI) ในกรณีการจางหายแบบ frequency-selective fading แต่ในงานวิจัยนี้เป็นกรณีได้รับผลกระทบจาก Doppler spread

จากผลการจำลองที่ได้แสดงนั้นเราสรุปได้ว่าแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบที่ 2 นั้นมีความเหมาะสมสำหรับการใช้งานในโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์ซึ่งมีเงื่อนไขของสิ่งแวดล้อมเป็นแบบการจางหายอย่างรวดเร็ว (fast fading) รวมทั้งการใช้เทคนิคการเข้ารหัสบล็อกแบบสเปซ-ไทม์นั้นสามารถทำให้แบบแผนมีการส่งข้อมูลมีข้อผิดพลาดที่น้อยกว่าเทคนิคการรวมตัวด้วยอัตราวมสูงสุด

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

จากแนวคิดในการออกแบบแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลในโครงข่ายสื่อสารระหว่างรถยนต์นั้น แบบแผนที่เหมาะสมคือแบบแผนที่มีการใช้บิตเทรนนิงก่อนและหลังบิตข้อมูลเพื่อการประมาณค่าสัญญาณให้กับบิตข้อมูลนั้นๆ เนื่องจากความเร็วของรถที่เพิ่มมากขึ้นมีผลต่อการประมาณค่าสัญญาณให้กับข้อมูลโดยตรง ในอนาคตเพื่อเป็นการพัฒนาแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลแบบหลายอินพุทหลายเอาต์พุทให้มีประสิทธิภาพสูงสุด จึงควรที่จะนำเอาผลกระทบจาก Doppler shift มาพิจารณา และในวิทยานิพนธ์นี้เป็นเพียงการเริ่มต้นการออกแบบ จึงเป็นการส่งข้อมูลและรับข้อมูลเพียงด้านเดียว ในการวิจัยต่อไปจะได้มีการเพิ่มชุดสายอากาศที่ด้านส่งเป็น 4 ชุดและเปลี่ยนเทคนิคการเข้ารหัสให้เหมาะสมกับระบบนี้ ซึ่งการเข้ารหัสแบบสเปซ-ไทม์นี้มีอยู่ด้วยกันหลายแบบ เช่น space time trellis codes (STTC) หรือ layered space time coding (LSTC) หรือ space time turbo coding (STTuC) รวมทั้งพิจารณาการส่งและรับข้อมูลทั้งสองทาง นอกจากนั้นจะมีการนำเอาวิธีการ orthogonal frequency division multiplex (OFDM) เข้ามาร่วมช่วยในการปรับปรุงให้กับแบบแผนการส่งผ่านข้อมูลนี้มีประสิทธิภาพเต็มที่ พร้อมรองรับการใช้งานในอนาคตและส่งเสริมการแก้ปัญหาจราจรที่เป็นปัญหานั้นทอนเศรษฐกิจและสังคมของประเทศต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] Fumihide KOJIMA, Hiroshi HARADA and Masayuki FUJISE "Inter-Vehicle Communication Network with an Autonomous Relay Access Scheme." IEICE TRANS. COMMUN.,Vol.E84-B, No.3 Mar 2001,pp.566-575
- [2] T.S.Rappaport. Wireless Communication: Principle and Practice. Prentice Hall. 1996.
- [3] W.C.Jakes. MICROWAVE MOBILE COMMUNICATIONS. IEEE Press 1994
- [4] S.M.Alamouti."A simple transmit diversity technique for wireless communication."IEEEJ.Select.Areas Communications., vol.16,Oct.1998. pp.1451-1458
- [5] Yoshio Karasawa "Multipath Fading Due to Road Surface Reflection and Fading Reduction by means of Space Diversity in ITS Vehicle-to-Vehicle Communications at 60 GHz." Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.85, Apr 2002 pp 35-42
- [6] Jhong Sam Lee, Leonard E. Miller CDMA Systems Engineering Handbook Artech House 1998
- [7] Helmut Bolcshei, Arogyaswami J.Paulraj."Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Wireless Systems." FWF-grans J1868-TEC

