

สมรรถนะของผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด
สำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

PERFORMANCE OF BLIND CHANNEL ESTIMATION AND EQUALIZATION
IN MIMO RFID SYSTEM



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2558

KMITL-2015-EN-D-018-041

สมรรถนะของผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด
สำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

PERFORMANCE OF BLIND CHANNEL ESTIMATION AND EQUALIZATION
IN MIMO RFID SYSTEM



ศรัณู ดวงสุวรรณ
SARUN DUANGSUWAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2558

KMITL-2015-EN-D-018-041

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PERFORMANCE OF BLIND CHANNEL ESTIMATION AND EQUALIZATION
IN MIMO RFID SYSTEM



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2015
KMITL-2015-EN-D-018-041

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ สมรรถนะของผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

Thesis Title Performance of Blind Channel Estimation and Equalization in MIMO RFID System

นักศึกษา นายศรัณย์ ดวงสุวรรณ


รหัสประจำตัว 53610142

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ดร.สถาพร พรหมวงศ์

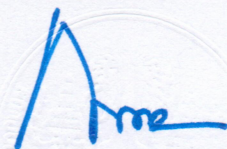
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2015-EN-D-018-041

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
ศ.ดร.โมไนย ไกรฤกษ์	
รศ.ดร.ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	
ศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน	
ผศ.ดร.พิชญ์ สุพรรณกุล	
ดร.สถาพร พรหมวงศ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 8 พฤษภาคม พ.ศ. 2558 เวลา 09.00-11.00 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 1

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
คนบติ คณะวิศวกรรมศาสตร์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 8 พฤษภาคม พ.ศ. 2558

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สมรรถนะของผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณ บอดสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ แบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต
นักศึกษา	นายศรัณย์ ดวงสุวรรณ
รหัสประจำตัว	53610142
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ดร. สถาพร พรหมวงศ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอสมรรถนะของผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ซึ่งได้พิจารณาภายใต้สมมุติฐานของการศึกษาวิจัยเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพเครื่องอ่าน และสามารถแก้ไขปัญหาความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นจากการจางหายของช่องสัญญาณในย่านความถี่ 2.45 กิกะเฮิรตซ์ ในการศึกษาวิจัยได้พิจารณาหลักการการส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตบนพื้นฐานแบบจำลองดีพีซีทีที่ประกอบด้วยสายอากาศส่งและสายอากาศรับมากกว่าหนึ่ง และทำการประเมินผลคุณลักษณะช่องสัญญาณด้วยข้อมูลเชิงทดลอง โดยข้อมูลจากการทดลองสามารถนำมาใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด และนำมาทำการวิเคราะห์สมรรถนะวิธีการที่นำเสนอสำหรับการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดเช่นเดียวกัน จากผลการทดลองวิจัยพบว่าการประยุกต์อัลกอริทึมการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสามารถแก้ไขปัญหาความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพตามลำดับ ดังนั้น การนำเสนอวิธีการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสามารถช่วยเพิ่มสมรรถนะภาครับการประมวลผลสัญญาณเครื่องอ่านแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้เป็นอย่างดี

Thesis	Performance of Blind Channel Estimation and Equalization in MIMO RFID System
Student	Mr. Sarun Duangsuwan
Student ID.	53610142
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Dr. Sathaporn Promwong

ABSTRACT

This thesis presents a performance evaluation of blind channel estimation and blind equalization in a MIMO RFID system. The studies are considered under an assumption for improving on RFID reader, and also to improve the presence of an inter-symbol interference (ISI) as caused by 2.45 GHz fading channels. The research methodology has considered a principle of MIMO transmission channel based on dyadic backscatter channel (DBC) model as provided with the multiple transmitter antennas and the multiple receiver antennas. Also, the channel characterization has been evaluated by experimental data. In addition, the experimental data can take into process to analyze the performance of the proposed of blind channel estimator and blind equalizer. As the results, the proposed techniques such as ZF-CMA, MMSE-CMA, ZF-SCMA, MMSE-SCMA, ZF-VSSCMA, and MMSE-VSSCMA can improve the presence of the inter-symbol interference (ISI). Therefore, the proposed methods of blind channel estimation and blind equalization can increase a performance of MIMO RFID reader in receiving signal processing as perfectly.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยการให้ความช่วยเหลือและสนับสนุนที่ต่อเนื่องจาก ดร. สถาพร พรหมวงศ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ที่คอยชี้แนะแนวทางการศึกษาวิจัยของผู้เขียนเป็นอย่างดีมาโดยตลอด รวมถึงการสร้างแรงบันดาลใจและให้กำลังใจแก่ผู้เขียนมาตลอดระยะเวลาของการศึกษาวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ ศาสตราจารย์ ดร. จุนฉวี ทาคาคะ จากสถาบันเทคโนโลยีแห่งโตเกียว ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะและคำแนะนำในการศึกษาวิจัยของผู้เขียนให้สามารถเป็นที่ยอมรับในระดับสากลได้

ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงสำหรับผู้ที่มีโอกาสให้ผู้เขียนได้รับทุนการศึกษา ระดับปริญญาเอกจากคณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (กสทช.) ซึ่งได้สนับสนุนค่าใช้จ่ายในการศึกษาเล่าเรียนมาโดยตลอดทุกภาคการศึกษา และผู้เขียนได้รับทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ผู้เขียนขอขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม และพี่ๆ สมาชิกห้องปฏิบัติการวิจัยเทคโนโลยีอิมพัลส์แอมป์กว้างยิ่งของ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกคนที่ได้ให้การช่วยเหลือดูแลในส่วนของทดลองวิจัยและช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ ตลอดจนข้อซักถามถึงงานวิจัยและสอบถามถึงความคืบหน้าในการดำเนินการศึกษาวิจัยมาโดยตลอด

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอโน้มรำลึกถึงอำนาจบารมีของคุณพระศรีรัตนตรัยและสิ่งศักดิ์สิทธิ์ทั้งหลายที่อยู่ในสากลโลก อันเป็นที่พึ่งให้ผู้เขียนมีสติปัญญาในการเรียบเรียงวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ผู้เขียนขอรำลึกถึงพระคุณของบิดา มารดา คุณครูบาอาจารย์ ตลอดจนผู้เขียน ตำราและบทความวิชาการต่างๆ ทำให้ผู้เขียนมีความรู้ประกอบการศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ศรัณู ดวงสุวรรณ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	5
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	6
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	6
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	7
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	9
2.1 บทนำ.....	9
2.2 เทคโนโลยีป้องกันคลื่นความถี่วิทยุ.....	9
2.2.1 ย่านความถี่ที่ใช้งาน.....	9
2.2.2 ระบบการสื่อสารเทคโนโลยีป้องกันคลื่นความถี่วิทยุ.....	10
2.2.3 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	12
2.2.4 การกระจายย้อนกลับ.....	15
2.2.5 การมอดูเลชันสัญญาณข้อมูลดิจิทัล.....	17
2.2.5.1 การมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด.....	19
2.2.5.2 การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส.....	21
2.2.5.3 การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์.....	23
2.2.6 ช่องสัญญาณสื่อสาร.....	25
2.2.6.1 หลักการวิเคราะห์และแบบจำลองช่องสัญญาณ.....	26
2.2.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณดีบีซี.....	30
2.2.7 ซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ.....	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตั้ง IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.2.7.1 การประมวลผลสัญญาณ.....	32
2.2.7.2 แนวทางศึกษาวิจัย.....	34
2.3 บทสรุป.....	36
บทที่ 3 ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	37
3.1 บทนำ.....	37
3.2 การวิเคราะห์ค่าความจุช่องสัญญาณ.....	37
3.2.1 การแยกย่อยค่าเชิงเอกฐาน.....	40
3.2.2 ช่องสัญญาณไม่ทราบค่าซีเอสไอ.....	42
3.3 รูปแบบการส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	43
3.3.1 การวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ.....	44
3.3.2 การจัดเตรียมการวัดช่องสัญญาณ.....	47
3.4 การประเมินผลประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณ.....	51
3.4.1 การจางหายช่องสัญญาณ.....	52
3.4.1.1 การแจกแจงแบบเกาส์เซียน.....	53
3.4.2 การสูญเสียเชิงวิถี.....	55
3.4.3 ภาพตัดขวางประวิงกำลัง.....	57
3.4.3.1 การแจกแจงแบบไรเซียน.....	59
3.4.4 แผนภาพปริภูมิสัญญาณ.....	61
3.4.5 อัตราความผิดพลาดบิต.....	63
3.5 บทสรุป.....	66
บทที่ 4 การประมาณค่าช่องสัญญาณบอด.....	67
4.1 บทนำ.....	67
4.2 หลักการประมาณค่า.....	67
4.2.1 ตัวประมาณค่าไร้ไบแอสความแปรปรวนน้อยสุด.....	68
4.2.2 ตัวประมาณค่าไร้ไบแอสเชิงเส้นดีที่สุด.....	71
4.2.2.1 กำหนดความเป็นเชิงเส้นและความไร้ไบแอส.....	71
4.2.2.2 การหาค่าความแปรปรวนน้อยสุด.....	72
4.2.3 ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุด.....	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 การประยุกต์ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุดแบบบอด.....	77
4.3.1 การวิเคราะห์ฟังก์ชันตัวประมาณค่าเป็นแบบบังคับศูนย์.....	75
4.3.2 การวิเคราะห์ฟังก์ชันตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	76
4.4 การประเมินผลสมรรถนะตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด.....	77
4.4.1 การทดลองวิจัย.....	77
4.4.1.1 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SISO 1×1 เมื่อ $M = 1$ และ $N = 1$	79
4.4.1.2 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MISO 4×1 เมื่อ $M = 4$ และ $N = 1$	82
4.4.1.3 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SIMO 1×4 เมื่อ $M = 1$ และ $N = 4$	84
4.4.1.4 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MIMO 4×4 เมื่อ $M = 4$ และ $N = 4$	85
4.5 บทสรุป.....	87
บทที่ 5 การปรับเท่าช่องสัญญาณบอด.....	88
5.1 บทนำ.....	88
5.2 การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	88
5.2.1 การตรวจสอบระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	90
5.2.2 การคำนวณหาค่าระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	91
5.3 หลักการปรับเท่าช่องสัญญาณ.....	92
5.3.1 การปรับเท่าแบบปรับตัว.....	94
5.4 อัลกอริทึมการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด.....	96
5.4.1 อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่.....	97
5.4.2 อัลกอริทึมแบบดูแลมมอดูลัสคงที่.....	98
5.4.3 อัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่.....	98
5.5 การประเมินสมรรถนะการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด.....	99
5.5.1 แบบจำลองการวิเคราะห์ระบบ.....	99
5.5.2 การทดลองวิจัย.....	100

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.5.2.1 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SISO 1×1	
เมื่อ $M = 1$ และ $N = 1$	102
5.5.2.2 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MISO 4×1	
เมื่อ $M = 4$ และ $N = 1$	105
5.5.2.3 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SIMO 1×4	
เมื่อ $M = 1$ และ $N = 4$	108
5.5.2.4 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MIMO 4×4	
เมื่อ $M = 4$ และ $N = 4$	111
5.6 บทสรุป.....	114
บทที่ 6 สรุปผลการศึกษาวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	115
6.1 บทนำ.....	115
6.2 สรุปผลการทดลองวิจัย.....	115
6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการศึกษาวิจัย.....	123
เอกสารอ้างอิง.....	125
ภาคผนวก.....	133
ประวัติผู้เขียน.....	155

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตั้ง VII ึ่งอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 เทคนิคการเข้ารหัสและมอดูเลชัน.....	10
3.1 พารามิเตอร์การกำหนดค่าสำหรับการวัดช่องสัญญาณ.....	50
3.2 สรุปลงคุณภาพตัดข้างประวิงกำลัง.....	61
3.3 สรุปลงการประเมินผลอัตราความผิดพลาดบิต.....	65
6.1 ผลเชิงปริมาณสมรรถนะของผลตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด.....	116
6.2 สรุปลงการประเมินสมรรถนะของผลตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด.....	117
6.3 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วย วิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	117
6.4 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วย วิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ).....	118
6.5 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วย วิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	119
6.6 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วย วิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ).....	120
6.7 สรุปลงการประเมินสมรรถนะการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	120
6.8 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ และอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	121
6.9 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ และอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ).....	121
6.10 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ย กำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ.....	122
6.11 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ย กำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ).....	122
6.12 สรุปลงการประเมินสมรรถนะผลการลดค่าอัตราความผิดพลาดบิต.....	123

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 การนำเสนอแบบจำลองตีปีซีสำหรับวิเคราะห์การส่งผ่านช่องสัญญาณ.....	4
1.2 แบบจำลองเชิงเส้นสำหรับวิเคราะห์การส่งผ่านช่องสัญญาณ.....	4
2.1 สเปกตรัมย่านความถี่ใช้งานระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ.....	9
2.2 ระบบการสื่อสารเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ.....	10
2.3 สเปกตรัมกำลังงานรูปแบบการเข้ารหัสสัญญาณของแท้ก.....	11
2.4 สนามการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องอ่าน.....	12
2.5 คุณลักษณะทิศทางการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	13
2.6 การส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า.....	14
2.7 การกระจายย้อนกลับ.....	16
2.8 การมอดูเลชันสัญญาณดิจิทัลสำหรับเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ.....	18
2.9 คุณลักษณะสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูดที่ดัชนี $m = 100\%$	20
2.10 คุณลักษณะสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส.....	21
2.11 คุณลักษณะสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอเดรเจอร์.....	24
2.12 บริภูมิสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอเดรเจอร์.....	24
2.13 ช่องสัญญาณแบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยวในอวกาศว่าง.....	26
2.14 ช่องสัญญาณแบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยวในสภาวะแวดล้อมจริง.....	27
2.15 ช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตในสภาวะแวดล้อมจริง.....	29
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์และระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณ รบกวน.....	29
2.17 แบบจำลองช่องสัญญาณตีปีซีในอวกาศว่าง.....	30
2.18 การวิเคราะห์ค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ของแบบจำลองช่องสัญญาณตีปีซี.....	31
2.19 เครื่องอ่านแบบ Universal software radio peripheral (USRP).....	32
2.20 โครงสร้างองค์ประกอบของแพลตฟอร์มเครื่องอ่าน.....	33
3.1 การส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต.....	38
3.2 ผลการเปรียบเทียบค่าความจุช่องสัญญาณต่อการเพิ่มขึ้นของจำนวนสายอากาศ.....	39
3.3 การส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยการแยกย่อยค่าเชิงเอกฐาน.....	41
3.4 ผลการเปรียบเทียบค่าความจุช่องสัญญาณที่จำนวนสายอากาศกำหนดให้ $M = N = 1$, $M = N = 2$ และ $M = N = 4$	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตั้ง **IX** อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 การส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ.....	43
3.6 ระนาบคลื่นที่ตกกระทบของคัพประกอบสายอากาศแถวลำดับ.....	44
3.7 ผลการวิเคราะห์ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระหว่างสายอากาศ.....	45
3.8 โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ.....	46
3.9 แผนภาพบริเวณพื้นที่จัดเตรียมการทดลอง.....	47
3.10 การจัดเตรียมอุปกรณ์ทดลอง (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	48
3.11 ขั้นตอนการทดลองวิจัย.....	49
3.12 แบบจำลองการประเมินผลช่องสัญญาณระบบเชิงเส้น.....	51
3.13 ผลการวัดคุณลักษณะการจางหายช่องสัญญาณ (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	52
3.14 คุณลักษณะการแจกแจงขนาดสัญญาณแบบเกาส์เซียน (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	54
3.15 การประเมินผลกำลังงานสูญเสียเชิงวิถีที่ความถี่ 2.45 GHz (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	56
3.16 การวิเคราะห์ภาพตัดขวางประวิงกำลัง.....	58
3.17 การประเมินผลภาพตัดขวางประวิงกำลัง.....	59
3.18 คุณลักษณะการแจกแจงแบบไรเซียน (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	60
3.19 ผลการทดลองแผนภาพปริภูมิสัญญาณ (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	62
3.20 การประเมินผลค่าอัตราความผิดพลาดบิตส่งผ่านช่องสัญญาณ (ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน.....	64
4.1 การแจกแจงและช่วงการประมาณค่าสัญญาณข้อมูล.....	67
4.2 คุณลักษณะการประมาณค่ากำลังงานสัญญาณรับที่มี (ก) ความแปรปรวนมาก (ข) ความแปรปรวนน้อย.....	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และตัด X ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 แบบจำลองระบบเชิงเส้นเพื่อพิจารณาในการหาตัวประมาณค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยสุด.....	73
4.4 แบบจำลองการวิเคราะห์ระบบการประมาณค่าช่องสัญญาณบอด.....	74
4.5 กราฟการลดลงของค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดสำหรับตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์.....	76
4.6 กราฟการลดลงของค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดสำหรับตัวประมาณค่าเอ็มเอ็มเอสอี.....	77
4.7 การจัดเตรียมอุปกรณ์ทดลองวิจัย.....	77
4.8 ไดอะแกรมการประเมินสมรรถนะของผลการประมาณค่าช่องสัญญาณ.....	78
4.9 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี SISO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	79
4.10 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี SISO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	80
4.11 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี MISO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	81
4.12 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี MISO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	82
4.13 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี SIMO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	83
4.14 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี SIMO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	84
4.15 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี MIMO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	86
4.16 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี MIMO (ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด.....	87
5.1 แบบจำลองช่องสัญญาณการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	88
5.2 คุณลักษณะของปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	89
5.3 การวิเคราะห์แผนภาพดวงตากราวิเคราะห์แผนภาพดวงตา (ก) สัญญาณแอนะล็อก (ข) รายเอียดของแผนภาพดวงตา.....	90
5.4 การวิเคราะห์คุณลักษณะของผลอัตราความผิดพลาดบิต (ก) สัญญาณรบกวน (ข) สัญญาณรบกวนบวกการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์.....	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และตั้ง **XI** อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 แบบจำลองการปรับเท่าช่องสัญญาณ.....	92
5.6 โครงสร้างตัวปรับเท่าแบบเส้นตัดขวาง.....	93
5.7 โครงสร้างการปรับเท่าแบบปรับตัว.....	94
5.8 แบบจำลองการวิเคราะห์ระบบการประมวลผลสัญญาณภาครับ.....	100
5.9 ขั้นตอนการทดลองวิจัย.....	101
5.10 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ SISO.....	102
5.11 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบของจำนวนการทำซ้ำจาก ช่องสัญญาณ SISO.....	103
5.12 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ SISO.....	104
5.13 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ MISO.....	105
5.14 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบของจำนวนการทำซ้ำจาก ช่องสัญญาณ MISO.....	106
5.15 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ MISO.....	107
5.16 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ SIMO.....	108
5.17 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบของจำนวนการทำซ้ำจาก ช่องสัญญาณ SIMO.....	109
5.18 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ SIMO.....	110
5.19 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ MIMO.....	111
5.20 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบของจำนวนการทำซ้ำจาก ช่องสัญญาณ MIMO.....	112
5.21 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ MIMO.....	113
6.1 การประยุกต์วิธีการที่นำเสนอด้วยซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ.....	124

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุเป็นระบบการสื่อสารไร้สายชนิดหนึ่งที่มีความนิยมสูงในการนำมาใช้งานด้านอุตสาหกรรม ด้านวิทยาศาสตร์ และด้านการแพทย์ เช่น การบ่งชี้วัตถุในน้ำหรืออากาศ [1] การบ่งชี้สินค้าในโกดังและตัวตนของผู้ป่วยในโรงพยาบาล เป็นต้น ข้อดีของเทคโนโลยีนี้คือ ลดการใช้งานทรัพยากรมนุษย์ ช่วยเพิ่มขีดความสามารถของการจัดการ และประหยัดเวลาในการทำงาน [2] ดังนั้น แนวโน้มการใช้งานเทคโนโลยีนี้จึงขยายกว้างและได้รับความนิยมสูงมากขึ้นในปัจจุบัน โดยเฉพาะในปัจจุบันนั้นย่านความถี่ที่มีแนวโน้มใช้งานในภาคอุตสาหกรรมสูง คือ ย่านความถี่ 860-960 MHz ย่านความถี่ 2.4-2.5 GHz และย่านความถี่ 5.725-5.825 GHz ซึ่งเรียกว่า ย่านความถี่ไอเอสเอ็ม (Industrial science and medical: ISM) [3]-[4] อย่างไรก็ตาม ย่านความถี่เหล่านี้มีข้อจำกัดเฉพาะระดับกำลังงานส่งต้องไม่เกิน 4 วัตต์ โดยไม่ต้องขออนุญาตจากหน่วยงานที่รับผิดชอบ เนื่องด้วยเป็นระบบการสื่อสารไร้สายระยะสั้นไม่เกิน 100 เมตร การสื่อสารจะอาศัยอุปกรณ์หลักคือ เครื่องอ่าน (Reader) ซึ่งทำหน้าที่ในการอ่านเขียนข้อมูล และแท็ก (Tag) ซึ่งทำหน้าที่บ่งชี้ข้อมูลของวัตถุหรือสินค้า ติดตามหรือตรวจนับ การใช้งานจะขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์และความต้องการของภาคอุตสาหกรรมและภาคธุรกิจ สำหรับประเทศไทยได้มีการอนุญาตใช้งานในย่านความถี่ต่างๆ จากสำนักงานคณะกรรมการกิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคมแห่งชาติ (Office of the national broadcasting and telecommunication commission: NBTC) โดยการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านและแท็กในย่านความถี่ไอเอสเอ็มนี้ จะเป็นลักษณะของการใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในการส่งผ่านช่องสัญญาณระหว่างกัน ซึ่งความแรงของสัญญาณจะขึ้นอยู่กับกำลังงานของเครื่องอ่านส่งไปยังแท็กและการสะท้อนข้อมูลจากแท็กกลับมาที่เครื่องอ่านอีกครั้ง ด้วยหลักการการกระจายย้อนกลับ (Backscatter) โดยคุณสมบัติการสะท้อนจะดีมากขึ้นเมื่อความถี่ใช้งานเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตาม ประเด็นของการคำนึงถึงผลกระทบการแผ่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจึงเป็นสิ่งสำคัญมากในการศึกษาวิจัยมาอย่างต่อเนื่อง จากการศึกษาวิจัยพบว่า ปัจจัยที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการจำกัดประสิทธิภาพของการอ่านข้อมูลสำหรับเครื่องอ่าน [5]

1.1.1 การใช้งานเครื่องอ่านในบริเวณใกล้เคียงกัน [6]-[7]

การใช้งานในภาคอุตสาหกรรมที่ต้องการความรวดเร็วในการจัดการสินค้าและวัตถุดิบความจำเป็นที่ต้องอาศัยปริมาณเครื่องอ่านจำนวนมากในการอ่านข้อมูลจากแท็กให้เพียงพอต่อการระบุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สินค้าและวัตถุนั้นๆ โดยที่เครื่องอ่านจะปล่อยกำลังงานการส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาในบริเวณกว้าง ซึ่งส่งผลต่อการรบกวนระหว่างเครื่องอ่านใกล้เคียงกัน ปัญหาเหล่านี้มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพการอ่านข้อมูลจากแท็กที่ส่งสัญญาณกลับมายังเครื่องอ่านในบริเวณรัศมีการครอบคลุมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยแท็กจะทำการส่งผ่านข้อมูลกลับ (Retransmission) อยู่ตลอดเวลาซึ่งจะทำให้เครื่องอ่านไม่สามารถอ่านข้อมูลได้ ในงานวิจัยได้มีการศึกษาถึงระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านที่ต้องการอ่านข้อมูลจากแท็กและเครื่องอ่านที่ปล่อยพลังงานรบกวนโดยระยะที่เหมาะสมในการติดตั้งเครื่องอ่านที่ดีที่สุดประมาณ 20 เมตร โดยจะไม่ส่งผลกระทบต่อเครื่องอ่านใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตามการควบคุมระดับกำลังงานส่งของเครื่องอ่านจะต้องอยู่ในมาตรฐานตามที่กำหนดโดยห้ามส่งผลกระทบต่อระบบการสื่อสารและเทคโนโลยีไร้สายอื่นๆ

1.1.2 สภาวะแวดล้อมภายในอาคาร [8]-[11]

เนื่องด้วยปัจจัยของสภาวะแวดล้อมเป็นสาเหตุสำคัญที่จำกัดประสิทธิภาพของการอ่านข้อมูลของเครื่องอ่าน โดยเฉพาะพื้นที่ที่มีความซับซ้อนของอาคารหรือวัตถุสิ่งของที่มีการเคลื่อนไหว ส่งผลให้เกิดการจางหายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเกิดจากการแทรกสอดของคลื่นหลายวิถี (Multipath interference) โดยจากผลการทดลองวิจัย [9] พบว่าแท็กชนิดแอ็กทีฟจะเกิดการจางหายของสัญญาณเฉลี่ย 20 เพอร์เซ็นต์ และสำหรับแท็กชนิดพาสซีฟเฉลี่ย 40 เพอร์เซ็นต์ ของร้อยละกำลังงานทั้งหมด ดังนั้น ปัญหานี้จะส่งผลต่อความผิดพลาดในการอ่านข้อมูลได้สูง นอกจากนี้ไม่เพียงแต่มีผลกระทบจากการจางหายของสัญญาณเพียงเท่านั้นแต่ยังส่งผลถึงความล่าช้าของคลื่นความถี่วิทยุที่เดินทางมาถึงด้วยจากความสัมพันธ์ของสมการระยะทางสูงสุดต่อค่าความเร็วแสง $\tau_{\max} = d_{\max} / c$ และความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์ของสัญญาณ $B_c \approx 1/\tau_{\text{RMS}} > 1/\tau_{\max}$ เมื่อ τ_{RMS} เป็นค่ารากที่สองกำลังเฉลี่ยความล่าช้าทางเวลา (Root mean square: RMS) ดังนั้น หากเกิดความล่าช้าของคลื่นความถี่วิทยุในระบบมากก็อาจส่งผลให้การอ่านข้อมูลมีความผิดพลาดมากขึ้นเช่นกัน

1.1.3 การใช้งานสายอากาศ [12]-[16]

การใช้งานสายอากาศในปัจจุบันเน้นเรื่องความประหยัด ราคาถูกและน้ำหนักเบาซึ่งอาศัยแค่สายอากาศเพียงต้นเดียวทั้งการส่งและรับคลื่นความถี่วิทยุสำหรับเครื่องอ่าน อย่างไรก็ตาม ซึ่งพบว่าโดยทั่วไปยังไม่มีประสิทธิภาพที่ดีในการรองรับการอ่านอัตราข้อมูลที่สูงได้ และการลดความผิดพลาดตรวจจับข้อมูลจากแท็กปริมาณมากในเวลาเดียวกัน ซึ่งอันเนื่องมาจากข้อจำกัดทางด้านการแพร่กระจายคลื่นและแบนด์วิดท์ของสายอากาศเป็นสำคัญ ในงานวิจัยได้มีการศึกษาและคำนึงถึงผลอัตราการขยายและค่าความจุของสัญญาณของสายอากาศเพิ่มมากขึ้น โดยนำเสนอการใช้งานสายอากาศมากกว่าหนึ่งต้นทั้งการส่งและรับคลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งค้นพบว่าสามารถช่วยเพิ่มอัตราการขยายได้โดยปริยายและช่วยเพิ่มค่าความจุของสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้น แนวโน้ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การใช้งานสายอากาศแถวลำดับ (Array antenna) และสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO antenna) จึงเป็นทางเลือกที่ดีที่สุดสำหรับเครื่องอ่านที่จะช่วยให้เกิดความเสถียรภาพในการอ่านข้อมูลได้มากขึ้น

1.1.4 ภาครับและการประมวลผลสัญญาณ [17]-[20]

จากแนวโน้มการใช้งานสายอากาศแถวลำดับและสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต ในส่วนของภาครับและการประมวลผลสัญญาณก็มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาความกำกวมของสัญญาณ (Ambiguous signal) การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol interference: ISI) และอัตราความผิดพลาดบิต (Bit error rate: BER) ของเครื่องอ่าน แนวทางการศึกษาวิจัยยังคงได้รับการค้นคว้าและประยุกต์เทคนิคการประมวลผลสัญญาณที่ดีที่สุดมาปรับใช้

อย่างไรก็ตาม ผลกระทบจากการเดินทางของคลื่นวิทยุในการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านและแท็กเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงได้ยากในความเป็นจริง เช่น การดูดกลืนพลังงาน (Absorption) ซึ่งอัตราการดูดกลืนพลังงานจะขึ้นอยู่กับความถี่ของคลื่นและวัสดุของวัตถุ การลดทอน (Attenuation) ซึ่งเกิดจากการลดลงของแอมพลิจูดสัญญาณคลื่นความถี่วิทยุ การเลี้ยวเบน (Diffraction) โดยส่งผลทำให้สายอากาศของเครื่องอ่านไม่สามารถรับสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าได้ การสูญเสียในอวกาศว่าง (Free space loss) การสะท้อน (Reflection) และการกระจัดกระจาย (Scattering) เป็นต้น ล้วนแต่เป็นปัจจัยต่อการจำกัดประสิทธิภาพของการใช้งานระบบบ่งชี้ด้วยความถี่วิทยุ สำหรับการออกแบบและพัฒนาศักยภาพเครื่องอ่านที่ดีควรที่จะสามารถต้านทานต่อปัจจัยเหล่านี้ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นเป้าหมายของการศึกษาวิจัยและพัฒนาระบบเครื่องอ่านจะมุ่งเน้นไปที่ความสามารถในการรับสัญญาณและการประมวลผลสัญญาณเพื่อรองรับการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงมากยิ่งขึ้น

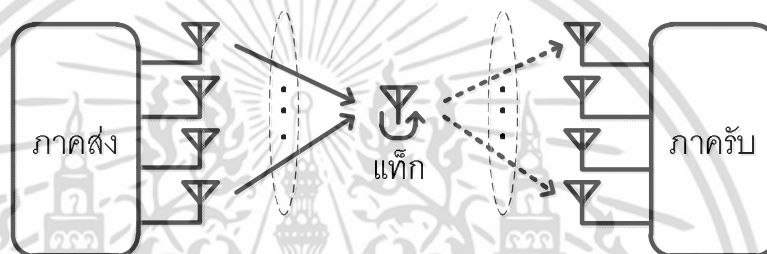
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ปัจจุบันการพัฒนาโครงสร้างเครื่องอ่านมีแนวคิดการนำนวัตกรรมทางด้านซอฟต์แวร์มาใช้ กำหนดกลไกสำคัญของภาคการประมวลผลข้อมูลและสัญญาณนั้นคือ ซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ (Software defined radio: SDR) ซึ่งช่วยให้เครื่องอ่านสามารถทำงานรวดเร็วขึ้น การใช้งานง่าย และมีขนาดกระทัดรัด ตอบสนองกับการใช้งานสายอากาศแถวลำดับและสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้เป็นอย่างดี โดยจุดมุ่งหมายคือ การประยุกต์เป็นเทคโนโลยีสายอากาศอัจฉริยะ (Smart antenna) ซึ่งกำลังเป็นที่สนใจอย่างมากในหมู่นักวิจัยสำหรับพัฒนาระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ข้อดีของการใช้สายอากาศอัจฉริยะคือ สามารถควบคุมกำลังงานการรับและการส่งสัญญาณได้ดีขึ้น สามารถควบคุมทิศทางการแพร่กระจายคลื่น สามารถลดปัญหาการจางหายจากคลื่นหลายวิถีและลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ดี แต่อย่างไรก็ตาม ข้อเสียคือ ราคาแพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และมีความซับซ้อนสูง ดังนั้น การศึกษาวิจัยจึงมุ่งเน้นในการนำเสนอถึงวิธีการแบบแผนวิเคราะห์ การประเมินผลทางทฤษฎีและปฏิบัติแนวทางใหม่ให้สอดคล้องกับการพัฒนาโครงสร้างของเครื่องอ่านแบบบูรณาการ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอแบบแผนการประเมินผลคุณลักษณะของช่องสัญญาณและสมรรถนะการประมวลผลสัญญาณภาครับของเครื่องอ่านจากการใช้งานสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยพิจารณาหลักการส่งผ่านแบบจำลองดีบีซีซีของระบบสื่อสารระหว่างภาคส่งและภาครับที่ประกอบด้วยสายอากาศมากกว่าหนึ่งองค์ประกอบ ที่มีขนาดเมตริกซ์ช่องสัญญาณ $M \times 1 \times N$ เมื่อ L ถูกพิจารณาให้เท่ากับ 1 ดังแสดงรูปที่ 1.1 รวมถึงนำเสนอทฤษฎีและหลักการเพื่อปรับปรุงคุณภาพของการรับสัญญาณที่ดีที่สุด



รูปที่ 1.1 การนำเสนอแบบจำลองดีบีซีซีสำหรับวิเคราะห์การส่งผ่านช่องสัญญาณ



รูปที่ 1.2 แบบจำลองเชิงเส้นสำหรับการวิเคราะห์การส่งผ่านช่องสัญญาณ

ในรูปที่ 1.2 แสดงแบบจำลองเชิงเส้นที่ใช้ในการประเมินผลการส่งผ่านข้อมูลอินพุตหรือข้อมูลของแท็กที่ได้จากการจำลองผลทางคอมพิวเตอร์มาประมวลผลข้อมูลที่เอาต์พุตของระบบ โดยคุณลักษณะข้อมูลของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับเปลี่ยนแปลงของสภาวะแวดล้อมที่ได้ดำเนินการทดลองวิจัย

ประโยชน์ที่ได้รับจากการศึกษาวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถช่วยให้คำตอบเกี่ยวกับแนวทางประยุกต์การปรับใช้สายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยต้นทุนที่ต่ำและวิธีการ

ประเมินผลช่องสัญญาณ รวมถึงเทคนิคการประมวลผลสัญญาณภาครับให้เหมาะสมที่สุด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Optimum) สำหรับเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุย่านความถี่ 2.45 GHz เพื่อเพิ่มศักยภาพการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านกับแท็กในปริมาณมากได้ ลดปัญหาการจางหายสัญญาณและการแทรกสอดระหว่างสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ นอกจากนี้เพื่อเป็นแนวทางการศึกษาวิจัยในอนาคตที่มุ่งเน้นการแก้ปัญหาความซับซ้อนของสายอากาศอัจฉริยะให้สามารถดำเนินการประยุกต์ใช้งานสอดคล้องตามความต้องการสำหรับแอปพลิเคชันต่างๆ ได้อย่างสมบูรณ์ เช่น การระบุหาตำแหน่งสินค้าหรือบุคคล (Localization) ระบบจัดการห่วงโซ่อุปทาน (Supply chain management) การควบคุมสินค้า (Inventory control) ระบบติดตามแบบชาญฉลาด (Intelligence tracking) รวมถึงระบบขนส่งโลจิสติกส์ (Logistics transportation) เป็นต้น

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

จากการศึกษาค้นคว้าและวิจัยเกี่ยวกับการประยุกต์ใช้สายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ [21] ได้ข้อสรุปว่า สามารถเพิ่มระดับกำลังอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio: SNR) และค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ (Bandwidth efficiency) ได้เป็นอย่างดี โดยสอดคล้องกับทฤษฎีและหลักการของแชนเนล (Channel theory) ที่ว่าด้วยค่าความจุของช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับค่าระดับกำลังงาน SNR โดยการใช้งานสายอากาศมากกว่าหนึ่งต้นจะให้ค่าอัตราขยายกำลังงานเพิ่มมากขึ้น และความสัมพันธ์ของทฤษฎีการส่งผ่านของฟรีส (Friis transmission formula) ที่กล่าววาระดับกำลังงานระหว่างภาคส่งและภาครับจะขึ้นอยู่กับอัตราขยายของสายอากาศและสัดส่วนการลดทอนของระยะทางระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ ดังนั้น ทฤษฎีทั้งสองนี้จึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารไร้สาย อย่างไรก็ตาม หากพิจารณาพารามิเตอร์อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณสำหรับการปรับใช้สายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตไม่เป็นไปตามทฤษฎีและสมมุติฐานของการศึกษาวิจัยก็จะสอดคล้องกับความเป็นมาและความสำคัญของปัญหาคือ ปัจจัยของสภาวะแวดล้อมการแทรกสอดคลื่นหลายวิถี สัญญาณรบกวนจากแหล่งอื่น หรือการประมวลผลสัญญาณภาครับที่ไม่มีประสิทธิภาพ ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอแบบแผนการประเมินผลคุณลักษณะของช่องสัญญาณและเทคนิคที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการประมวลผลสัญญาณภาครับสำหรับเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแนวคิดในการประยุกต์เครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ด้วยหลักการซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุเพื่อรองรับการใช้งานกับสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตและเทคนิคการประมวลผลสัญญาณภาครับที่เหมาะสมที่สุด โดยแบบแผนการศึกษาวิจัยวิธีการปรับใช้สายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจะสามารถวิเคราะห์คุณลักษณะช่องสัญญาณบนพื้นฐานและหลักการทฤษฎีการส่งผ่านของฟรีส ทฤษฎีค่าความจุของแชนนอล และทฤษฎีความน่าจะเป็น (Probability) ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดของพารามิเตอร์ต่อการประเมินผลช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้เป็นอย่างดี เช่น กำลังงานสัญญาณรับ (Received power) ค่าการสูญเสียเชิงวิถี (Path loss) ภาพตัดข้างประวิงกำลัง (Power delay profile) ค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ และฟังก์ชันหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability density function: PDF) เป็นต้น สำหรับวิธีการนำเสนอการประมวลผลสัญญาณภาครับสามารถวิเคราะห์ได้ด้วยทฤษฎีและหลักการประมาณค่าช่องสัญญาณบอด [22] และการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด [23] โดยหลักการทำงานของเทคนิคประมาณการช่องสัญญาณบอดจะทำหน้าที่ในการเรียนรู้คุณลักษณะความแปรปรวนของกำลังงานสัญญาณรับด้วยโมเมนต์อันดับทางสถิติของสัญญาณที่รับได้ (n order statistic) โดยที่ $n=2$ หรือมากกว่า มาพิจารณาถึงค่าเฉลี่ยและความแปรปรวนเป็นหลัก รวมถึงความสามารถในการลดระดับความแปรปรวนอันเกิดมาจากปัจจัยของสมมุติฐานในการศึกษาด้วยการนำเสนอตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์แบบบอด (Blind zero-forcing: Blind ZF estimator) [24] และตัวประมาณค่าแบบกำลังสองเฉลี่ยผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด (Blind minimum mean square error: Blind MMSE estimator) [25] ซึ่งจะช่วยลดผลการคำนวณค่ากำลังสองเฉลี่ยผิดพลาด (Mean square error: MSE) ที่ภาครับได้อีกด้วย จากนั้นขั้นตอนของการเพิ่มประสิทธิภาพที่เหมาะสมที่สุด (Optimization) สามารถวิเคราะห์ได้ด้วยเทคนิคการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด โดยอาศัยการปรับเท่าแบบปรับตัวได้ด้วยการนำเสนออัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ (Constant modulus algorithm: CMA) [26] อัลกอริทึมแบบดูแลมอดูลัสคงที่ (Supervised-constant modulus algorithm: SCMA) และอัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่ (Variable step size-constant modulus algorithm: VSSCMA) สำหรับแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณหรือไอเอสไอที่ภาครับของเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

1.5 ขอบเขตการวิจัย

จากสมมุติฐานของการศึกษาและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัยนำมาสู่ถึงขั้นตอนการกำหนดขอบเขตการศึกษาวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ในการพิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณดีปซีสามารถออกแบบระบบการทดสอบได้ด้วยการวัดคุณลักษณะของช่องสัญญาณระหว่างภาคส่งและภาครับ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และดำเนินการวิเคราะห์สัญญาณการส่งผ่านของแท็กด้วยแบบจำลองเชิงเส้นในรูปที่ 1.2 โดยขั้นตอนการทดลองวิจัยคุณลักษณะช่องสัญญาณจะพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SISO 1×1 ช่องสัญญาณ MISO 4×1 ช่องสัญญาณ SIMO 1×4 และช่องสัญญาณ MIMO 4×4 ตามลำดับ ซึ่งการทดสอบจะดำเนินการภายใต้สมมุติฐานของศึกษาวิจัยในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารที่มีองค์ประกอบของประตู ผนังคอนกรีต หน้าต่าง และห้องต่างๆ มากมาย โดยเครื่องมือที่ใช้ในการทดลองวิจัยจะประกอบด้วย ชุดเครื่องมือวิเคราะห์โคจรข่ายแบบเวกเตอร์รุ่น HP8510C ชุดเครื่องมือสอบเทียบ ชุดติดตั้งสายอากาศ แผ่นดูดซับคลื่นวิทยุ และชุดคอมพิวเตอร์ประมวลผลและเก็บข้อมูล เป็นต้น ในการทดลองวิจัยจะพิจารณาถึงคุณลักษณะการจางหายของช่องสัญญาณรูปแบบต่างๆ ซึ่งจะคำนึงถึงค่ากำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีจากการส่งผ่าน ภาพตัดข้างประวิงกำลัง แผนภาพปริภูมิสัญญาณรับ และอัตราความผิดพลาดบิตด้วยเช่นกัน จากนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอวิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดโดยนำข้อมูลที่ได้จากประเมินผลช่องสัญญาณมาพิจารณาประสิทธิภาพค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดที่จะสามารถบ่งบอกถึงระดับความแปรปรวนน้อยหรือมากได้จากรูปแบบของช่องสัญญาณต่างๆ นอกเหนือจากนี้จะนำเสนอวิธีการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดเพื่อแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอด้วยการประเมินผลประสิทธิภาพร่วมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอใหม่ ทั้งนี้ การนำเสนอผลการศึกษาวิจัยจะสามารถสรุปสมรรถนะของผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดได้อย่างชัดเจนและเข้าใจได้ง่าย

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถแบ่งขั้นตอนของการศึกษา ได้แก่

บทที่ 1 โดยจะกล่าวถึงการศึกษาที่มาและความสำคัญของปัญหา สมมุติฐานของการศึกษาวิจัย ทฤษฎีและแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย รวมถึงขอบเขตของการทำวิจัย เป็นต้น

บทที่ 2 โดยจะกล่าวถึงการศึกษาทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง เช่น หลักการสื่อสารของระบบ บ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ หลักการแพร่กระจายคลื่น การมอดูเลชันสัญญาณของแท็ก ซอฟต์แวร์ กำหนดวิทยุ และแนวโน้มการศึกษางานวิจัยที่น่าสนใจ