- [8] J.B.Anderson."Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends."IEEEJ.Select Areas Communications., vol. 18,Nov.2000 pp.2172-2178
- [9] Erik G.Larsson, Petre Stocia Space-Time Block Coding for Wireless Communications Cambridge University Press 2003
- [10] John Walker. Advance In Mobile Information Systems Artech House Boston 1999



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานพณธ์นี้มี 1 บทความ

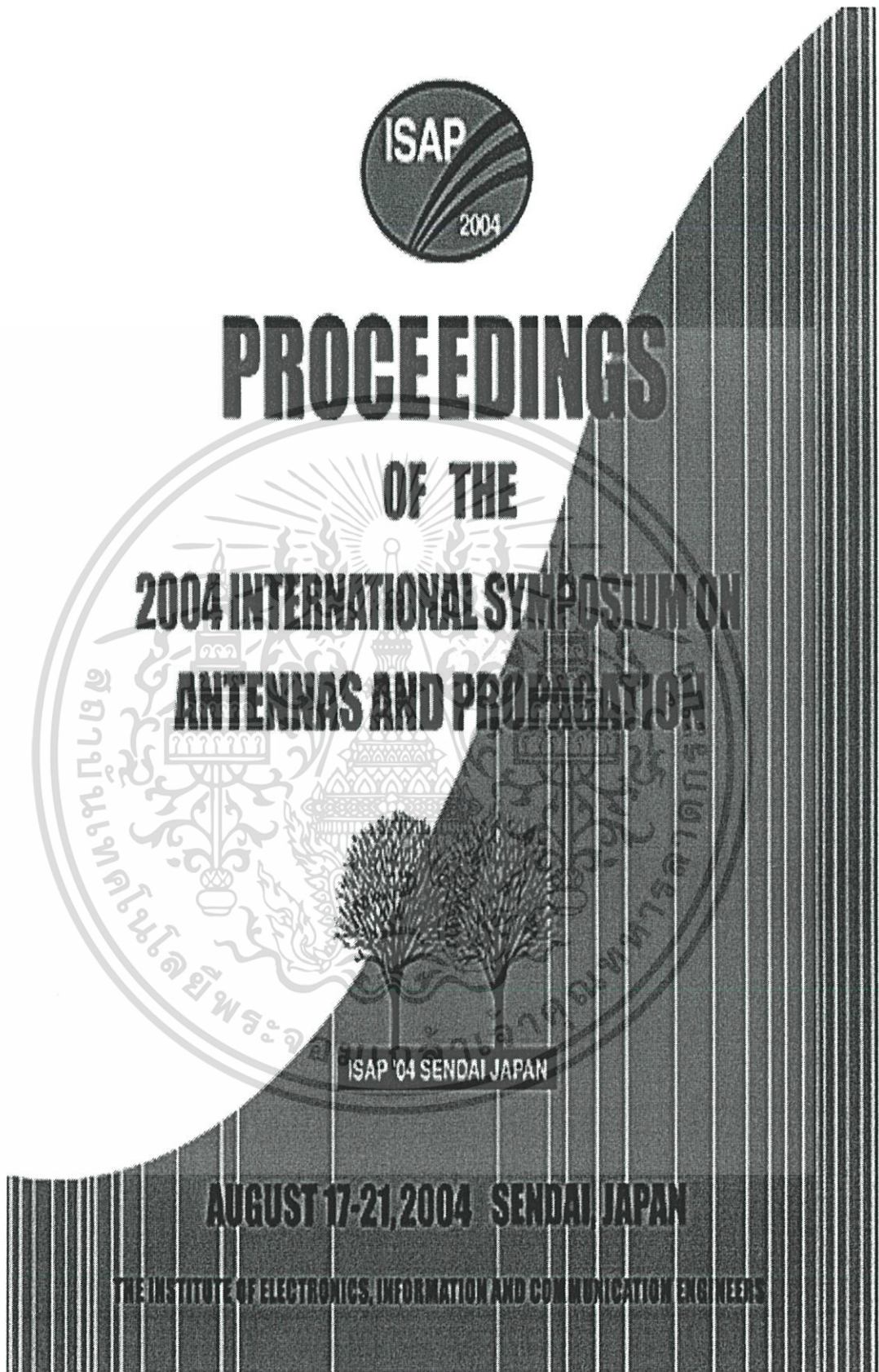
[1] Supawan Annanab, Yoshio Karasawa, Tetsuki Taniguchi, Prakrit Tangtisanon, "MIMO