บทที่ 3 โดยจะกล่าวถึงการศึกษาหลักการวิเคราะห์ค่าความจุช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต รูปแบบการส่งผ่านและการวัดคุณลักษณะของช่องสัญญาณ รวมถึงการประเมินผลการจางหายช่องสัญญาณด้วยแบบจำลองการแจกแจงแบบเกาส์เซียน กำลังงานการสูญเสียเชิงวิถี ภาพตัดข้างประวิงกำลัง การจำลองผลปริภูมิสัญญาณ และอัตราความผิดพลาดบิต เป็นต้น

บทที่ 4 โดยจะกล่าวถึงการศึกษาวิธีการที่นำเสนอสำหรับการประมาณค่าช่องสัญญาณบอด การวิเคราะห์ทฤษฎีและการประยุกต์ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุดแบบบอด รวมถึงการประเมินผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดระหว่างข้อมูลสัญญาณวัดและข้อมูลที่ผ่านกระบวนการประมาณค่า ซึ่งสามารถทราบถึงผลความแปรปรวนของช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดี

บทที่ 5 โดยจะกล่าวถึงการศึกษาวิธีการที่นำเสนอสำหรับการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด ซึ่งสามารถนำมาแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นจากการจางหายของช่องสัญญาณ โดยหลักการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดที่สามารถเรียนรู้คุณลักษณะช่องสัญญาณได้ด้วยตัวประมาณค่าแบบบอดและมีการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์การลู่เข้าที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึม 3 แบบ คือ อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ อัลกอริทึมแบบดูแลมอดูลัสคงที่ และอัลกอริทึมตัวแปรค่าขึ้นบันไดมอดูลัสคงที่ ตามลำดับ เป็นต้น

บทที่ 6 โดยจะกล่าวถึงการสรุปผลการศึกษาวิจัยและข้อเสนอแนะ รวมถึงแนวทางในการศึกษาวิจัยต่อในอนาคตที่เป็นประโยชน์สำหรับการพัฒนาเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

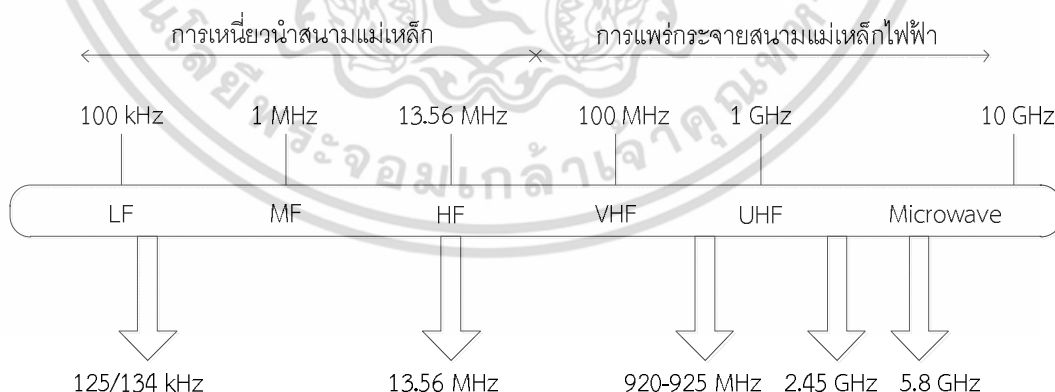
2.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ เช่น รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า การมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส และการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ นอกจากนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์ช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต และแบบจำลองช่องสัญญาณดีพีซี เป็นต้น

2.2 เทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

2.2.1 ย่านความถี่ที่ใช้งาน

การสื่อสารของระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบ่งคุณลักษณะการสื่อสารออกเป็น 2 รูปแบบตามคุณสมบัติของคลื่นวิทยุคือ อาศัยหลักการควบคุมแบบเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กซึ่งใช้งานในย่านความถี่ตั้งแต่ 125 kHz-13.56 MHz และอาศัยหลักการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบการกระจายย้อนกลับ ซึ่งใช้งานในย่านความถี่ตั้งแต่ 50 MHz-5.8 GHz ซึ่งแบ่งมาตรฐานการตามรูปแบบสากล ดังแสดงรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 สเปกตรัมย่านความถี่ใช้งานระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

1. การควบคุมแบบเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็ก คือ กระบวนการในการถ่ายโอนพลังงานจากวงจรไฟฟ้าหนึ่งไปยังอีกวงจรหนึ่งที่มีสนามแม่เหล็กร่วมกัน และเหนี่ยวนำกันระหว่างสองวงจร การใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

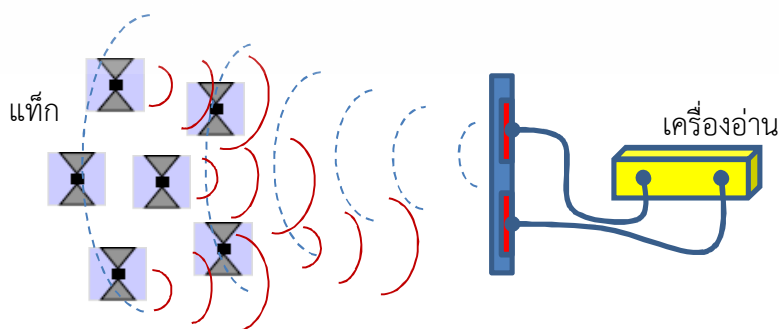
งานสนามแม่เหล็กในย่านความถี่ 125kHz-134 kHz และ 13.56 MHz เหล่านี้จะเรียกว่า สนามระยะใกล้ (Near field) ซึ่งรองรับระยะทางไม่เกิน 1 เมตร โดยจะถูกนำมาในงานประยุกต์ที่ต้องการความปลอดภัยสูงและระยะการอ่านที่ใกล้ เช่น ระบบเปิด-ปิดประตู (Access control) หรือระบบกุญแจอัจฉริยะ (Smart key) ตามมาตรฐาน ISO 10536 และ ISO 15693 ตามลำดับ

2. การแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าแบบการกระจายย้อนกลับ คือ กระบวนการสะสมกำลังงานที่รับได้แล้วเปลี่ยนลักษณะของกำลังสัญญาณข้อมูล (Power harvesting) ก่อนจะทำการสะท้อนสัญญาณไปยังต้นทาง ในทางปฏิบัติการกระจายย้อนกลับในย่านความถี่ 920 MHz-5.8 GHz เหล่านี้จะเรียกว่า สนามระยะไกล (Far field) ซึ่งสามารถรองรับระยะทางได้ถึง 15 เมตร โดยถูกนำมาประยุกต์ใช้งานที่ต้องการอัตราเร็วข้อมูลสูง เช่น ระบบจัดการสินค้าในคลัง (Warehouse) หรือระบบตรวจจับสินค้าในสายการผลิต ระบบเก็บค่าผ่านทางพิเศษ (Express way) เป็นต้น

2.2.2 ระบบการสื่อสารเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

ดังรูปที่ 2.2 แสดงระบบการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์เครื่องอ่านและแท็ก โดยเครื่องอ่านจะทำหน้าที่ในการส่งคลื่นวิทยุออกไปในบริเวณกว้างเพื่อตรวจจับแท็กที่อยู่ในพื้นที่ของการทำงาน ซึ่งแท็กเป็นอุปกรณ์ที่จะทำการตอบสนองโดยการส่งสัญญาณกลับไปให้เครื่องอ่าน โดยทั่วไปกำลังงานของแท็กจะมีค่าที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับกำลังงานที่เครื่องอ่านปล่อยออกมา ดังนั้น ในทางปฏิบัติอาจเกิดปัญหาสัญญาณส่งไปไม่ถึงเครื่องอ่าน หรือส่งไปถึงแต่จะมีสัญญาณรบกวนอยู่มาก

การรับส่งข้อมูลจึงถูกแบ่งออกเป็น 2 แบบ เพื่อให้เกิดความแตกต่างของข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านและแท็กคือ การสื่อสารแบบสองทางเต็มอัตรา (Full duplex: FDX) ซึ่งสามารถรับส่งข้อมูลระหว่างกันได้ในเวลาพร้อมกันโดยการแยกข้อมูลจากแท็กจะขึ้นอยู่กับการมอดูเลชันแบบโหลด (Load modulation) ที่จะถูกนำมาใช้ในการส่งข้อมูลไปยังเครื่องอ่าน การสื่อสารแบบเป็นลำดับ (Sequential: SEQ) ซึ่งเครื่องอ่านจะทำการหยุดส่งสัญญาณคลื่นวิทยุไปยังแท็กเป็นระยะสั้นๆ อย่างสม่ำเสมอ โดยในช่วงเวลาที่เครื่องอ่านไม่ได้ส่งสัญญาณออกไป แท็กจะทำการตอบสนองกลับมายังเครื่องอ่านซึ่งถือว่าการสร้างฐานเวลา (Timing) สำหรับใช้อ้างอิงในระบบสื่อสาร



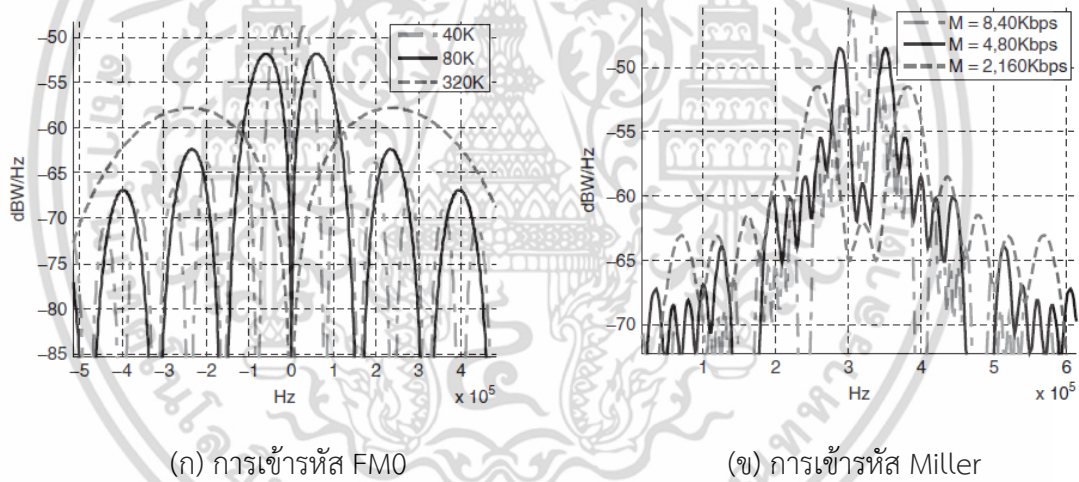
รูปที่ 2.2 ระบบการสื่อสารเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุถือว่าเป็นระบบการสื่อสารดิจิทัลรูปแบบหนึ่งที่ข้อมูลที่ต้องการส่งไปยังปลายทางจะถูกทำการเข้ารหัสด้วยวงจรเข้ารหัส (Encoder) และวงจรมอดูเลชัน (Modulation) เพื่อปรับแต่งคุณลักษณะของข้อมูลให้เหมาะสมกับช่องสัญญาณ เช่น เพื่อให้มีความทนทานต่อการแทรกสอด การรบกวนของสัญญาณภายนอก การชนกันของข้อมูล และการแก้ไขความผิดพลาดข้อมูล เป็นต้น รูปแบบเทคนิคการเข้ารหัสและการมอดูเลชันสำหรับเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุโดยทั่วไปได้กำหนดดังแสดงในตารางที่ 2.1 ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อที่ 2.1.5

ตารางที่ 2.1 เทคนิคการเข้ารหัสและมอดูเลชัน

เครื่องอ่าน - แท้ก		แท้ก - เครื่องอ่าน	
การเข้ารหัส	การมอดูเลชัน	การเข้ารหัส	การมอดูเลชัน
PIE	ASK, PSK	FM0, Miller subcarrier	ASK, PSK, QPSK



(ก) การเข้ารหัส FM0

(ข) การเข้ารหัส Miller

รูปที่ 2.3 สเปกตรัมกำลังงานรูปแบบการเข้ารหัสสัญญาณของแท้ก

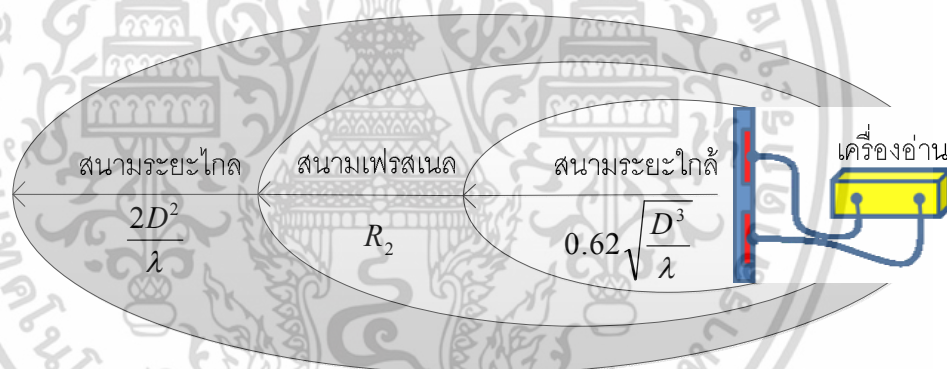
การเข้ารหัสของเครื่องอ่านในการส่งสัญญาณไปยังแท้กจะใช้หลักการที่เรียกว่า การเข้ารหัสช่วงพัลส์ (Pulse interval encoding: PIE) ซึ่งเป็นลักษณะของการสื่อสารแบบเป็นลำดับ และทำการมอดูเลตด้วยหลักการที่เรียกว่า การมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด (Amplitude shift keying: ASK) หรือการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส (Phase shift keying: PSK) ซึ่งโดยทั่วไปสเปกตรัมของเทคนิคการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูดอยู่เล็กน้อย อย่างไรก็ตาม ในทางกลับกันการเข้ารหัสของแท้กจะใช้หลักการที่เรียกว่า เอฟเอ็มศูนย์ (FM0) และหลักการที่เรียกว่า มิลเลอร์ (Miller) ซึ่งอาศัยคลื่นพาห์ (Carrier) เป็นองค์ประกอบย่อย (Subcarrier)

ในการเข้ารหัส รูปที่ 2.3 แสดงความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power spectral density: PSD) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เห็นเห็นใบเขียนประโยชน์นี้การวิพากษ์วิจารณ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.3 (ก) สังเกตได้ว่าการเข้ารหัสแบบ FM0 จะมีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมที่ดีที่สุดในช่วงอัตราเร็วข้อมูลต่ำสุด (Low data rate) แต่ในทางกลับกัน การเข้ารหัสแบบ Miller สามารถให้ผลตอบแทนของความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมได้ดีเมื่ออัตราเร็วข้อมูลสูง (High data rate) ได้ ดังรูป 2.3 (ข) เป็นต้น อย่างไรก็ตาม การมอดูเลชันของแท็กยังสามารถใช้เทคนิคที่เรียกว่า การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ (Quadrature phase shift keying: QPSK) เพื่อเพิ่มศักยภาพในการส่งสัญญาณด้วยอัตราเร็วข้อมูลสูงขึ้นและต้านทานต่อสภาวะแวดล้อมได้ดียิ่งขึ้น

2.2.3 การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาระบบการสื่อสารแบบการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุเป็นหลัก โดยที่หลักการและวิธีการแบบเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กสามารถศึกษาค้นคว้าได้ในเอกสาร [27] ดังนั้น เพื่อให้เข้าใจถึงคุณลักษณะของการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้า บริเวณที่ล้อมรอบสายอากาศสามารถแบ่งออกเป็น 3 บริเวณ ตามรูปที่ 2.4



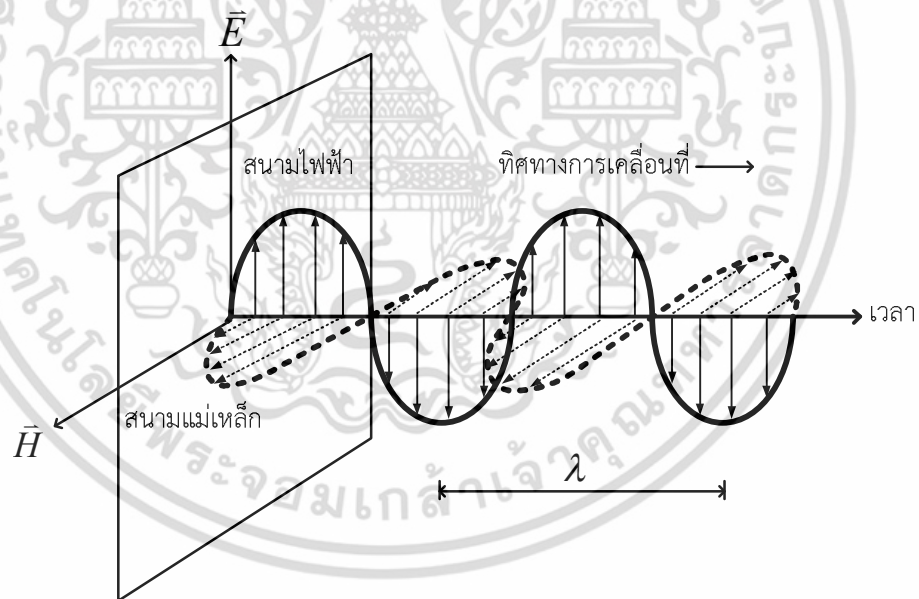
รูปที่ 2.4 สนามการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าของเครื่องอ่าน

1. บริเวณสนามระยะใกล้จะอยู่ในช่วงระยะทาง $R_2 < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ เมื่อ R_2 คือ ระยะบริเวณของสนามเฟรสเนล (Fresnel zone), D คือ ความยาวหรือความกว้างส่วนประสิทธิภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และ λ คือ ความยาวคลื่น
2. บริเวณสนามเฟรสเนลจะอยู่ในช่วงระหว่าง $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R_2 < \frac{2D^2}{\lambda}$ สนามระยะใกล้และสนามระยะไกล ซึ่งบริเวณนี้จะไม่เกิดขึ้นเมื่อสายอากาศมีขนาดเล็กกว่าค่าความยาวคลื่น (เป็นไปได้ยากในทางปฏิบัติ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. บริเวณสนามระยะไกลจะอยู่ในช่วงระยะทางมากกว่า $\frac{2D^2}{\lambda}$ ซึ่งเป็นบริเวณที่มีความเข้มของกำลังงานการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามากที่สุด และมีคุณลักษณะของคลื่นสนามตามขวาง (Transverse electromagnetic: TEM)

คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดจากการแผ่พลังงานทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic disturbance) ถูกค้นพบโดยนักวิทยาศาสตร์ชาวอังกฤษชื่อ ไมเคิล ฟาราเดย์ ในปี ค.ศ. 1813 โดยหากมีการเปลี่ยนแปลงสนามไฟฟ้าก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็ก หรือถ้ามีการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กก็จะเกิดการเหนี่ยวนำสนามไฟฟ้าขึ้น ดังนั้น คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นคลื่นตามขวาง (TEM) ที่ประกอบด้วยสนามไฟฟ้าตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กในทิศทางการเคลื่อนที่ โดยที่คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเดินทางด้วยความเร็วเท่ากับความเร็วแสงในอวกาศว่าง (Free space) คือ 3×10^8 เมตรต่อวินาที และสอดคล้องกับความสัมพันธ์ $c = \lambda f$ เมื่อ f เป็นความถี่มีหน่วยเป็นเฮิรตซ์ นอกจากนี้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะเคลื่อนที่ออกไปอย่างต่อเนื่องในทิศทางตั้งฉากกับสนามไฟฟ้า \vec{E} และสนามแม่เหล็ก \vec{H} ดังแสดงในรูปที่ 2.5 จนระดับกำลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกลดทอนจากปัจจัยของสภาวะแวดล้อม



รูปที่ 2.5 คุณลักษณะทิศทางการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

ดังนั้น ความสัมพันธ์ระหว่างสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กสามารถอธิบายได้อยู่ในรูปของพอยน์ติงเวกเตอร์ชั่วเวลาขณะนั้น (Instantaneous poynting vector) ซึ่งมีสมการคือ

$$\vec{P} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

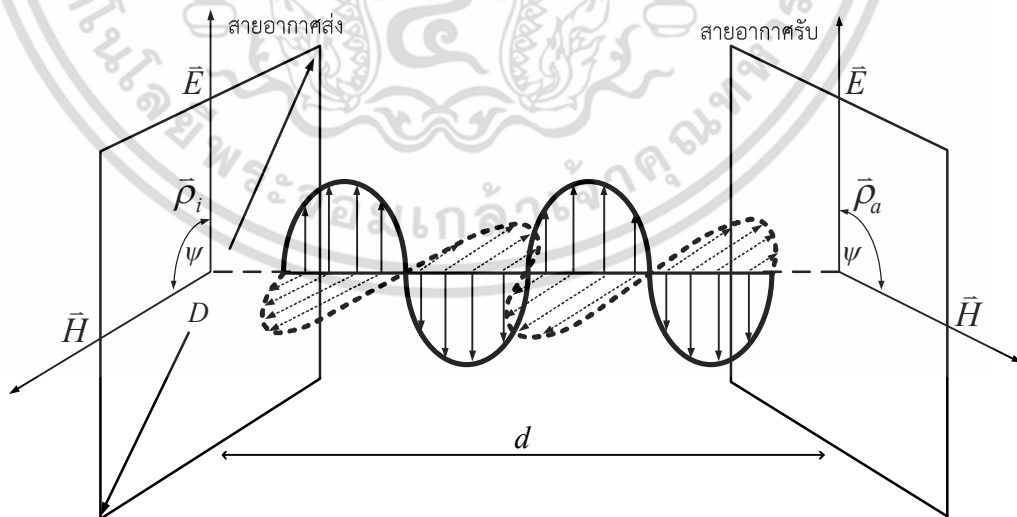
เมื่อ \bar{P} คือ พอยน์ติงเวกเตอร์ชั่วเวลาขณะมีหน่วยเป็นวัตต์ต่อตารางเมตร (W/m^2), \bar{E} คือ เวกเตอร์สนามไฟฟ้ามีหน่วยเป็นโวลต์ต่อเมตร (V/m) และ \bar{H} คือ เวกเตอร์สนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นแอมแปร์ต่อเมตร (A/m) โดยในทางปฏิบัติ คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะแพร่กระจายไปทุกทิศทางในผ่านช่องสัญญาณอวกาศว่าง ดังนั้น สามารถพิจารณาความหนาแน่นฟลักซ์กำลัง (Power flux density: PFD) ได้ดังนี้

$$\bar{P} = \frac{\text{EIRP}}{4\pi d^2} \quad (2.2)$$

โดยที่ EIRP คือ กำลังแผ่ประสิทธิภาพแบบไอโซทรอปิกในทุกทิศทางรูปแบบทรงกลม (Effective isotropic radiated power: EIRP) และ d^2 เป็นระยะทางผกผันกำลังสอง

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติจะกำหนดให้กำลังแผ่ประสิทธิภาพแบบไอโซทรอปิกมีค่าเท่ากับ $\text{EIRP} = P_t G_t$ ที่สายอากาศส่ง โดย P_t คือ กำลังงานส่งผ่านสายอากาศ และ G_t คือ อัตราขยายของสายอากาศส่ง

การส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะอาศัยสายอากาศที่มีคุณลักษณะการแพร่กระจายที่ดี เช่น สายอากาศแบบชี้ทิศทาง (Directional antenna) หรือสายอากาศแบบรอบทิศทางในระนาบเดียว (Omnidirectional antenna) ซึ่งคุณลักษณะการแพร่กระจายเหล่านี้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบชนิดของแต่ละสายอากาศในการประยุกต์ใช้งาน รูปที่ 2.6 แสดงแผนภาพการส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ



รูปที่ 2.6 การส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียในอวกาศว่าง (Free-space loss) ในกรณีอัตราขยายของสายอากาศอุดมคติ สามารถพิจารณาอุปสมการดังนี้

$$\text{FSL (dB)} = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (2.3)$$

เมื่อ d เป็นระยะห่างระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับของบริเวณสนามระยะไกล $\frac{2D^2}{\lambda}$ โดยที่ความหนาแน่นฟลักซ์กำลังจะขึ้นอยู่กับกำลังแผ่ประสิทธิผลแบบไอโซทรอปิก ดังนั้นกำลังงานผ่านสายอากาศรับสามารถหาได้จากค่าความหนาแน่นฟลักซ์กำลังคูณกับพื้นที่ประสิทธิผลของสายอากาศรับ (A_r) ดังสมการ

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} A_r = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (2.4)$$

โดยหากพิจารณาการแมตซ์โพลาไรเซชันของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ รวมถึงอัตราขยายของสายอากาศรับ (G_r) สามารถเขียนรูปสมการหลักการส่งผ่านของฟรีสได้ดังนี้

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 |\bar{\rho}_i \cdot \bar{\rho}_a|^2 \quad (2.5)$$

เมื่อ $\bar{\rho}_i$ และ $\bar{\rho}_a$ คือ เวกเตอร์หนึ่งหน่วยของสนามไฟฟ้าระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ ซึ่ง $|\bar{\rho}_i \cdot \bar{\rho}_a|^2 = \cos^2(\psi)$ คือ ค่าตัวประกอบการสูญเสียโพลาไรเซชัน (Polarization loss factor: PLF) หากการส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีการแมตซ์โพลาไรเซชันระหว่างกัน ค่า PLF=1 ($\psi = 0$) เป็นต้น

2.2.4 การกระจายย้อนกลับ

ระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบการกระจายย้อนกลับจะอาศัยเทคนิคการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในการส่งข้อมูลจากแท็กไปยังเครื่องอ่าน โดยทั่วไปคุณสมบัติการสะท้อนจะดีมากขึ้นเมื่อความถี่ใช้งานสูงขึ้น ดังนั้น จึงเป็นข้อดีของระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุในย่านความถี่ไมโครเวฟ

จากสมการที่ (2) แสดงกำลังแผ่ประสิทธิผลแบบไอโซทรอปิกและความหนาแน่นฟลักซ์กำลังสามารถนำมาพิจารณาหากำลังสะท้อนกลับไปยังเครื่องอ่านดังแสดงในรูปสมการ

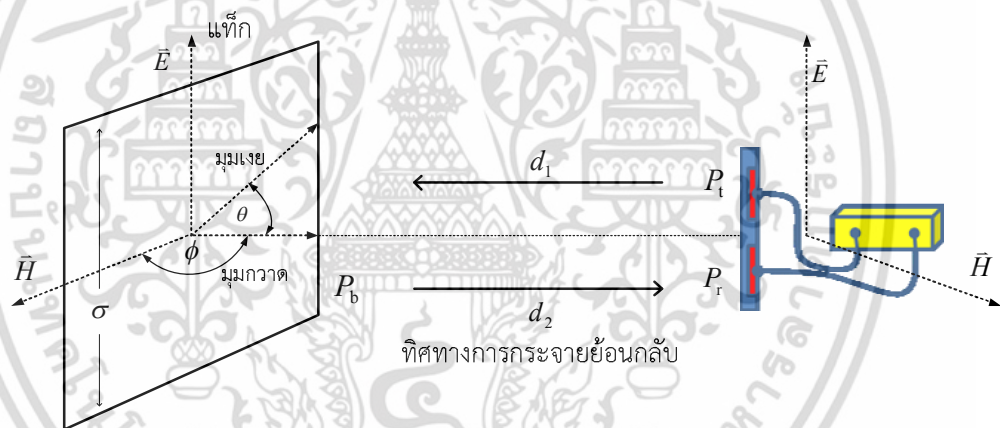
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_s = \sigma \bar{P} = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \sigma \quad (2.6)$$

เมื่อ σ คือ ภาคตัดขวางเป้าเรดาร์ (Radar cross section: RCS) [28]-[29] หรือเรียกว่า อาร์ซีเอส ซึ่งโดยทั่วไปคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่สะท้อนมาจากแท่งจะแพร่กระจายไปในที่ว่างทุกทิศทางแบบทรงกลม จากจุดที่เกิดทิศทางการกระจายย้อนกลับดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดยกำลังงานการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะถูกลดทอนเป็นสัดส่วนกับกำลังสองของระยะทางเช่นเดียวกัน ดังนั้น สามารถพิจารณาความหนาแน่นฟลักซ์กำลังได้ใหม่ดังนี้

$$\bar{P} = \frac{P_t G_t}{(4\pi d^2)^2} \quad (2.7)$$

เมื่อ $d_1 = d_2 = d$ ในระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ



รูปที่ 2.7 การกระจายย้อนกลับ

การพิจารณาคูณลักษณะภาคตัดขวางเป้าเรดาร์ถูกแบ่งออกเป็น 3 ลักษณะ คือ

1. ระยะพิสัยเรย์ลี (Rayleigh range) เมื่อความยาวคลื่นมีขนาดใหญ่กว่าขนาดของวัตถุ สมมุติว่าหากวัตถุมีขนาดประมาณ $\frac{\lambda}{2}$ จะได้ว่าคุณลักษณะ σ จะมีค่าขึ้นอยู่กับ $\frac{\lambda}{4}$ แต่ถ้าวัตถุมีขนาด 0.1λ ก็จะได้ประมาณว่า $\sigma = 0$ หรือไม่มีการกระจายย้อนกลับ
2. ระยะพิสัยเรโซแนนซ์ (Resonance range) คือ เมื่อความยาวคลื่นมีขนาดเทียบเท่าขนาดของวัตถุ ซึ่งเป็นช่วงเริ่มต้นของการกระจายย้อนกลับ
3. ระยะพิสัยทางแสง (Optical range) คือ เมื่อความยาวคลื่นมีขนาดเล็กกว่าวัตถุมากๆ ซึ่งกำลังการกระจายย้อนกลับหรือค่าอาร์ซีเอสจะมีค่าสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติ การออกแบบแท่งที่ตีความค้ำึงความถี่เรโซแนนต์ที่สายอากาศเพื่อสามารถตอบสนองกำลังงานการกระจายย้อนกลับไปยังเครื่องอ่านได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

ดังนั้น การพิจารณาสมการหลักการส่งผ่านของฟรีสสามารถประยุกต์ (Extension's Friis transmission formula) สมการเพื่อให้สอดคล้องกับระบบการส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างเครื่องอ่านและแท่ง ดังในรูปที่ 2.7 กำลังงานผ่านสายอากาศที่แท่ง (P_b) สามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$P_b = P_t G_t(\theta, \phi) G_b(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.8)$$

โดยที่ G_b คือ อัตราขยายสายอากาศของแท่ง และ θ คือ มุมเงย (Elevation) หรือสายอากาศวางแนวตั้ง และ ϕ มุมกวาด (Azimuth) หรือสายอากาศวางแนวนอน

ในทำนองเดียวกัน กำลังงานรับผ่านสายอากาศที่เครื่องอ่าน (P_r) สามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$P_r = P_s G_b(\theta, \phi) G_r(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 |\bar{\rho}_i \cdot \bar{\rho}_a|^2 \quad (2.9)$$

อย่างไรก็ตาม หากระบบมีการไม่แมตซ์อิมพีแดนซ์กันระหว่างสายอากาศแท่งและสายอากาศรับที่เครื่องอ่าน ดังนั้น สามารถพิจารณากำลังงานที่รับได้ใหม่ คือ

$$P_r = |1 - \Gamma_b|^2 |1 - \Gamma_r|^2 P_s G_b(\theta, \phi) G_r(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 |\bar{\rho}_i \cdot \bar{\rho}_a|^2 \quad (2.10)$$

เมื่อ Γ_b และ Γ_r คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection coefficient) ของสายอากาศแท่งและสายอากาศรับที่เครื่องอ่าน ตามลำดับ

2.2.5 การมอดูเลชันสัญญาณข้อมูลดิจิทัล

กระบวนการมอดูเลชันของระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุจะพิจารณาสัญญาณข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสแบบ FMO หรือ Miller มาทำการมอดูเลตกับคลื่นพาห์เพื่อวัตถุประสงค์ดังนี้ คือ

1. สัญญาณข้อมูลดิจิทัลจะอยู่ในย่านความถี่ต่ำและมีพลังงานน้อย จึงทำให้ส่งผ่านอวกาศว่างได้ไม่ไกล เมื่อเทียบกับสัญญาณแอนะล็อกที่มีปริมาณข้อมูลเท่ากัน

2. การออกแบบวงจรทวนสัญญาณ (Repeater) ของสัญญาณดิจิทัลทำได้ยาก

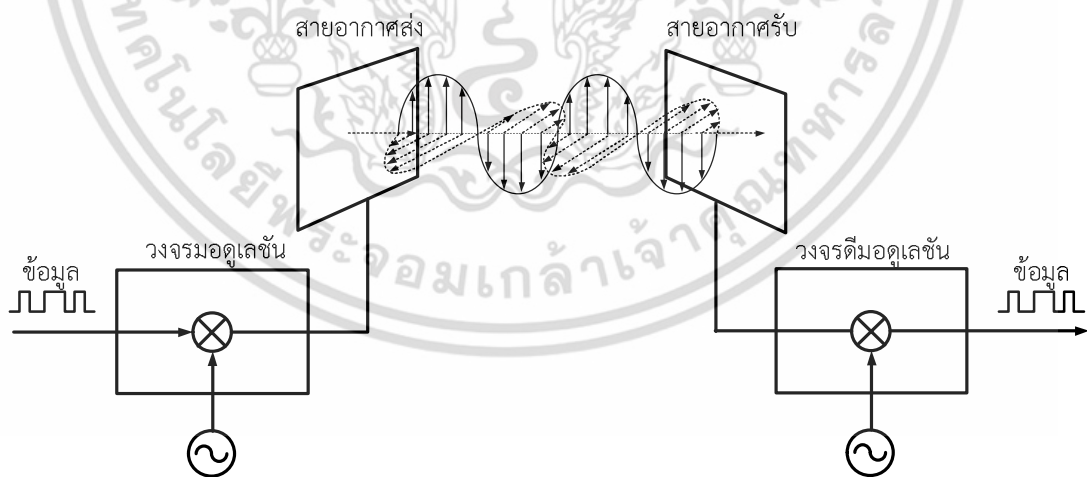
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงในเอกสารที่ขอใช้เท่านั้น เมื่อผู้ยู่ได้เห็นใบเขียวระเบียนด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณที่มีแถบความถี่กว้างมาก เมื่อส่งผ่านสื่อที่มีแบนด์วิดท์จำกัด เช่น สายอากาศ ก็จะทำให้เกิดข้อผิดพลาดในระบบมากขึ้น

4. ช่วยแก้ไขปัญหาการส่งสัญญาณ โดยที่ความถี่ต่ำจะต้องออกแบบสายอากาศที่มีขนาดใหญ่ มาก ดังนั้น การใช้คลื่นพาร์มาผสมช่วยให้ความถี่การส่งสัญญาณสูงขึ้นและสายอากาศมีขนาดเล็กลง

การมอดูเลชันดิจิทัลคือ กระบวนการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเข้ากับสัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่สูงเพื่อให้สามารถส่งผ่านอวกาศว่างได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยทั่วไปการมอดูเลชันสามารถแบ่งออกเป็น 3 ประเภท คือ รูปแบบการมอดูเลชันเชิงแอมพลิจูด (Amplitude modulation: AM) รูปแบบการมอดูเลชันเชิงความถี่ (Frequency modulation: FM) และรูปแบบการมอดูเลชันเชิงเฟส (Phase modulation: PM) และสามารถแบ่งเป็นการมอดูเลชันดิจิทัลออกเป็นแบบเลื่อนแอมพลิจูดแบบเลื่อนความถี่ (Frequency shift keying: FSK) และแบบเลื่อนเฟส ตามลำดับ

รูปที่ 2.8 แสดงภาพระบบการสื่อสารดิจิทัลที่ประกอบด้วยสัญญาณข้อมูล วงจรมอดูเลชันจะใช้หลักการการทำให้คอนโวลูชันระหว่างสัญญาณข้อมูลและสัญญาณคลื่นพาห้เพื่อให้เหมาะสมต่อการส่งผ่านสายอากาศได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในทำนองเดียวกัน สัญญาณผ่านแถบ (Bandpass) ที่ถูกทำการมอดูเลตแบบดิจิทัลจากนั้นก็ผ่านวงจรดีมอดูเลชันเพื่อแยกสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณคลื่นพาห้ ออกจากกันที่ภาครับของเครื่องอ่านซึ่งถือเป็นส่วนที่สำคัญเป็นอย่างมาก โดยกระบวนการนี้หากมีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนมากหรือปัจจัยของการจางหายมากก็อาจทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และทำให้เครื่องอ่านตรวจจับข้อมูลที่ผิดพลาดมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.8 การมอดูเลชันสัญญาณดิจิทัลสำหรับเทคโนโลยีบ่งชี้คลื่นความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้ากำหนดให้ $x(t)$ เป็นสัญญาณข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์กว้างเท่ากับ $[-f_b, f_b]$ และมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง $X(f) = 0$ สำหรับ $f > f_b$ โดยสัญญาณข้อมูลจะถูกนำมาคอนโวลูชันกับสัญญาณคลื่นพาห์ $c(t)$ ทำให้ได้เป็นสัญญาณผ่านแถบ $s(t)$ ดังนี้

$$s(t) = x(t)c(t) = \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \Theta) \quad (2.11)$$

เมื่อ $f_c \gg f_b$ คือ ความถี่ของคลื่นพาห์ และ Θ คือ มุมเฟสภายในช่วง $(0, 2\pi)$ เรเดียน นอกจากนี้ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณสัญญาณส่ง ($S(f)$) มีค่าเท่ากับ

$$S(f) = \frac{1}{2} \{X(f - f_c) + X(f + f_c)\} \quad (2.12)$$

ในทางปฏิบัติ วงจรดีมอดูเลชันที่ภาครับของเครื่องอ่านสามารถแยกสัญญาณข้อมูลและสัญญาณคลื่นพาห์ได้ด้วยการนำสัญญาณส่ง $s(t)$ มาคูณกับสัญญาณคลื่นพาห์อีกครั้ง นั่นคือ

$$\begin{aligned} y(t) &= s(t)c(t) = s(t)\sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \Theta) \\ &= x(t) \{1 + \cos(4\pi f_c t + 2\Theta)\} \\ &= x(t) + x(t) \cos(4\pi f_c t + 2\Theta) \end{aligned} \quad (2.13)$$

โดยที่การแยกสามารถทำได้ด้วยการนำสัญญาณ $y(t)$ ไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำ (Low pass filter: LPF) เพื่อกำจัดเทอมของความถี่สูงในสมการที่ (2.13) ได้

การเข้ารหัสและการมอดูเลชันที่ใช้ในระบบบ่งชี้คลื่นความถี่วิทยุในปัจจุบัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 สามารถอธิบายรูปแบบของสัญญาณได้ดังต่อไปนี้

2.2.5.1 การมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด

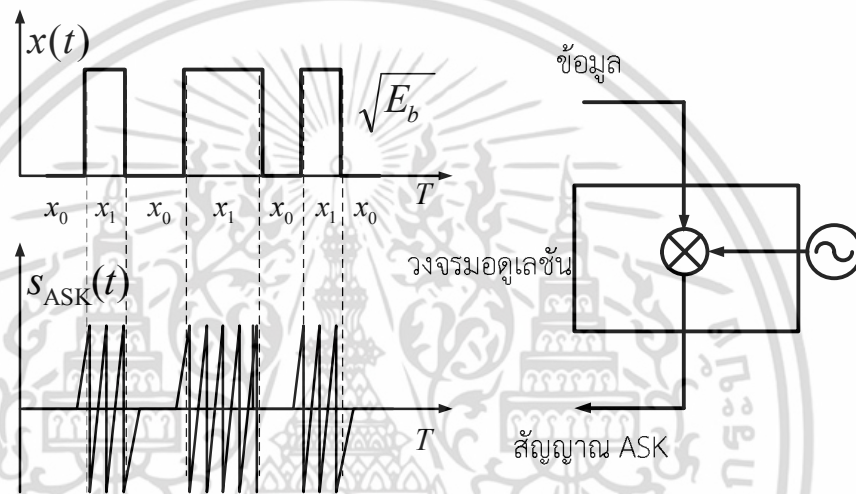
เป็นวิธีการมอดูเลชันที่เปลี่ยนแปลงเฉพาะขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์ โดยสัญญาณข้อมูลจะมีสถานะบิต 0 และบิต 1 สลับไปมา ดังนั้น สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูดจะมีสมการได้ว่า

$$s_{\text{ASK}}(t) = \begin{cases} x_0 \cos(2\pi f_c t + \Theta), & x(t) = 0 \\ x_1 \cos(2\pi f_c t + \Theta), & x(t) = 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

นอกจากนี้ พารามิเตอร์ของการมอดูเลชันหรือดัชนีการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด (m) จะถูกนิยามได้โดย

$$m = \frac{x_0 - x_1}{x_0 + x_1} \quad (2.15)$$

ในทางปฏิบัติ ค่าดัชนีการมอดูเลชันจะต้องมีค่ามากๆ เพื่อต้านทานต่อระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.9 คุณลักษณะสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูดที่ดัชนี $m = 100\%$

สำหรับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณ $s_{ASK}(t)$ หาได้จากผลการแปลงฟูเรียร์ของสมการที่ (2.14) นั่นคือ

$$S_{ASK}(f) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \{X(f - f_c) + X(f + f_c)\} \quad (2.16)$$

เมื่อ E_b คือ ระดับพลังงานต่อบิตข้อมูล และ T คือ ช่วงเวลาคาบ (Period duration)

ดังนั้น การแยกสัญญาณข้อมูลและสัญญาณคลื่นพาห์ที่วงจรมอดูเลชันสามารถทำได้โดยการนำสัญญาณ $s_{ASK}(t)$ มาคูณด้วยสัญญาณโคไซน์ที่มีแอมพลิจูด (B) ตรงกันข้ามกับแอมพลิจูดของคลื่นพาห์ซึ่งให้ผลลัพธ์สัญญาณ $y_{ASK}(t)$ โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

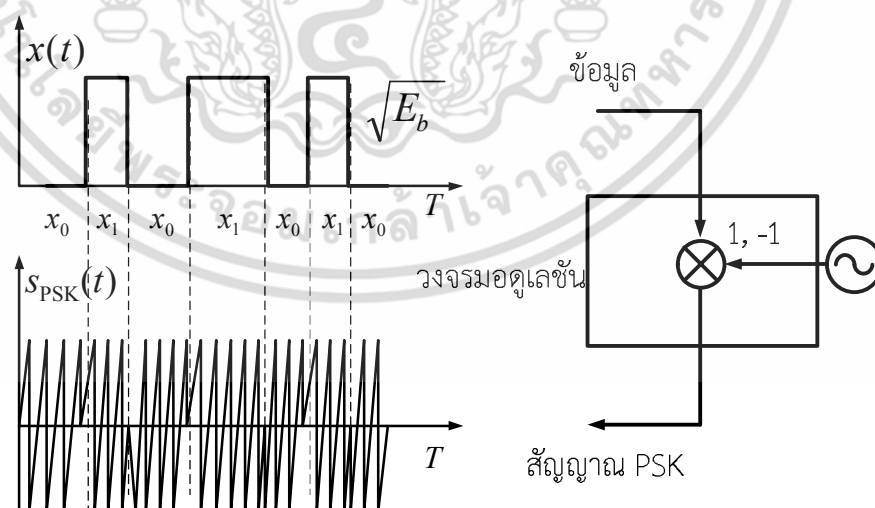
$$\begin{aligned}
 y_{\text{ASK}}(t) &= \left\{ \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t) \right\} B \cos(2\pi f_c t) \\
 &= B \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos^2(2\pi f_c t) \\
 &= \frac{B}{2} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} + \frac{B}{2} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(4\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