STBC Data Transmission Scheme for Inter-Vehicle Communication at 60 GHz in ITS"

2004 International Symposium on Antennas and Propagation,,2004



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MIMO STBC Data Transmission Scheme for Inter-Vehicle Communication at 60 GHz in ITS

Supawan Annanab*, Yoshio Karasawa**, Tetsuki Taniguchi**, Prakit Tangtisanon*

*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang Chalongkrung Rd., Bangkok 10520 Thailand

**The University of Electro-Communications 1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo 182-8585 Japan
s5061237@kmitl.ac.th

1. Introduction

In order to reduce congestion and accident rates for cars, Intelligent Transport System (ITS) has been interested as a countermeasure. To realize safety driving systems in ITS, there are two fields of researches one is RVC (Road-to-Vehicle-Communication) and the other is IVC (Inter-Vehicle Communication). For IVC, which will be treated in this paper, multipath fading, caused by road surface reflection, is one of the most severe problems. Signal reduction improvement by means of space time diversity at receiving site seems very effective [1]. In order to enhance the space diversity effects, MIMO (Multiple Input Multiple Output) data transmission scheme with STBC (Space Time Block Coding) [2] is examined and evaluated.

2. Propagation Channel Model of IVC

This section shows propagation channel model of IVC system. The system we considered here has two transmit antennas and four receive antennas as shown in Fig.1. The channel characteristic H (Channel State Information: CSI) considering of the direct wave and ground reflected wave is given by

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \dots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad N = 4, M = 2 \quad (1-a)$$

$$h_{nm}(L) = \alpha \times \left(\frac{1}{L_{nm}^{direct}} \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} L_{nm}^{direct}\right) + \gamma \frac{1}{L_{nm}^{reflected}} \times \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} L_{nm}^{reflected}\right) \right) \quad (1-b)$$

where L_{nm}^{direct} and $L_{nm}^{reflected}$ represent the direct path length and reflected path length for transmit

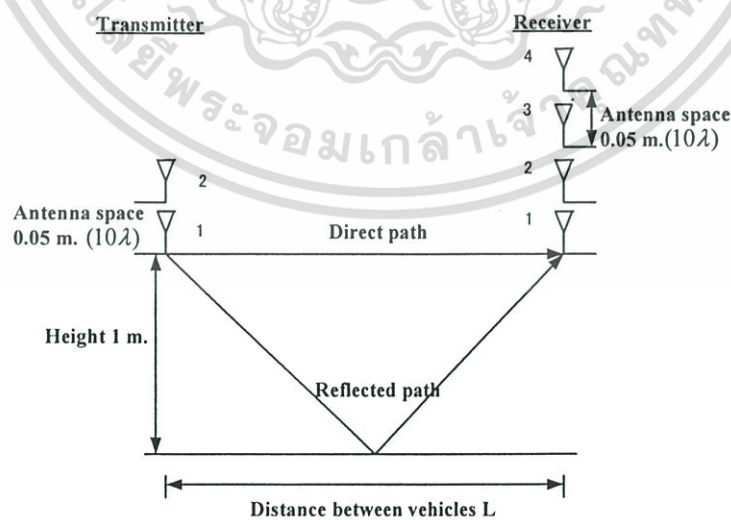


Figure1. Channel Model of IVC where there is the direct wave and ground reflected wave

antenna m to receive antenna n . α is a path amplitude factor which is given by L (distance between vehicles) for the purpose of normalization to keep signal-to-noise ratio constant irrespective of distance L . γ is reflection coefficient of road surface and assumed to be -1 in this paper [1]. Since the vehicular distances L changes with time(t) in terms of vt (v : the difference of speed between two vehicles), CSI also changes with time.