จากนั้นพิจารณานำสัญญาณ $y_{\text{ASK}}(t)$ ไปผ่านวงจรรองผ่านต่ำก็จะได้ผลลัพธ์ในเทอมของ $\frac{B}{2} \sqrt{\frac{2E_b}{T}}$ ตามที่ต้องการ เมื่อ B คือ ค่าคงที่ระดับแอมพลิจูด

นอกจากนี้ ในทางทฤษฎีความน่าจะเป็นข้อผิดพลาดของระบบที่ส่งสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูดผ่านช่องสัญญาณเกาส์ขาวแบบบวกสามารถใช้วิธีการตรวจหาได้แบบเหมาะสมที่สุดจากเครื่องรับชนิดเป็นไปได้สูงสุด (Maximum likelihood receiver) [30]

2.2.5.2 การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส

เป็นวิธีการมอดูเลชันที่เปลี่ยนแปลงเฉพาะเฟสของสัญญาณคลื่นพาห์ไปมาระหว่างสองเฟสคือ Θ_0 และ Θ_1 ตามรูปแบบสัญญาณข้อมูล เช่น เฟส Θ_0 จะใช้กับสัญญาณข้อมูล $x(t)$ ช่วงที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำ และเฟส Θ_1 จะใช้กับสัญญาณข้อมูล $x(t)$ ช่วงที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าสูง ดังนั้น สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสจะมีสมการได้ว่า



รูปที่ 2.10 คุณลักษณะสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_{\text{PSK}}(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t + \Theta_0), & x(t) = 0 \\ \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t + \Theta_1), & x(t) = 1 \end{cases} \quad (2.18)$$

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัตินิยมใช้การแทนมุมเฟส $\Theta_0 = 180^\circ$ และ $\Theta_1 = 0^\circ$ ดังนั้นสมการที่ (2.18) สามารถเขียนรูปแบบใหม่ คือ

$$s_{\text{PSK}}(t) = \begin{cases} -\sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t), & x(t) = 0 \\ \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t), & x(t) = 1 \end{cases} \quad (2.19)$$

เมื่อ $\cos(\Theta + 180^\circ) = -\cos(\Theta)$ จากสมการที่ (2.19) พบว่าการเปลี่ยนตำแหน่งของมุมเฟสระหว่าง 0° และ 180° จะสอดคล้องกับการคูณสัญญาณคลื่นพาห์ด้วยค่า 1 และ -1 รูปที่ 2.10 แสดงขั้นตอนการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส

สำหรับความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณ $s_{\text{PSK}}(t)$ สามารถเขียนในรูปสมการได้ว่า

$$S_{\text{PSK}}(f) = \left(\frac{E_b}{2}\right) \left\{ \sin^2(\pi(f - f_c)t) + \sin^2(\pi(f + f_c)t) \right\} \quad (2.20)$$

เมื่อ $\text{sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$ คือ ฟังก์ชันซิงก์ และการแยกข้อมูลออกจากสัญญาณคลื่นพาห์สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณมอดูเลชัน $s_{\text{PSK}}(t)$ มาคูณด้วยสัญญาณโคไซน์แล้วนำมาผ่านวงจรกรองผ่านต่ำจะได้ว่า

$$y_{\text{PSK}}(t) = \begin{cases} -\sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) = -\frac{4E_b}{T^2} - \frac{4E_b}{T^2} \cos(4\pi f_c t) \\ \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \cos(2\pi f_c t) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) = \frac{4E_b}{T^2} + \frac{4E_b}{T^2} \cos(4\pi f_c t) \end{cases} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.5.3 การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์

การมอดูเลชันอีกรูปแบบหนึ่งที่มีการใช้งานในระบบสื่อสารบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ คือ การมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ ซึ่งจะให้ประสิทธิภาพของแบนด์วิดท์ที่ดีและทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด และแบบเลื่อนเฟส นั่นคือ สามารถเพิ่มอัตราส่งข้อมูลได้โดยไม่ต้องเพิ่มแบนด์วิดท์ โดยที่จะส่งข้อมูลครั้งละหนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol) ซึ่งแต่ละสัญลักษณ์จะประกอบด้วยบิตข้อมูลจำนวนสองบิต $b = \{00, 01, 10, 11\}$ เป็นต้น ในทางปฏิบัติการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์จะนำสัญญาณข้อมูล $x(t)$ มาผสมกับสัญญาณคลื่นพาห์ทั้งโคไซน์และไซน์ ดังแสดงสมการนี้

$$s_{\text{QPSK}}(t) = x_I(t)A\cos(2\pi f_c t) + x_Q(t)A\sin(2\pi f_c t) \quad (2.22)$$

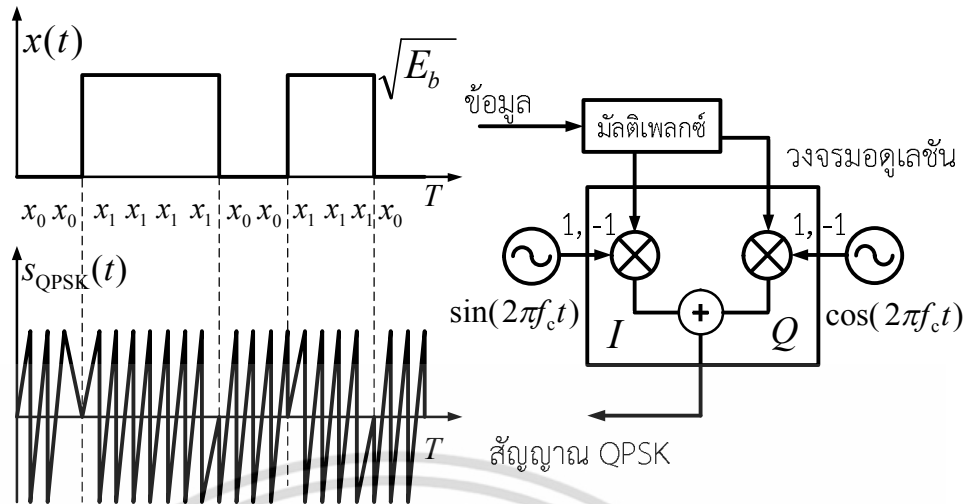
เมื่อกำหนดให้ $x_I(t)A\cos(2\pi f_c t)$ คือ สัญญาณคู่ที่เรียกว่าอินเฟส (In-phase) และ $x_Q(t)A\sin(2\pi f_c t)$ คือ สัญญาณคู่ที่เรียกว่าควอดเรเจอร์เฟส (Quadrature phase) โดยที่ A คือ แอมพลิจูดของสัญญาณคลื่นพาห์ จากสมการที่ (2.22) สามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$\begin{aligned} s_{\text{QPSK}}(t) &= \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)} A \cos\left(2\pi f_c t - \tan^{-1}\left(\frac{x_Q(t)}{x_I(t)}\right)\right) \\ &= \sqrt{2} A \cos(2\pi f_c t - \Theta) \end{aligned} \quad (2.23)$$

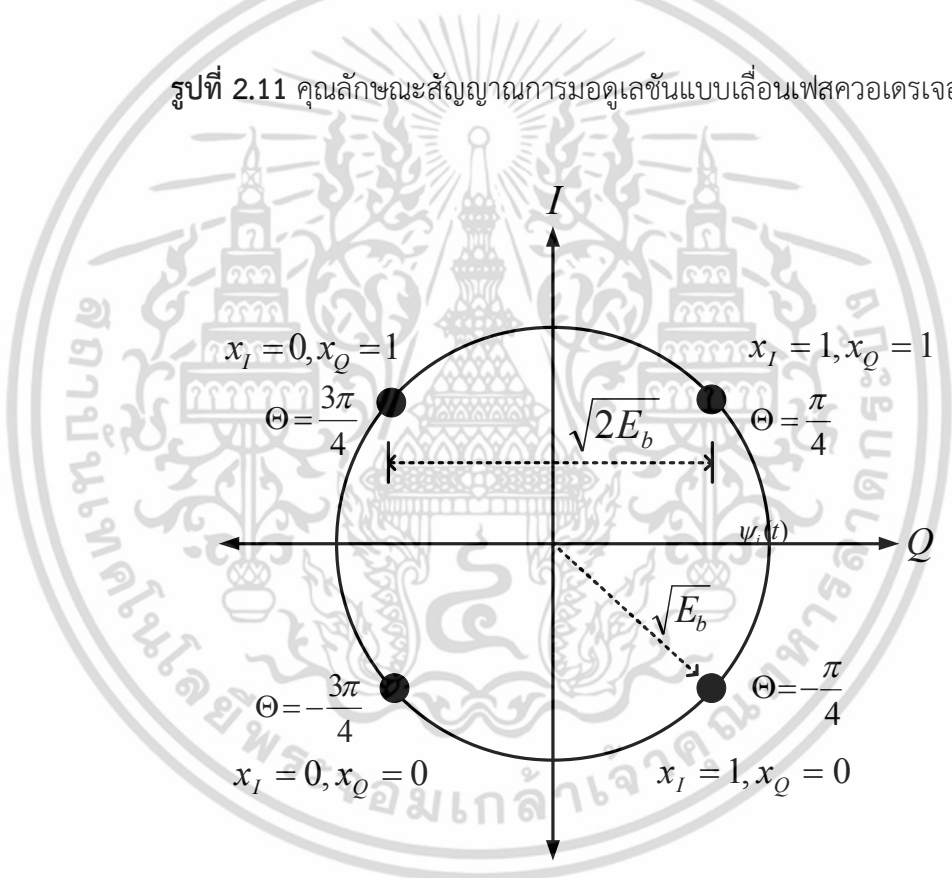
ซึ่งมุมเฟส Θ มีค่าเท่ากับ

$$\Theta = \begin{cases} \frac{\pi}{4}, & \text{if } x_I = 1 \text{ and } x_Q = 1 \text{ ("11" is sent)} \\ -\frac{\pi}{4}, & \text{if } x_I = 1 \text{ and } x_Q = -1 \text{ ("10" is sent)} \\ \frac{3\pi}{4}, & \text{if } x_I = -1 \text{ and } x_Q = 1 \text{ ("01" is sent)} \\ -\frac{3\pi}{4}, & \text{if } x_I = -1 \text{ and } x_Q = -1 \text{ ("00" is sent)} \end{cases} \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 คุณลักษณะสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์



รูปที่ 2.12 ปริภูมิสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์

การหาค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณ $s_{\text{QPSK}}(t)$ สามารถพิจารณาได้โดยง่ายจากการนำสัญญาณ $s_{\text{PSK}}(t)$ สองสัญญาณที่ไม่มีความสัมพันธ์ต่อกัน รวมทั้งบิตข้อมูลสัญญาณคู่และสัญญาณคี่ที่เป็นอิสระเชิงสถิติ ดังนั้น ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังจะสามารถอธิบายได้อยู่ในรูปของสมการที่ (2.25)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{\text{QPSK}}(f) = \frac{E_b^2}{2} \{T \sin^2(\pi(f - f_c)t) + T \sin^2(\pi(f + f_c)t)\} \quad (2.25)$$

รูปที่ 2.11 แสดงวงจรมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ และรูปที่ 2.12 แสดงแผนภาพปริภูมิสัญญาณของการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส ตามลำดับ สำหรับการแยกสัญญาณที่ภาครับสามารถทำได้โดยการนำสัญญาณ $s_{\text{QPSK}}(t)$ มาคูณกับสัญญาณทั้งโคไซน์และไซน์ของช่องสัญญาณ I และช่องสัญญาณ Q แล้วผ่านวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อให้ได้สัญญาณ $x_I(t)$ และสัญญาณ $x_Q(t)$ กลับมา ดังนั้น สามารถเขียนสมการในเทอมของวงจรมอดูเลชันได้ดังนี้

$$y_{\text{QPSK}}(t) = \begin{cases} \sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t - \Theta) \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t), \\ \sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t - \Theta) \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t), \end{cases} \\ = \begin{cases} \sqrt{\frac{A}{T}} \cos^2(4\pi f_c t - \Theta) \\ \sqrt{\frac{A}{T}} \cos(2\pi f_c t - \Theta) \sin(2\pi f_c t) \end{cases} \quad (2.26) \\ = \begin{cases} \sqrt{\frac{A}{2T}} + \sqrt{\frac{A}{2T}} \cos(4\pi f_c t - \Theta) & \rightarrow x_I(t) \\ \sqrt{\frac{A}{2T}} \sin(\Theta) + \sqrt{\frac{A}{2T}} \sin(4\pi f_c t - \Theta) & \rightarrow x_Q(t) \end{cases}$$

อย่างไรก็ตาม เทคนิคการมอดูเลชันดิจิทัลยังมีหลากหลายเทคนิคที่สำคัญซึ่งสามารถศึกษาค้นคว้าเพิ่มเติมได้จากเอกสารข้อมูล [30]-[31] เนื่องจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงในเทคนิคที่มีการใช้งานสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุเท่านั้น

2.2.6 ช่องสัญญาณสื่อสาร

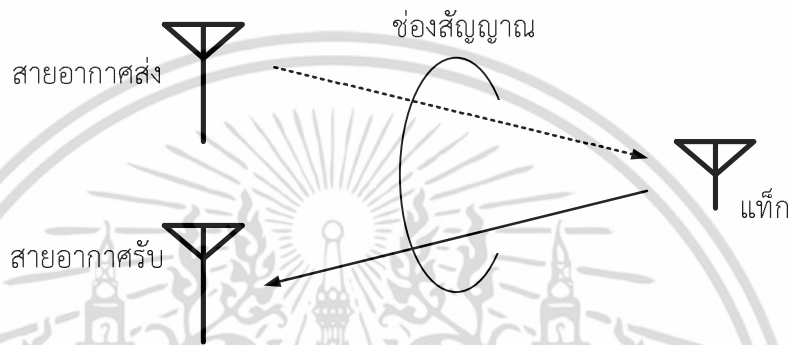
รูปแบบของช่องสัญญาณสื่อสารระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุนั้นถูกแบ่งเป็น 2 ทิศทางดังแสดงในรูปที่ 2.7 คือ ทิศทางสัญญาณส่งจากเครื่องอ่านไปยังแท็ก และทิศทางการกระจายย้อนกลับ ดังนั้น หลักการกระจายย้อนกลับอาศัยคุณลักษณะการสะท้อนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ตกกระทบบนพื้นผิวของวัตถุและเกิดการกระจัดกระจายกลับมาเมื่อขนาดของวัตถุมีขนาดใหญ่กว่าความยาวคลื่นของสัญญาณส่งมากๆ ซึ่งจะสามารถพิจารณาค่าพารามิเตอร์ภาคตัดขวางเป้าเรดาร์ได้ เช่นเดียวกับหลักการวิเคราะห์การกระจายย้อนกลับของระบบเรดาร์ โดยอาศัยความสัมพันธ์ที่ว่าเมื่อความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นสั้นลงมากๆ ความถี่จะยิ่งสูงมากขึ้น ดังนั้น เมื่อคลื่นเดินทางกระทบวัตถุที่มีขนาดใหญ่กว่าค่าความยาวคลื่นย่อมเกิดการสะท้อนกลับหรือการกระจัดกระจายขึ้นเสมอ

2.2.6.1 หลักการวิเคราะห์และแบบจำลองช่องสัญญาณ

การวิเคราะห์รูปแบบช่องสัญญาณสื่อสารของระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุถูกนำเสนอโดย J. D. Griffin et al. [32] ดังรูปที่ 2.13

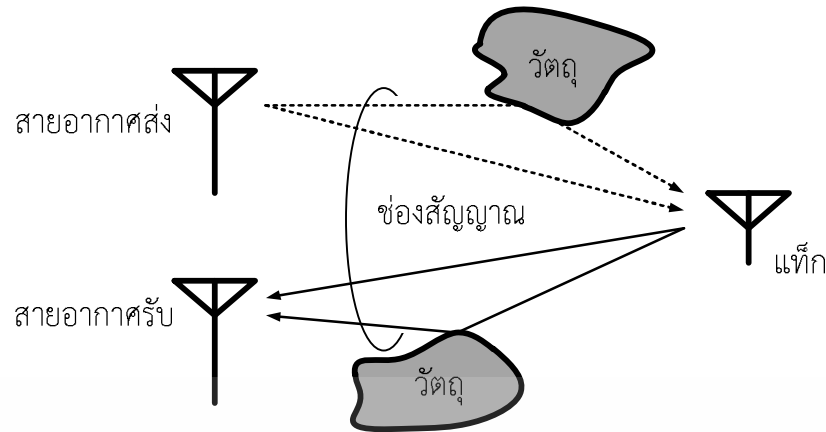


รูปที่ 2.13 ช่องสัญญาณแบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยวในอวกาศว่าง

จากรูปที่ 2.13 แสดงระบบการสื่อสารแบบแยกองค์ประกอบระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับแบบต้นเดียวหรือที่เรียกว่า สายอากาศอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว (Single input single output: SISO antenna) โดยการสื่อสารขาลง (Downlink) คือ จากเครื่องอ่านไปยังแท็กสามารถอธิบายเทอมของกำลังงานผ่านสายอากาศรับที่แท็กได้จากสมการ (2.8) และการสื่อสารขาขึ้น (Uplink) หรือการกระจายย้อนกลับจากแท็กไปยังเครื่องอ่านสามารถอธิบายเทอมของกำลังงานผ่านสายอากาศรับได้ด้วยสมการที่ (2.10) ซึ่งทั้งสมการที่ (2.8) และสมการที่ (2.10) จะพิจารณาสำหรับการวิเคราะห์ช่องสัญญาณในอวกาศว่างเพียงเท่านั้น

ในทางปฏิบัติ ช่องสัญญาณไม่ได้มีเพียงเฉพาะคุณลักษณะแบบอวกาศว่างแต่จะประกอบไปด้วยผลจากการสะท้อน การเบี่ยงเบน และการกระจัดกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างเครื่องอ่านกับแท็ก โดยพิจารณาจากรูปที่ 2.14 ซึ่งประกอบไปด้วยวัตถุโดยรอบ เช่น เครื่องจักรกล รถขนส่งสินค้า และสิ่งกีดขวางอื่นๆ ย่อมส่งผลให้ประสิทธิภาพของระดับกำลังงานที่ส่งจากเครื่องอ่านไปยังแท็กลดทอนสูงขึ้น รวมถึงกำลังงานที่เครื่องอ่านสามารถรับได้จากสมการที่ (2.27) ก็จะลดลงมากกว่าเดิม ดังนั้น ในการศึกษาวิจัยถึงผลกระทบจากสภาวะแวดล้อมและผลจากส่งผ่านช่องสัญญาณ สามารถยืนยันได้ว่าเป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในความเป็นจริงและเป็นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างมากสำหรับการติดตั้งอุปกรณ์เครื่องอ่านให้อยู่ในระยะที่สามารถสื่อสารกับแท็กได้ดี

ที่สุด เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 ช่องสัญญาณแบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยวในสภาวะแวดล้อมจริง

หากพิจารณาจากปัจจัยของช่องสัญญาณจะไม่เพียงขึ้นอยู่กับการแมตช์โพลาริเซชันระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับเพียงเท่านั้น แต่ต้องคำนึงถึงความแปรปรวนและการสูญเสียจากการจางหายของคลื่นหลายวิถีด้วยซึ่งสามารถหาได้จากการคำนวณทางสถิติ ดังนั้น สามารถพิจารณาสมการใหม่ได้ว่า

$$P_b = P_t G_t(\theta, \phi) G_b(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{|\vec{p}_i \cdot \vec{p}_a|^2}{\beta} \quad (2.27)$$

และ

$$P_r = |1 - \Gamma_b|^2 |1 - \Gamma_r|^2 P_s G_b(\theta, \phi) G_r(\theta, \phi) \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \frac{|\vec{p}_i \cdot \vec{p}_a|^2}{\beta^2} \quad (2.28)$$

โดยที่ β คือ ค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสียของการจางหายจากคลื่นหลายวิถี

สังเกตได้ว่า เมื่อค่าสัมประสิทธิ์การสูญเสียของการจางหายจากคลื่นหลายวิถีเพิ่มมากขึ้นเป็นสองเท่าของทิศทางการกระจายย้อนกลับส่งผลให้ระดับกำลังงานที่เครื่องอ่านสามารถรับได้มีค่าน้อยลงมากยิ่งขึ้น

อย่างไรก็ตาม จากการพิจารณาสมการที่ (2.27) และสมการที่ (2.28) จะสังเกตได้ว่าหากเพิ่มค่าของ $G_t(\theta, \phi)$ และ $G_r(\theta, \phi)$ ก็จะสามารถต้านทานต่อกำลังการสูญเสียจากการจางหายคลื่นหลายวิถีได้ โดยเทคนิคที่เรียกว่า การทำไดเวอร์ซิตีสายอากาศ (Antenna diversity) แต่สำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุอาจมีข้อจำกัดเรื่องขนาดสำหรับแท็กและเนื่องด้วยแท็กมีองค์ประกอบ

ที่เป็นอิสระต่อกันจึงไม่สามารถใช้หลักการเดียวกันกับการรวมสัญญาณทางเฟสเช่นเดียวกับโครงสร้างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

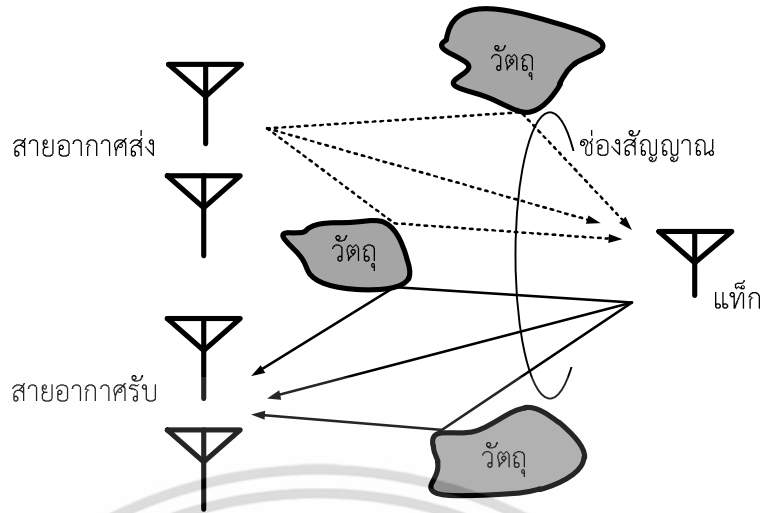
สายอากาศแบบแถวลำดับได้ ดังนั้น เทคนิคการทำไดเวอร์ซิตีจึงเหมาะสมสำหรับเครื่องอ่านมากที่สุด ในการเพิ่มค่าของ $G_r(\theta, \phi)$ และ $G_t(\theta, \phi)$ ให้สูงขึ้น ในขณะที่เดียวกันมีการศึกษาวิจัยในส่วนการปรับปรุงประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของแท่งซึ่งได้ถูกนำเสนอโดย A. Bletsas et al. [33] ด้วยการแก้ไขกระบวนการปรับค่าโหนดมอดูเลชันให้สามารถรับพลังงานคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากเครื่องอ่านให้ดีขึ้นและพิจารณาการแมตช์ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนให้น้อยลงเพื่อให้กำลังงานของการแปลงกลับมีประสิทธิภาพสูงขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม ปัญหาของการจางหายของช่องสัญญาณยังคงเป็นปัจจัยหลักที่ต้องแก้ไข

เนื่องจากการจางหายจากคลื่นหลายวิธีส่งผลให้เกิดการหน่วงทางเวลาของสัญญาณการกระจายย้อนกลับเป็นอย่างมากอันเนื่องมาจากระยะทางในการอ่านของเครื่องอ่านกับแท่งที่อยู่ห่างกันเป็นระยะ d ที่สูงสุดต่อการเกิดการหน่วงทางเวลาของสัญญาณการกระจายย้อนกลับที่ τ และสัมพันธ์กันโดย $\tau = d/c_0$ ซึ่ง c_0 คือ ค่าคงที่ความเร็วแสงเท่ากับ $3 \times 10^8 \text{ m/s}$ โดยอธิบายได้ว่าเมื่อระยะห่างระหว่างเครื่องอ่านกับแท่งเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้เกิดการหน่วงทางเวลาของสัญญาณการกระจายย้อนกลับเพิ่มขึ้นเช่นกันและอาจส่งผลกระทบต่อความสัมพันธ์กับแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณได้ว่า

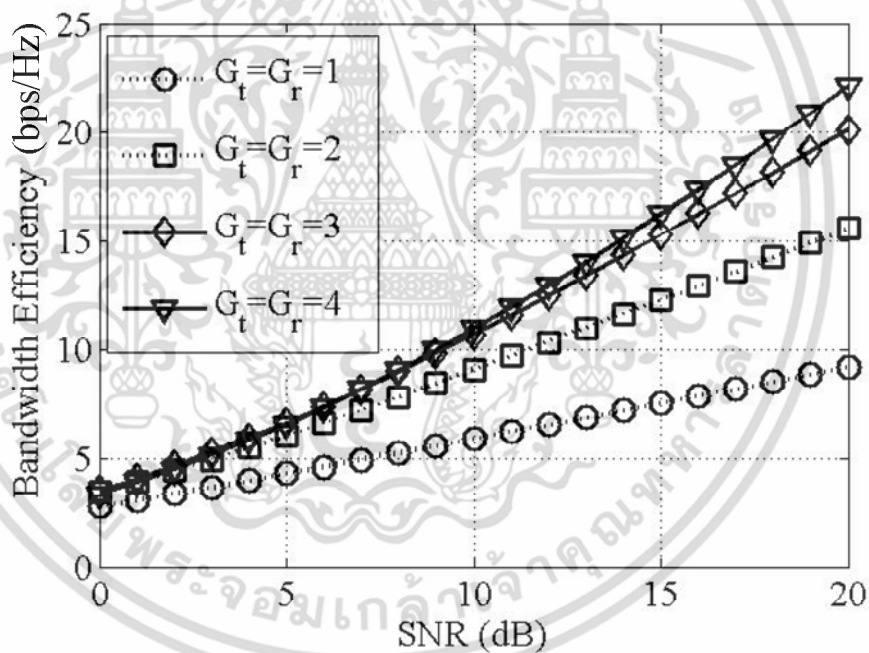
$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{RMS}} > \frac{1}{\tau} \quad (2.29)$$

โดยที่ $\tau_{RMS} < \tau$ เป็นค่ารากเฉลี่ยกำลังสองของการหน่วงทางเวลาที่มีผลลัพธ์น้อยกว่าการหน่วงทางเวลาสูงสุด สามารถอธิบายคุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณได้ 2 ลักษณะ คือ ช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ (Flat fading) ซึ่งหมายความว่า ปริมาณการส่งสัญญาณของแท่งมีค่าไม่เกินความกว้างแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณโดยอาจจะไม่ส่งผลกระทบต่อภาครับของเครื่องอ่าน ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading) หมายความว่า ปริมาณการส่งสัญญาณของแท่งมีค่าเกินความกว้างแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณอันเนื่องมาจากผลกระทบจากการประวิงของเวลาที่รุนแรง เพราะฉะนั้น คุณลักษณะช่องสัญญาณการกระจายย้อนกลับลักษณะนี้อาจส่งผลกระทบเป็นมากอย่างมากสำหรับภาครับของเครื่องอ่านที่เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอได้อย่างง่ายดาย วิธีการแก้ไขอาจจะต้องออกแบบวงจรกรองหรือวงจรปรับเท่าที่มีประสิทธิภาพสูงและใช้เวลารวดเร็วในการตรวจจับข้อมูลได้อย่างถูกต้อง

เมื่อพิจารณาความเหมาะสมในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณด้วยการทำเทคนิคไดเวอร์ซิตี สายอากาศสำหรับเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งสามารถแสดงรูปแบบความสัมพันธ์ระหว่างโครงสร้างสายอากาศส่งและสายอากาศรับได้ ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ช่องสัญญาณแบบหลายฮอปหลายเอาต์พุตในสภาวะแวดล้อมจริง



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ และระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

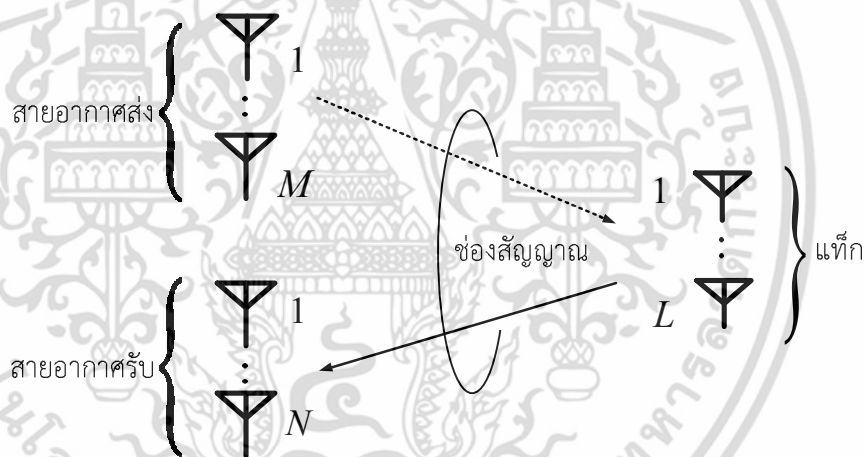
การเพิ่มองค์ประกอบของสายอากาศส่งและสายอากาศรับของเครื่องอ่านไม่เพียงแต่จะเพิ่มกำลังอัตราขยายของสายอากาศเท่านั้น แต่จะมีเพิ่มค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์โดยปริยาย คือ ช่วยเพิ่มกำลังงานการส่งผ่านช่องสัญญาณของ P_t และเพิ่มระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน γ ของภาครับซึ่งมีความสัมพันธ์กับสมการทฤษฎีค่าความจุช่องสัญญาณของแชนเนลดังสมการที่ (2.30) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\eta_B = \frac{C}{B_c} = \log_2(1 + \gamma) \quad (2.30)$$

จากรูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์และระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งจะเห็นชัดเจนว่าการเพิ่มขึ้นของ G_t และ G_r จะส่งผลต่อการเพิ่มค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์และระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนได้โดยสมมูล

2.2.6.2 แบบจำลองช่องสัญญาณติปีซี

ในระบบสื่อสารช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้ถูกนำเสนอหลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่เรียกว่า แบบจำลองช่องสัญญาณติปีซี [34] สำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งจะประกอบด้วยองค์ประกอบของสายอากาศส่งจำนวน M ตัว แท็กจำนวน L และสายอากาศรับจำนวน N ตัว โดยที่มีขนาดของเมตริกซ์เป็น $M \times L \times N$ ดังแสดงดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แบบจำลองช่องสัญญาณติปีซีในสภาวะอวกาศว่าง

การวิเคราะห์รูปแบบสัญญาณภาครับสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ ดังนี้

$$y(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{H}_b(t, \tau_b) x(t - \tau_b - \tau_f) \mathbf{H}_f(t, \tau_f) \mathbf{s}(t - \tau_b) d\tau_f d\tau_b + n(t) \quad (2.31)$$

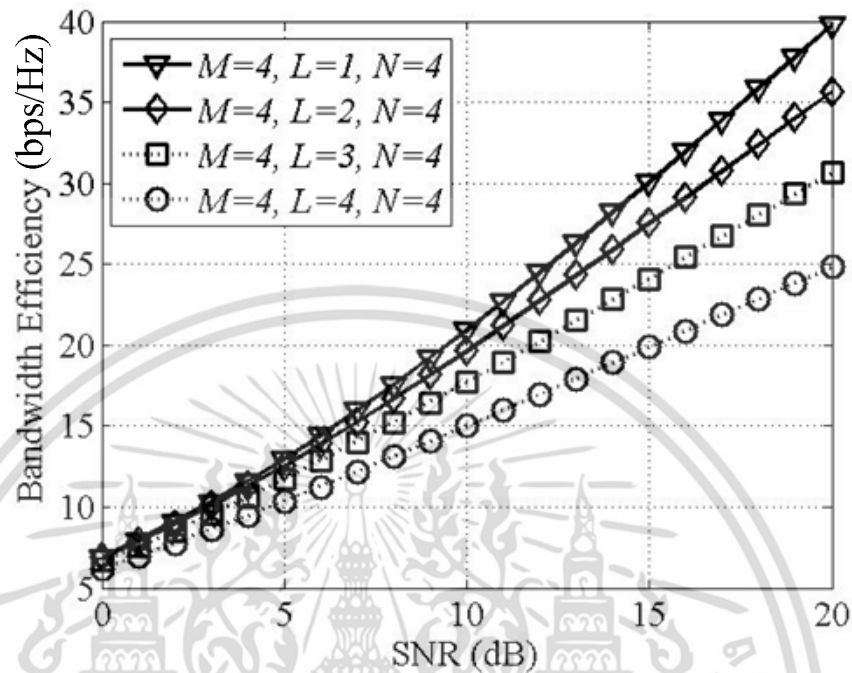
โดยที่ $\mathbf{H}_b(t, \tau_b)$ คือ เมตริกซ์ช่องสัญญาณการกระจายย้อนกลับ

$\mathbf{H}_f(t, \tau_f)$ คือ เมตริกซ์ช่องสัญญาณการส่งผ่านไปยังแท็ก

$x(t - \tau_b - \tau_f)$ คือ สัญญาณส่งจากเครื่องอ่านไปยังแท็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$s(t - \tau_b)$ คือ เมตริกซ์สัญญาณส่งกลับจากแท็กไปยังเครื่องอ่าน
 $n(t)$ คือ สัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.18 การวิเคราะห์ค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ของแบบจำลองช่องสัญญาณดีพีซี

จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์และระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของแบบจำลองดีพีซี โดยที่ จะเห็นได้ชัดเจนว่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์จะลดลงอย่างต่อเนื่องเมื่อมีการเพิ่มจำนวนแท็กเข้ามาในช่องสัญญาณซึ่งก็สอดคล้องกับทฤษฎีการจำกัดแบนด์วิดท์ ดังนั้น ในทางปฏิบัติปริมาณแท็กมากขึ้นย่อมส่งผลกระทบต่อ การสูญเสียประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณด้วย ทั้งนี้การมอดูเลชันสัญญาณที่มีประสิทธิภาพโดยใช้แบนด์วิดท์อย่างคุ้มค่า และการจัดสรรช่องสัญญาณที่เหมาะสมจึงเป็นวิธีการที่สามารถนำมาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพระบบการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านกับแท็กได้

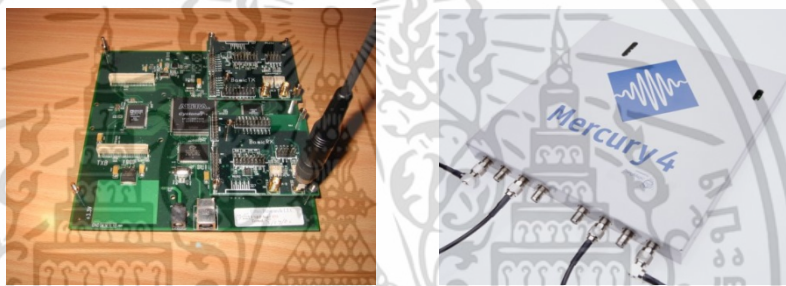
อย่างไรก็ตาม หากพิจารณาผลของคุณลักษณะการกระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในทางปฏิบัติ ซึ่งปัญหาการจางหายและการแทรกสอดหลายวิถีอาจส่งผลให้ค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์และระดับกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีการเปลี่ยนแปลงลดลงมากยิ่งขึ้น ดังนั้น วิธีการแก้ไขจำเป็นต้องอาศัยหลักการประมวลผลสัญญาณทางภาครับของเครื่องอ่านที่มีประสิทธิภาพสูงมาช่วยลดปัญหาความกำกวมของสัญญาณระหว่างแท็กในปริมาณมากและเครื่องอ่าน ในการศึกษาวิจัยถึงหลักการประมวลผลสัญญาณทางภาครับให้มีความสำคัญถึงการออกแบบโครงสร้างเครื่องอ่านที่เรียกว่า

ซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุหรือเอสดีอาร์ (Software defined radio: SDR)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.7 ซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ

แนวความคิดในการจัดการภาคส่งและภาครับสัญญาณที่มีความซับซ้อนสูงและยากต่อการดัดแปลงแก้ไขได้โดยทันทีที่มีความยืดหยุ่นสูงต่อการจัดการไม่ว่าจะเป็นการใช้งานและประสิทธิภาพการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านและแท็ก ซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุถูกคิดค้นโดย J. Mitola [35] ในปี ค.ศ. 1995 ว่าด้วยแนวคิดที่ว่าอุปกรณ์วิทยุทุกส่วนสามารถควบคุมการทำงานได้ด้วยซอฟต์แวร์ รวมถึงการเพิ่มฟังก์ชันทางเทคนิคเพื่อต้องการรองรับการใช้งานได้หลากหลายมาตรฐานภายในอุปกรณ์เพียงตัวเดียว ซึ่งถือว่าเป็นก้าวแรกในการพัฒนาศักยภาพเครื่องอ่านให้มีต้นทุนราคาต่ำในการนำมาใช้งาน มีการศึกษาในงานวิจัยอย่างต่อเนื่องทั้งการพัฒนาซอฟต์แวร์ที่รองรับโพรโทคอลต่างชนิดกัน [36] การออกแบบอุปกรณ์ประมวลผลทางดิจิทัล [37] การประยุกต์โครงสร้างทางแอนะล็อกและการสร้างแพลตฟอร์มการใช้งานแบบสำเร็จรูป โดยแสดงตัวอย่างอุปกรณ์ดังรูปที่ 2.19



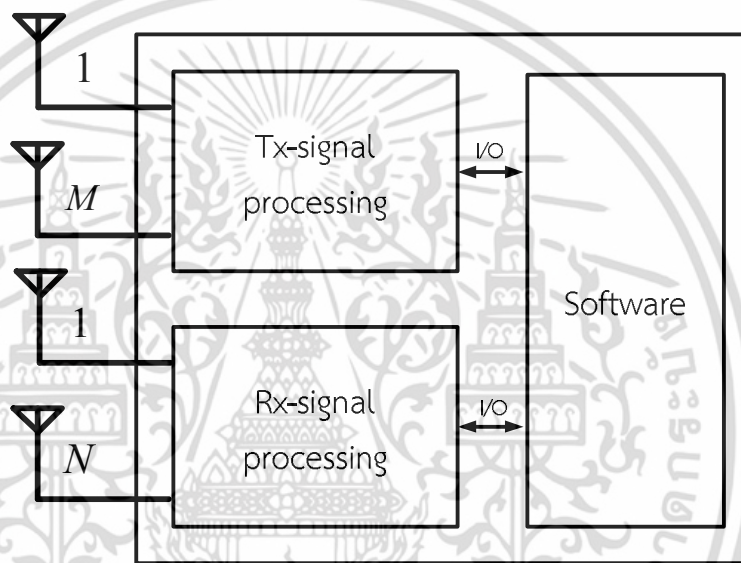
รูปที่ 2.19 เครื่องอ่านแบบ Universal Software Radio Peripheral (USRP) [38]

2.2.7.1 การประมวลผลสัญญาณ

ในการประยุกต์ระบบการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านกับแท็กนั้นได้มีการนำมาใช้งานต่อการตอบสนองความไวการอ่านข้อมูลของเครื่องอ่านและข้อจำกัดอื่นๆ เนื่องด้วยข้อดี คือ ช่วยให้เครื่องอ่านรับ-ส่งข้อมูลของแท็กได้พร้อมกันปริมาณมากขึ้นในเวลาเดียวกัน โดยเฉพาะกรณีแท็กอยู่ในทัศนวิสัยการอ่านที่ไม่ดี รวมถึงรองรับโพรโทคอลการสื่อสารที่แตกต่างกันได้ ซึ่งแพลตฟอร์มซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุนี้สามารถออกแบบให้มีรูปแบบของเทคนิคการประมวลผลสัญญาณขั้นสูงได้ง่าย เช่น เทคนิคการจัดรูปลำคลื่นสายอากาศ (Beamforming) [39], เทคนิคการมอดูเลชันแบบการปรับตัว (Adaptive modulation techniques) [40], เทคนิคการใช้ซอฟต์แวร์สายอากาศ (Software antenna) [41], เทคนิคการปรับเท่าแบบปรับตัว (Adaptive equalization) [42] รวมถึงเทคนิคประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel estimation) [43] ซึ่งเทคนิคเหล่านี้ล้วนต้องอาศัยความเร็วในการประมวลผลและกระบวนการเรียนรู้ข้อมูลที่เครื่องอ่านแบบทั่วไปยังไม่สามารถตอบสนองได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องด้วยแนวโน้มการพัฒนาเครื่องอ่านเทคโนโลยีบังคับด้วยคลื่นความถี่วิทยุด้วยแพลตฟอร์มซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุกำลังเป็นที่สนใจอย่างต่อเนื่อง โดยการศึกษาวิจัยการจำลองสถานะการทำงานของระบบการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านกับแท็กด้วยซอฟต์แวร์สำเร็จรูป [44] และการนำเสนอของ S. Gray et al. [45] ที่เรียกว่า Rapid Prototyping Platform โดยทดสอบการใช้งานในสถานะแวดล้อมเปิดซึ่งหมายความว่า เป็นบริเวณที่สัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าอาจถูกลดทอนกำลังงานช่องสัญญาณได้สูงจากการเปลี่ยนแปลงทางความถี่และเวลาหรือการประวิงทางเวลา เป็นต้น รูปที่ 2.20 แสดงองค์ประกอบแพลตฟอร์มสำหรับเครื่องอ่านที่สามารถทำงานได้ทั้งกรณีย่านความถี่สูงยิ่งและไม่โครเวฟ รวมถึงการใช้งานโครงสร้างแบบสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้



รูปที่ 2.20 โครงสร้างองค์ประกอบของแพลตฟอร์มเครื่องอ่าน

โดยสิ่งที่สำคัญของเครื่องอ่าน คือ กระบวนการประมวลผลสัญญาณ (Signal processing) และซอฟต์แวร์ควบคุมการทำงานซึ่งต้องสามารถเข้าสู่คำสั่ง (Command) การทำงานโดยอัตโนมัติด้วยการโปรแกรมไว้ล่วงหน้า

การประมวลผลสัญญาณได้มีการศึกษาวิจัยในการแก้ไขปัญหาและปรับปรุงประสิทธิภาพทางชั้นกายภาพ (Physical layer) ของระบบในการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านกับแท็ก อัลกอริทึมทางกระบวนการประมวลผลสัญญาณถูกพัฒนาในการใช้ประโยชน์ด้วยเทคนิคไคเวอร์ซิตี (Diversity) ทั้งรูปแบบทางความถี่, ทางเวลาและสายอากาศแบบแยก (Bi-static reader) เทคนิคนี้ถูกนำเสนอครั้งแรกสำหรับการประยุกต์ในเครื่องอ่านโดย Nikitin et al. [46] อย่างไรก็ตาม ความยืดหยุ่นของแพลตฟอร์มยังสามารถออกแบบให้เครื่องอ่านเรียนรู้คุณลักษณะของช่องสัญญาณได้ด้วยเทคนิคประมาณการช่องสัญญาณซึ่งจะอาศัยคุณลักษณะของสัญญาณรับมาพิจารณาถึงระดับความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปรปรวนของสัญญาณทางแอมพลิจูดและเฟส รวมถึงวิธีการใช้วงจรกรองผลตอบสนองจำกัด (Finite impulse response: FIR) ที่สามารถออกแบบในการลดปัญหาการหน่วงเวลาของสัญญาณข้อมูลทางภาครับ [47] ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวถึงในบทที่ 5

ซอฟต์แวร์เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการโปรแกรมทุกส่วนทั้งหมดของแพลตฟอร์มตามนิยามของ J. Mitola ที่อธิบายว่าอุปกรณ์วิทยุทุกส่วนจะสามารถถูกควบคุมการทำงานได้ด้วยซอฟต์แวร์ในการทำงาน ซึ่งปัจจุบันก็สามารถออกแบบอุปกรณ์ให้สามารถตอบสนองได้จากอุปกรณ์ประเภทได้แก่ บอร์ดสำเร็จรูป Digital signal processing (DSP) Field programmable gate array (FPGA) หรือ General proposes graphics processor unit (GP-GPU) เป็นต้น ซึ่งสามารถใช้ซอฟต์แวร์ที่ควบคุมได้จริง เช่น MATLAB, LabView หรือ GNU radio โดยเป็นซอฟต์แวร์สำเร็จรูปที่สามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด แต่เนื่องด้วยข้อจำกัดทางด้านลิขสิทธิ์ของซอฟต์แวร์ Matlab และ LabView ปัจจุบันการใช้งาน GNU radio จึงเป็นที่นิยมเป็นอย่างมากโดยปราศจากลิขสิทธิ์ทางซอฟต์แวร์ ดังนั้น [48] ได้มีการศึกษาการใช้งานซอฟต์แวร์นี้สำหรับแพลตฟอร์ม SDR ขึ้นสำหรับการลดต้นทุนในการพัฒนาโดยทำงานภายใต้ระบบปฏิบัติการลินุกซ์ (Linux) อย่างไรก็ตามข้อจำกัดของซอฟต์แวร์ก็ยังมีผลต่อการควบคุมการทำงานของส่วนภาคการรับ-ส่งวิทยุทั้งในส่วนของความเข้ากันได้ทางซอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ ภาษาทางคอมพิวเตอร์และการเขียนคำสั่งแบบขนานยังเป็นประเด็นในการศึกษาค้นคว้าและพัฒนาอยู่ในปัจจุบัน แต่ก็สามารถอธิบายได้ในระดับหนึ่งว่าวิธีการนี้สามารถตอบสนองการใช้งานของระบบบังคับด้วยความถี่วิทยุได้เป็นอย่างดี โดยเฉพาะกรณีการสร้างเครือข่ายการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์แท็กและเครื่องอ่านให้สามารถอ่านข้อมูลได้ในปริมาณมากยิ่งขึ้น

2.2.7.2 แนวทางศึกษาวิจัย

งานวิจัยของ D. Shen et al. [49] สามารถนำเสนอมุมมองที่แตกต่างออกไปในการประยุกต์ใช้งานระบบบังคับด้วยความถี่วิทยุให้สามารถใช้งานได้ทั้งย่านความถี่ต่ำและสูงสำหรับการแยกอ่านข้อมูลจากแท็กปริมาณมากด้วยแพลตฟอร์มเอสดีอาร์ ด้วยแนวความคิดที่ว่าแท็กต่างชนิดกันสามารถถูกแยกสัญญาณได้ด้วยกระบวนการประมวลผลสัญญาณที่เรียกว่า การวิเคราะห์องค์ประกอบแบบอิสระ (Independent component analysis: ICA) เป้าหมายเพื่อการลดปัญหาการชนกันของข้อมูลซึ่งปกติจะถูกพิจารณาเฉพาะในส่วนของชั้นของการเข้าถึง (Media access control: MAC layer) และการรองรับโพรโทคอลการสื่อสารต่างชนิดกันให้สามารถลดต้นทุนการใช้งานได้ เมื่อแท็กถูกส่งผ่านช่องสัญญาณปริมาณ L แท็ก ดังสมการนี้

$$s_L(t) = \sum_{l=1}^L x_l(t - \tau_b) \cos(2\pi f_c t + \Theta + \phi_b) + \sum_{l=1}^L x_l(t - \tau_b) \sin(2\pi f_c t + \Theta + \phi_b) \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $x_l(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลที่เวลา t หาได้จากสมการ

$$x_l(t) = h_l(t) \cdot \sum_i d_i a(t - iT) \quad (2.33)$$

และ $a(t)$ เป็นรูปแบบการเข้ารหัสสัญญาณแบบเอพเอ็มศูนย์ ณ จำนวนดัชนีการเปลี่ยนแปลงบิตข้อมูล i บิตที่คาบเวลา T และ d คือ ผลต่างอนุกรมของข้อมูลไบนารี ซึ่งถูกส่งผ่านวงจรกรองพัลส์ $h(t)$

พิจารณาจากสมการ (2.32) จะเห็นว่าสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณปริมาณ L แท้ก็จะเป็นบวกของความสัมพันธ์ทางเฟสของสัญญาณ $\Theta + \phi_b$ สังเกตว่า ถ้า $\tau_b = 0$ จะไม่สามารถแยกองค์ประกอบทางเฟสของสัญญาณที่ต้องการได้คือ Θ ฉะนั้น อาจส่งผลให้เกิดปัญหาจากข้อทับกันของ $x_l(t)$ ได้ในลำดับการส่งที่ $l = 1, 2, \dots, L$ ซึ่งความสัมพันธ์ทางเฟสนี้ อาจหมายถึงว่าเป็นการรบกวนสัญญาณของแท็กอื่นๆ ที่เดินทางผ่านสื่อกลางและถูกการเลื่อนเฟสให้อันดับของอนุพันธ์เปลี่ยนจากหนึ่ง (First order) ไปยังสอง (Second order) ปัญหานี้อาจใช้เทคนิคสายอากาศไดเวอร์ซิตีในการรับสัญญาณจากแท็กปริมาณมากได้ซึ่งองค์ประกอบของสายอากาศหลายต้นรับจะช่วยให้การวิเคราะห์หลักการ ICA มีการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังสามารถช่วยเพิ่มค่าความจุของช่องสัญญาณทางกายภาพได้โดยปริยาย อย่างไรก็ตาม การวิเคราะห์องค์ประกอบแบบอิสระเป็นหลักการพื้นฐานของทฤษฎีประมาณการช่องสัญญาณโดยอาศัยการศึกษาคุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณทางสถิติ ซึ่งเครื่องอ่านสามารถแยกองค์ประกอบสัญญาณที่ต่างเฟสของแท็กได้ด้วยอันดับของสัญญาณ (Signal^{nth} order statistical) กระบวนการนี้เครื่องอ่านสามารถอ่านข้อมูลจากแท็กได้พร้อมกันในเวลาเดียวกันโดยไม่ทราบลำดับการเข้าถึงช่องสัญญาณ โดยที่เป็นวิธีการหนึ่งที่สามารถแก้ปัญหาความล่าช้าในการจัดสรรช่องสัญญาณของเครื่องอ่านให้กับแท็กแต่ละตัวที่เรียกว่า เทคนิคการเข้าถึงทางความถี่ (Frequency division multiple access: FDMA) เทคนิคการเข้าถึงทางเวลา (Time division multiple access: TDMA) หรือเทคนิคอื่นๆ

จากหลักการดังกล่าวสอดคล้องกับการทำงานของกระบวนการประมวลผลสัญญาณของแพลตฟอร์ม เอสดีอาร์ที่ต้องการแยกในการอ่านข้อมูลได้อย่างอิสระและสามารถอ่านข้อมูลจากแท็กได้ในระยะทางที่เพิ่มขึ้น ดังผลการศึกษาวิจัยของ L. Catarinucci et al. [50] ได้ยืนยันการประยุกต์ใช้งานแพลตฟอร์มเอสดีอาร์สามารถประเมินผลระยะการอ่านข้อมูลจากแท็กแบบพาสซีฟที่ใช้งานต่างมาตรฐานและความถี่ได้อย่างสมบูรณ์แบบ ดังนั้น แพลตฟอร์มเอสดีอาร์สามารถช่วยให้การรับ-ส่งข้อมูลจากแท็กมีระยะทางที่ไกลขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม การทดลองได้ถูกทดสอบเฉพาะภายในสถานะแวดล้อมปิดที่ปราศจากผลกระทบจากการแทรกสอดคลื่นหลายวิถีซึ่งเป็นปัจจัยอุปสรรคสำคัญต่อการสื่อสารจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากว่าแพลตฟอร์มเอสดีอาร์จะอาศัยเทคนิคกระบวนการประมวลผลสัญญาณ และซอฟต์แวร์เป็นหลัก ดังนั้น การวิเคราะห์ปัจจัยเรื่องคุณลักษณะของช่องสัญญาณยังขาดการศึกษา และวิจัยอยู่ในปัจจุบันและแนวโน้มในการศึกษาเทคนิคสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต เทคนิคประมวลผลสัญญาณ และเทคนิคการปรับเท่าแบบปรับตัวบอด (Adaptive blind equalization) [51] กำลังเป็นที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างยิ่งในการศึกษาวิจัย

2.3 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการสื่อสารของเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นวิทยุ เช่น ย่านความถี่ใช้งาน ระบบการส่งและรับข้อมูลระหว่างเครื่องอ่านกับแท็ก เทคนิคการเข้ารหัสของเครื่องอ่านและแท็ก เทคนิคการมอดูเลชันแบบเลื่อนแอมพลิจูด เทคนิคการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟส และเทคนิคการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ที่มีใช้ในปัจจุบันและกำลังพัฒนา รวมถึงได้วิเคราะห์หลักการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าบริเวณของสนามระยะใกล้และระยะไกล การกระจายย้อนกลับของแท็ก รวมถึงหลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณที่มีการศึกษาวิจัยมาก่อนหน้านี้ การนำเสนอแบบจำลองดีพีซี การวิเคราะห์ค่าประสิทธิภาพแบนด์วิดท์ และแนวโน้มการพัฒนาซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ เป็นต้น

บทที่ 3

ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและหลักการวิเคราะห์ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตซึ่งนำมาพิจารณาสำหรับการศึกษาวิจัยในเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ เช่น ค่าความจุช่องสัญญาณ และรูปแบบการส่งผ่านช่องสัญญาณ รวมถึงการประเมินประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณ เช่น คุณลักษณะการจางหายช่องสัญญาณ การสูญเสียเชิงวิถี ภาพตัดขวางประวิงกำลัง ปริภูมิสัญญาณ และอัตราความผิดพลาดบิต เป็นต้น

3.2 การวิเคราะห์ค่าความจุช่องสัญญาณ

จากทฤษฎีของแชนนอน [52] อธิบายถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่าแบนด์วิดท์ช่องสัญญาณและค่าอัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์ได้อย่างชัดเจนว่า หากระบบที่มีค่าผลของเอสเอ็นอาร์สูงค่าความจุของช่องสัญญาณก็จะสูงด้วยเช่นกัน ดังแสดงสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$C = B_c \log_2(1 + \gamma) = B_c \log_2\left(1 + \frac{P_r}{N_o B_c}\right) \quad (3.1)$$

เมื่อ N_o คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสัญญาณรบกวน

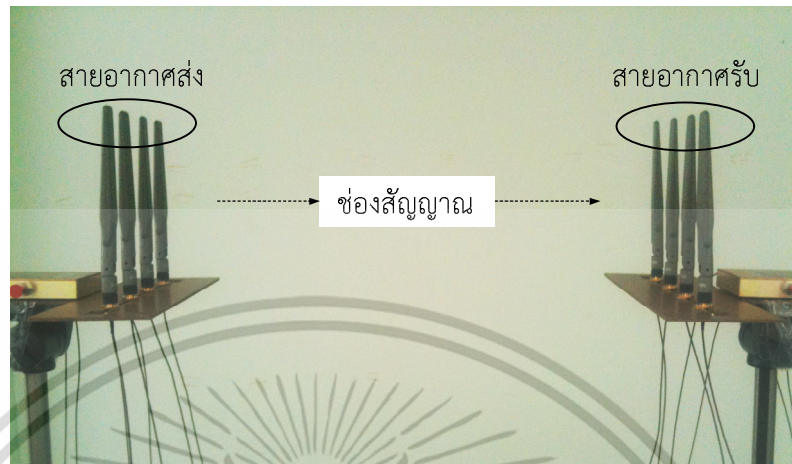
และจากสมการที่ (3.1) สังเกตได้ว่า หากระบบมีแบนด์วิดท์กว้างมากยิ่งอาจส่งผลกระทบต่อการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนง่ายขึ้นด้วยและทำให้ค่าความจุของช่องสัญญาณลดลง ดังนั้น จำเป็นจะต้องเพิ่มค่าของกำลังงานที่รับได้โดยใช้รูปแบบการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งประกอบด้วยสายอากาศส่งแบบแถวลำดับและสายอากาศรับแบบแถวลำดับ

ในทางทฤษฎีสามารถเขียนเมตริกซ์ความสัมพันธ์ของช่องสัญญาณขนาด $M \times N$ ได้ดังนี้

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \cdots & h_{1M}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \cdots & h_{2M}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1}(t, \tau) & h_{N2}(t, \tau) & \cdots & h_{NM}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $h_{ij}(t, \tau)$ คือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของการส่งผ่านช่องสัญญาณระหว่างสายอากาศตัวที่ $i = 1, 2, \dots, N$ และสายอากาศตัวที่ $j = 1, 2, \dots, M$



รูปที่ 3.1 การส่งผ่านช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

องค์ประกอบของเมตริกซ์จะอยู่ในรูปจำนวนเชิงซ้อนของช่องสัญญาณที่จะมีการลดทอนและความผิดเพี้ยนทางเฟสที่เกิดจากการหน่วงเวลาทางสัญญาณหรือเกิดคลื่นหลายวิถีที่มาถึงภาครับ ดังนั้น ความสัมพันธ์ของสัญญาณรับสามารถเขียนได้อยู่สมการดังนี้

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.3)$$

โดยที่

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} r_1(t) \\ r_2(t) \\ \vdots \\ r_N(t) \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{n} = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}^T \quad (3.4)$$

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1(t) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & s_2(t) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & s_M(t) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

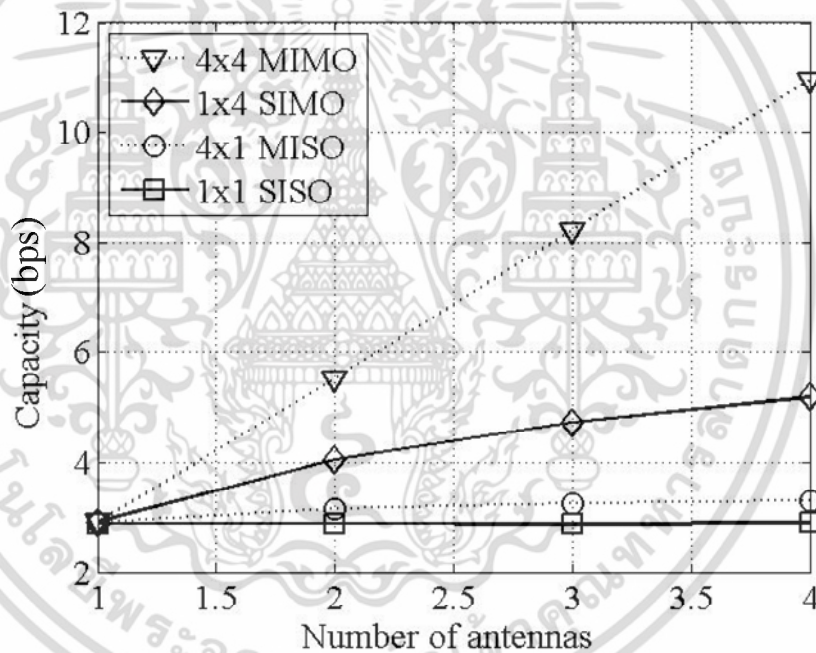
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $[\cdot]^T$ คือ การทำทรานสโพสท์ของเมตริกซ์ (Transpose matrix) และ $\mathbf{s}(t, \tau)$ คือ เมตริกซ์ทแยงมุมของสัญญาณส่ง (Diagonal matrix)

ดังนั้น ค่าความจุของช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสามารถพิจารณาได้จากรูปสมการดังนี้ คือ

$$C_{\text{MIMO}} = \max \log_2 [\det(\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H)] \quad (3.6)$$

โดยที่ \mathbf{I} คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity matrix) และ \mathbf{R}_{ss} คือ เมตริกซ์ร่วม (Covariance matrix) ของสัญญาณส่ง [53] และ $[\cdot]^H$ คือ การทำสังยุคทรานสโพสท์เมตริกซ์หรือ เฮอร์มิเทียนเมตริกซ์ (Hermitian) [54]



รูปที่ 3.2 ผลการเปรียบเทียบค่าความจุช่องสัญญาณต่อการเพิ่มขึ้นของจำนวนสายอากาศ

จากรูปที่ 3.2 แสดงผลการจำลองการเปรียบเทียบค่าความจุช่องสัญญาณในสมการที่ (3.6) โดยพิจารณาขนาดช่องสัญญาณแบบ SISO 1×1 ช่องสัญญาณ MISO 4×1 ช่องสัญญาณ SIMO 1×4 และช่องสัญญาณ MIMO 4×4 ตามลำดับ แน่ใจว่าผลการเพิ่มจำนวนสายอากาศสามารถเพิ่มประสิทธิภาพค่าความจุช่องสัญญาณได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งช่องสัญญาณ MIMO 4×4 ให้ผลที่ดีกว่าช่องสัญญาณแบบ SISO 1×1 ถึง 4 เท่า ดังนั้น ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจะช่วยเพิ่มความเร็วข้อมูลในการสื่อสาร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม การหาผลเมตริกซ์ในเทอม \mathbf{H}^H นั้นค่อนข้างซับซ้อนซึ่งในทางปฏิบัติสามารถวิเคราะห์แบบแยกองค์ประกอบของแต่ละสายอากาศส่งและสายอากาศรับหรือแบบอินพุตเดี่ยวเอาต์พุตเดี่ยว ดังนั้น การศึกษาวิจัยโดยทั่วไปจะอาศัยทฤษฎีที่เรียกว่า การแยกย่อยค่าเชิงเอกฐานมาอธิบายรูปสมการทางคณิตศาสตร์ เป็นต้น

3.2.1 การแยกย่อยค่าเชิงเอกฐาน

ในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสามารถใช้หลักการการแยกย่อยค่าเชิงเอกฐานหรือเอสวีดี (Singular value decomposition: SVD) [55] มาแทนรูปสมการเพื่อให้ง่ายต่อการหาค่าเมตริกซ์เชิงซ้อนของช่องสัญญาณ โดยกำหนดให้

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (3.7)$$

ซึ่ง \mathbf{U} คือ สัจลักษณ์แทนรูปเมตริกซ์ของสายอากาศรับที่มีขนาด $N \times N$ และ \mathbf{V} คือ สัจลักษณ์แทนรูปเมตริกซ์ของสายอากาศส่งที่มีขนาด $M \times M$ โดยที่ \mathbf{D} คือ เมตริกซ์ทแยงมุมที่มีค่าเป็นบวกเสมอมีขนาดเป็น $N \times M$ ดังนั้น สามารถแทนรูปสมการสัญญาณเป็น

$$\mathbf{s} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{x} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{r} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{n} = \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{u} \quad (3.10)$$

แทนสมการที่ (3.3) ในสมการที่ (3.9) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{U}^H \mathbf{u} \\ &= \mathbf{U}^H \mathbf{H} \mathbf{V} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (3.11)$$

เมื่อ $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}$ และ $\mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I}$ คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ ดังนั้น

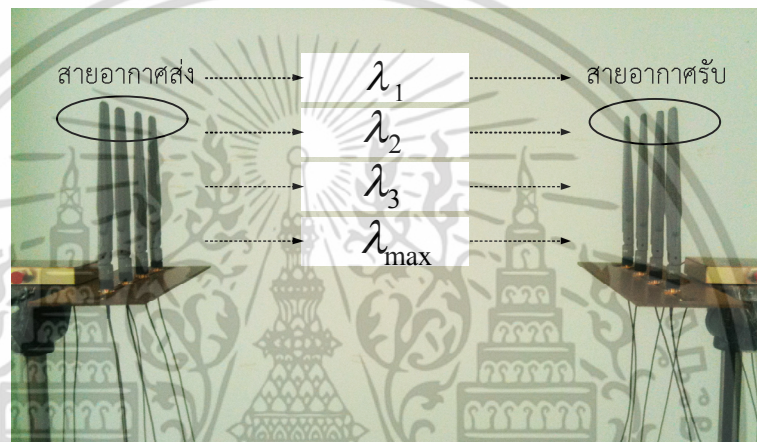
$$\mathbf{y} = \mathbf{D} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยองค์ประกอบของแต่ละเวกเตอร์สัญญาณรับสามารถแยกได้เป็นค่าเจาะจง (Eigenvalue) λ_{\max} ดังสมการนี้

$$\mathbf{y} = \lambda_{\max} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (3.13)$$

ซึ่งรูปที่ 3.3 แสดงค่าเจาะจงของแต่ละช่องสัญญาณที่ 1 ถึงช่องสัญญาณ λ_{\max} โดยไม่พิจารณาผลจากการแพร่กระจายคลื่นหลายวิถีแต่อย่างใด โดยเมตริกซ์ทแยงมุม D จะเขียนสมการได้ว่า



รูปที่ 3.3 การส่งผ่านช่องสัญญาณด้วยหลักการแยกย่อยค่าเชิงเอกฐาน

$$D = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_3 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \lambda_{\max} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

การวิเคราะห์ค่าความจุช่องสัญญาณในกรณีนี้สามารถหาความสัมพันธ์จากหลักการของแซนนอนได้ด้วยสมการนี้

$$C_{\text{MIMO}} = \sum_{j=1}^J \log_2 \left(1 + \lambda_{\max} \frac{P_j}{N_o B_c} \right) \quad (3.15)$$

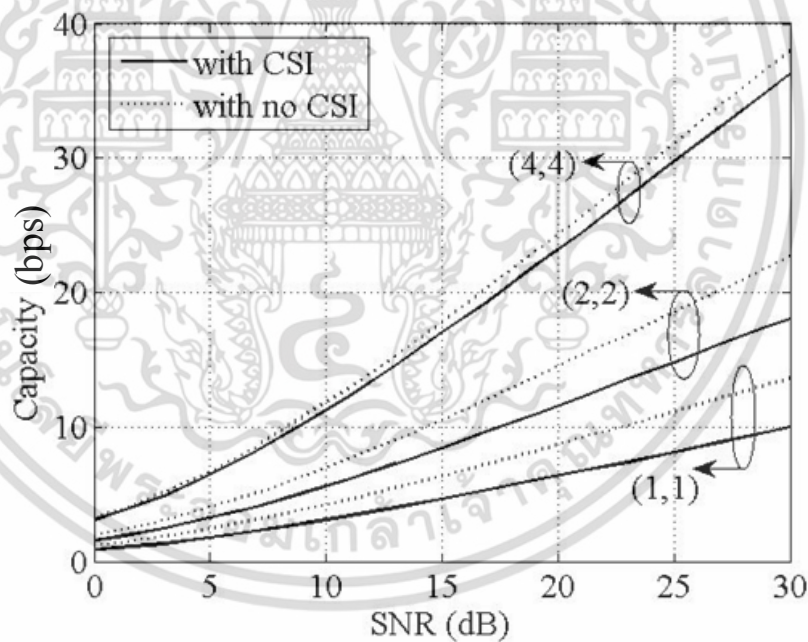
เมื่อ j คือ ช่องสัญญาณย่อยที่ $1, 2, \dots, J$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม ค่าเจาะจงในที่นี้ในทางปฏิบัติ คือ ข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณหรือเรียกว่า ซีเอสไอ (Channel state information: CSI) ซึ่งสามารถใช้ตรวจสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณ เพื่อให้เครื่องส่งหรือเครื่องรับสามารถเรียนรู้ความรุนแรงของการจางหายของช่องสัญญาณจากข้อมูลสัญญาณเหล่านี้ เพื่อนำไปสู่กระบวนการประมวลผลสัญญาณของเครื่องส่งและเครื่องรับ เช่น หลักการประมาณค่าช่องสัญญาณ หรือการปรับเท่าช่องสัญญาณแบบปรับตัว เป็นต้น

3.2.2 ช่องสัญญาณไม่ทราบค่าซีเอสไอ

เมื่อเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ทราบคุณลักษณะของช่องสัญญาณซึ่งปราศจากข้อมูลสถานะของช่องสัญญาณ [56] การวิเคราะห์สามารถทำได้ด้วยการพิจารณาสถานะสัญญาณรับในทางสถิติ โดยพิจารณาโมเมนต์อันดับที่หนึ่งและโมเมนต์ที่สองของสัญญาณรับ คือ ค่าเฉลี่ยของระดับกำลังงานและความแปรปรวนของสัญญาณ ซึ่งวิธีการนี้เป็นหลักการที่นำมาใช้ในการวิเคราะห์การประมาณค่าช่องสัญญาณบอด และการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดที่จะกล่าวถึงในบทถัดไป



รูปที่ 3.4 ผลการเปรียบเทียบค่าความจุช่องสัญญาณที่จำนวนสายอากาศ

กำหนดให้ $M = N = 1$, $M = N = 2$ และ $M = N = 4$

อย่างไรก็ตาม กรณีนี้เครื่องส่งจะส่งระดับกำลังงานที่เป็นค่าเฉลี่ยเท่ากันผ่านสายอากาศส่งในแต่ละตัว คือ P_t/M ดังนั้น กำลังงานผ่านสายอากาศรับแต่ละตัวจะสามารถพิจารณาได้จากความสัมพันธ์ที่ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_j = \frac{P_t}{M} = \sqrt{\frac{E_b}{M}} \quad (3.16)$$

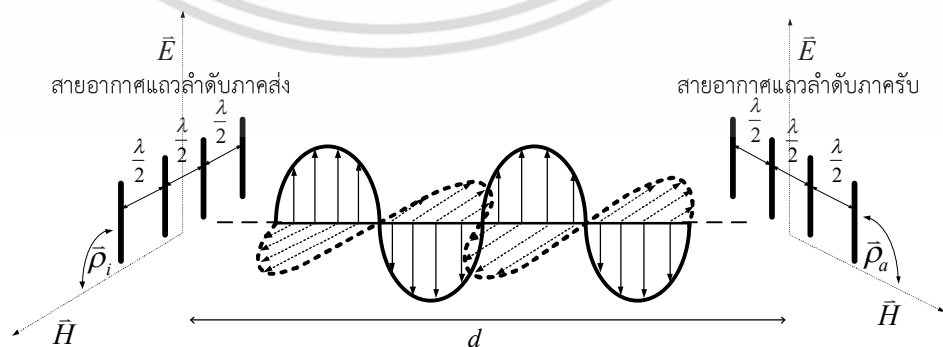
เมื่อ E_b คือ พลังงานต่อบิตของเมตริกซ์สัญญาณข้อมูล $\mathbf{x} \in [0, 1]$ และสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ค่าความจุช่องสัญญาณเป็น

$$C_{\text{MIMO}} = \max \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{E_b}{M \cdot N_0} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (3.17)$$

ในทางทฤษฎี เทอมของเมตริกซ์ $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ จะมีคุณสมบัติเป็นโทปลิทซ์ (Toeplitz) [57] และในทางกลับกัน หากเครื่องส่งและเครื่องรับทราบค่าซีเอสไอ [58] ดังนั้น การพิจารณาความแตกต่างของค่าความจุของช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสามารถแสดงดังในรูปที่ 3.4 สังเกตได้ว่ากรณีที่ไม่ทราบค่าซีเอสไอจะสามารถส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณหรือมีค่าความจุช่องสัญญาณได้มากกว่ากรณีทราบค่าซีเอสไอที่ระดับผลของค่าเอสเอ็นอาร์เท่ากัน เนื่องจากค่าความจุช่องสัญญาณจะถูกลดทอนด้วยชุดข้อมูลในการตรวจสอบสถานะของช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปสมการที่ (3.15) เป็นต้น

3.3 รูปแบบการส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

วิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบระบบส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตสำหรับการพิจารณาถึงช่องสัญญาณการสื่อสารของเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ซึ่งเครื่องอ่านจะประกอบด้วยชุดสายอากาศแถวลำดับภาคส่ง (Array transmitter antenna) และชุดสายอากาศแถวลำดับภาครับ (Array receiver antenna) ตามลำดับ โดยที่แต่ละแถวห่างกันเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 การส่งผ่านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าด้วยโครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์สมการของช่องสัญญาณส่งผ่านสามารถพิจารณาได้ดังนี้

$$h(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) = \sum_{i=1}^l \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M h_{nm}^i(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) \quad (3.18)$$

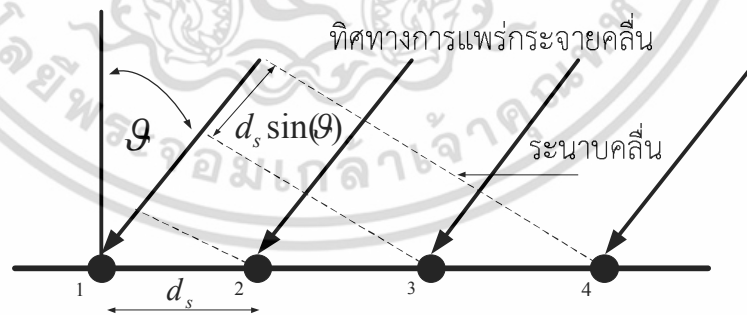
เมื่อ l คือ วิถีของคลื่นที่เดินทางมาถึงสายอากาศแถวลำดับภาครับที่ $i=1,2,\dots,l$

ดังนั้น สามารถเขียนเมตริกซ์ช่องสัญญาณใหม่ได้ว่า

$$\mathbf{H}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) = \begin{bmatrix} h_{11}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) & h_{12}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) & \cdots & h_{1M}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) \\ h_{21}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) & h_{22}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) & \cdots & h_{2M}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) & h_{N2}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) & \cdots & h_{NM}(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

3.3.1 การวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ

โดยการวิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศแถวลำดับ [59]-[60] สามารถพิจารณาได้จาก สหสัมพันธ์เชิงอวกาศหรือสหสัมพันธ์สายอากาศ (Spatial correlation) ระหว่างองค์ประกอบของสายอากาศตัวที่ 1 และองค์ประกอบของสายอากาศตัวที่ 2 ที่มีระยะห่าง (Spacing) เท่ากับ d_s ดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ระยะนาบคลื่นที่ตกกระทบองค์ประกอบสายอากาศแถวลำดับ

จากรูปสามารถพิจารณามุมที่ตกกระทบหรือมุมที่มาถึง (Angle of arrival: AoA) ได้และมีขนาดของสัญญาณที่มาถึงเป็น $d_s \sin(\theta)$ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าสหสัมพันธ์ของสายอากาศสามารถทำได้ 3 วิธีการ คือ การสหสัมพันธ์สัญญาณ (Signal correlation) การสหสัมพันธ์เอนVELOP (Envelope correlation) และการสหสัมพันธ์กำลังงาน (Power correlation) ในทางปฏิบัติ การสหสัมพันธ์สัญญาณได้รับความนิยมมากที่สุดเนื่องจากพิจารณาเพียงแค่สัญญาณเอาต์พุตของสายอากาศตัวแรกกับสายอากาศตัวถัดเท่านั้น

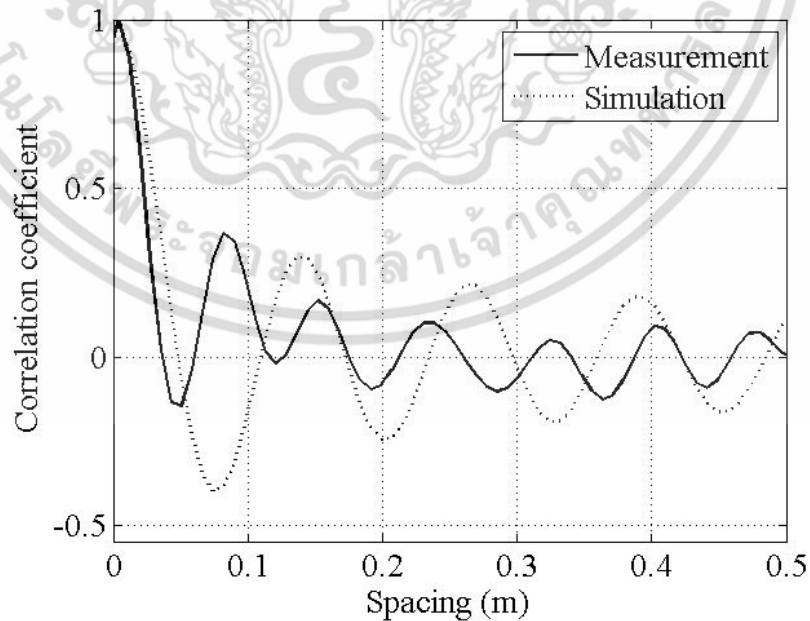
ดังนั้น สมการสหสัมพันธ์สัญญาณสามารถเขียนได้เป็น

$$\rho_{nm}(d_s) = E[s_1(t) \cdot s_2(t)] = \int_{-\pi}^{\pi} e^{\frac{j2\pi d_s \sin(\theta)}{\lambda}} P_r(\theta) d\theta \quad (3.20)$$

เมื่อ $P_r(\theta)$ คือ กำลังงานสัญญาณที่มาถึงและที่มุม AoA

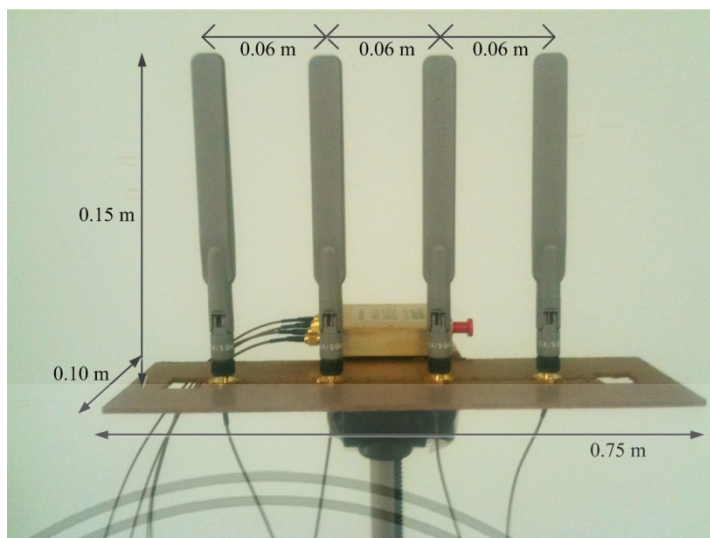
อย่างไรก็ตาม การหาค่าระยะห่างระหว่างสายอากาศที่เหมาะสมสามารถพิจารณาจากคุณสมบัติของค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ (Correlation coefficient) ของสัญญาณ $s_1(t)$ และสัญญาณ $s_2(t)$ โดยกำหนดให้

$$\rho_{21}(d_s) = \frac{E[(s_1(t) - E[s_1(t)])(s_2(t) - E[s_2(t)])]}{\sqrt{E[s_1(t) - E[s_1(t)]^2]E[s_2(t) - E[s_2(t)]^2]}} \quad (3.21)$$



รูปที่ 3.7 ผลการวิเคราะห์ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ระยะห่างระหว่างสายอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ

รูปที่ 3.7 แสดงผลการวิเคราะห์ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ของระยะห่างระหว่างสายอากาศที่ความถี่ 2.45 GHz จากกราฟของผลการจำลอง (Simulation) บ่งบอกได้ว่าการวางระยะห่างของสายอากาศที่ดีและให้ประสิทธิภาพสูงโดยปราศจากการแทรกสอดซึ่งกันและกันระหว่างองค์ประกอบ (Mutual interference) คือ ช่วงตั้งแต่ 0.06 เมตร ถึง 0.5 เมตร

จากนั้นแสดงโครงสร้างการวางแถวลำดับของสายอากาศดังรูปที่ 3.8 มีระยะห่างระหว่างสายอากาศจะอยู่ที่ 0.06 เมตร และพิจารณาผลการวัดจริง (Measurement) ค่าสัมประสิทธิ์สหสัมพันธ์ในรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่า ระยะห่างระหว่างสายอากาศแต่ละองค์ประกอบจะมีความเป็นอิสระต่อกัน (Independent) ที่ระยะห่างตั้งแต่ 0.06 เมตร ถึง 0.5 เมตร เช่นเดียวกัน ซึ่งส่งผลให้การรับส่งสัญญาณจะมีประสิทธิภาพดีที่สุดโดยปราศจากการรบกวนซึ่งกันและกัน

ดังนั้น ในการประเมินผลการส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจะดำเนินการทดลองวิจัยโดยใช้โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับดังแสดงในรูปที่ 3.8 สำหรับทำการวัดผลข้อมูลของคุณลักษณะช่องสัญญาณ

3.3.2 การจัดเตรียมการวัดช่องสัญญาณ

การออกแบบระบบส่งผ่านจะอ้างอิงแบบจำลองช่องสัญญาณดีพีซีทีที่ประกอบด้วยสายอากาศส่งจำนวน M จำนวนแท่งในระบบ L และสายอากาศรับจำนวน N ใดๆก็ตาม ในการวัดผลช่องสัญญาณในที่นี้จะยังไม่พิจารณาจำนวนแท่ง โดยจะพิจารณาเฉพาะการส่งผ่านระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับเท่านั้น เพื่อต้องการทราบข้อมูลของช่องสัญญาณและสามารถนำไปจำลองประสิทธิภาพในการส่งผ่านแท่งแบบเชิงเส้นได้

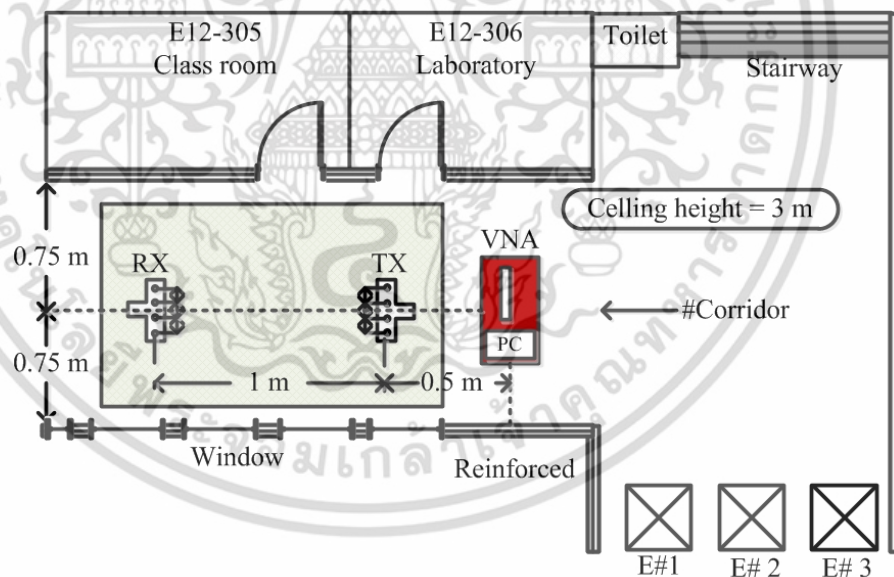
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบโครงสร้างสายอากาศแถวลำดับจะประกอบด้วย ได้แก่

1. สายอากาศไดโพลเชิงเส้นแบบสลีฟ (Sleeve dipole antenna) ย่านความถี่ 2.45 GHz ที่มีอัตราขยาย (Gain) เท่ากับ 3 dBi จำนวน 8 ตัว
2. ชุดยึดองค์ประกอบสายอากาศแบบปรับเลื่อนระยะห่างได้
3. อุปกรณ์แยกและรวมกำลังงาน (Power divider/combiner) ย่านความถี่ 2 GHz-3 GHz
4. สายสัญญาณการสูญเสียต่ำ จำนวน 10 เส้น พร้อมคอนเน็คเตอร์ SMA อิมพีแดนซ์ 50 โอห์ม

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองวัดช่องสัญญาณจะประกอบด้วย ได้แก่

1. ชุดเครื่องมือการวัดวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector network analyzer: VNA) รุ่น HP8510C
2. ชุดเครื่องมือสอบเทียบ
3. ชุดติดตั้งสายอากาศ
4. แผ่นดูดซับคลื่น จำนวน 3 แผ่น
5. ชุดคอมพิวเตอร์ประมวลผล



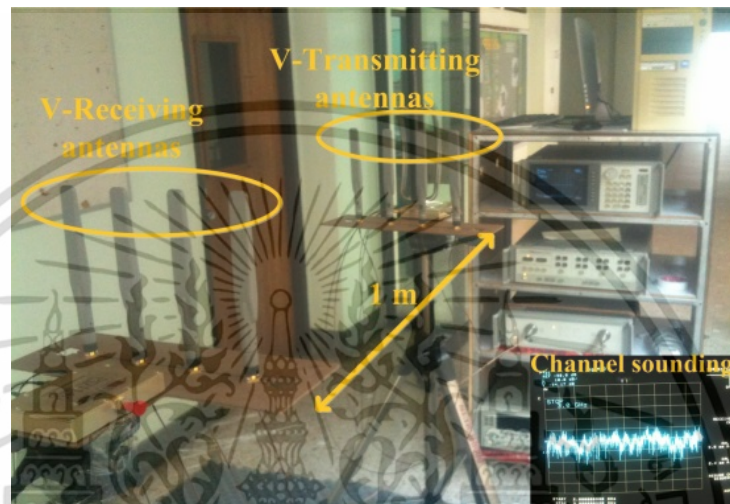
รูปที่ 3.9 แผนภาพบริเวณพื้นที่จัดเตรียมการทดลอง