3. Space Time Block Coding (STBC) data transmission scheme

In space time diversity which is based on Alamouti's scheme known as space time block coding (STBC), two signals are transmitted from the two transmit antennas. The transmitted signal from antenna 1 in the first symbol period is assumed by s_0 and from antenna 2 by s_1 . In the next symbol period, signal $-s_1^*$ is transmitted from antenna 1, and signal s_0^* from antenna 2 where $*$ is the complex conjugate operation. This sequence is shown in table 1 and Fig.2.

Table 1 Sequence of transmitted signal

	tx antenna 1	tx antenna 2
time	s_0	s_1
time $t + T_s$	$-s_1^*$	s_0^*

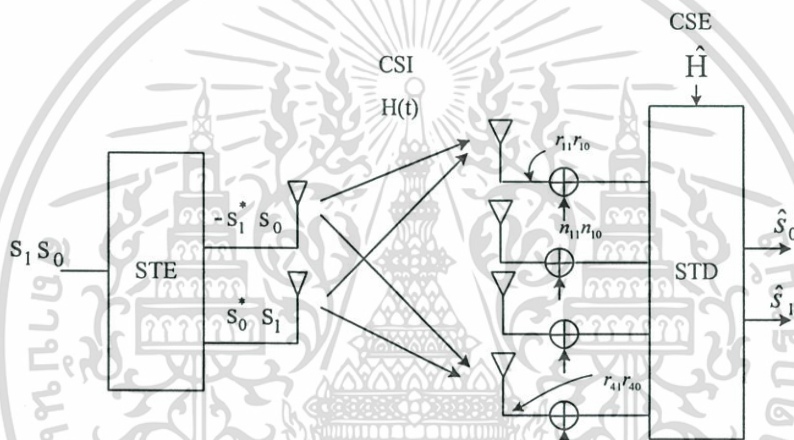


Figure2. Alamouti's STBC scheme (STE: space time encoding, STD: space time decoding)

At the signal direction stage in the case of Alamouti's scheme, estimated channel information (CSE) is necessary to separate s_1 and s_2 from the received signal r_{n0} and r_{n1} ($n=1-4$). In order to have CSE and to transmit data, a signal transmission sequence shown in Fig.3 is adopted. One sequence has two subsequences, one is training subsequence to have CSE and the other is data transmission subsequence. By transmitting a pair of pilot symbols which consist of Walsh codes, CSE given by $\hat{H}(i)$ can be obtained from pilot (i). For data transmission, we consider two methods. The first method (method 1), estimates CSI at the receiver by information given in Eq (2-a) while method 2 by Eq (2-b).

$$CSE = \hat{H}(i) \quad \text{for Data (i) detection} \quad (2-a)$$

$$CSE = \frac{1}{2}(\hat{H}(i) + \hat{H}(i+1)) \quad \text{for Data (i) detection} \quad (2-b)$$

In the latter case (namely, method2) data accumulation at least one sequence must be necessary. Since channel condition changes with time very rapidly because of 60 GHz signal, we can expect that

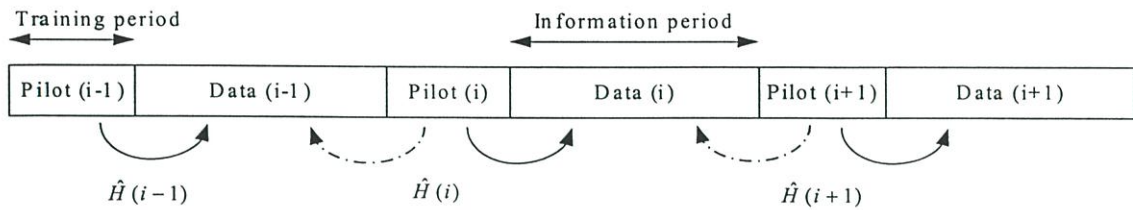


Figure 3. Data transmission sequence scheme

method 2 gives better performance.