ในการทดลองวิจัยได้ดำเนินการจัดเตรียมพื้นที่บริเวณชั้น 3 อาคาร 12 ชั้น คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง โดยมีขนาดของพื้นที่ดังแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งเป็นสภาวะแวดล้อมภายในอาคารที่มีโครงสร้างซับซ้อนสูงที่ประกอบไปด้วย

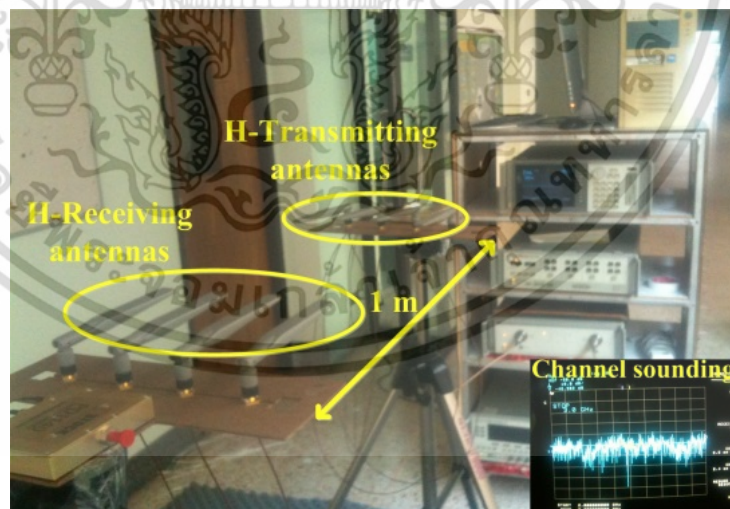
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประตู หน้าต่าง ห้องเรียน ห้องปฏิบัติการวิจัย ผังคอนกรีต ห้องน้ำ ลิฟท์ขึ้น-ลง บันไดทางขึ้น-ลง และเพดานสูง 3 เมตร เป็นต้น

การวัดผลช่องสัญญาณการส่งผ่านจะพิจารณาถึงแนวการวางสายอากาศแบบโพลาไรซ์ร่วม (Co-polarization) ระหว่างชุดสายอากาศแถวลำดับภาคส่งและชุดสายอากาศแถวลำดับภาครับ เท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.10



(ก)



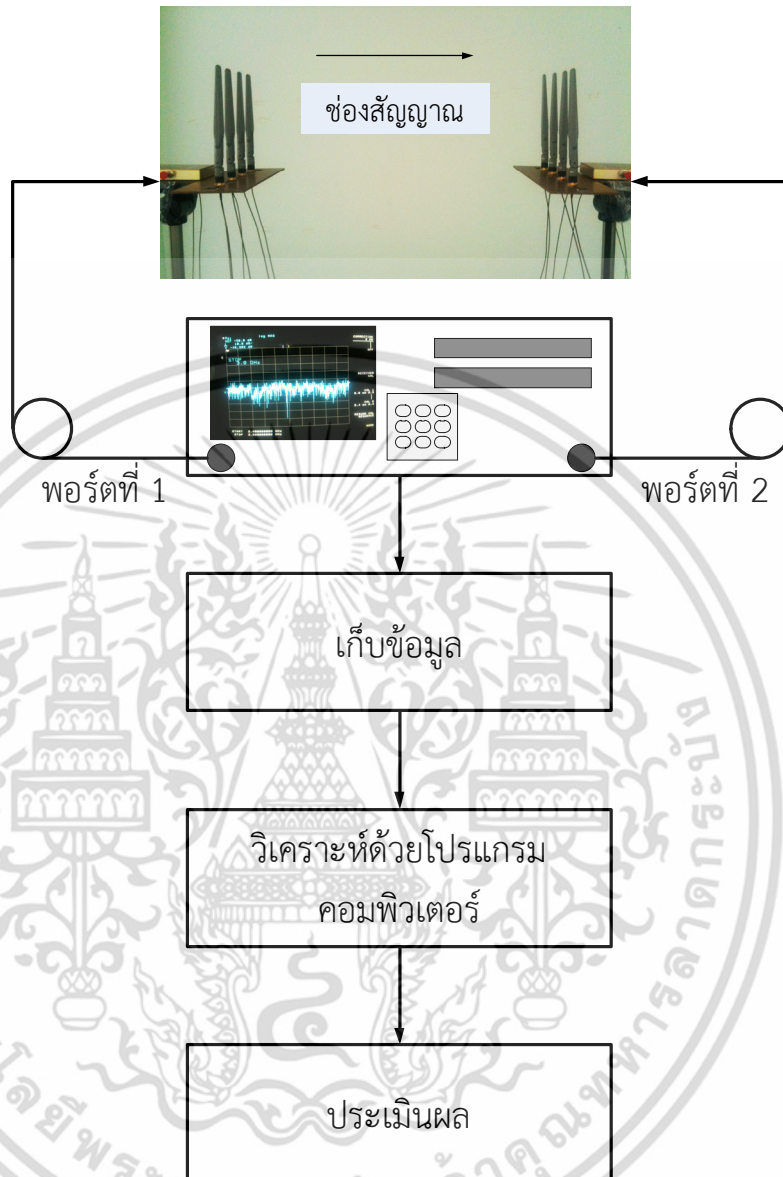
(ข)

รูปที่ 3.10 การจัดเตรียมอุปกรณ์ทดลอง

(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.3 ขั้นตอนการทดลองวิจัย



รูปที่ 3.11 ขั้นตอนการทดลองวิจัย

สำหรับขั้นตอนการทดลองวิจัย จะแบ่งออกเป็น 4 ขั้นตอน ดังนี้

1. การวัดช่องสัญญาณ
2. การเก็บข้อมูลช่องสัญญาณ
3. การวิเคราะห์ข้อมูลด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์
4. การประเมินผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์การกำหนดค่าสำหรับการวัดช่องสัญญาณ

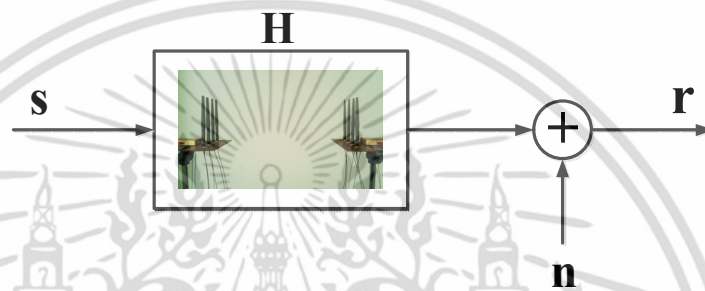
พารามิเตอร์	ค่าที่กำหนด
ช่วงความถี่ทดลอง (GHz)	2 – 3
จำนวนจุดความถี่ (จุด)	801
กำลังงานส่งผ่าน (dB)	0
แบนด์วิดท์ความถี่ IF (MHz)	1.25
เวลาการกวาด (Sweep time/ms)	7
ช่วงพิสัยพลวัต (dB)	80

รูปที่ 3.10 (ก) แสดงคุณลักษณะการวางแนวตั้งของสายอากาศและรูปที่ 3.10 (ข) แสดงคุณลักษณะการวางแนวนอนของสายอากาศ ตามลำดับ โดยที่ระยะทาง d ระหว่างสายอากาศเท่ากับ 1 เมตร ทั้งนี้ พารามิเตอร์ที่ใช้กำหนดค่าสำหรับการวัดช่องสัญญาณสามารถแสดงได้ดังตารางที่ 3.1 โดยที่กำหนดแบนด์วิดท์ของความถี่ชั่วขณะ (Immediate frequency: IF) สำหรับเครื่องวิเคราะห์โคร่งข่ายแบบเวกเตอร์ที่ 1.25 MHz และกำหนดช่วงความถี่วิทยุ 2 GHz - 3 GHz เวลาของความถี่ในการวัดช่องสัญญาณจำนวน 801 จุด โดยเวลาการกวาดเฉลี่ยจุดละ 7 ms และกำลังพิสัยพลวัตของเครื่องวิเคราะห์โคร่งข่ายแบบเวกเตอร์เท่ากับ 80 dB

รูปที่ 3.11 แสดงขั้นตอนการทดลองวิจัย โดยการวัดช่องสัญญาณจะเชื่อมต่อเครื่องวิเคราะห์โคร่งข่ายแบบเวกเตอร์เพื่อวัดผลฟังก์ชันการถ่ายโอนช่องสัญญาณ (Channel transfer function) ในโดเมนความถี่ โดยที่พอร์ตที่ 1 เชื่อมต่อกับชุดประกอบสายอากาศแถวลำดับภาคส่ง และพอร์ตที่ 2 เชื่อมต่อเข้ากับชุดประกอบสายอากาศแถวลำดับภาครับ ตามลำดับ จากนั้นทำการเก็บข้อมูลจำนวนทั้งหมด 801 จุด โดยแต่ละจุดห่างกัน 1.25 MHz ขั้นตอนถัดไปคือ การแปลงข้อมูลอยู่ในรูปของสัญญาณเชิงซ้อนเพื่อจะนำไปวิเคราะห์ผลคุณลักษณะของช่องสัญญาณ และขั้นตอนสุดท้ายคือ การประเมินผลซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะอ้างอิงแบบจำลองระบบเชิงเส้นมาใช้ในการวิเคราะห์ผลคุณลักษณะของช่องสัญญาณเป็นหลักเพื่อให้ง่ายต่อการศึกษาวิจัยในการประยุกต์สำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ ดังนั้น การประเมินผลประสิทธิภาพของการส่งผ่านช่องสัญญาณจะศึกษาถึงปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่ง เช่น การจางหายช่องสัญญาณ (Channel fading) การสูญเสียเชิงวิถี ภาพตัดขวางประวิงกำลัง แผนภาพปริภูมิสัญญาณ (Signal constellation) และอัตราความผิดพลาดบิต เป็นต้น

3.4 การประเมินผลประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณ

จากการวัดผลช่องสัญญาณโดยที่ \mathbf{H} คือ เมตริกซ์ของช่องสัญญาณที่มีขนาด $M \times N$ หรือ 4×4 ซึ่งการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการส่งผ่านสามารถพิจารณาได้จากหลักการการออกแบบแบบจำลองระบบเชิงเส้น (Linear system modeling) [61]-[64] โดยที่จะพิจารณาจำนวน L แท้ก็ เป็นสัญญาณเมตริกซ์ \mathbf{S} ส่งผ่านเมตริกซ์ช่องสัญญาณ \mathbf{H} และสามารถกำหนดเมตริกซ์สัญญาณรับได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.12 ดังนั้น ความสัมพันธ์ของสมการที่ (36) สามารถพิจารณาได้ใหม่ในรูปของ ผลรวมสัญญาณ



รูปที่ 3.12 แบบจำลองการประเมินผลช่องสัญญาณระบบเชิงเส้น

สมการสัญญาณภาครับสำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณระบบเชิงเส้น

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^L \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^I h_{nm}^i(\bar{\rho}_i, \bar{\rho}_a, t, \tau, \theta, \phi) s_j(t) + n_n(t) \quad (3.22)$$

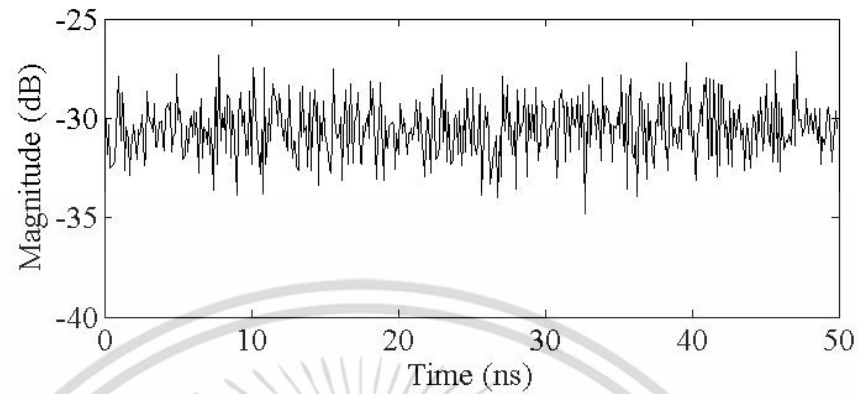
โดยที่ $s_j(t)$ คือ สัญญาณมอดูเลชันของแท่งจำนวนที่ $j = [1, 2, \dots, L]$ ตามลำดับ

ในการจำลองสัญญาณข้อมูลของแท่งสามารถออกแบบให้มีกำลังงานการกระจายย้อนกลับเท่ากับ 1 ซึ่งหมายถึง การสมมุติให้ไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้นจากการแปลงกำลังกลั่นนั่นเอง โดยตารางที่ 1 ในเอกสาร [65] จะแสดงพารามิเตอร์สำหรับการสัญญาณแท่งส่งผ่านช่องสัญญาณจากการทดลอง วัตถุประสงค์

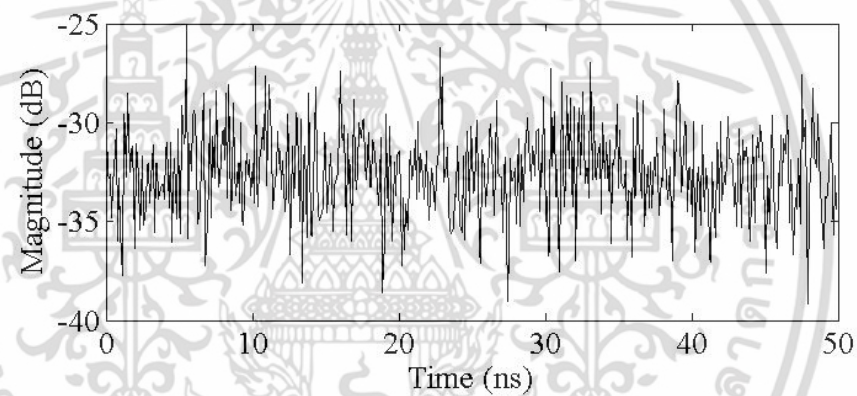
3.4.1 การจางหายช่องสัญญาณ

การส่งผ่านช่องสัญญาณในสภาวะแวดล้อมจริงส่งผลให้การแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามีการเปลี่ยนแปลงต่อเนื่องทางเวลา ดังนั้น คุณสมบัติของช่องสัญญาณการจะเกิดการแทรกสอดจาก

คลื่นหลายวิธีตลอดเวลาโดยส่งผลให้เกิดการจางหายทางขนาดของระดับกำลังงานช่องสัญญาณ ดังรูปที่ 3.13



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.13 ผลการวัดคุณลักษณะการจางหายช่องสัญญาณ

(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

จากรูปที่ 3.13 สังเกตได้ว่าความรุนแรงของการจางหายในกรณีแนวการวางสายอากาศแนวนอนนั้นจะมีมากกว่าการวางสายอากาศแนวตั้งและมีกำลังงานลดลงถึง 3 dB ซึ่งประเด็นนี้ขึ้นอยู่กับรูปแบบการแผ่พลังงาน (Radiation pattern) ของสายอากาศที่เป็นแบบกึ่งรอบทิศทางเป็นหลัก โดยสามารถวิเคราะห์ได้ว่า การวางสายอากาศแนวนอนส่งผลให้เกิดคลื่นหลายวิธีมากกว่าการวางสายอากาศแนวตั้ง

อย่างไรก็ตาม การจางหายของสัญญาณเกิดขึ้นจากการแทรกสอดแบบหักล้างของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เดินทางมาถึงสายอากาศภาครับ โดยเฟสของสัญญาณที่มาถึงจะมีความต่างเฟสกัน และกัน ซึ่งความต่างเฟส (Out of phase) ของสัญญาณเกิดขึ้นได้จากหลายๆ ปัจจัยด้วยกัน เช่น การเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคลื่อนที่ของวัตถุรอบข้าง การเคลื่อนที่ของเครื่องส่งและเครื่องรับ หรือสิ่งกีดขวางต่างๆ เป็นต้น ในทางกลับกัน การแทรกสอดแบบเสริมกันก็จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาหนึ่งที่สัญญาณมีเฟสตรงกัน (In-phase) ดังนั้น ช่องสัญญาณการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านและแท็กจะเกิดคุณลักษณะนี้ตลอดเวลา โดยเฉพาะสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor environment) โรงงานอุตสาหกรรม (Factory environment) หรือคลังสินค้า (Warehouse environment) เป็นต้น

การจางหายของสัญญาณจะมีลักษณะกระบวนการแบบสุ่ม (Random process) ต่อเนื่องทางเวลา ซึ่งในทางทฤษฎีสามารถอธิบายค่าเฉลี่ยระดับกำลังงานและค่าความแปรปรวนได้ด้วยแบบจำลองทางสถิติ (Statistical modeling) เช่น แบบจำลองเกาส์เซียน (Gaussian) อย่างไรก็ตามแบบจำลองทางสถิติอื่นๆ สามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ที่ [66] เป็นต้น

3.4.1.1 การแจกแจงแบบเกาส์เซียน

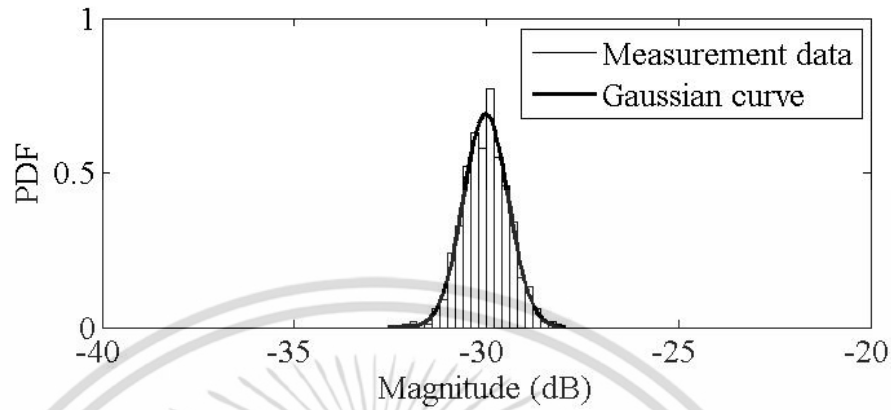
แบบจำลองเกาส์เซียนหรือเรียกอีกอย่างว่า การแจกแจงปกติ (Normal distribution) ซึ่งเป็นแบบจำลองที่ง่ายต่อการวิเคราะห์หาค่าเฉลี่ยระดับกำลังงานและค่าความแปรปรวนของช่องสัญญาณ โดยมีสมการฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังนี้

$$p_b(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{r-\bar{r}}{2\sigma^2}\right) \quad (3.23)$$

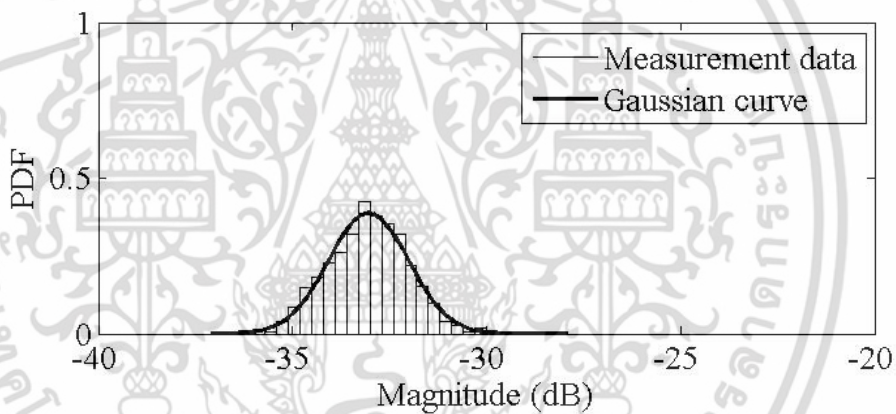
เมื่อ $\sigma^2 = E[\mathbf{nn}^H]$ คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน และ \bar{r} คือ ค่าเฉลี่ยกำลังงานของช่องสัญญาณ ดังนั้น สามารถแสดงคุณลักษณะการแจกแจงแบบเกาส์เซียนได้ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งความน่าจะเป็นสูงสุดคือ 1 เสมอ โดยสามารถพิจารณาได้ว่าหากค่าความแปรปรวนของช่องสัญญาณกว้างมากขึ้นโอกาสที่จะหาฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าเฉลี่ยระดับกำลังงานจะลดน้อยลงอยู่ในช่วง $0 < p_b(r) \leq 1$ โดยรูปที่ 3.13 (ก) สามารถเขียนรูปการแจกแจงแบบเกาส์เซียนได้ดังรูปที่ 3.14 (ก) ซึ่งระดับกำลังงานทางขนาดที่วัดได้กรณีสายอากาศวางแนวตั้งจะมีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ -30 dB และมีค่าความแปรปรวนประมาณ 3.7 dB ในทำนองเดียวกัน พิจารณาผลการแจกแจงแบบเกาส์เซียนในกรณีสายอากาศวางแนวนอนในรูปที่ 3.13 (ข) ซึ่งสังเกตได้ว่าระดับกำลังงานทางขนาดเฉลี่ยที่ -33 dB และค่าความแปรปรวนประมาณ 10 dB

ดังนั้น เมื่อเปรียบเทียบผลการวัดในรูปที่ 3.13 และผลการแจกแจงแบบเกาส์เซียนในรูปที่ 3.14 โดยที่จากผลการแจกแจงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของค่าเฉลี่ยกลางลดต่ำลงอยู่ที่ 0.17 ในรูปที่ 3.14 (ข) เมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.14 (ก) ที่ระดับ 0.4 ซึ่งจะเห็นได้ชัดเจนว่า คุณลักษณะการส่งผ่านช่องสัญญาณในกรณีสายอากาศวางแนวนอนจะมีผลจากการจางหาย

ช่องสัญญาณมากกว่าการวางสายอากาศในแนวตั้ง โดยมีผลต่างของค่าความแปรปรวนมากกว่าถึง 2 เท่า



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.14 คุณลักษณะการแจกแจงขนาดสัญญาณแบบเกาส์เซียน
(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

3.4.2 การสูญเสียเชิงวิถี

พารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งในการวิเคราะห์กำลังงานการส่งผ่านช่องสัญญาณ คือ การสูญเสียเชิงวิถี โดยเฉพาะในระบบการสื่อสารเทคโนโลยีบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุเป็นสิ่งจำเป็นมากในการประเมินผลกำลังงานส่งผ่านระหว่างสายอากาศส่งที่เครื่องอ่านส่งผ่านไปยังแท็ก และการกระจายย้อนกลับจากแท็กมายังสายอากาศรับที่เครื่องอ่าน ซึ่งในการศึกษาวิจัยพบว่าปัจจัยหลักคือ ระยะทางที่จำกัดระหว่างเครื่องอ่านกับแท็ก ดังนั้น การเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศส่งและสายอากาศรับที่

เครื่องอ่านสามารถช่วยเพิ่มกำลังการส่งผ่านช่องสัญญาณได้มากขึ้น ซึ่งเป็นไปตามหลักการส่งผ่านของฟรีสในสมการที่ (8) ดังนั้น การสูญเสียเชิงวิถีมีความสัมพันธ์กับสมการส่งผ่านของฟรีสดังนี้

$$\frac{P_t}{P_r} = \frac{1}{G_t(\theta, \phi)G_r(\theta, \phi)} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (3.24)$$

ในทางอุดมคติหรือในอวกาศว่าง เมื่อ $G_t(\theta, \phi) = G_r(\theta, \phi) = 1$ สามารถพิจารณาให้อยู่ในรูปกำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีได้ดังนี้

$$PL_{\text{free}}(dB) = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) \quad (3.25)$$

สมการที่ (3.25) จะพิจารณาในกรณีช่องสัญญาณเป็นแบบอวกาศว่าง เมื่อ d_0 คือ ระยะอ้างอิง โดยที่กำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีจะขึ้นอยู่กับระยะทางระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับเพียงเท่านั้น ในขณะที่ความถี่ของระบบสูงขึ้นยิ่งส่งผลให้เกิดกำลังงานสูญเสียเชิงวิถีมากขึ้นเช่นกันซึ่งสิ่งปัจจัยเหล่านี้ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ในความเป็นจริง ดังนั้น ในทางปฏิบัติสามารถแก้ไขได้ด้วยการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศส่งและสายอากาศรับให้สูงขึ้น โดยสามารถกำหนดให้ $G_t(\theta, \phi) = G_r(\theta, \phi)$ มีค่ามากกว่าหนึ่ง

ในทางปฏิบัติช่องสัญญาณไม่เพียงเป็นลักษณะอวกาศว่างเท่านั้น แต่จะถูกบดบัง (Shadowing) ด้วยสิ่งกีดขวางและองค์ประกอบอื่นๆ ในแต่ละสถานะแวดล้อมซึ่งการพิจารณากำลังงานสูญเสียเชิงวิถีสามารถคำนึงถึงแบบจำลองที่เรียกว่า แบบจำลองล็อกฐานปรกติ (Log-normal model) ดังสมการนี้

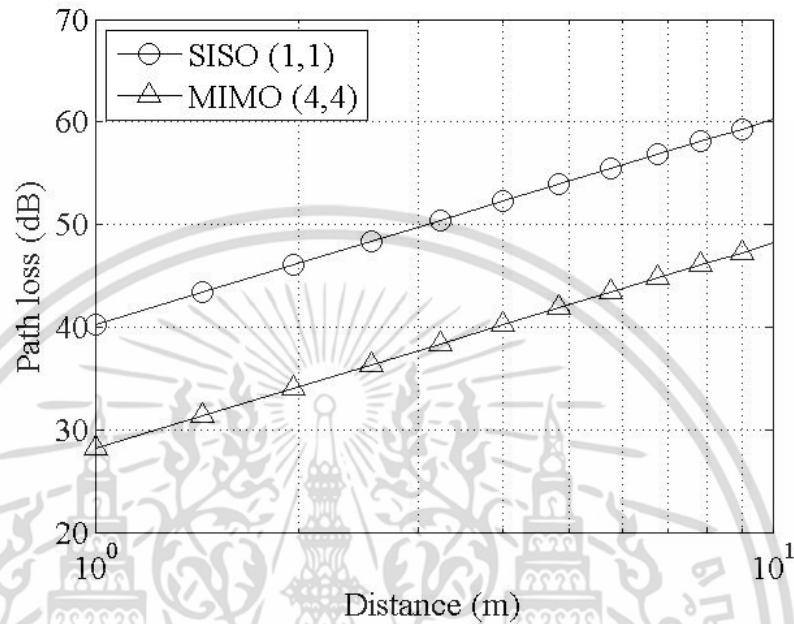
$$PL(dB) = \frac{20}{G_t(\theta, \phi)G_r(\theta, \phi)} \log \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) + 10\hat{n} \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + p_b(r) \quad (3.26)$$

เมื่อ $p_b(r)$ คือ ผลการแจกแจงแบบจำลองทางสถิติ

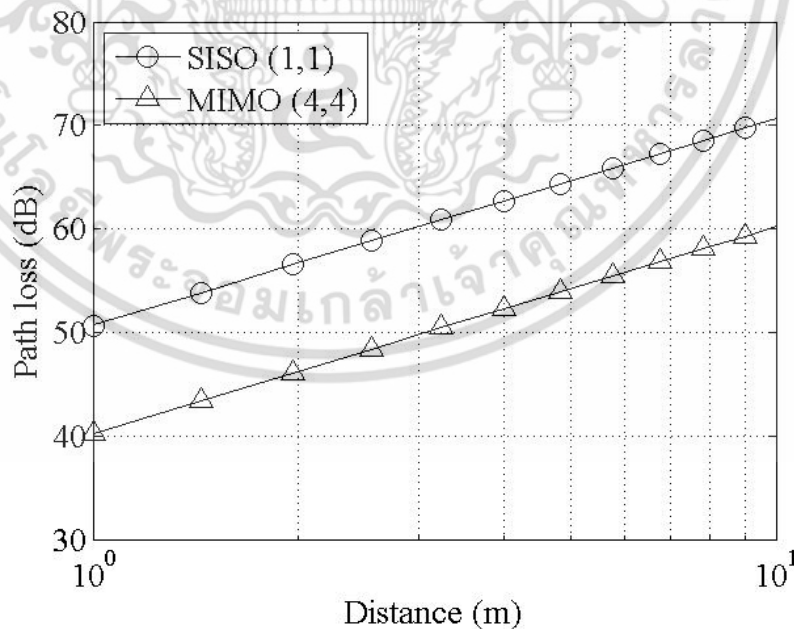
โดยที่เทอมของ $10\hat{n} \log \left(\frac{d}{d_0} \right)$ ซึ่งจะเรียกว่าสมการ Log-distance โดยที่ \hat{n} คือ ค่าคงที่สถานะแวดล้อม ซึ่งขึ้นอยู่กับความซับซ้อนของบริเวณพื้นที่ในสถานะแวดล้อมเป็นหลัก จากสมการที่ (3.26) สามารถพิจารณาผลกำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีได้ที่ความถี่ 2.45 GHz และ $\hat{n} = 4$ ในสถานะแวดล้อมภายในอาคารระยะเริ่มต้นอ้างอิงที่ 1 เมตร ดังรูปที่ 3.15 (ก) แสดงกำลังงานสูญเสียเชิงวิถีกรณีสายอากาศวางแนวตั้งและเปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างช่องสัญญาณแบบ SISO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และช่องสัญญาณแบบ MIMO โดยที่พบว่ากำลังงานสูญเสียเชิงวิถีช่องสัญญาณแบบ MIMO ลดน้อยกว่ากำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีช่องสัญญาณแบบ SISO ถึง 10 dB ที่ระยะทาง 1 เมตร และเพิ่มขึ้นเฉลี่ยเท่าๆ กันจนถึงระยะทาง 10 เมตร



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.15 การประเมินผลกำลังงานสูญเสียเชิงวิถีที่ความถี่ 2.45 GHz

(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกัน ผลการทดสอบกำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีสายอากาศวางแนวนอนในรูปที่ 3.14 (ข) จะเห็นได้ว่ากำลังงานการสูญเสียเชิงวิถิเพิ่มสูงขึ้นถึง 2 เท่า โดยที่ช่องสัญญาณแบบ SISO สูงถึง 50 dB ที่ระยะทาง 1 เมตร และช่องสัญญาณแบบ MIMO สูงถึง 40 dB ที่ระยะทาง 1 เมตร และจะเพิ่มขึ้นเฉลี่ยเท่าๆ กันจนถึง 10 เมตร

จากผลการทดลองวัดค่ากำลังงานการสูญเสียเชิงวิถิในรูปที่ 3.15 สามารถเห็นถึงความแตกต่างระหว่างการส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ SISO และช่องสัญญาณแบบ MIMO อย่างชัดเจนว่าการเพิ่มสายอากาศส่งและสายอากาศรับไม่เพียงแต่จะทำให้อัตราขยายสายอากาศเพิ่มขึ้นและระยะทางการส่งผ่านเพิ่มขึ้น แต่ยังช่วยลดกำลังงานการสูญเสียเชิงวิถิได้มากถึง 2 เท่า เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้สายอากาศส่งและสายอากาศรับเพียงตัวเดียว ซึ่งสอดคล้องกับสมการความสัมพันธ์ของกำลังงานส่งและกำลังงานที่รับได้ในสมการ (3.24) เป็นต้น

3.4.3 ภาพตัดขวางประวิงกำลัง

ในการวิเคราะห์กำลังงานส่งผ่านเทียบกับเวลาสัญญาณที่มาถึงสายอากาศรับสามารถพิจารณาได้จากภาพตัดขวางประวิงกำลัง โดยนิยามว่า กำลังงานที่รับได้จะถูกประวิงทางเวลาจากผลกระทบของช่องสัญญาณ เช่น การสะท้อน การเลี้ยวเบน การกระจัดกระจาย การบดบังหรือคลื่นหลายวิถี เป็นต้น ดังนั้น หากช่องสัญญาณมีความแปรปรวนมากผลการวิเคราะห์ภาพตัดขวางประวิงกำลังก็จะสามารถบ่งบอกประสิทธิภาพกำลังงานส่งผ่านได้เช่นกัน

ความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ของสมการภาพตัดขวางประวิงกำลังสามารถพิจารณาได้จากผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ ดังนี้

$$P_r(\tau) = E[|\mathbf{H}|^2] = E\left[\left|\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M h_{nm}(\tau)\right|^2\right] \quad (3.27)$$

โดยที่สามารถพิจารณาค่าเฉลี่ยประวิงเวลาส่วนเกิน (Mean excess delay) $\bar{\tau}$ ได้ดังนี้

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i \tau_i P_r(\tau_i)}{\sum_i P_r(\tau_i)} \quad (3.28)$$

และค่ารากของกำลังสองเฉลี่ย (RMS) เป็น

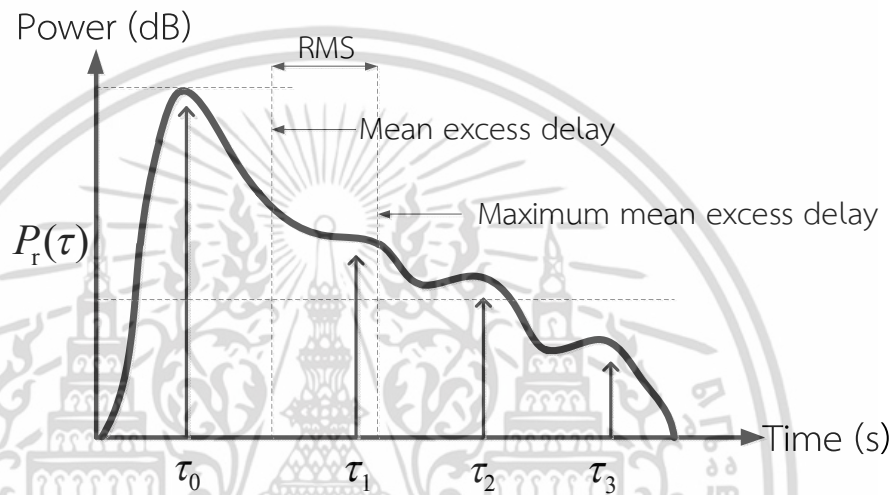
$$\sigma_\tau = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (3.29)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้

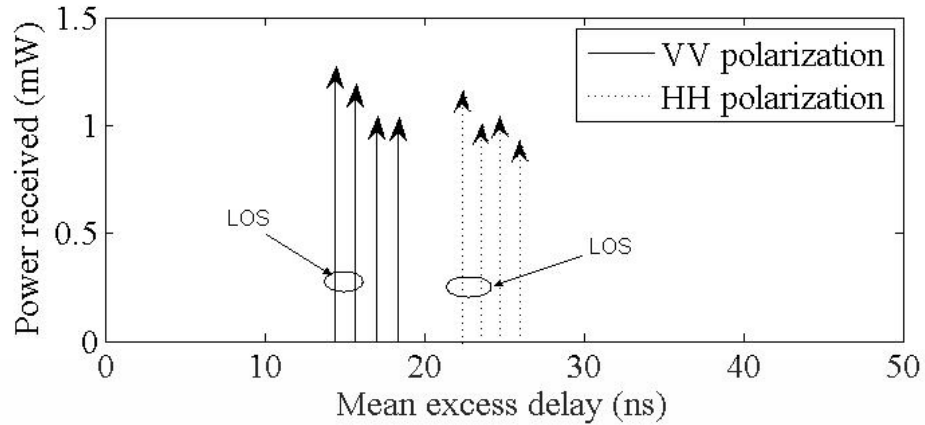
$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i \tau_i^2 P_r(\tau_i)}{\sum_i P_r(\tau_i)} \quad (3.30)$$

คือ กำลังงานสัญญาณวิถีที่ i



รูปที่ 3.16 การวิเคราะห์ภาพตัดขวางประวิงกำลัง

รูปที่ 3.16 แสดงกราฟการวิเคราะห์ภาพตัดขวางประวิงกำลังเมื่อพิจารณาสัญญาณวิถีที่มาถึงสายอากาศรับเป็น $i = 0, 1, 2, 3$ โดยเวลาที่มาถึง τ_0 คือ สัญญาณในแนววิถีตรงหรือ LOS และเวลาที่มาถึง τ_1, τ_2, τ_3 คือ สัญญาณแนววิถีที่หนึ่ง วิถีที่สอง และวิถีที่สาม ตามลำดับ จากรูปอธิบายได้ว่าหากการประวิงเวลาสูงมากขึ้นย่อมส่งผลให้กำลังงานของช่องสัญญาณลดลงด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตาม ในทางทฤษฎีจากสมการที่ (3.30) ความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยการประวิงเวลาต่อแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ ซึ่งถ้าหากการประวิงเวลาสูงมากกว่าเวลาการส่งข้อมูลต่อสัญลักษณ์ (symbol/s) และแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ ดังนั้น จะเรียกคุณลักษณะนี้ว่า ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ซึ่งจะส่งผลให้เกิดปัญหาการแทรกสอดทางสัญลักษณ์หรือไอเอสไอที่เครื่องรับอย่างต่อเนื่อง โดยรายละเอียดของไอเอสไอจะกล่าวถึงในบทที่ 5



รูปที่ 3.17 การประเมินผลภาพตัดขวางประวิงกำลัง

รูปที่ 3.17 แสดงการประเมินผลภาพตัดขวางประวิงกำลัง โดยพิจารณาจากกราฟแท่งเมื่อเส้นทึบแสดงวิถีสัญญาณที่มาถึงกรณีสายอากาศวางแนวตั้ง ซึ่งวิถีแรก LOS มีระดับกำลังงานที่รับได้เฉลี่ยประมาณ 1.2 mW หรือประมาณ -28.8 dB และวิถีอื่นๆ ที่ระดับกำลังงานต่ำลงมา ในทำนองเดียวกัน กรณีสายอากาศวางแนวนอนโดยพิจารณาจากกราฟแท่งเมื่อเส้นประแสดงวิถีแรก LOS เฉลี่ยที่ระดับกำลังงาน 1 mW หรือประมาณ -30 dB และวิถีอื่นๆ ที่ระดับกำลังงานต่ำลงมาเช่นกัน

อย่างไรก็ตาม ในการประเมินผลค่าเฉลี่ยเวลาส่วนเกินสามารถพิจารณาได้จากแบบจำลองการแจกแจงทางสถิติเพื่อให้ทราบถึงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของผลค่าเฉลี่ยเวลาส่วนเกิน โดยที่จะใช้รูปแบบการแจกแจงแบบไรเซียนมาอธิบายได้ดังนี้

3.4.3.1 การแจกแจงแบบไรเซียน

แบบจำลองการแจกแจงแบบไรเซียนเป็นรูปแบบการพิจารณาช่องสัญญาณในแนววิถีตรงมาเกี่ยวข้อง โดยที่สามารถเขียนรูปสมการของแบบจำลองช่องสัญญาณได้ดังนี้

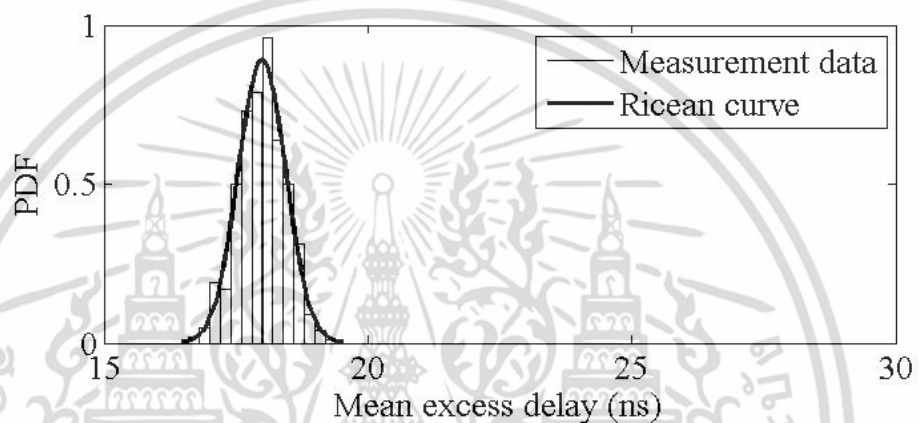
$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{\text{LOS}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}} \quad (3.31)$$

เมื่อ $K = 10 \log\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right)$ คือ ค่าคงที่ไรเซียน (K-factor) และ A คือ ค่าเฉลี่ยกำลังงานสัญญาณที่รับได้ ในสมการที่ (3.31) นี้หากค่าคงที่ไรเซียน $K = 0$ มีค่าเท่ากับศูนย์ก็จะเป็นคุณลักษณะเฉพาะช่องสัญญาณจากแนววิถีอ้อมหรือ NLOS เท่านั้นและการแจกแจงจะเป็นแบบเรย์ลีทันที

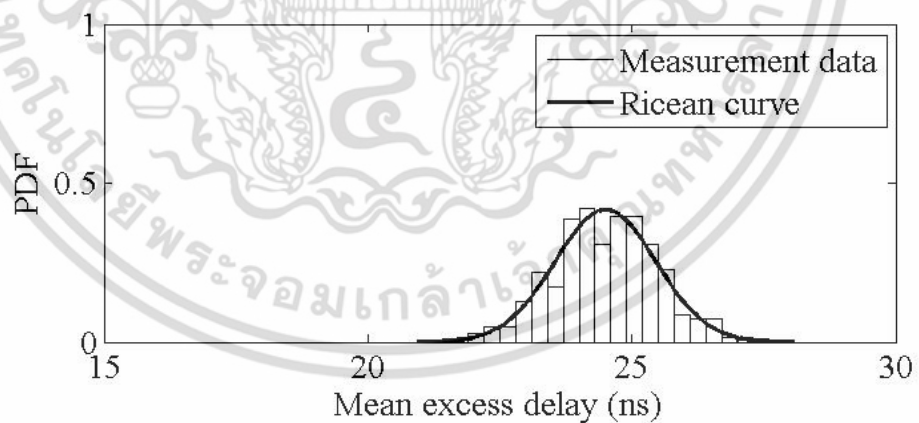
โดยสมการฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นจะสามารถแสดงได้ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_b(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (3.32)$$

เมื่อกำหนดให้ $I_0(x)$ คือ ฟังก์ชันเบสเซลอันดับศูนย์ (Bessel function of zero order) [67] และจากสมการที่ (3.32) หากค่าระดับกำลังงานสัญญาณที่รับได้มีค่าน้อยลงมากๆ รูปแบบการแจกแจงของข้อมูลจะเป็นลักษณะของแบบจำลองเรย์ลีทันทีเช่นเดียวกัน และหากระดับกำลังงานสัญญาณที่รับได้สูง รูปแบบการแจกแจงของข้อมูลก็จะคล้ายกับแบบการแจกแจงเกาส์เซียน