4. Simulation Conditions

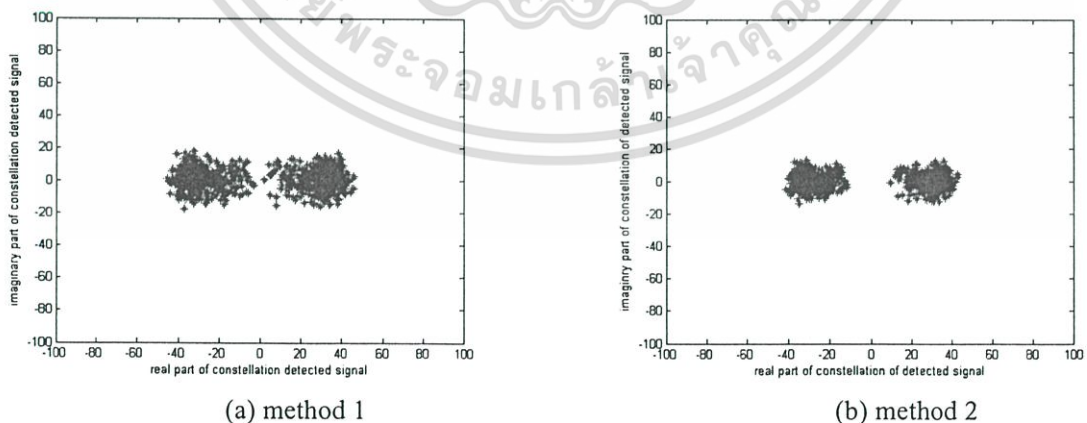
For the preliminary evaluation, the distance between two vehicles is equal to 50 meters at time $t = 0$, the frequency considered here is 60 GHz so that element antenna spacing of 0.05 m corresponds to 10 wavelengths. The speed difference v between two vehicles is assumed to be 0-40 m/s. The simulation condition is given in Table 2.

Table 2 Simulation conditions

Frequency (wavelength)	60GHz (5mm)
Antenna height	1 m.
SNR	20 dB
velocity difference	0-40m/s
modulation	BPSK
bit rate	1Mbps
Training bits (period)	8 bits ($8\mu\text{sec}$)
Information bits (period)	50 bits ($50\mu\text{sec}$)

5. Results

Constellation of detected signal results is presented in Fig 4. It is evaluated by computer simulation at the speed of vehicle equal to 15 m/s. In Fig 4 the constellation signals of method 1 are more dispersed than that of method 2. Namely, the constellation signals from method 2 are detected clearer than from method 1 so that bit error rate in method 2 is expected to be smaller than in method 1. The bit error rate of both methods is shown in Fig 5. In the case of lower speed, both schemes have no errors. When the vehicle speed up to 13 m/s bit error rate exceeds 10^{-5} and increases with the velocity in method 1 but in method 2 it appears at the speed of 18 m/s and also increase with the velocity. However, in method 1 give more bit error rate than in method 2 as shown in Fig 5.

Figure 4. Constellation of detected signal at $v = 15$ m/s with $L \cong 50$ m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