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.18 คุณลักษณะการแจกแจงแบบไรเซียน
(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

ดังนั้น แสดงผลการประเมินค่าเฉลี่ยเวลาส่วนเกินในรูปที่ 3.18 (ก) สามารถพิจารณา
ค่าความแปรปรวนของเวลาส่วนเกินในกรณีการวัดสายอากาศวางแนวตั้งอยู่ที่ 7 ns และค่าเฉลี่ยกลาง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 18 ns ที่ระดับฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ 0.4 และแสดงผลการประเมินค่าเฉลี่ยเวลาส่วนเกินในรูปที่ 3.18 (ข) ซึ่งสามารถพิจารณาค่าความแปรปรวนของเวลาส่วนเกินกรณีการวัดสายอากาศวางแนวนอนอยู่ที่ 15 ns และค่าเฉลี่ยกลางที่ 24.5 ns ที่ระดับฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ 0.17 จากผลสังเกตได้ว่าเวลาของสัญญาณที่มาถึงในกรณีสายอากาศวางแนวนอนมีความแตกต่างเมื่อเทียบกับกรณีสายอากาศวางแนวตั้งถึง 2 เท่า

จากผลการแจกแจงแบบโรเซียนสังเกตได้ว่าจะมีคุณลักษณะการกระจายข้อมูลคล้ายกับเกาส์เซียน เนื่องด้วยผลระดับกำลังงานที่รับได้สูง โดยที่สามารถคำนวณผลค่าคงที่โรเซียนได้คือ $K = 21$ dB สำหรับกรณีสายอากาศวางแนวตั้ง และ $K = 7$ dB อย่างไรก็ตาม สามารถสรุปผลการประเมินภาพตัดขวางประวิงกำลังได้ดังตารางที่ 3.2

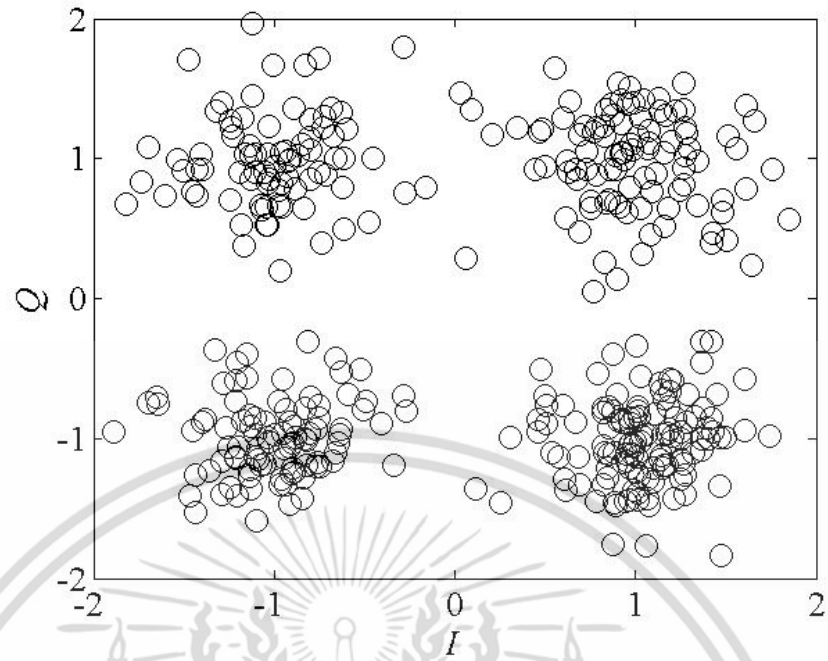
ตารางที่ 3.2 สรุปผลภาพตัดขวางประวิงกำลัง

พารามิเตอร์	แนวตั้ง	แนวนอน
กำลังงานที่รับได้ LOS	-28.8 dB	-30 dB
ค่าเฉลี่ยเวลาส่วนเกิน	18 ns	24 ns
ค่าความแปรปรวน	7 ns	15 ns
ค่าคงที่โรเซียน	21 dB	7 dB

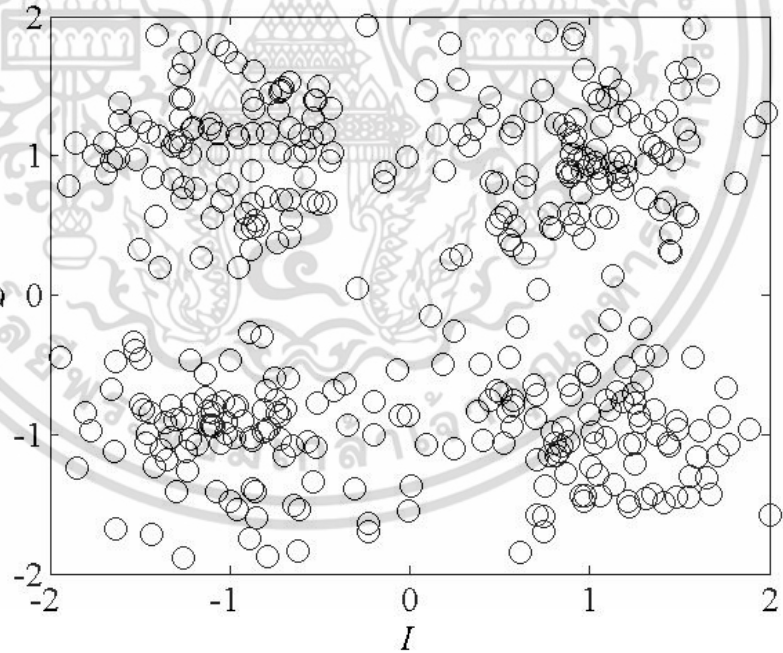
3.4.4 แผนภาพปริภูมิสัญญาณ

การประเมินผลประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณด้วยแผนภาพปริภูมิสัญญาณเป็นการพิจารณาคูณลักษณะการกระจายของสัญญาณที่ภาครับ ซึ่งสามารถวัดผลคุณภาพและความแปรปรวนของช่องสัญญาณได้เป็นอย่างดี จากผลการจำลองข้อมูลของแท็กเมื่อ $L=1$ และส่งผ่านช่องสัญญาณด้วยความเร็วบิตเท่ากับ 640 kbps ตามมาตรฐาน ISO 18000-4 โดยพิจารณาหลักการมอดูเลชันสัญญาณจากสมการที่ (2.23) และสมการที่ (2.24) ตามลำดับ ซึ่งสามารถพิจารณาระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณดิจิทัลดังรูปที่ 2.8 และอ้างอิงรูปแบบปริภูมิสัญญาณการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ได้ดังรูปที่ 2.12

จากผลการจำลองกราฟปริภูมิสัญญาณทั้งสองกรณีช่องสัญญาณแบบสายอากาศวางแนวตั้งและสายอากาศวางแนวนอน สามารถพิสูจน์ได้ว่าการตรวจจับปริภูมิการกระจายสัญญาณจากวงจรการติมอดูเลชันในรูปที่ 3.19 (ข) มีความกระจายของข้อมูลสูงมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.19 (ก) ที่ยังสามารถแยก I อินเฟสและ Q ควอดเรเจอร์เฟสของสัญญาณได้ชัดเจนกว่า



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.19 ผลการทดลองแผนภาพปริภูมิสัญญาณ
(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ผลการแสดงผลภูมิสัญญาณจะบ่งบอกถึงประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณในเชิงการประมาณค่าซึ่งในทางปฏิบัติสามารถนำไปพิจารณากระบวนการพัฒนาตัวประมาณค่าหรือตัวปรับเท่าช่องสัญญาณได้

3.4.5 อัตราความผิดพลาดบิต

พารามิเตอร์ที่สำคัญมากในการวัดประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณคือ อัตราความผิดพลาดบิต (BER) โดยการพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตจะขึ้นอยู่กับการมอดูเลชันของสัญญาณ แต่แต่ละแบบเป็นหลัก ซึ่งในการจำลองในบทนี้จะพิจารณาจากรูปแบบเทคนิคการมอดูเลชันแบบเลื่อนเฟสควอดเรเจอร์ในสมการที่ (2.23)

เมื่อ $\bar{P}_e(\gamma)$ แทนสัญลักษณ์ ความน่าจะเป็นอัตราความผิดพลาดบิต ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$\bar{P}_e(\gamma) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_o}}\right) \quad (3.33)$$

โดยที่ $Q(\cdot)$ คือ ฟังก์ชันความผิดพลาด (Error function) และ $\gamma \approx \frac{E_b}{N_o}$ คือ เทียบเท่ากับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์ อย่างไรก็ตาม สมการที่ (3.33) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของช่องสัญญาณส่งผ่านด้วย ดังนั้น

$$\bar{P}_e(\gamma) = Q\left(\sqrt{\frac{2 \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{nm}(\tau)|^2 E_b}{N_o}}\right) \quad (3.34)$$

และ $\gamma \approx \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |h_{nm}(\tau)|^2 E_b}{N_o}$ คือ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่วัดได้จากการวัด

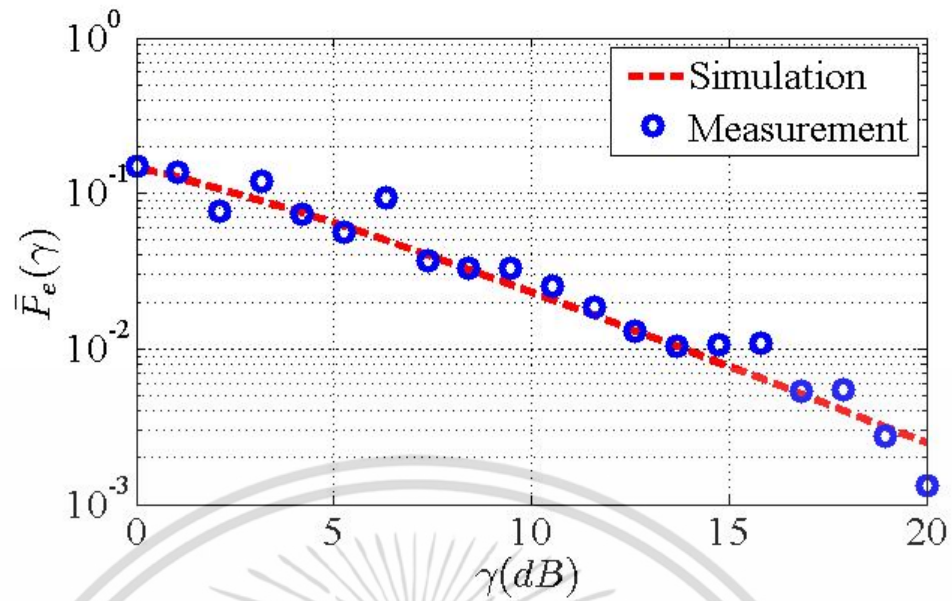
ช่องสัญญาณ

โดยสมการที่ (3.34) ในเทอมของ $|h(\tau)|^2$ คือ ผลการทดสอบกำลังงานภาพตัดขวางประวิงกำลังจากสมการที่ (3.27)

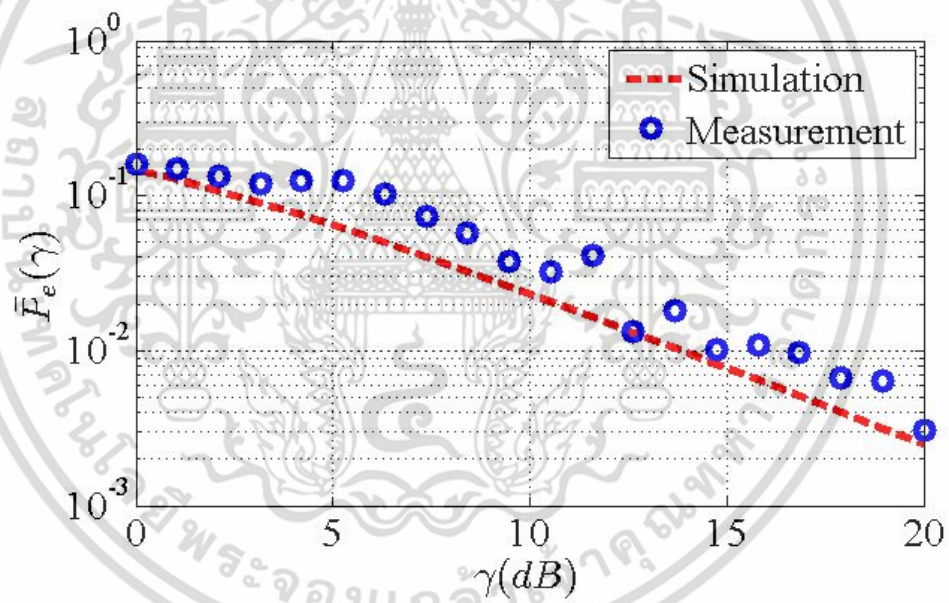
ดังนั้น สามารถประเมินผลอัตราความผิดพลาดบิตจากการส่งผ่านช่องสัญญาณกรณี

สายอากาศวางแนวตั้งและสายอากาศวางแนวนอนดังรูปที่ 3.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.20 การประเมินผลค่าอัตราความผิดพลาดบิตส่งผ่านช่องสัญญาณ
(ก) สายอากาศวางแนวตั้ง (ข) สายอากาศวางแนวนอน

จากผลการประเมินค่าอัตราความผิดพลาดบิตในรูปที่ 3.20 ซึ่งแสดงเส้นกราฟการจำลองทางคอมพิวเตอร์และเส้นกราฟจากการวัด โดยเปรียบเทียบกันระหว่างช่องสัญญาณการวัดแนวสายอากาศวางแนวตั้งและสายอากาศวางแนวนอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งผลการจำลองประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตทางคอมพิวเตอร์จะพิจารณาให้มีค่าเท่ากันทั้งสองกรณี เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ผลที่ได้จากการวัดจริง ดังนั้น รูปที่ 3.20 (ก) แสดงเส้นกราฟผลอัตราความผิดพลาดบิตผ่านช่องสัญญาณการวัดจริงแนวสายอากาศวางแนวตั้ง ที่ระดับ γ สูงสุดเท่ากับ 20 dB จะมีผลอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ที่ระดับ 10^{-3} ในทำนองเดียวกัน ในรูปที่ 3.20 (ข) ที่ระดับ γ สูงสุดเท่ากับ 20 dB จะมีผลอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ที่ระดับ $10^{-2.5}$ ซึ่งสูงกว่ารูปที่ 3.20 (ก) อย่างไรก็ตาม สามารถสรุปผลอัตราความผิดพลาดบิตได้ดังแสดงในตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 สรุปการประเมินผลอัตราความผิดพลาดบิต

SNR γ (dB)	$\bar{P}_e(\gamma)$ แนวตั้ง	$\bar{P}_e(\gamma)$ แนวนอน
0	$10^{-0.82} = 0.158$	$10^{-0.86} = 0.138$
1	$10^{-0.94} = 0.117$	$10^{-0.89} = 0.128$
2	$10^{-1.30} = 0.050$	$10^{-0.92} = 0.120$
3	$10^{-0.95} = 0.112$	$10^{-0.95} = 0.112$
4	$10^{-1.32} = 0.048$	$10^{-0.93} = 0.117$
5	$10^{-1.42} = 0.038$	$10^{-0.93} = 0.117$
6	$10^{-1.10} = 0.079$	$10^{-1.00} = 0.100$
7	$10^{-1.53} = 0.029$	$10^{-1.23} = 0.059$
8	$10^{-1.50} = 0.031$	$10^{-1.33} = 0.047$
9	$10^{-1.46} = 0.034$	$10^{-1.58} = 0.026$
10	$10^{-1.67} = 0.021$	$10^{-1.72} = 0.019$
11	$10^{-1.80} = 0.016$	$10^{-1.46} = 0.034$
12	$10^{-1.91} = 0.012$	$10^{-1.92} = 0.012$
13	$10^{-2.00} = 0.010$	$10^{-1.94} = 0.011$
14	$10^{-1.99} = 0.010$	$10^{-1.83} = 0.015$
15	$10^{-1.98} = 0.010$	$10^{-2.02} = 0.009$
16	$10^{-1.98} = 0.010$	$10^{-1.99} = 0.010$
17	$10^{-2.41} = 0.007$	$10^{-2.19} = 0.006$
18	$10^{-2.33} = 0.005$	$10^{-2.24} = 0.005$
19	$10^{-2.76} = 0.001$	$10^{-2.43} = 0.004$
20	$10^{-3.00} = 0.001$	$10^{-2.50} = 0.003$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สรุปได้ว่าการประเมินประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต จากรูปที่ 3.10 โดยทำการศึกษาการเปรียบเทียบความแตกต่างกรณีสายอากาศจัดวางแนวตั้งและสายอากาศจัดวางแนวนอน ซึ่งจากการทดลองวิจัยพบว่าการส่งผ่านช่องสัญญาณกรณีการจัดวางสายอากาศแนวตั้งจะมีประสิทธิภาพการส่งผ่านข้อมูลแท็กได้ดีกว่าจากผลการประเมินปริมาณสัญญาณและอัตราความผิดพลาดบิต ซึ่งเป็นผลมาจากการจางหายช่องสัญญาณกรณีสายอากาศวางแนวนอนที่มากกว่าและมีระดับกำลังงานที่รับได้ต่ำกว่าอย่างชัดเจน

3.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวัตถุประสงค์หลักๆ คือ การศึกษาถึงหลักการวิเคราะห์ค่าความจุช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตด้วยวิธีการแยกย่อยค่าเชิงเอกฐาน การศึกษาถึงรูปแบบการส่งผ่านช่องสัญญาณจากการทดลองวิจัยจริงที่ประกอบด้วยแบบแผนการจำลอง ขั้นตอนการทดลอง การวิเคราะห์โครงสร้างสายอากาศแถวลำดับ การจัดเตรียมการวัด และอื่นๆ รวมถึงการศึกษาวิจัยการประเมินผลประสิทธิภาพการส่งผ่านช่องสัญญาณ เช่น คุณลักษณะการจางหายช่องสัญญาณด้วยแบบจำลองการแจกแจงแบบเกาส์เซียน กำลังงานการสูญเสียเชิงวิถี ภาพตัดขวางประวิงกำลัง การจำลองผลปริมาณสัญญาณ และอัตราความผิดพลาดบิต เป็นต้นอย่างไรก็ตาม จากการศึกษาวิจัยพบว่าช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตไม่เพียงแต่จะช่วยให้ค่าความจุของช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแต่ยังสามารถลดกำลังงานการสูญเสียเชิงวิถีได้อีกด้วย ทั้งนี้ทั้งนั้น ผลการประเมินประสิทธิภาพข้อมูลส่งผ่านยังต้องมีการปรับปรุงคุณภาพให้ดียิ่ง เช่น การนำเสนอตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอดซึ่งจะกล่าวถึงในบทถัดไป และการนำเสนอเทคนิคปรับเท่าช่องสัญญาณบอดซึ่งจะกล่าวถึงในบทที่ 5 ตามลำดับ

บทที่ 4

การประมาณค่าของสัญญาณบอด

4.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงหลักการวิเคราะห์และการประยุกต์ประมาณค่าของสัญญาณบอดสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต โดยจะกล่าวถึงการนำเสนอตัวประมาณค่าแบบบอดและวิธีการประเมินผลข้อมูลที่ได้จากการวัดจริง รวมถึงการประเมินผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด เป็นต้น

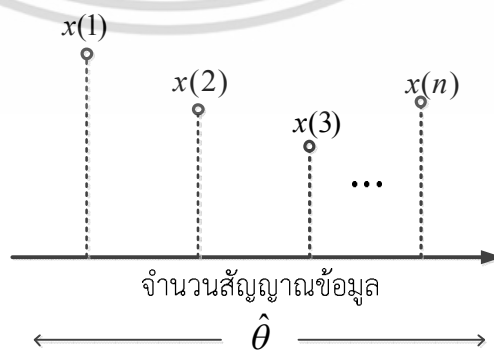
4.2 หลักการประมาณค่า

นิยามของการประมาณค่าในทางทฤษฎี คือ ฟังก์ชันคณิตศาสตร์ที่อธิบายกระบวนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณสุ่ม (Random signal) หรือข้อมูลสุ่ม (Random data) ในปริมาณมากให้อยู่ในรูปของค่าเฉลี่ยเชิงเวลาและค่าความแปรปรวนเชิงกำลัง เช่น สัญญาณข้อมูลจำนวน n ชุด $x(1), x(2), x(3), \dots, x(n)$ สามารถเขียนสมการคณิตศาสตร์การประมาณค่าในเทอมผลเฉลี่ยได้ดังนี้

$$\hat{\theta} = \hat{f}(x(1), x(2), x(3), \dots, x(n)) \quad (4.1)$$

โดยที่ $\hat{\theta}$ คือ การแทนสัญลักษณ์ตัวประมาณค่า และ $\hat{f}(\cdot)$ คือ ฟังก์ชันสังเกตการณ์ [66]

$$\hat{\theta} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n-1} x(i) \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.1 การแจกแจงและช่วงการประมาณค่าสัญญาณข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น สมการที่ (4.2) คือ ค่าที่ได้จากการใช้ตัวประมาณค่ากระทำกับเซตของสัญญาณข้อมูลที่พิจารณา เป็นต้น

การแจกแจงสัญญาณข้อมูลสามารถพิจารณาได้หลากหลายแบบจำลอง เช่น เกาส์เซียน เรย์ลี หรือโรเซียน ดังที่กล่าวมาในบทที่ 3 สำหรับทฤษฎีการประมาณค่าสิ่งที่ต้องการคือความใกล้เคียงของค่าที่ประมาณได้กับค่าที่เป็นจริง ซึ่งหากค่าที่ได้จากการประมาณหรือตัวประมาณให้ผลใกล้เคียงความเป็นจริงมากที่สุดก็จะเรียกคุณสมบัตินี้ว่า ตัวประมาณค่าแบบไร้ไบแอส (Unbiased estimator) และในทำนองเดียวกันหากแตกต่างกันจะเรียกว่า ตัวประมาณค่าแบบไบแอส (Biased estimator) นอกเหนือจากนี้ตัวประมาณค่าที่ดีจะต้องบ่งชี้ระดับความแปรปรวน $\text{var}(\hat{\theta})$ ให้น้อยที่สุดได้

ดังนั้น ตัวประมาณค่าที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

1. ต้องเป็นแบบไร้ไบแอส หรือสมการความสัมพันธ์เป็น $E[\hat{\theta}] = \theta$
2. ต้องมีความแปรปรวนน้อย $\text{var}(\hat{\theta})$ หรือน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

ทฤษฎีที่ใช้ในการศึกษาวิจัยโดยทั่วไปคือ ตัวประมาณค่าไร้ไบแอสความแปรปรวนน้อยสุด (Minimum variance unbiased estimator: MVUE) [67]

4.2.1 ตัวประมาณค่าไร้ไบแอสความแปรปรวนน้อยสุด

พิจารณาคูณลักษณะช่องสัญญาณแบบเชิงเส้นในทางอุดมคติจากรูปที่ 3.4 ที่ผ่านมา โดยสัญญาณที่รับได้อยู่ในรูปของเมตริกซ์ \mathbf{r} และเขียนสมการการประมาณค่าได้อยู่ในรูป

$$\hat{\theta} = \hat{f}(\mathbf{r}) \quad (4.3)$$

$$\hat{\mathbf{r}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n-1} r_i(t) \quad (4.4)$$

เมื่อกำหนดให้ $E[\hat{\mathbf{r}}] = E[\mathbf{r}]$ ซึ่งหมายความว่าอาศัยคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นของตัวกระทำค่าคาดหวัง (Expectation) มาประมาณค่าเมตริกซ์ \mathbf{r} ดังนั้นจะได้ว่า

$$E[\hat{\mathbf{r}}] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n-1} E[r_i(t)] \quad (4.5)$$

$$E[\hat{\mathbf{r}}] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n-1} \mathbf{r} = E[\mathbf{r}] \quad (4.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางปฏิบัติ สามารถพิจารณาเงื่อนไขในการทดสอบประสิทธิภาพตัวประมาณค่าได้คือ ค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสอง (MSE) โดยที่

$$\varepsilon^2 = E[(\hat{r} - r)^2] \quad (4.7)$$

ซึ่งค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสองจะบ่งชี้ถึงค่าความผิดพลาดหรือความแตกต่างระหว่างค่าที่ได้จากตัวประมาณและข้อมูลที่ทำการประมาณ การพิจารณาจะเป็นดังนี้ โดยหากนำเทอม $-E[\hat{r}] + E[\hat{r}]$ แทรกในสมการที่ (4.7)

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 &= E[(\hat{r} - E[\hat{r}] + E[\hat{r}] - r)^2] \\ &= E[(\hat{r} - E[\hat{r}]) + (E[\hat{r}] - r)]^2 \\ &= E[(\hat{r} - E[\hat{r}])^2 + (E[\hat{r}] - r)^2 + 2(\hat{r} - E[\hat{r}])(E[\hat{r}] - r)] \\ &= E[(\hat{r} - E[\hat{r}])^2] + E[(E[\hat{r}] - r)^2] + 2E[(\hat{r} - E[\hat{r}])(E[\hat{r}] - r)] \end{aligned} \quad (4.8)$$

โดยที่เทอมสุดท้ายของสมการ (4.8) จะเห็นได้ว่าทั้งพจน์ของ $E[\hat{r}]$ และ r เป็นค่าเชิงกำหนด (Deterministic value) ดังนั้น หากต้องการแยกพจน์

$$\begin{aligned} 2E[(\hat{r} - E[\hat{r}])(E[\hat{r}] - r)] &= 2(E[\hat{r}] - r)E[(\hat{r} - E[\hat{r}])] \\ &= 2(E[\hat{r}] - r)(E[\hat{r}] - E(E[\hat{r}])) \\ &= 2(E[\hat{r}] - r)(E[\hat{r}] - E[\hat{r}]) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.9)$$

ดังนั้น จะเขียนสมการค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสองใหม่ได้ดังนี้

$$\varepsilon^2 = E[(\hat{r} - E[\hat{r}])^2] + E[(E[\hat{r}] - r)^2] \quad (4.10)$$

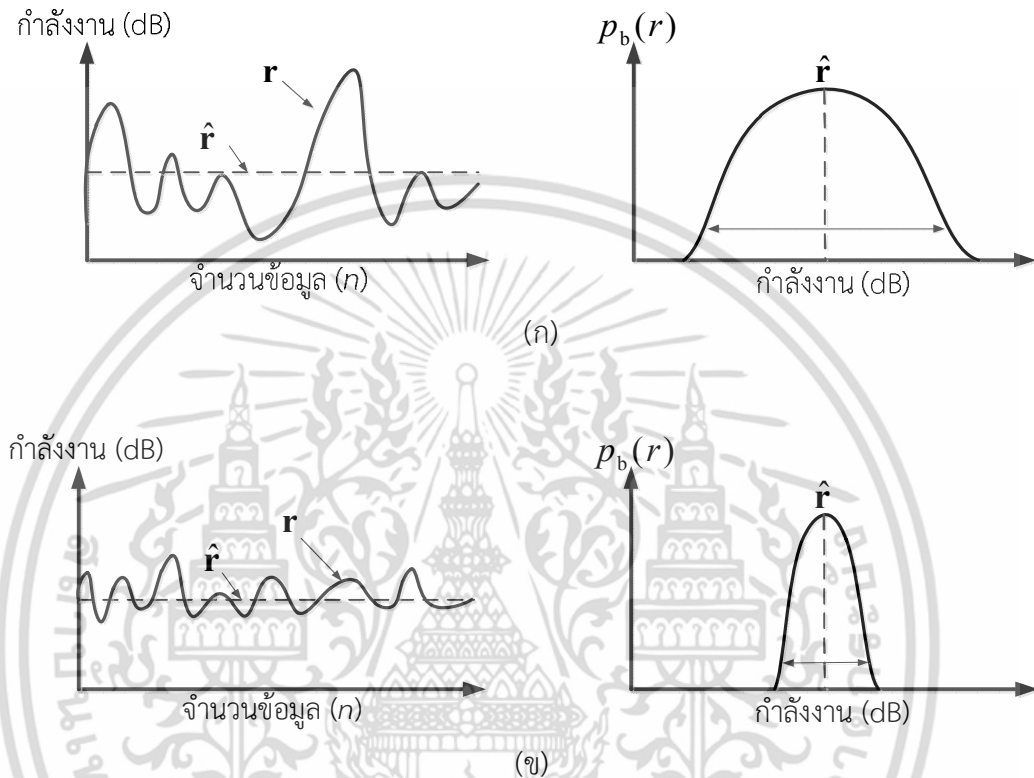
$$\varepsilon^2 = \text{var}(\hat{r}) + (E[\hat{r}] - E[r])^2 = \text{var}(\hat{r}) + E[(\hat{r} - r)^2] \quad (4.11)$$

โดยในทางปฏิบัติการประมาณค่าสัญญาณรับ r จะให้ผลความแปรปรวนของช่องสัญญาณไม่คงที่ $\text{var}(\hat{r}) \neq 0$ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับความรุนแรงของสัญญาณรบกวนและปัจจัยของสภาวะแวดล้อมด้วย

$$\text{var}(\hat{r}) \approx \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^{n-1} E[r_i^2(t)] = \frac{1}{n} \sigma_i^2 \quad (4.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการตรวจสอบว่าตัวประมาณค่าเป็นแบบไร้ไบแอสความแปรปรวนน้อยสุดหรือไม่นั้นสามารถทำได้ง่ายที่สุดด้วยการคำนวณหาขอบเขตด้านต่ำครอเมอร์-เรโอ (Cramer-Rao lower bound: CRLB) ซึ่งเป็นการหาค่าความแปรปรวนต่ำที่สุดที่จะเป็นไปได้สำหรับตัวประมาณการแบบไร้ไบแอส โดยรายละเอียดสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ [67]



รูปที่ 4.2 คุณลักษณะการประมาณค่ากำลังงานสัญญาณรับที่มี
(ก) ความแปรปรวนมาก (ข) ความแปรปรวนน้อย

กราฟแสดงความสัมพันธ์ของความแปรปรวนและค่าความโค้ง (Curvature) ดังรูปที่ 4.2 (ก) เมื่อระดับกำลังงานสัญญาณที่รับได้มีความแปรปรวนสูงผลของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียนจะมีความโค้งน้อย ในขณะที่เดียวกันเมื่อความแปรปรวนน้อยผลของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียนจะมีความโค้งมากดังรูปที่ 4.2 (ข) ดังนั้น ค่าความโค้งของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นจะเป็นส่วนผกผันกับค่าความแปรปรวนของกำลังงานสัญญาณที่รับได้

เทคนิคการประมาณค่าในทางปฏิบัติอาจไม่สามารถทราบฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นล่วงหน้าของสัญญาณได้ โดยส่วนใหญ่จะรู้เฉพาะค่าเฉลี่ยกลางและค่าสหสัมพันธ์ตัวเอง (Auto-correlation) ของสัญญาณเท่านั้น แต่การใช้ค่าเฉลี่ยกลางและค่าสหสัมพันธ์ตัวเองก็เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการหนึ่งของเทคนิคที่เรียกว่า ตัวประมาณค่าไร้ไบแอสเชิงเส้นที่ดีที่สุดหรือบูล (Best linear unbiased estimator: BLUE) [68]

4.2.2 ตัวประมาณค่าไร้ไบแอสเชิงเส้นที่ดีที่สุด

เทคนิคนี้ไม่จำเป็นต้องทราบผลฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นล่วงหน้า แต่จะอาศัย เฉพาะค่าเฉลี่ยกลาง และค่าความแปรปรวนของสัญญาณข้อมูลที่ประมาณเท่านั้น ซึ่งจะเรียกคุณลักษณะนี้ว่า โมเมนต์อันดับที่หนึ่งและอันดับที่สองของสัญญาณข้อมูลตามลำดับ (Second order statistic: SOS) ซึ่งคุณสมบัตินี้ก็เพียงพอที่จะสามารถประมาณค่าสัญญาณข้อมูลเชิงสุ่มได้อย่างมีประสิทธิภาพ และกรรมวิธีการประมาณค่าแบบบูลนั้นจะแบ่งออกเป็นสองขั้นตอน ดังนี้

4.2.2.1 กำหนดความเป็นเชิงเส้นและความไร้ไบแอส

เริ่มจากการกำหนดให้ตัวประมาณค่าบูลเป็นแบบไร้ไบแอสจากสมการที่ (3.3) ซึ่งค่าเฉลี่ยกลางจะต้องเป็นเชิงเส้นกับค่าจริงคือ

$$E[\mathbf{r}] = E[\mathbf{H}]E[\mathbf{s}] + E[\mathbf{n}] \quad (4.13)$$

โดยที่ \mathbf{s} คือ เวกเตอร์สัญญาณส่งที่รู้ค่าส่งผ่านช่องสัญญาณ \mathbf{H} หากกำหนดให้ $\theta = E[\mathbf{H}] + E[\mathbf{n}]$ เป็นแบบไร้ไบแอส และให้ a_n เป็นค่าคงที่ของเวกเตอร์ \mathbf{s} ดังนั้น

$$\sum_{i=0}^{n-1} a_n s(n) \theta = \hat{\theta} \quad (4.14)$$

ซึ่งต้องบังคับให้เทอมของ $\sum_{i=0}^{n-1} a_n s(n)$ มีค่าเท่ากับ 1 โดยเป็นการประมาณค่าสัญญาณส่งแบบที่เรียกว่า โมดูลัสคงที่ (Constant modulus) [68] และจะต้องขึ้นอยู่กับวิธีการมอดูเลชันของสัญญาณส่งด้วย และเขียนในรูปผลคูณภายในของเวกเตอร์เป็น

$$\mathbf{a}^T \mathbf{s} = 1 \quad (4.15)$$

จากนั้นสามารถพิจารณาความแปรปรวนได้จากความสัมพันธ์นี้

$$\begin{aligned} \text{var}(\hat{\theta}) &= E \left\{ \left[\sum_{i=0}^{n-1} a_n s(n) - E \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} a_n s(n) \right\} \right]^2 \right\} = \mathbf{a}^T E[(\mathbf{s} - E[\mathbf{s}])(\mathbf{s} - E[\mathbf{s}])^T] \mathbf{a} \\ &= \mathbf{a}^T C_s \mathbf{a} \end{aligned} \quad (4.16)$$

โดยที่ C_s คือ เมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม (Covariance) ของเวกเตอร์สัญญาณ \mathbf{s} เป็นต้น

4.2.2.2 การหาค่าความแปรปรวนน้อยสุด

วิธีการนี้เป็นการลดค่าความแปรปรวนให้น้อยที่สุดจากเงื่อนไขบังคับของมอดูลัสคงที่ $\mathbf{a}^T \mathbf{s} = 1$ หรือพิจารณาได้จาก $\min_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^T \mathbf{s} = 1$ [68] ในการหาค่าตอบจะใช้วิธีการคูณลากรางจ์ (Lagrange multiplier method) โดยมีฟังก์ชันต้นทุน (Cost function) เป็น

$$J(\hat{\theta}) = \mathbf{a}^T C_s \mathbf{a} + \zeta (\mathbf{a}^T \mathbf{s} - 1) \quad (4.17)$$

เมื่อ ζ คือ ตัวคูณลากรางจ์ ซึ่งจะบังคับให้เทอมสุดท้ายของสมการที่ (4.17) เป็นศูนย์ หากทำการอนุพันธ์ย่อยเทียบกับ \mathbf{a} จะได้ว่า

$$\frac{\partial J(\hat{\theta})}{\partial \mathbf{a}} = 2C_s \mathbf{a} + \zeta \mathbf{s} \quad (4.18)$$

โดยกำหนดให้ $\frac{\partial J(\hat{\theta})}{\partial \mathbf{a}} = 0$

$$\mathbf{a} = -\frac{\zeta}{2} C_s^{-1} \mathbf{s}, \quad \mathbf{a}^T = -\frac{\zeta}{2} C_s^{-1} \mathbf{s}^T \quad (4.19)$$

ดังนั้น สามารถเขียนสมการใหม่คือ

$$\mathbf{a}^T \mathbf{s} = -\frac{\zeta}{2} \mathbf{s} C_s^{-1} \mathbf{s}^T = 1 \quad (4.20)$$

หรือแทนความสัมพันธ์ $-\frac{\zeta}{2} = \frac{1}{\mathbf{s} C_s^{-1} \mathbf{s}^T}$ ในสมการที่ (4.20) จะได้ว่า

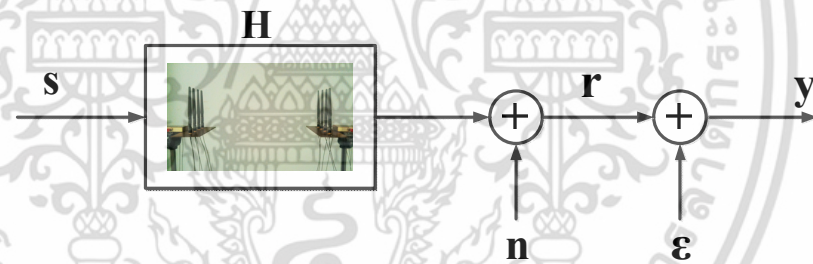
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{a} = \frac{C_s^{-1} \mathbf{s}}{\mathbf{s} C_s^{-1} \mathbf{s}^T} \quad (4.21)$$

ซึ่งสมการที่ (4.21) นี้จะให้ความหมายว่า เวกเตอร์ค่าคงที่ \mathbf{a} จะเป็นตัวกำหนดความแปรปรวนน้อยที่สุดเมื่อเทอม $\text{var}(\hat{\theta}) = \frac{1}{\mathbf{s} C_s^{-1} \mathbf{s}^T}$ ดังนั้น การหาตัวประมาณค่าแบบบูลสามารถพิจารณาได้จากค่าเฉลี่ยกลาง $\sum_{i=0}^{n-1} a_n s(n)$ และค่าความแปรปรวน $\text{var}(\hat{\theta}) = \mathbf{a}^T C_s \mathbf{a}$ ของเวกเตอร์สัญญาณ \mathbf{s} เป็นต้น

4.2.3 ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุด

วิธีการนี้ถูกคิดค้นโดยนักคณิตศาสตร์ชาวเยอรมันในปี ค.ศ. 1795 และเป็นวิธีการที่ถูกนำมาใช้ในการประมวลผลสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับในหลากหลายงานวิจัยอย่างกว้างขวาง [69]-[70] ด้วยการพิจารณาจากพื้นฐานแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงเส้นในรูปที่ 3.4 จะสามารถหาค่าความแตกต่างจากเวกเตอร์เอาต์พุตของตัวประมาณค่า \mathbf{y} ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 แบบจำลองระบบเชิงเส้นเพื่อพิจารณาในการหาตัวประมาณค่าผิดพลาดกำลังสองน้อยสุด

โดยที่

$$\mathbf{y} = \mathbf{r} + \boldsymbol{\varepsilon} \quad (4.22)$$

เมื่อ $\boldsymbol{\varepsilon}$ คือ เวกเตอร์ผลรวมค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดมีค่าเท่ากับ

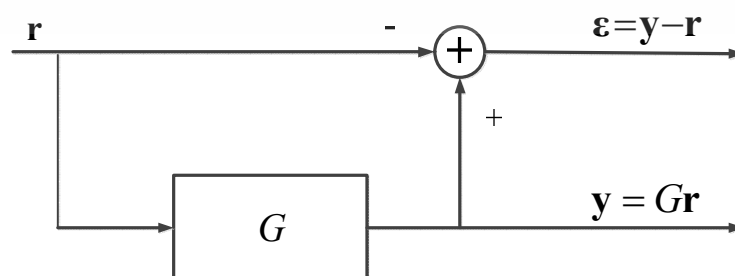
$$\boldsymbol{\varepsilon}^2 = \sum_{i=0}^{n-1} |\varepsilon(i)|^2 = \sum_{i=0}^{n-1} |y_i(t) - d_i(t)|^2 \quad (4.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $d(t)$ คือ สัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณเวลา (Pilot signal) [71] ดังนั้น การประมาณค่าด้วยวิธีนี้จะขึ้นอยู่กับค่าผิดพลาดกำลังสอง $\varepsilon(n)$ หากมีค่ามากก็จะแสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุต \mathbf{y} ก็จะมีความสัมพันธ์ $\mathbf{y} \neq \mathbf{r}$ ดังนั้น ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุดก็คือ การทำให้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุดนั่นเอง อย่างไรก็ตาม วิธีการกำลังสองน้อยสุดนี้สามารถใช้ได้กับการประมาณค่าทั้งสัญญาณเชิงสุ่มและสัญญาณเชิงกำหนด โดยประสิทธิภาพก็ขึ้นอยู่กับการคำนวณค่าความผิดพลาดกำลังสองจากแบบจำลองรูปที่ 4.3 ข้อดีของตัวประมาณค่าแบบนี้คือความง่ายในการสร้างและประมวลผลในระบบจริง แต่ในทางกลับกันข้อเสียอาจจะไม่ใช่ตัวประมาณค่าที่เหมาะสมที่สุด (Suboptimal estimator) [72] ในการศึกษาวิจัยสำหรับประยุกต์ในระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุถูกนำไปใช้ในวงจรการปรับเท่าเพื่อคำนวณค่าสัมประสิทธิ์การถ่วงน้ำหนักในการลดผลการแทรกสอดระหว่างสัญญาณหรือไอเอสไอ [73] ทั้งนี้ตัวประมาณค่าแบบกำลังสองน้อยสุดยังเป็นต้นแบบในการพัฒนาตัวประมาณค่าแบบบอดหลากหลายงานวิจัยในปัจจุบันนั่นเอง

4.3 การประยุกต์ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุดแบบบอด

ในระบบการสื่อสารผ่านช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุตจะอาศัยกระบวนการประมวลผลสัญญาณทั้งภาคส่งและภาครับที่มีประสิทธิภาพมากที่สุดไม่ว่าจะเป็นระบบการปรับเท่าแบบปรับตัวได้ การมอดูเลชันแบบปรับตัวได้ หรือการปรับรูปปีมสายอากาศ เป็นต้น ย่อมต้องมีเทคนิคการประมาณค่าช่องสัญญาณเพื่อเรียนรู้คุณลักษณะความรุนแรงของช่องสัญญาณ การประมาณค่าช่องสัญญาณโดยปราศจากข้อมูลสัญญาณซีเอสไอหรือชุดข้อมูลสัญญาณเวลา $d(t)$ จะเรียกว่า การประมาณค่าช่องสัญญาณบอด ข้อดีของการนำเสนอวิธีการนี้ คือ สามารถประหยัดแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณการส่งผ่านและช่วยลดอัตราความผิดพลาดของสัญญาณเวลา $d(t)$ ในกรณีช่องสัญญาณมีคุณลักษณะของการจางหายสูง โดยจะอาศัยคุณสมบัติเฉพาะทางสถิติของสัญญาณรับมาพิจารณาเท่านั้นซึ่งหลักการประมาณค่าสามารถพิจารณาได้จากหลักการของตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุด ดังนั้น การออกแบบตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอดสามารถจำลองการวิเคราะห์ระบบได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 แบบจำลองการวิเคราะห์ระบบการประมาณค่าช่องสัญญาณบอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้เอาต์พุตของตัวประมาณค่าบอดคือ

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{r} \quad (4.24)$$

โดยที่ G คือ ฟังก์ชันตัวประมาณค่า (Function estimator) และสามารถเขียนความสัมพันธ์ค่าความผิดพลาดกำลังสองได้ว่า

$$\boldsymbol{\varepsilon}^2 = E[\|\mathbf{y} - \mathbf{r}\|^2] \quad (4.25)$$

สมการที่ (4.25) สามารถเรียกได้ว่าเป็นการหาผลในทอมค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด (Mean square error: MSE) โดยที่ $\|\cdot\|$ คือ ขนาดของเวกเตอร์นอร์มยูคลีเดียน (Euclidean norm vector) [63]

4.3.1 การวิเคราะห์ฟังก์ชันตัวประมาณค่าเป็นแบบบังคับศูนย์

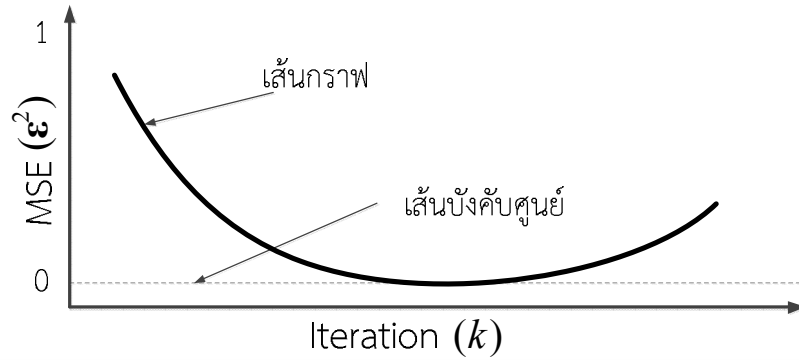
ฟังก์ชันตัวประมาณค่าเป็นแบบบังคับศูนย์ [74] ถูกพัฒนามาจากแนวคิดในการลดผลความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบเชิงเส้น โดยวิธีการนี้จะอาศัยทฤษฎีหลักการสหสัมพันธ์โดยทั่วไป ซึ่งจะพิจารณาคูสมบัติการทำเมตริกซ์ผกผันของช่องสัญญาณเพื่อลดความผิดเพี้ยน (Distortion) จากผลกระทบของความแปรปรวน ในสมการที่ (4.24) สามารถทำการสหสัมพันธ์เป็นสมการเอาต์พุตของตัวประมาณค่าเป็นแบบบังคับศูนย์ได้ว่า

$$\mathbf{y} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{n} \quad (4.26)$$

โดยกำหนดให้ฟังก์ชันตัวประมาณค่า $G = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ คือ เมตริกซ์ผกผันมอร์ซูด (Moore-pseudo inverse matrix) ของช่องสัญญาณ MIMO

$$\mathbf{y} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{s} + (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{n} \quad (4.27)$$

การนำผลคูณเมตริกซ์ผกผันมอร์ซูดมากระทำกับเมตริกซ์สัญญาณรับสามารถช่วยให้ผลของค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดในสมการที่ (4.25) ให้มีขนาดลดลงได้อย่างต่อเนื่อง ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 กราฟการลดลงของค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดสำหรับ
ตัวประมาณค่าเป็นแบบบังคับศูนย์

แสดงเส้นกราฟการลดลงของผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดเมื่อมีกระบวนการวนซ้ำ (Iteration) เป็นจำนวน k รอบของวงจรตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ โดยเป้าหมายคือ การลดค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดให้เท่ากับศูนย์นั่นเอง แต่อย่างไรก็ตาม ข้อเสียคือ เกิดการขยายเทอมของสัญญาณรบกวน (Noise enhancement) ขึ้นในระบบดังเทอมสุดท้ายของสมการที่ (4.27) ส่งผลให้ในทางปฏิบัติอาจจะไม่สามารถลดผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดให้เท่ากับศูนย์ได้ในชั่วขณะหนึ่ง

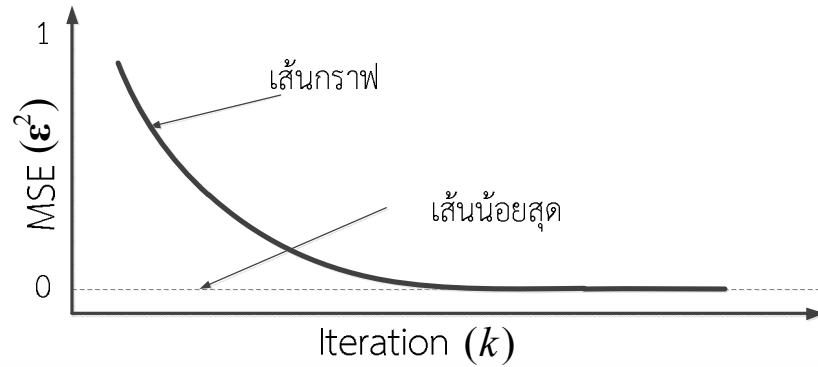
4.3.2 การวิเคราะห์ฟังก์ชันตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

ฟังก์ชันตัวประมาณค่าเป็นแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดหรือเอ็มเอ็มเอสอี [75] ถูกคิดค้นโดยวินเนอร์ (Wiener) เพื่อแก้ปัญหาการขยายเทอมของสัญญาณรบกวน ซึ่งจะมีประสิทธิภาพในการลดค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดหรือเอ็มเอสอีได้ดีกว่าฟังก์ชันตัวประมาณค่าเป็นแบบบังคับศูนย์ในทางปฏิบัติ

ดังนั้น สามารถกำหนดฟังก์ชันตัวประมาณค่า $G = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{I}\sigma_n^2)^{-1}$ เมื่อ \mathbf{I} คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N \times N$ ของสายอากาศที่ภาครับ และ $\sigma_n^2 = E[\mathbf{nn}^H]$ คือ ความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน และแทนค่าลงในสมการที่ (4.26) จะได้ว่า

$$\mathbf{y} = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{I}\sigma_n^2)^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{s} + (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{I}\sigma_n^2)^{-1} \mathbf{n} \quad (4.28)$$

การนำผลคูณเมตริกซ์ผกผันมอร์ซูด $G = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \mathbf{I}\sigma_n^2)^{-1}$ มากระทำกับเมตริกซ์สัญญาณรับสามารถช่วยให้ผลการขยายเทอมของสัญญาณรบกวนในสมการที่ (4.27) ให้มีผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดนั้นลดน้อยลงในที่สุดได้อย่างต่อเนื่อง ดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 กราฟการลดลงของค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดสำหรับตัวประมาณค่าเอ็มเอ็มเอสอี

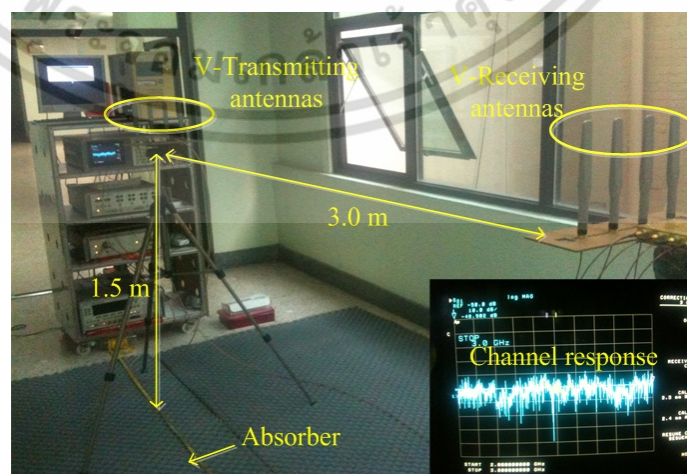
จากผลการแสดงเส้นกราฟจะเห็นได้ว่าผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดจะลดลงอย่างต่อเนื่องเมื่อจำนวนการทำซ้ำเพิ่มขึ้นจนกระทั่งคงที่ที่เส้นกราฟน้อยที่สุด โดยไม่มีผลของการขยายของสัญญาณรบกวนแต่อย่างใด

ดังนั้น สมการที่ (4.27) และสมการที่ (4.28) จะเป็นฟังก์ชันตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ และฟังก์ชันตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด ตามลำดับ โดยจะนำมาใช้ในการวิเคราะห์การประมาณค่าช่องสัญญาณบอดตั้งแบบจำลองรูปที่ 4.4 ได้อย่างสมบูรณ์

4.4 การประเมินผลสมรรถนะการประมาณค่าช่องสัญญาณบอด

4.4.1 การทดลองวิจัย

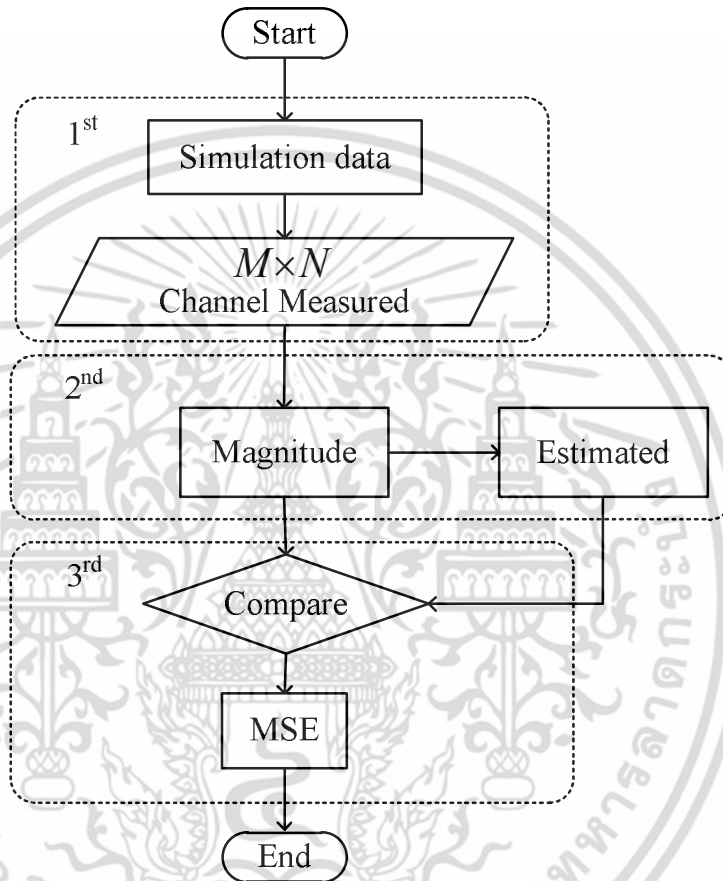
ในการดำเนินการทดลองวิจัยสำหรับการประเมินผลสมรรถนะตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอดจะพิจารณารูปแบบการส่งผ่านช่องสัญญาณแบบการวางสายอากาศแนวตั้ง



รูปที่ 4.7 การจัดเตรียมอุปกรณ์ทดลองวิจัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการประเมินผลคุณลักษณะการส่งผ่านช่องสัญญาณในบทที่ 3 พบว่าการวางสายอากาศแนวตั้งจะให้ประสิทธิภาพการส่งผ่านที่ดีที่สุด ดังนั้น ในหัวข้อนี้จะทำการออกแบบแบบจำลองการวัดช่องสัญญาณใหม่ซึ่งจะมีการเพิ่มระยะห่างระหว่างสายอากาศส่ง M และสายอากาศรับ N ที่ 3 เมตร ดังแสดงในรูปที่ 4.7 อย่างไรก็ตาม การดำเนินการแบบแผนวิธีทดลองวิจัยจะสามารถแสดงได้ดังรูปไดอะแกรมที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ไดอะแกรมการประเมินสมรรถนะของผลการประมาณค่าช่องสัญญาณ

โดยที่สามารถแบ่งวิธีการออกเป็น 3 ขั้นตอน ดังนี้

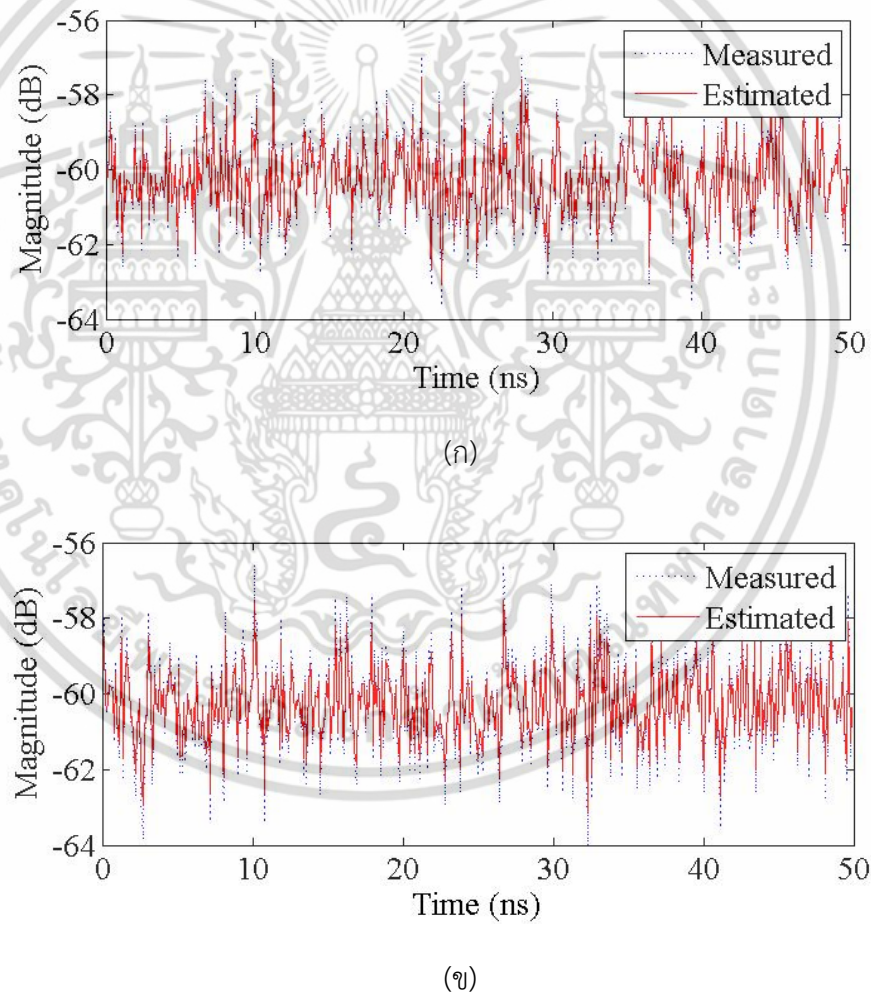
1. การจำลองข้อมูลสัญญาณของแท้จากสมการที่ (2.23) เมื่อ $L = 1$ และข้อมูลที่ได้จากการวัดช่องสัญญาณ $M \times N$ เป็นต้น
2. การวัดผลทางขนาดของช่องสัญญาณ $M \times N$ ซึ่งจะทำให้การเปรียบเทียบกับวิธีการประมาณค่าแบบถอด
3. ทำการประมวลผลความแตกต่างเชิงเปรียบเทียบของการวัดผลทางขนาดช่องสัญญาณเพื่อนำไปหาค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดหรือเอ็มเอสอี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งนี้ เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่างระหว่างการประมาณค่าช่องสัญญาณและรูปแบบช่องสัญญาณ ดังนั้น การประเมินผลประสิทธิภาพจะพิจารณาข้อมูลช่องสัญญาณจากการทดลองวิจัย SISO MISO SIMO และ MIMO ตามลำดับ

4.4.1.1 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SISO 1×1 เมื่อ $M = 1$ และ $N = 1$

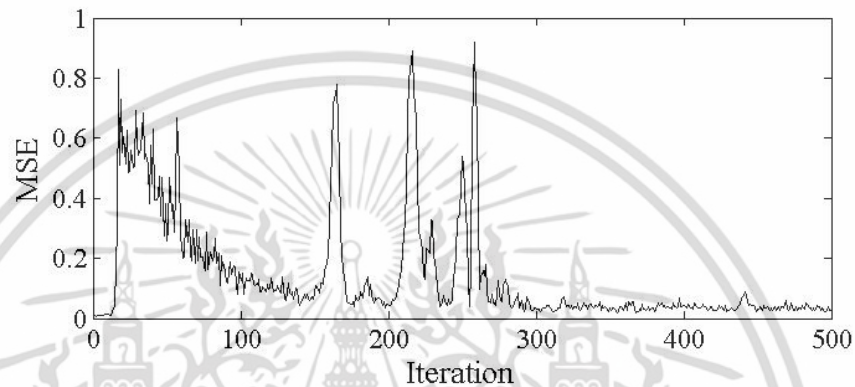
ในกรณีนี้จะพิจารณาระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณจากรูปที่ 4.7 โดยใช้สายอากาศส่งและสายอากาศรับเพียงองค์ประกอบเดียว ซึ่งสามารถแสดงผลการวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณทางขนาดได้ดังรูปที่ 4.9



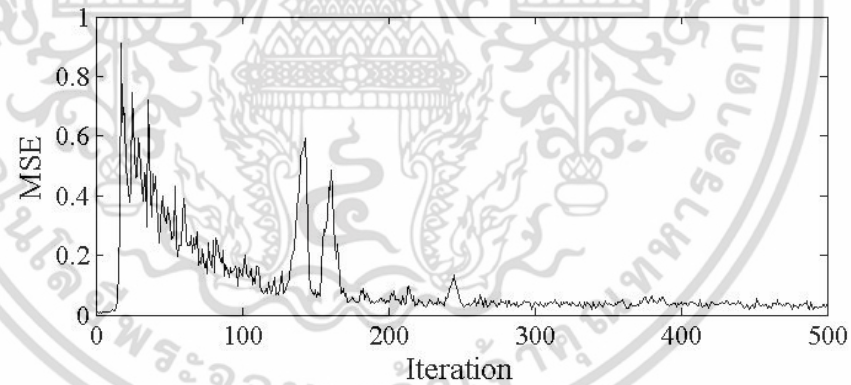
รูปที่ 4.9 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี SISO
(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.9 (ก) แสดงผลจากการวัดและจากตัวประมาณค่าบังคับสัญญาณแบบบอดซึ่งสามารถดำเนินการประมาณค่าได้ใกล้เคียงกับผลการวัดจริง เช่นเดียวกับการดำเนินการของตัวการประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด ในรูปที่ 4.9 (ข) และมีระดับกำลังงานที่รับได้เฉลี่ยอยู่ที่ -60.34 dB ตลอดช่วงการประเมินผลทางโดเมนเวลาดั้งแต่ $0-50$ ns ทั้งนี้ สังเกตว่าความแปรปรวนของช่องสัญญาณที่เกิดจากการจางหายค่อนข้างสูงอันเป็นผลจากสภาวะแวดล้อมโดยรอบและระยะทางที่ห่างกันระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับมากขึ้นนั่นเอง



(ก)



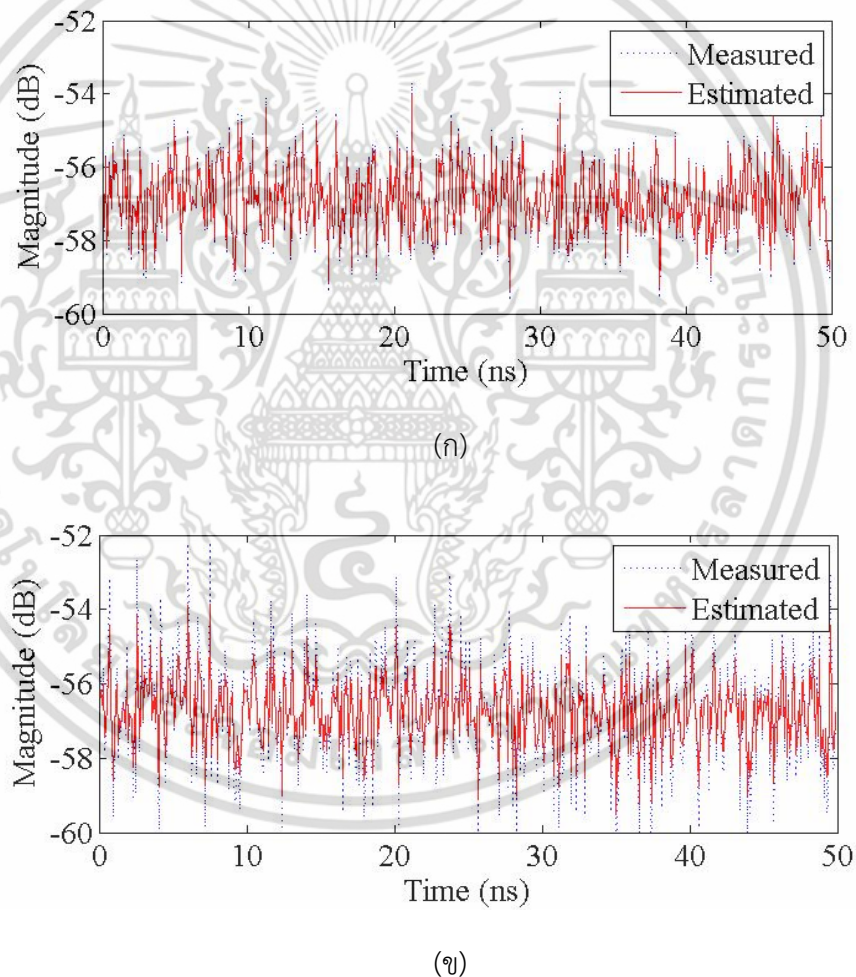
(ข)

รูปที่ 4.10 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี SISO

(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับสัญญาณ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

อย่างไรก็ตาม ผลการศึกษาวิจัยสามารถยืนยันการเปรียบเทียบระหว่างข้อมูลสัญญาณจากการวัดจริงและข้อมูลจากตัวประมาณค่าช่องสัญญาณ โดยนำมาคำนวณหาผลค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสองจากสมการที่ (92) ในรูปที่ 4.10 (ก) สังเกตได้ว่า ค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดเมื่อผ่านกระบวนการตัวประมาณค่าบังคับสัญญาณแบบบอดจะมีระดับเริ่มต้นสูงถึง 0.95 ที่จำนวนการทำซ้ำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับ 10 ครั้ง ในที่นี้ ช่วงการทำซ้ำที่ 1-10 จะเรียกว่า การติดตามสถานะช่องสัญญาณ (Tracking mode) สำหรับตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด ทั้งนี้ การติดตามสถานะช่องสัญญาณก็จะขึ้นอยู่กับ การกำหนดทางซอฟต์แวร์ภาครับเป็นหลัก จากนั้นผลระดับค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดจะลดลง จนกระทั่งใกล้เคียงศูนย์ที่จำนวนการทำซ้ำช่วงตั้งแต่ 200-500 ครั้ง อย่างไรก็ตาม สังเกตได้อีกว่าตัว ประมาณค่าบังคับศูนย์แบบบอดจะมีการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งทำให้ผลค่าเฉลี่ยผิดพลาดสูงขึ้นเป็น ช่วงๆ ที่ 150 ครั้ง 230 ครั้ง และ 250 ครั้ง ตามลำดับ ซึ่งปัญหาเหล่านี้เป็นสิ่งที่ไม่สามารถกำหนดขึ้น เองได้ว่าจะเกิดช่วงไหนของการทำซ้ำ ดังนั้น ทางทฤษฎีสามารถแก้ไขได้ด้วยสมการที่ (95) ซึ่งก็คือตัว ประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด ดังในรูปที่ 4.10 (ข) แสดงผลค่าเฉลี่ยกำลังสอง ผิดพลาดที่มีการแก้ไขปัญหาการขยายสัญญาณรบกวนได้ดีกว่ารูปที่ 4.10 (ก) อย่างชัดเจน



รูปที่ 4.11 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี MISO

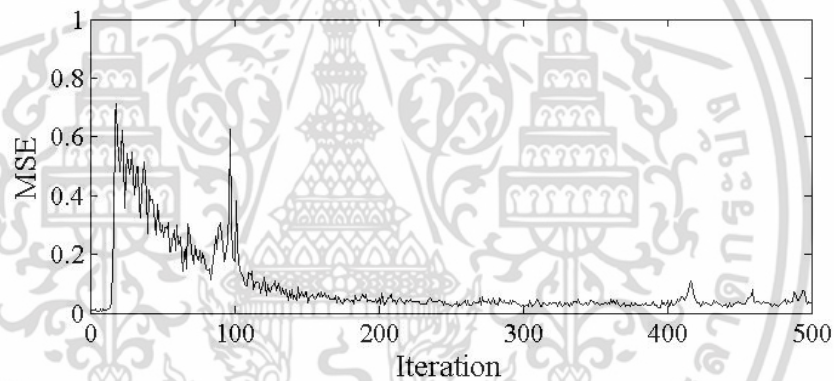
(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

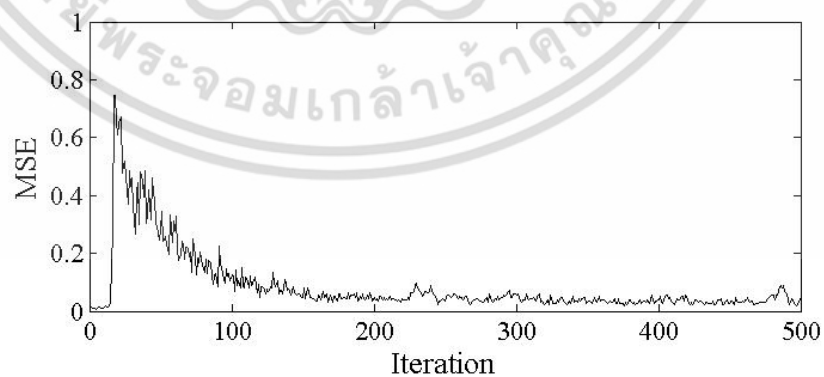
4.4.1.2 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MISO 4×1 เมื่อ $M = 4$ และ $N = 1$

ในกรณีนี้พิจารณาระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณโดยใช้สายอากาศส่ง 4 องค์ประกอบและสายอากาศรับเพียงองค์ประกอบเดียว

จากรูปที่ 4.11 สังเกตได้ว่า ระดับกำลังงานที่รับได้จะมีขนาดที่สูงกว่าข้อมูลช่องสัญญาณ SISO โดยวัดได้เฉลี่ยที่ -56.67 dB ซึ่งสูงกว่าถึง 6.67 dB และเป็นผลมาจากกำลังงานรวม (Power consumption) ของสายอากาศส่งนั่นเอง อย่างไรก็ตาม การจางหายของสัญญาณไม่ได้ลดน้อยลงไป เพราะการใช้สายอากาศรับเพียงองค์ประกอบเดียวไม่สามารถชดเชย (Compensation) การจางหายสัญญาณที่ภาครับได้ อย่างไรก็ตาม ตัวประมาณค่าทั้งบังคับศูนย์แบบบอด และตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดแบบบอดยังมีประสิทธิภาพในการติดตามและประมวลผลได้เป็นอย่างดี



(ก)



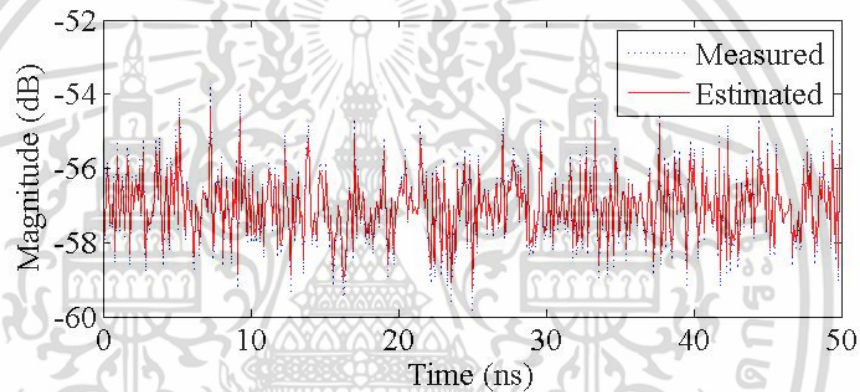
(ข)

รูปที่ 4.12 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี MISO

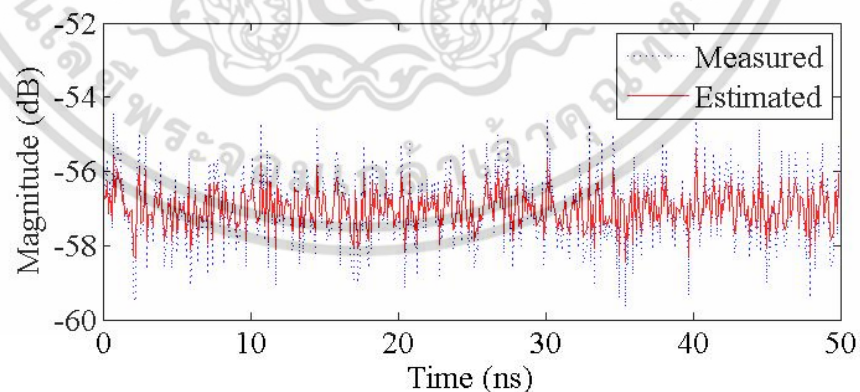
(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาผลการประเมินค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสองในรูปที่ 4.12 (ก) เมื่อประมวลผลสัญญาณผ่านตัวประมาณค่าบังคับศูนย์แบบบอด จะสังเกตได้ว่า ณ จุดเริ่มต้นของการติดตามสถานะช่องสัญญาณจะมีระดับค่าเฉลี่ยผิดพลาดเท่ากับ 0.76 และจะลดลงเมื่อมีการเพิ่มจำนวนรอบการทำซ้ำ ซึ่งช่วงการทำซ้ำตั้งแต่ 200-500 ครั้ง ซึ่งถือว่าทำให้ผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดใกล้เคียงศูนย์มากที่สุด อย่างไรก็ตาม ปัญหาการขยายสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณยังคงมีอยู่ โดยสังเกตได้ว่าที่จำนวนการทำซ้ำเท่ากับ 100 ครั้ง มีผลกระทบต่อการคำนวณผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดที่มากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้น ปัญหานี้ถูกแก้ไขได้ด้วยการประมาณผลสัญญาณจากตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด ซึ่งทำให้การขจัดสัญญาณรบกวนเป็นไปเรียบง่ายขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.12 (ข) ทั้งนี้ข้อมูลช่องสัญญาณแบบ MISO ก็เป็นผลให้ตัวประมาณค่าแบบบอดทั้งสองมีประสิทธิภาพดีกว่าข้อมูลช่องสัญญาณแบบ SISO



(ก)

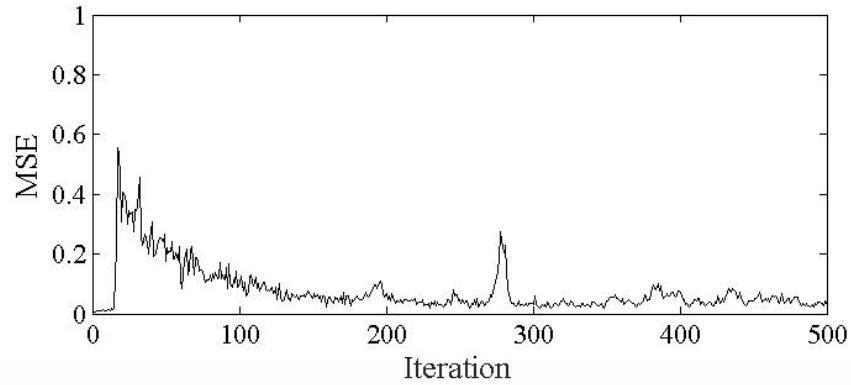


(ข)

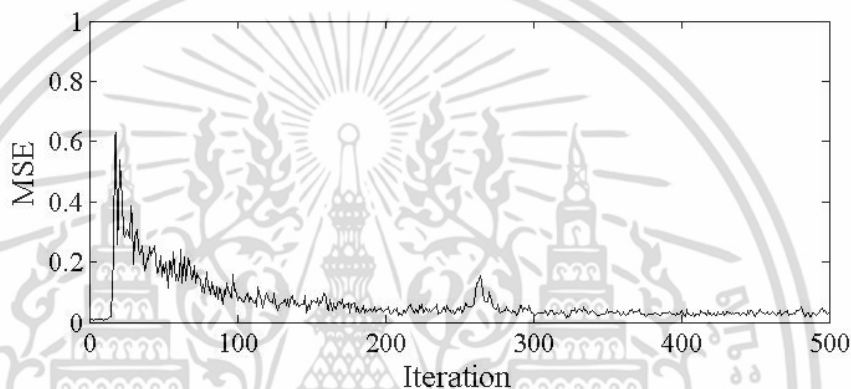
รูปที่ 4.13 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี SIMO

(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.14 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี SIMO

(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

4.4.1.3 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SIMO 1×4 เมื่อ $M = 1$ และ $N = 4$

ในกรณีนี้พิจารณาระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณโดยใช้สายอากาศส่งเพียงองค์ประกอบเดียว และสายอากาศรับ 4 องค์ประกอบ

โดยจากผลการวัดและผลการประมาณค่าทางขนาดของช่องสัญญาณสำหรับข้อมูลช่องสัญญาณ SIMO ในรูปที่ 4.13 สามารถยืนยันได้ว่าระดับกำลังงานที่รับได้จะมีขนาดเท่ากับข้อมูลช่องสัญญาณแบบ MISO ที่ -56.67 dB ซึ่งสามารถอธิบายได้ด้วยหลักการรวมกำลังงานของสายอากาศเช่นเดียวกัน แต่ในทางปฏิบัติการใช้สายอากาศแบบลำดับแถวที่ภาครับจะเรียกว่า การจัดรูปลำคลื่น นั่นเอง ซึ่งจะเรียกแตกต่างกับการใช้สายอากาศแบบลำดับแถวที่ภาคส่ง คือ การมัลติเพล็กซ์เชิงอวกาศ (Spatial multiplexing) อย่างไรก็ตาม สิ่งที่แตกต่างกันก็คือ การลดปัญหาการจางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หายของช่องสัญญาณหรือความแปรปรวนที่ต่ำกว่า โดยผลการศึกษาวิจัยจะเห็นได้ชัดเจนว่าเมื่อถูกนำเสนอผ่านตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด ในรูปที่ 4.13 (ข) จะมีความแตกต่างระหว่างผลข้อมูลการวัดจริงและผลข้อมูลจากตัวประมาณค่าอย่างเห็นได้ชัดเจน

ในทำนองเดียวกัน การประเมินผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดจะสามารถชี้วัดถึงสมรรถนะของตัวประมาณค่าทั้งสองจากผลการทดลองวิจัยรูปที่ 4.13 ได้เป็นอย่างดี

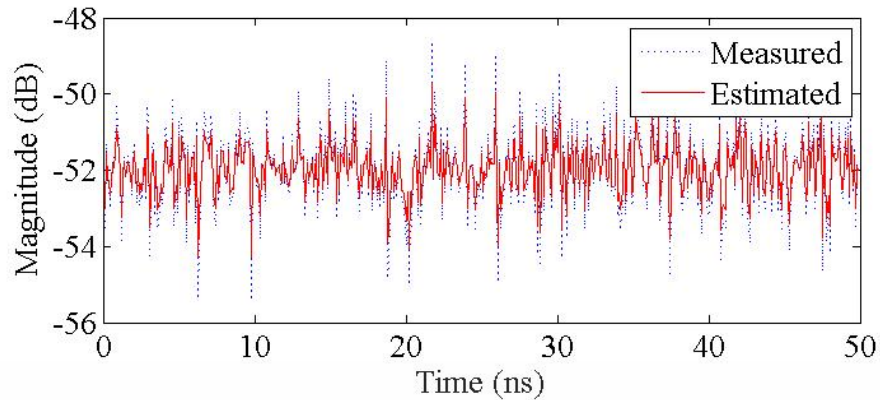
รูปที่ 4.14 (ก) แสดงผลการประมวลผลสัญญาณด้วยตัวประมาณค่าบังคับศูนย์แบบบอด โดยเมื่อพบว่าช่องสัญญาณมีความแปรปรวนที่น้อยกว่ากรณีข้อมูลช่องสัญญาณ MISO ดังนั้นการประมวลผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด ณ จุดเริ่มต้นของการติดตามสถานะช่องสัญญาณจะมีระดับค่าเท่ากับ 0.61 ซึ่งน้อยกว่าถึง 15 เปอร์เซ็นต์ จากผลการศึกษาสามารถทำให้ทราบว่ากรณีข้อมูลช่องสัญญาณแบบ SIMO สามารถลดผลกระทบจากการจางหายได้ถึง 15 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเปรียบเทียบกับผลการจางหายของข้อมูลช่องสัญญาณแบบ MISO จากนั้นการประเมินผลดำเนินการอย่างต่อเนื่องด้วยการเพิ่มค่าจำนวนรอบการทำงาน โดยผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดจะเริ่มคงที่หรือเข้าใกล้ศูนย์มากที่สุดช่วง 200-500 ครั้ง แต่ก็ยังสามารถเกิดปรากฏการณ์การขยายสัญญาณรบกวนอยู่ที่จุด 290 ครั้ง และการแก้ไขสามารถจัดปัญหานี้ได้ด้วยตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด ในรูปที่ 4.14 (ข) นั่นเอง ซึ่งการประมวลผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดจะมีความเสถียรและมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด

4.4.1.4 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MIMO 4×4 เมื่อ $M = 4$ และ $N = 4$

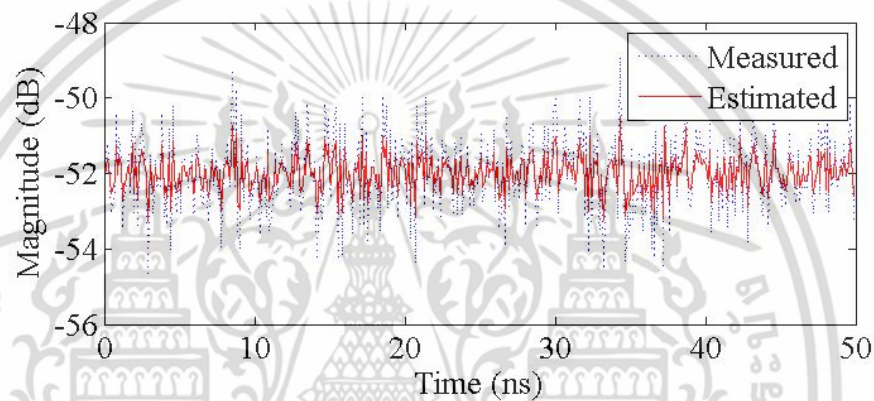
ในกรณีนี้พิจารณาระบบการส่งผ่านช่องสัญญาณโดยใช้สายอากาศส่ง 4 องค์กรประกอบ และสายอากาศรับ 4 องค์กรประกอบ โดยใช้งานพร้อมกันซึ่งสามารถแสดงผลการวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณทางขนาดได้ดังรูปที่ 4.15

จากผลการศึกษาวิจัยพบว่าทฤษฎีการส่งผ่านกำลังงานของฟรีสในสมการที่ (26) สามารถยืนยันการเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งและสายอากาศรับทำให้ระดับกำลังงานรวม (Power consumption) และกำลังงานที่รับได้มีขนาดที่สูงขึ้น ซึ่งผลจากการวัดในรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่ามีกำลังงานเฉลี่ยที่ -52.01 dB และเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรณีอื่นๆ ก็จะทราบว่ากำลังงานที่รับได้ซึ่งสูงกว่า SISO ถึง 8.33 dB จะสูงกว่าข้อมูลช่องสัญญาณ MISO และช่องสัญญาณ SIMO ถึง 4.66 dB ตามลำดับ นอกเหนือจากนี้ ผลที่ได้จากตัวประมาณค่ายังสามารถช่วยลดความแปรปรวนได้มากยิ่งขึ้น ซึ่งจะตรงตามวัตถุประสงค์ในการออกแบบตัวประมาณค่าไร้ไบแอสความแปรปรวนต่ำสุด โดยผลจากตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์แบบบอดยังสามารถติดตามคุณลักษณะช่องสัญญาณได้อย่างต่อเนื่อง ดังแสดงในรูปที่ 4.15 (ก) และผลจากตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอดก็มี

ประสิทธิภาพสูงซึ่งจะเห็นการเปรียบเทียบระหว่างผลจากการวัดและผลการประมาณรูปที่ 4.15 (ข) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



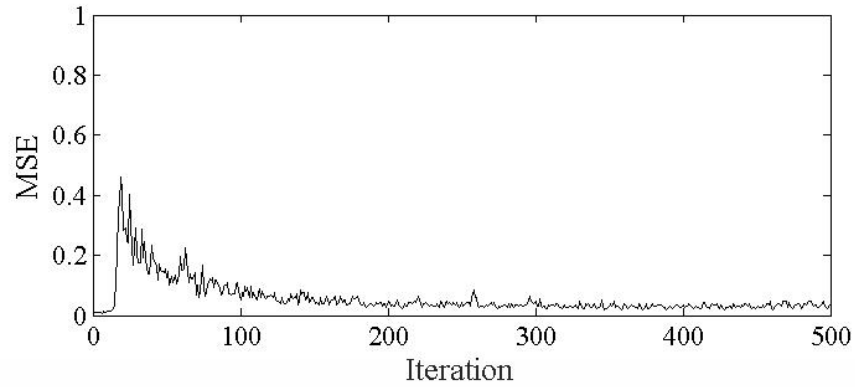
(ก)



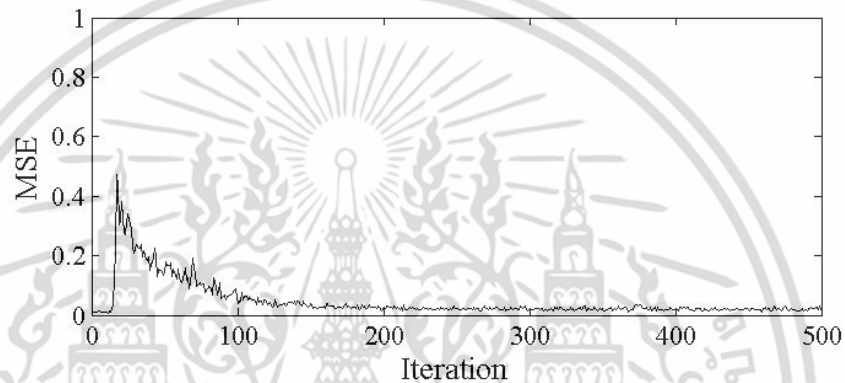
(ข)