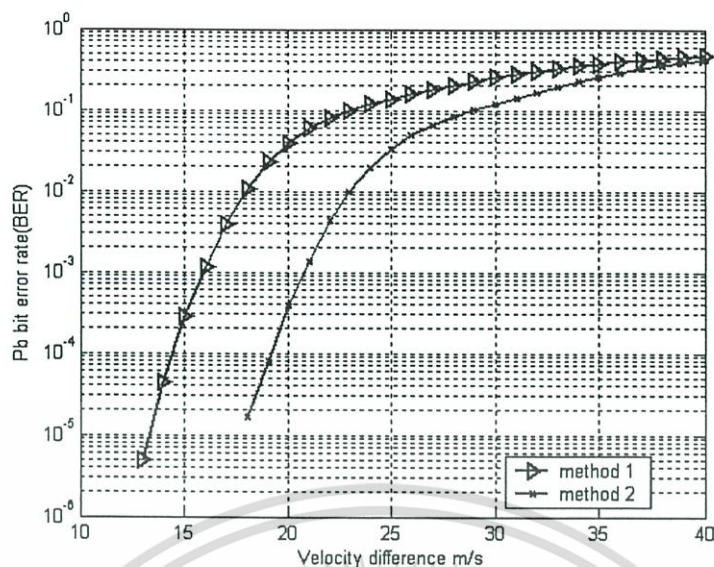


Figure 5. The BER as a function of velocity difference for two methods

6. Conclusions

The data transmission schemes for Inter-Vehicle Communication (IVC) have been presented. It is shown that, using space time diversity (space time block coding) with two transmit antennas and four receive antennas can suppress multipath fading. Since carrier frequency assumed here is 60 GHz so that phase change is very rapid, the BER performance decreases with increasing the velocity difference. By using channel state information obtained from method 2 can have better performance than method 1.

Reference

- [1] Y.Karasawa, "Multipath Fading Due to Road Surface Reflection and Fading Reduction by Means of Space Diversity in ITS Vehicle-to-Vehicle Communications at 60 GHz", Electronics and Communications in Japan, Part 1, vol.85, no.1, pp.35-41, 2002.
- [2] S.M.Alamouti, "A simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communicaitons", IEEE J. Select. Areas Commn., vol, 16, no.8, pp.1451-1458, October 1998.

ภาคผนวก ข.
สมการแสดงคำอธิบายเพิ่มเติม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำอธิบายสำหรับช่องสัญญาณที่หนึ่ง

จากสมการที่ (3.37) สามารถแสดงได้ใหม่ดังนี้

$$H = L \left(\frac{1}{L_d} e^{-jkL_d} - \frac{1}{L_r} e^{-jkL_r} \right)$$

$$H = L \left[\frac{1}{L_d} \cos(kL_d) - j \frac{1}{L_d} \sin(kL_d) - \frac{1}{L_r} \cos(kL_r) + j \frac{1}{L_r} \sin(kL_r) \right]$$

$$H = L \left\{ \left[\frac{1}{L_d} \cos(kL_d) - \frac{1}{L_r} \cos(kL_r) \right] - j \left[\frac{1}{L_d} \sin(kL_d) - \frac{1}{L_r} \sin(kL_r) \right] \right\}$$

$$H = A e^{-j\theta}$$

$$A = L \sqrt{\left[\frac{1}{L_d} \cos(kL_d) - \frac{1}{L_r} \cos(kL_r) \right]^2 + \left[\frac{1}{L_d} \sin(kL_d) - \frac{1}{L_r} \sin(kL_r) \right]^2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \left[\frac{\frac{1}{L_d} \cos(kL_d) - \frac{1}{L_r} \cos(kL_r)}{\frac{1}{L_d} \sin(kL_d) - \frac{1}{L_r} \sin(kL_r)} \right]$$

$$A = L \sqrt{\left[\frac{1}{L_d^2} \cos^2(kL_d) - \frac{2}{L_d L_r} \cos(kL_d) \cos(kL_r) + \frac{1}{L_r^2} \cos^2(kL_r) \right] + \left[\frac{1}{L_d^2} \sin^2(kL_d) - \frac{2}{L_d L_r} \sin(kL_d) \sin(kL_r) + \frac{1}{L_r^2} \sin^2(kL_r) \right]}$$

$$A = L \sqrt{\frac{1}{L_d^2} [\cos^2(kL_d) + \sin^2(kL_d)] - \frac{2}{L_d L_r} [\cos(kL_d) \cos(kL_r) + \sin(kL_d) \sin(kL_r)] + \frac{1}{L_r^2} [\cos^2(kL_r) + \sin^2(kL_r)]}$$

$$A = L \sqrt{\frac{1}{L_d^2} - \frac{2}{L_d L_r} [\cos(kL_d - kL_r)] + \frac{1}{L_r^2}}$$

$$A = L \sqrt{\frac{1}{L_d^2} - \frac{2}{L_d L_r} + \frac{1}{L_r^2} - \frac{2}{L_d L_r} [\cos(kL_d - kL_r)] + \frac{2}{L_d L_r}}$$

$$A = L \sqrt{\left(\frac{1}{L_d} - \frac{1}{L_r} \right)^2 + \frac{2}{L_d L_r} [1 - \cos(kL_d - kL_r)]} \quad (ท-1)$$

$$d' = L_d$$

โดยที่ $d'' = L_r$

$$\alpha = L$$

$$A = \text{amplitude}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าสมการที่ได้มานั้นมีพจน์ $\cos(kL_d - kL_r) = \cos 2\pi \left(\frac{L_d - L_r}{\lambda} \right)$

$$\text{โดยที่ } k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

เมื่อทำการตรวจสอบค่าของ $\frac{L_d - L_r}{\lambda}$ แต่ละช่องสัญญาณและยกตัวอย่างดังนี้

โดยที่ $L = 50$ เมตร

$$L_r = \begin{bmatrix} 50.0400 & 50.0420 \\ 50.0420 & 50.0441 \\ 50.0441 & 50.0462 \\ 50.0462 & 50.0484 \end{bmatrix} \quad (\text{ข-2})$$

$$L_d = \begin{bmatrix} 50.0000 & 50.0000 \\ 50.0000 & 50.0000 \\ 50.0001 & 50.0000 \\ 50.0002 & 50.0000 \end{bmatrix} \quad (\text{ข-3})$$

$$\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 7.9968 & 8.3965 \\ 8.3965 & 8.8161 \\ 8.7961 & 9.2357 \\ 9.1957 & 9.6553 \end{bmatrix} \quad (\text{ข-4})$$

จะเห็นได้ว่าในช่องสัญญาณที่ส่งจากสายอากาศตัวที่หนึ่งและรับด้วยสายอากาศตัวที่หนึ่งนั้น มีค่า $\frac{L_d - L_r}{\lambda}$ เข้าใกล้ 8 ดังนั้นค่า $\cos 2\pi \left(\frac{L_d - L_r}{\lambda} \right)$ จึงมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งเมื่อนำกลับไปแทนค่าในสมการที่ (ข-1) จะได้สมการออกมาเป็นดังนี้

$$A \approx \frac{L(L_r - L_d)}{L_d L_r} \quad (\text{ข-3})$$

จะเห็นได้ว่าค่าแอมพลิจูดของช่องสัญญาณที่หนึ่งนั้นมีค่าเข้าใกล้ศูนย์ซึ่งเป็นไปตามผลการจำลองที่แสดงไปแล้วในบทที่ 5

คำอธิบายเพิ่มเติม

สำหรับการพล็อต cumulative density function ของช่องสัญญาณ

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix} \quad (\text{ข-4})$$

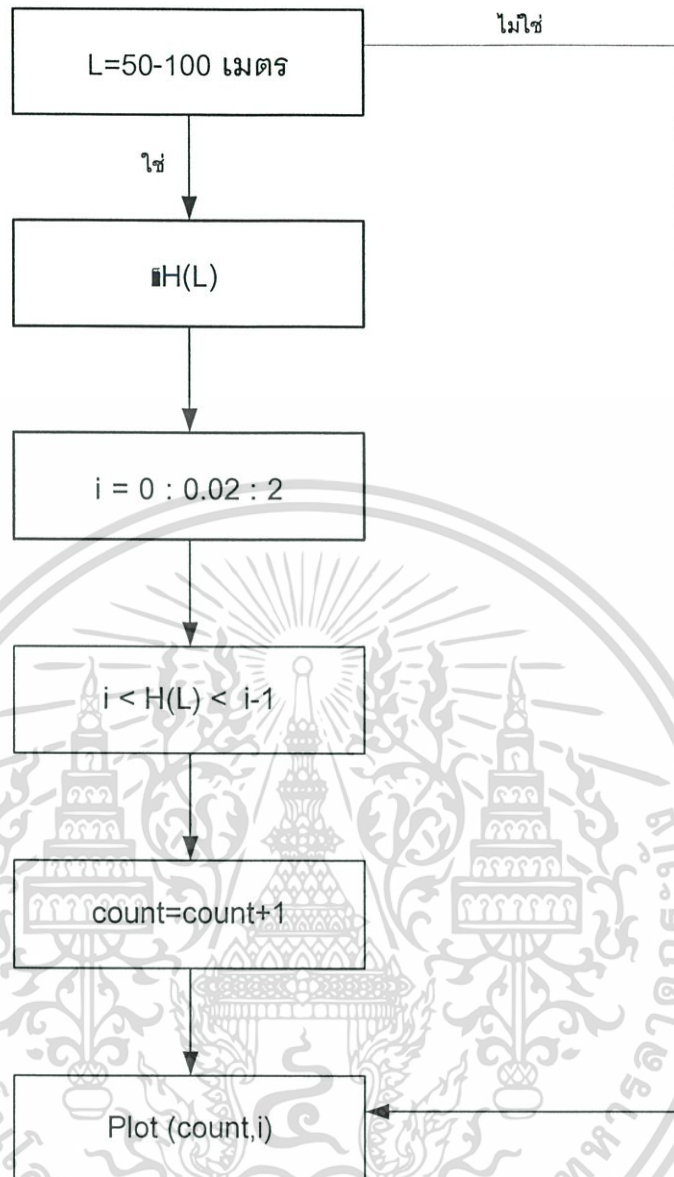
$$h_{nm}(L) = \alpha \times \left(\frac{1}{d'_{nm}} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d'_{nm}) \right) + \gamma \frac{1}{d''_{nm}} \times \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} d''_{nm}) \quad (\text{ข-5})$$

d'_{nm} แทนระยะทางโดยตรงจากสายอากาศตัวส่ง m ถึงตัวรับ n

d''_{nm} แทนระยะทางที่เกิดจากการสะท้อนบนพื้นผิวนอนจากสายอากาศตัวส่ง m ถึงสายอากาศตัวรับ n

α ระยะทางระหว่างรถทั้งสอง นำมาทำให้ค่า signal-to-noise ration คงที่ตลอดแม้ว่าจะเคลื่อนที่ออกจากกัน

การหาค่าเมตริกซ์ของช่องสัญญาณทั้งแปดเพื่อนำมาหา CDF จะเป็นการหาค่าช่องสัญญาณตลอดทั้งระยะทางระหว่างรถตั้งแต่ 50 เมตร จนรถวิ่งห่างออกจากกันเป็นระยะทาง 100 เมตร แล้วเก็บค่าช่องสัญญาณทั้งแปดไว้ในแต่ละระยะทางจากนั้นนำมาค่าแต่ละช่องสัญญาณมาตรวจสอบค่า โดยแบ่งค่าความน่าจะเป็นในการเกิดขนาดของช่องสัญญาณนั้นๆ เป็นช่วงละ 0.2 และค่าขนาดของช่องสัญญาณที่ได้จากระยะทาง 50 -100 เมตร มีค่าตั้งแต่ 0-2 มิลลิโวลต์ เขียนเป็นไดอะแกรมแสดงได้ดังนี้



รูปที่ ข-1 ไดอะแกรมการพล็อต CDF ของช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาวสุภาววรรณ อันนันหนับ เกิดเมื่อวันที่ 22 กุมภาพันธ์ 2521 ที่นนทบุรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีบัณฑิต(วิศวกรรมไฟฟ้า) จากมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ปีการศึกษา 2543 มัธยมศึกษาตอนปลายจากโรงเรียนสตรีวิทยา ปีการศึกษา 2539

ในระหว่างการศึกษาระดับปริญญาโทได้รับทุน AIEJ เข้าร่วมโครงการนักเรียนแลกเปลี่ยน Japanese University Study Science and Technology (JUSST) ที่มหาวิทยาลัยเคงกิซุชินได (University of Electro-Communications :UEC) ณ กรุงโตเกียว ประเทศญี่ปุ่นเป็นเวลา 1 ปี และได้รับรางวัลนักเรียนดีเด่นจากทาง UEC



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้