รูปที่ 4.15 ผลการวัดและการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดกรณี MIMO
(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

ผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดในรูปที่ 4.16 สามารถยืนยันสมรรถนะการประมวลผลของตัวประมาณค่าบังคับศูนย์แบบบอด และตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอดสำหรับวิเคราะห์ข้อมูลช่องสัญญาณ MIMO ได้อย่างชัดเจนมากยิ่งขึ้น โดยที่รูปที่ 4.16 (ก) ที่ ณ จุดเริ่มต้นเท่ากับ 0.43 ซึ่งแตกต่างกับข้อมูลช่องสัญญาณ SISO ถึง 52 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งแตกต่างกับข้อมูลช่องสัญญาณ MISO ถึง 33 เปอร์เซ็นต์ และแตกต่างกับข้อมูลช่องสัญญาณ SIMO ถึง 18 เปอร์เซ็นต์ ทำนองเดียวกัน การประมวลผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดมีความเสถียรภาพมากที่สุดในรูปที่ 4.16 ด้วยตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด



(ก)



(ข)

รูปที่ 4.16 ผลการประเมินค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดกรณี MIMO
(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์ (ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด

4.5 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีหลักการประมาณค่าในรูปแบบการหาค่าเฉลี่ย และการหาค่าความแปรปรวนซึ่งอยู่บนพื้นฐานในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณเชิงสุ่ม โดยกล่าวถึงทฤษฎีการประมาณค่าแบบไร้ไบแอสความแปรปรวนน้อยสุด (MVUE) การคำนวณหาขอบเขตด้านต่ำแคระเมอร์-เรโอ ทฤษฎีหลักการตัวประมาณค่าเชิงเส้นดีที่สุด (BLUE) อย่างไรก็ตาม การนำเสนอตัวประมาณค่าแบบบอดจะอยู่บนพื้นฐานการประยุกต์จากทฤษฎีการประมาณค่ากำลังสองน้อยสุด (LS) ซึ่งได้ออกแบบการจำลองโดยใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยสุดมาพิจารณาผลที่ได้จากข้อมูลการวัดจริงในรูปแบบการส่งผ่าน SISO MISO SIMO และ MIMO ตามลำดับ จากผลการศึกษาวิจัยสามารถค้นพบว่าตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอดมีประโยชน์เป็นอย่างมากต่อการติดตามสถานะช่องสัญญาณและลดค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด รวมถึงการนำไปใช้ควบคู่กับการ

ออกแบบวงจรปรับเท่าช่องสัญญาณบอดที่จะกล่าวถึงในบทถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับภารกิจการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

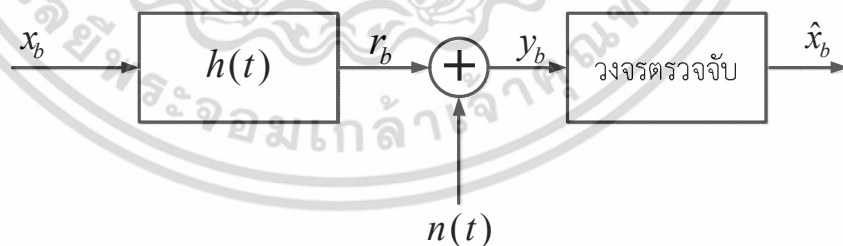
การปรับเท่าช่องสัญญาณบอด

5.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่ภาครับ โดยนำเสนอวิธีการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด รวมถึงประเมินผลสมรรถนะจากการทดลองวิจัย เป็นต้น

5.2 การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอเกิดจากการหน่วงทางเวลาของสัญญาณพัลส์ลำดับที่ b ส่งออกจากต้นทางไปแทรกสอดกับสัญญาณพัลส์ที่อยู่ติดกัน ซึ่งผลกระทบนี้เป็นผลมาจากความรุนแรงของช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ซึ่งมักเกิดขึ้นบ่อยครั้งสำหรับการสื่อสารระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ โดยเฉพาะระบบที่มีแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณจำกัด วิธีการตรวจสอบว่าช่องสัญญาณจะเกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์นั้นหรือไม่สามารถพิจารณาได้จากผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบ ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์มีรูปร่างสัญญาณครอบคลุมช่วงเวลาเกินหนึ่งคาบของบิตข้อมูลก็แสดงว่าช่องสัญญาณนี้จะก่อให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อย่างแน่นอน แต่อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติสามารถพิจารณาความรุนแรงของการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วยแผนภาพปริภูมิสัญญาณและแผนภาพดวงตาได้ด้วยเครื่องมือวัดวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์หรือเครื่องวัดวิเคราะห์สเปกตรัม



รูปที่ 5.1 แบบจำลองช่องสัญญาณการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

พิจารณาการวิเคราะห์แบบจำลองช่องสัญญาณในรูปที่ 5.1 เมื่อลำดับข้อมูลอินพุต x_b ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่กำหนดโดย

$$h(t) = \sum_{f=0}^{f+1} h_f(D) \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $h_f(D)$ คือ สัมประสิทธิ์ตัวที่ f ของช่องสัญญาณ และ $\hat{f} + 1$ คือ จำนวนแท็ป (Tap) ของช่องสัญญาณ และ D คือ ตัวดำเนินการหน่วงเวลาที่คาบเวลา T หน่วย

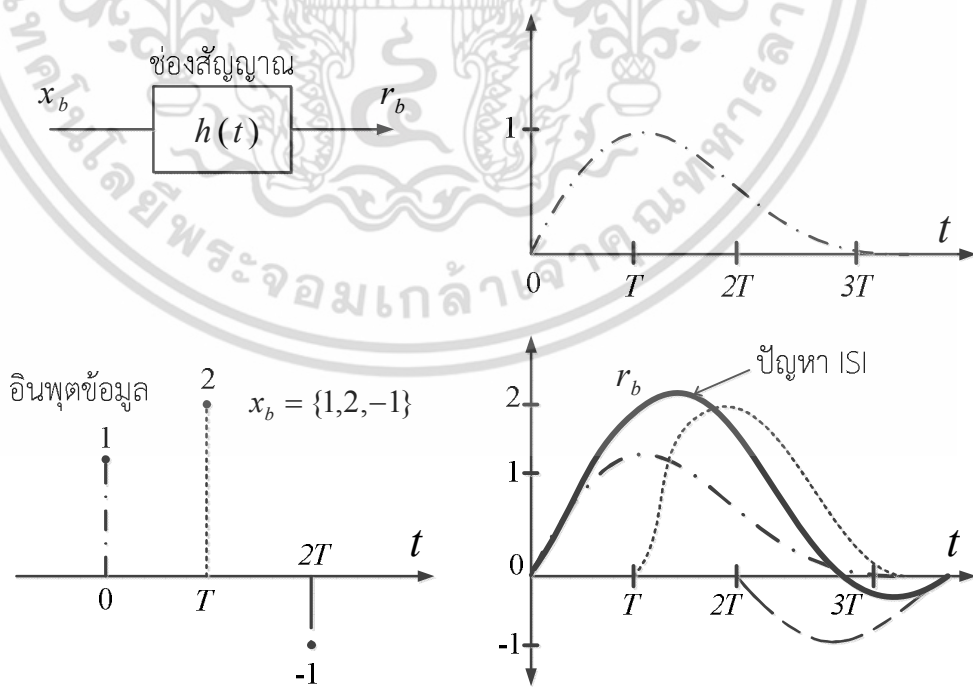
โดยที่ปัญหาการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จะพิจารณาเมื่อข้อมูลเอาต์พุตของช่องสัญญาณหรือ r_b มีการหน่วงทางเวลาอย่างมากและส่งผลให้มีการซ้อนทับกันของอินพุตข้อมูล x_b กับ x_{b-1} ซึ่งสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์จากการทำคอนโวลูชันระหว่างอินพุตข้อมูลและผลตอบสนองอิมพัลส์ได้ดังนี้

$$r_b = h(t)x_b \tag{5.2}$$

$$r_b = \sum_{f=0}^{\hat{f}+1} h_f(D)x_{b-f} = \underbrace{h_0(D)x_b}_{\text{Wanted signal}} + \underbrace{h_1(D)x_{b-1} + \dots + h_{\hat{f}+1}(D)x_{b-\hat{f}+1}}_{\text{ISI}} \tag{5.3}$$

เมื่อพิจารณาผลรวมของระบบที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวบวก (AWGN) ที่มีค่าเฉลี่ยกลางและความแปรปรวนคงที่เท่ากับ $n(t) \in (0, \sigma^2)$ ดังนั้น อินพุตของวงจรตรวจจับสัญญาณจะแสดงได้เป็น

$$y_b = h(t)r_b + n(t) \tag{5.4}$$



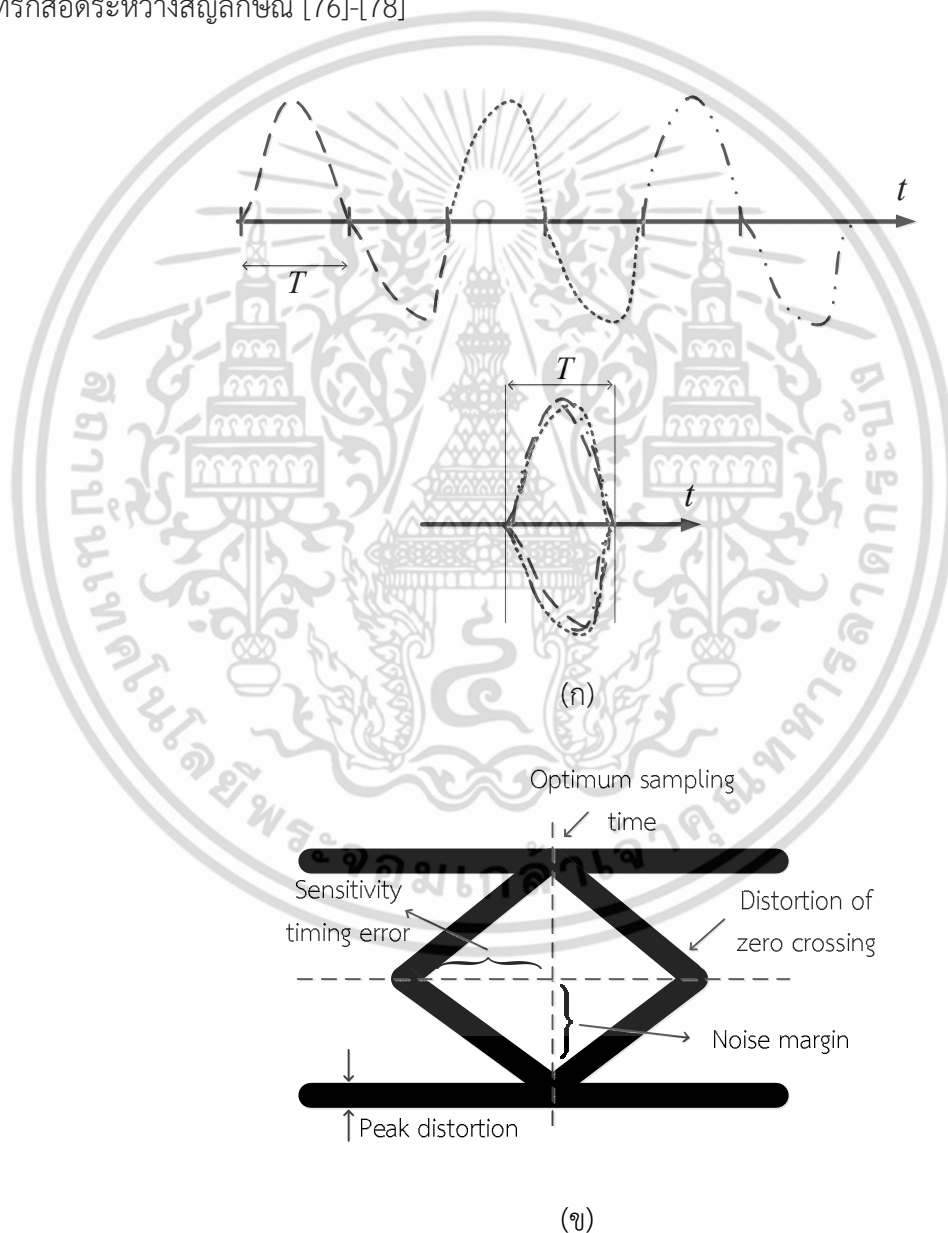
รูปที่ 5.2 คุณลักษณะของปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.3) พบว่าสัญญาณที่ต้องการ (Wanted signal) จะไม่มีองค์ประกอบการซ้อนทับระหว่างอินพุตข้อมูล x_b กับ x_{b-1} แต่ในเทอมสุดท้ายจะมีองค์ประกอบการซ้อนทับกันของอินพุตข้อมูล x_{b-1} ไปจนถึง x_{b-f+1} ดังแสดงรูปการส่งผ่านอินพุตข้อมูลและเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่ 5.2

5.2.1 การตรวจสอบระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

โดยทั่วไปในการศึกษาวิจัยจะมีเทคนิคที่หลากหลายในการตรวจสอบระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ [76]-[78]



รูปที่ 5.3 การวิเคราะห์แผนภาพดวงตา

(ก) สัญญาณแอนะล็อก (ข) รายละเอียดของแผนภาพดวงตา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

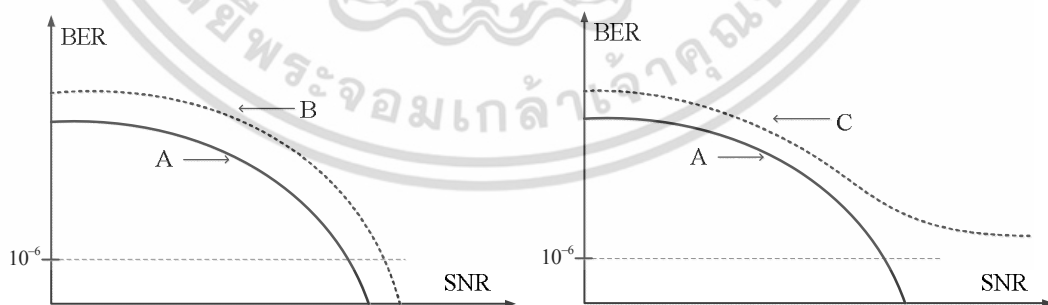
โดยสามารถวิเคราะห์ได้จากปริภูมิสัญญาณทางภาครับหรือพิจารณาได้จากแผนภาพดวงตา (Eye diagram) ซึ่งหากนำสัญญาณแอนะล็อกที่ต้องการแสดงเป็นแผนภาพดวงตาในแต่ละช่วงคาบเวลา T มาซ้อนทับกันตามรูปที่ 5.3 (ก) ซึ่งจะเห็นว่าผลลัพธ์ที่ได้มีลักษณะคล้ายดวงตามนุษย์ โดยแผนภาพดวงตานี้จะทำให้ทราบถึงระดับความรุนแรงของสัญญาณรบกวนและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ คือ ถ้าลักษณะดวงตาปิดความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ก็จะมาก แต่ในทางกลับกันเมื่อลักษณะดวงตาเปิดผลการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ก็จะน้อยนั่นเอง

ในทางปฏิบัติแผนภาพดวงตาบอกให้ทราบถึงเวลาการซัดตัวอย่างที่เหมาะสมที่เหมาะสม (Optimum sampling time) ค่าความไวของข้อผิดพลาดเชิงเวลา (Sensitivity timing error) ค่าความเพี้ยนของค่าสูงสุด (Peak distortion) ขอบเขตของสัญญาณรบกวน (Noise margin) และค่าความผิดเพี้ยนจุดตัดค่าศูนย์ (Distortion of zero crossing) ตามรายละเอียดรูปที่ 5.3 (ข) ซึ่งจุดที่ดีที่สุดในการซัดตัวอย่างของวงจรตรวจจับคือ ณ จุดกึ่งกลาง เป็นต้น

5.2.2 การคำนวณหาค่าระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

นอกจากในทางปฏิบัติการใช้แผนภาพดวงตาสามารถพิจารณาระดับความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้แล้ว ในทางทฤษฎี สามารถคำนวณหาค่าระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้เช่นกัน โดยพิจารณาจากแบบจำลองช่องสัญญาณในรูปที่ 5.1 ค่าระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จะหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$\xi_{\text{ISI}} = \frac{\sum_f |h_f(t)| - \max_f |h_f(t)|}{\max_f |h_f(t)|} \quad (5.5)$$



(ก)

(ข)

รูปที่ 5.4 การวิเคราะห์คุณลักษณะของผลอัตราความผิดพลาดบิต

(ก) ระบบที่มีสัญญาณรบกวน

(ข) ระบบที่มีสัญญาณรบกวนและการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์

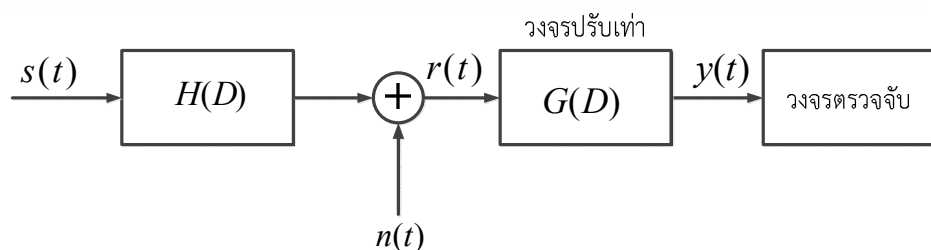
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\max_f |h_f(t)|$ คือ ค่าสูงสุดของ $h_f(t)$ ที่เป็นไปได้ จากสมการที่ (100) ถ้า $\xi_{ISI} = 0$ แสดงว่าช่องสัญญาณจะไม่ก่อให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ แต่ถ้า $\xi_{ISI} > 0$ หมายถึง ช่องสัญญาณจะก่อให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ยิ่งค่า ξ_{ISI} มาก ระบบการตรวจจับสัญญาณก็จะมีอัตราความผิดพลาดบิตมาก และถ้าค่า ξ_{ISI} น้อย ระบบการตรวจจับสัญญาณก็จะมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยลงเช่นกัน

ความสัมพันธ์ของการพิจารณาผลอัตราความผิดพลาดบิตที่เกี่ยวข้องกับปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สามารถสังเกตกราฟคุณลักษณะได้ดังรูปที่ 5.4 โดยการศึกษาวิจัยทั่วไปเมื่อระดับค่าเอสเอ็นอาร์ของระบบเพิ่มมากขึ้น สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตก็จะลดลง ดังนั้น ในการวิเคราะห์ถ้าระบบ A เป็นระบบที่ไม่มีผลกระทบจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ดังรูปที่ 5.4 (ก) ซึ่งเมื่อเพิ่มระดับความรุนแรงของสัญญาณรบกวนให้มากขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบใหม่นี้จะเปลี่ยนเป็นเส้นกราฟ B หากสมมุติว่าต้องการรักษาระดับอัตราความผิดพลาดบิตของระบบใหม่ที่ 10^{-6} ก็จะต้องเพิ่มค่าเอสเอ็นอาร์ เข้าไปในระบบให้มากขึ้น อย่างไรก็ตาม เมื่อระบบมีผลกระทบจากความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สามารถกล่าวได้ว่าเมื่อระบบทำงานถึงค่าอัตราความผิดพลาดบิตระดับหนึ่งแล้ว ไม่ว่าจะเพิ่มค่าเอสเอ็นอาร์ เข้าไปในระบบอีกเท่าไรก็ตาม ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็จะไม่ลดลง ดังกราฟ C ในรูปที่ 5.4 (ข) ซึ่งปรากฏการณ์นี้ในทางปฏิบัติอาจเรียกได้ว่าเป็น พื้นที่ยอดผิดพลาด (Error floor) นั่นเอง ดังนั้น จึงเป็นสิ่งที่สำคัญที่สุดสำหรับการศึกษาวิจัยเพื่อลดผลกระทบของปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ในระบบให้ได้มากที่สุด โดยเฉพาะในการอ่านข้อมูลปริมาณแต่ก็จำนวนมากจะมีความเสี่ยงสูงที่จะเกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มากเช่นกัน

5.3 หลักการปรับเท่าช่องสัญญาณ

ในทางปฏิบัติวงจรปรับเท่าช่องสัญญาณทำหน้าที่หลายอย่าง เช่น ช่วยในการปรับคุณลักษณะของสัญญาณที่ได้รับให้เป็นไปตามที่ระบบต้องการ ช่วยลดผลกระทบจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่แฝงอยู่ในสัญญาณที่ได้รับ เป็นต้น



รูปที่ 5.5 แบบจำลองการปรับเท่าช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

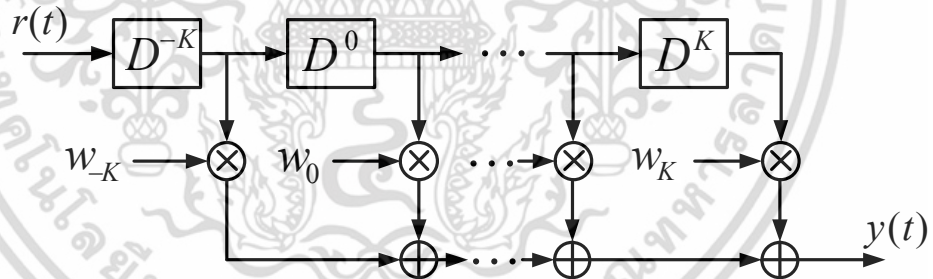
พิจารณาแบบจำลองช่องสัญญาณในรูปที่ 5.5 และสมมติว่าระบบมีคุณสมบัติสแตชันนารีแบบไวด์เซนส์ (Wide-sense stationary: WSS) มีความสัมพันธ์ทางคณิตศาสตร์ดังนี้

$$r(t) = H(D)s(t) + n(t) \quad (5.6)$$

โดยที่ $H(D)$ คือ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณในโดเมน D หรือเท่ากับ $\sum_{f=0} h_f(t)$ ดังนั้น พิจารณาวงจรการปรับเท่าช่องสัญญาณในโดเมนเดียวกันคือ $G(D)$ เมื่อกำหนดให้

$$G(D) = \sum_{f=-K}^K w_f D^f \quad (5.7)$$

เมื่อ w_f คือ สัมประสิทธิ์ลำดับที่ f ของวงจรปรับเท่า และมีแท็ปศูนย์กลางอยู่ที่เวลา $f = 0$ ดังนั้น การออกแบบวงจรปรับเท่าจะสามารถมีจำนวนแท็ปทั้งหมด $2K + 1$ แท็ป ซึ่งโดยทั่วไปคุณลักษณะวงจรปรับเท่าแบบนี้จะเรียกว่า ตัวปรับเท่าแบบเส้นตัดขวาง (Transversal equalizer) [79] โดยสามารถแสดงโครงสร้างการออกแบบได้ดังรูปที่ 5.6 เป็นต้น



รูปที่ 5.6 โครงสร้างตัวปรับเท่าแบบเส้นตัดขวาง

สามารถพิจารณาเอาต์พุตของตัวปรับเท่าแบบเส้นตัดขวางได้ดังนี้

$$y(t) = G(D)r(t) \quad (5.8)$$

$$y(t) = \sum_{f=-K}^K s_f(t)w_f D^f \quad (5.9)$$

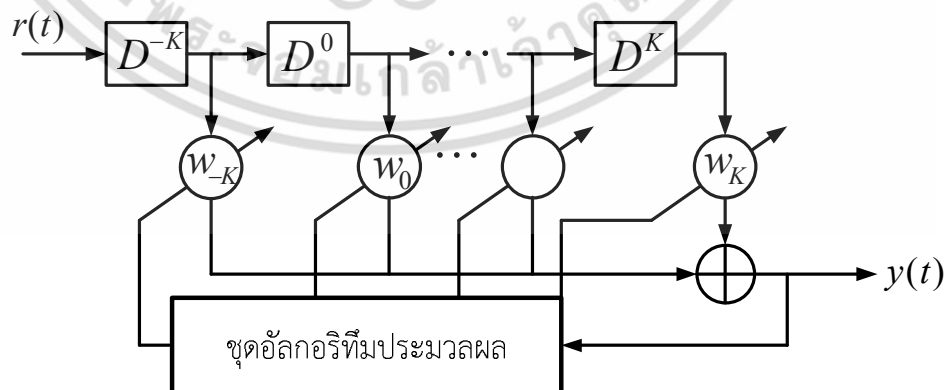
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y(t) = \underbrace{s_K(t)w_{-K}D^{-K}}_{\text{ISI (future data)}} + \underbrace{s_0(t)w_0D^0}_{\text{Wanted signal}} + \dots + \underbrace{s_K(t)w_KD^K}_{\text{ISI (past data)}} \quad (5.10)$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรปรับเท่าจะมีกระบวนการการหน่วงทางเวลาในระบบเป็นจำนวน K หน่วย โดยอธิบายได้ว่าหากมีสัญญาณที่ต้องการ $s_0(t)$ ส่งเข้าไปในระบบก็จะยังไม่สามารถแยกเอาต์พุตออกมาได้ทันทีซึ่งจะมีปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ของข้อมูลก่อนหน้า (Past data) และข้อมูลถัดไป (Future data) เข้ามาซ้อนทับ อย่างไรก็ตาม หากต้องการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จะต้องอาศัยแต่เพียงจำนวนมากจึงจะสามารถช่วยปรับรูปร่างสัญญาณที่ต้องการได้และสิ่งที่สำคัญที่สุดก็คือ ตัวแปรค่าสัมประสิทธิ์ w ที่เป็นตัวบ่งบอกถึงประสิทธิภาพการประมวลผลในระบบเพื่อลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์โดยทั่วไปในการศึกษาวิจัยจะนำเสนอวงจรปรับเท่าที่สามารถปรับหาค่าสัมประสิทธิ์ w ได้ด้วยตัวเองหรือการปรับเท่าแบบปรับตัวได้ [80] นั้นเอง

5.3.1 การปรับเท่าแบบปรับตัว

ในทางปฏิบัติเป็นการยากที่จะทราบว่าคุณลักษณะของสัญญาณและความรุนแรงของความแปรปรวนเป็นอย่างไร เพราะฉะนั้น การดำเนินการของตัวปรับเท่าโดยทั่วไปยากที่จะหาค่าสัมประสิทธิ์ w ได้อย่างรวดเร็ว การปรับเท่าแบบปรับตัว คือ การเรียนรู้ค่าสัมประสิทธิ์ในแต่ละที่ปตลอดเวลาโดยจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์หรือชุดอัลกอริทึมประมวลผล (Batch processing algorithm) ที่ควบคุมการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดเพื่อช่วยลดจำนวนองค์ประกอบของแท้ปและความรวดเร็วในการลู่เข้า (Convergence) ค่าที่เหมาะสมที่สุด (Optimum) ดังแสดงโครงสร้างการปรับเท่าแบบปรับตัวได้ในรูปที่ 5.7 เป็นต้น



รูปที่ 5.7 โครงสร้างการปรับเท่าแบบปรับตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการศึกษาวิจัยพบว่าอัลกอริทึมที่ได้รับความนิยมมากที่สุด คือ อัลกอริทึมกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดหรือแอลเอ็มเอส ซึ่งมีความสามารถในการลู่เข้าหาค่าสัมประสิทธิ์ได้อย่างรวดเร็วและมีเสถียรภาพ โดยสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์เขียนได้ดังนี้

$$w_{k+1} = w_k - \frac{\mu}{2} \nabla f(x) \quad (5.11)$$

เมื่อกำหนดให้ μ คือ ขนาดขั้นบันได (Step size) ซึ่งจะมีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 1 เท่านั้น และเทอม $f(x)$ คือ ฟังก์ชันค่าจริงของตัวแปร x โดยที่สมการที่ (5.11) เรียกว่า อัลกอริทึมเกรเดียนต์ (Gradient algorithm) ที่ใช้ดำเนินการถ่วงน้ำหนัก (Weight) เพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ที่จำนวนรอบ k ใดๆก็ตาม สำหรับอัลกอริทึมกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดการกำหนดฟังก์ชันค่าจริงจะอยู่ในรูปของสมการดังนี้

$$f(x) = 2E[r(t)\varepsilon] \quad (5.12)$$

ดังนั้น สามารถจัดรูปสมการที่ (5.11) ใหม่ได้ว่า

$$w_{k+1} = w_k - \mu \{ \varepsilon r(t) \} \quad (5.13)$$

เมื่อ ε คือ ข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากสมการที่ (4.25) ซึ่งอยู่ในรูปของ $\varepsilon = y(t) - d(t)$ เป็นต้น ใดๆก็ตาม ปัญหาของอัลกอริทึมกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดจะขึ้นอยู่กับค่าข้อมูลสัญญาณอ้างอิง $d(t)$ ที่ใช้ในการหาข้อผิดพลาดอาจจะมีการเปลี่ยนแปลงตามคุณลักษณะของสัญญาณ ดังนั้น การคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของระบบจะขาดประสิทธิภาพและเกิดการลู่เข้าค่าที่เหมาะสมช้ามากยิ่งขึ้น

ในทางปฏิบัติ การทำงานของวงจรปรับเท่าแบบปรับตัวสามารถออกแบบให้ทำงานได้ 2 สภาวะ คือ

1. ภาวะการได้มา (Acquisition mode) หรือภาวะการฝึก (Training mode) จะเป็นการทำงานในช่วงเริ่มต้น โดยในช่วงนี้วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวจะใช้ข้อมูลสัญญาณอ้างอิงช่วยในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม โดยรายละเอียดสามารถศึกษาเพิ่มเติมได้ในเอกสาร [81]

2. ภาวะการติดตาม (Tracking mode) จะเป็นการทำงานที่วงจรปรับเท่าแบบปรับตัวจะใช้ข้อมูลสัญญาณจริงที่มีลักษณะสุ่ม และปราศจากข้อมูลสัญญาณอ้างอิง มาประมวลผลเชิงสถิติโดยจะอาศัยกระบวนการประมาณค่าของสัญญาณบอดที่กล่าวถึงในบทที่ 4 มาเป็นเครื่องมือในการคำนวณ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าข้อผิดพลาดในสมการที่ (5.13) ดังนั้น ภาวะการผิดติดตาม คือ กระบวนการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดที่จะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

5.4 อัลกอริทึมการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด

การปรับเท่าช่องสัญญาณแบบบอดถูกคิดค้นในปี ค.ศ. 1975 ด้วยแนวคิดที่ว่าภาครับสามารถกู้คืนสัญญาณส่งได้โดยปราศจากการใช้สัญญาณอ้างอิงนำและไม่ทราบคุณลักษณะของช่องสัญญาณ (Unknown of channel) ล่วงหน้า ซึ่งจะอาศัยเฉพาะค่าโมเมนต์อันดับของสัญญาณที่รับได้เชิงสถิติมาพิจารณาเพียงเท่านั้น ในการศึกษาวิจัยได้มีการพัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาข้อจำกัดการใช้สัญญาณอ้างอิงของอัลกอริทึมกำลังสองเฉลี่ยน้อยสุดในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ โดยเฉพาะระบบการสื่อสารที่มีแบนด์วิดท์จำกัดอาจส่งผลให้ประสิทธิภาพในการขจัดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณนั้นลดลง

อัลกอริทึมการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดในยุคแรกถูกนำเสนอโดย Y. Sato [81] ซึ่งใช้ชื่อว่า ซาโตอัลกอริทึม (Sato algorithm) โดยพิจารณาสำหรับการปรับเท่าสัญญาณพัลส์มอดูเลชันเชิงแอมพลิจูด (Pulse amplitude modulation: PAM) หลายระดับที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ วิธีการคือการสังเกตการณ์คุณลักษณะการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณพัลส์ที่รับได้และเอาต์พุตของวงจรปรับเท่า ซึ่งจะสามารถพิจารณาสมการการถ่วงน้ำหนักที่ (5.11) โดยปราศจากข้อมูลสัญญาณอ้างอิง $d(t)$ แต่อย่างไรก็ตาม การลู่เข้าจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงระดับสัญญาณที่รับได้เป็นหลักซึ่งอาจไม่แน่นอน จนต่อมาได้มาการพัฒนาแก้ไขปัญหาคอนเวอร์เจนซ์ของซาโตอัลกอริทึมโดยทีมนักวิจัยได้แก่ Benveniste Goursat และ Ruget [82] ซึ่งใช้ชื่อใหม่ว่า บิอาร์จีอัลกอริทึม (BRG algorithm) ในปี ค.ศ. 1980 โดยนำเสนอการประยุกต์เทอมการถ่วงน้ำหนักด้วยการเพิ่มโมเมนต์อันดับของสัญญาณพัลส์ที่รับได้ให้สามารถแยกองค์ประกอบสัญญาณพัลส์ได้ดีมากขึ้น ซึ่งวิธีการนี้ประสบความสำเร็จและเป็นต้นแบบของสมการค่าถ่วงน้ำหนักแบบบอดต่อมาในปัจจุบัน อย่างไรก็ตาม ปัจจุบันการมอดูเลชันสัญญาณไม่ได้มีเฉพาะพัลส์แอนะล็อกแต่ถูกแทนที่ด้วยการมอดูเลชันสัญญาณแบบดิจิทัลมากขึ้น ดังนั้น ทั้งซาโตและบิอาร์จีอัลกอริทึมอาจจะต้องถูกประยุกต์สำหรับการปรับเท่าสัญญาณดิจิทัล ซึ่งปัจจุบันได้มีการนำเสนอและเป็นที่ยอมรับในการศึกษาวิจัยกันอย่างกว้างขวางคือ อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่หรือซีเอ็มเออัลกอริทึม [83] ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในหัวข้อที่ 5.4.1

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มุ่งเน้นในการศึกษาวิจัยอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่สำหรับการประยุกต์กระบวนการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด และคิดค้นการนำเสนออัลกอริทึมใหม่คือ อัลกอริทึมแบบดูลมอดูลัสคงที่ และอัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่ เป็นต้น

5.4.1 อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่

ในการประยุกต์อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่สำหรับช่องสัญญาณหลายอินพุตเข้าหลายเอาต์พุต ออกได้ถูกนำเสนอขึ้นเป็นครั้งแรกใน ค.ศ. 1998 โดยสามารถลดปัญหาการแทรกสอดระหว่าง สัญลักษณ์และปัญหาการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (Multiple user interference: MUI) ได้อีกด้วย ดังนั้น การศึกษาวิจัยโดยทั่วไปจะนำวิธีการของอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่มาประยุกต์ใช้สำหรับวงจรปรับ เท่าที่ต้องการแยกแหล่งข้อมูลต้นทาง (Source separation) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ที่ถูกคิดค้นโดย D. N. Godard [84] ซึ่ง ได้พัฒนาบนแนวคิดพื้นฐานของอัลกอริทึมเกรเดียนต์ในสมการที่ (5.11) โดยที่กำหนดให้ ∇ คือ ตัว ดำเนินการฟังก์ชันต้นทุน (Cost function) เขียนสมการได้ดังนี้

$$\nabla = \frac{1}{2q} \left(|y(t)|^q - R_q \right)^2 \quad (5.14)$$

เมื่อ q เท่ากับ 1, 2 หรือขึ้นอยู่กับการมอดูเลชันจำนวนสัญญาณข้อมูล และ R_q คือ ตัว ประเมินค่าสัญญาณที่ต้องการ (Wanted signal) ซึ่งเป็น

$$R_q = \frac{E[|s(t)|^{2q}]}{E[|s(t)|^q]} \quad (5.15)$$

ดังนั้น สามารถเขียนสมการที่ (5.11) ใหม่ในรูปของอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ได้ดังนี้

$$w_{k+1} = w_k - \mu \frac{1}{2q} \left(|y(t)|^q - R_q \right)^2 y(t) \quad (5.16)$$

$$w_{k+1} = w_k - \mu \frac{1}{2q} \left(|y(t)|^q - R_q \right)^2 \sum_{f=-K}^K s_f(t) w_f D^f \quad (5.17)$$

สมการที่ (5.17) จะเป็นสมการการถ่วงน้ำหนักเพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่า โดยปราศจากการใช้สัญญาณข้อมูลอ้างอิงนำหรือกรณีที่ภาครับไม่สามารถทราบคุณลักษณะการ เปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ดังนั้น เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจสามารถสรุปได้ว่าอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ จะดำเนินการถ่วงน้ำหนักจนกระทั่งความแปรปรวนของช่องสัญญาณลดลงหรือคงที่ ซึ่งส่งผลให้การ หน่วงทางเวลาของสัญญาณอินพุตข้อมูลน้อยลงและสามารถแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่าง

สัญลักษณ์ได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตาม การประยุกต์ใช้งานอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่จะต้องขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการมอดูลัสสัญญาณทางขนาดหรือเฟสที่คงที่เท่านั้น [85]-[86]

5.4.2 อัลกอริทึมแบบมอดูลัสคงที่

จากการศึกษาวิจัยอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่สามารถทราบได้ว่าการดำเนินการถ่วงน้ำหนัก เพื่อให้เอาต์พุตสัญญาณมีขนาดและเฟสคงที่นั้นจะต้องใช้เวลาในการทำซ้ำเป็นจำนวนหลายๆ รอบ จึงจะสามารถลดขนาดความรุนแรงของปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ ดังนั้น การนำเสนออัลกอริทึมแบบมอดูลัสคงที่ได้ถูกคิดค้นเพื่อลดเวลาให้การลู่เข้าหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้เร็วขึ้น โดยอาศัยหลักการอัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) ของอินพุตสัญญาณ เมื่อกำหนดให้

$$R_{yy}(\tau) = E[r(t)r^H(t)] \quad (5.18)$$

$$R_{yy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N r_n(t)r_n^H(t) \quad (5.19)$$

โดยที่สามารถพิจารณาสมการค่าถ่วงน้ำหนักใหม่ได้ดังนี้

$$w_{k+1} = w_k - \mu \frac{1}{2q} \left(|y(t)|^q - R_q \right) y(t) R_{yy}(\tau) \quad (5.20)$$

$$w_{k+1} = w_k - \mu \frac{1}{2q} \left(|y(t)|^q - R_q \right) y(t) \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N r_n(t)r_n^H(t) \quad (5.21)$$

ทั้งนี้ เหตุผลของการใช้หลักการอัตสหสัมพันธ์อินพุตสัญญาณที่รับได้ก็คือ การหาผลรวมเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้มาถ่วงน้ำหนัก ซึ่งจะช่วยให้วงจรปรับเท้ามี่ความแปรปรวนน้อยลงนั่นเองและมีประสิทธิภาพในการลู่เข้าที่รวดเร็วยิ่งขึ้น

5.4.3 อัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่

ในทำนองเดียวกัน การพิจารณาถึงค่าขั้นบันได (Step size) สามารถกำหนดให้ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนสองต่อสามของผลการทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงตามคุณภาพของช่องสัญญาณ โดยจะแตกต่างกันอัลกอริทึมมอดูลัสคงที่และอัลกอริทึมแบบมอดูลัสคงที่ที่มีการกำหนดค่าขั้นบันไดแบบตายตัว ดังนั้น สามารถนำเสนอรูปสมการค่าขั้นบันไดใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mu = \frac{2}{3\text{tr}[R_{xy}(\tau)]} \quad , \quad 0 < \mu \leq 1 \quad (5.22)$$

โดยที่ $\text{tr}[\cdot]$ คือ ฟังก์ชันแทร็กซ์ (trace) [77] และ $R_{xy}(\tau)$ คือ สหสัมพันธ์ข้ามระหว่างอินพุตสัญญาณและเอาต์พุตสัญญาณซึ่งมีความสัมพันธ์เป็น

$$R_{xy}(\tau) = E[r(t)y(t)] \quad (5.23)$$

$$R_{xy}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{f=-K}^K s_f(t) w_f D^f r_n(t) \quad (5.24)$$

โดยที่สามารถพิจารณาสมการค่าถ่วงน้ำหนักใหม่ได้ดังนี้

$$w_{k+1} = w_k - \frac{1}{3\text{tr}[R_{xy}(\tau)]} \frac{1}{q} \left(|y(t)|^q - R_q \right) y(t) R_{xy}(\tau) \quad (5.25)$$

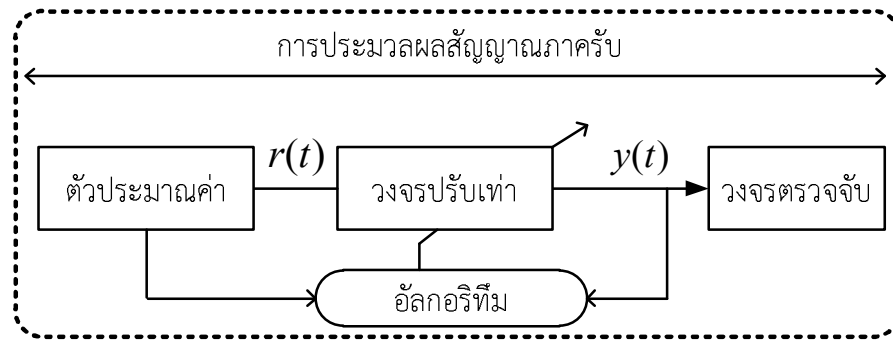
ดังนั้น การกำหนดให้ค่าขั้นบันไดมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับผลสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างอินพุตสัญญาณและเอาต์พุตสัญญาณจะช่วยให้การประมวลผลค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรปรับเท่ามีประสิทธิภาพมากขึ้นและมีจำนวนการทำซ้ำน้อยลง เป็นต้น

การศึกษาวิจัยอัลกอริทึมทั้ง 3 ชนิดนี้ จะถูกนำเสนอในกระบวนการถ่วงน้ำหนักเพื่อลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่ภาครับของเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ โดยการดำเนินการทดลองวิจัยและการประเมินผลประสิทธิภาพจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

5.5 การประเมินผลสมรรถนะการปรับเท่าของสัญญาณบอด

5.5.1 แบบจำลองการวิเคราะห์ระบบ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบแบบจำลองการวิเคราะห์ระบบการประมวลผลสัญญาณภาครับของเครื่องอ่าน โดยการประยุกต์ตัวประมาณค่าและวงจรปรับเท่าของสัญญาณบอดเข้าด้วยกัน ดังแสดงในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แบบจำลองการวิเคราะห์ระบบการประมวลผลสัญญาณภาครับ

แบบจำลองได้พิจารณาเป็น 4 ขั้นตอน ตามลำดับ

1. ตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด ที่ได้กล่าวรายละเอียดในบทที่ 4
2. วงจรถับเท่าแบบเส้นตัดขวาง
3. อัลกอริทึมที่นำเสนอ
4. วงจรถรวจจับ

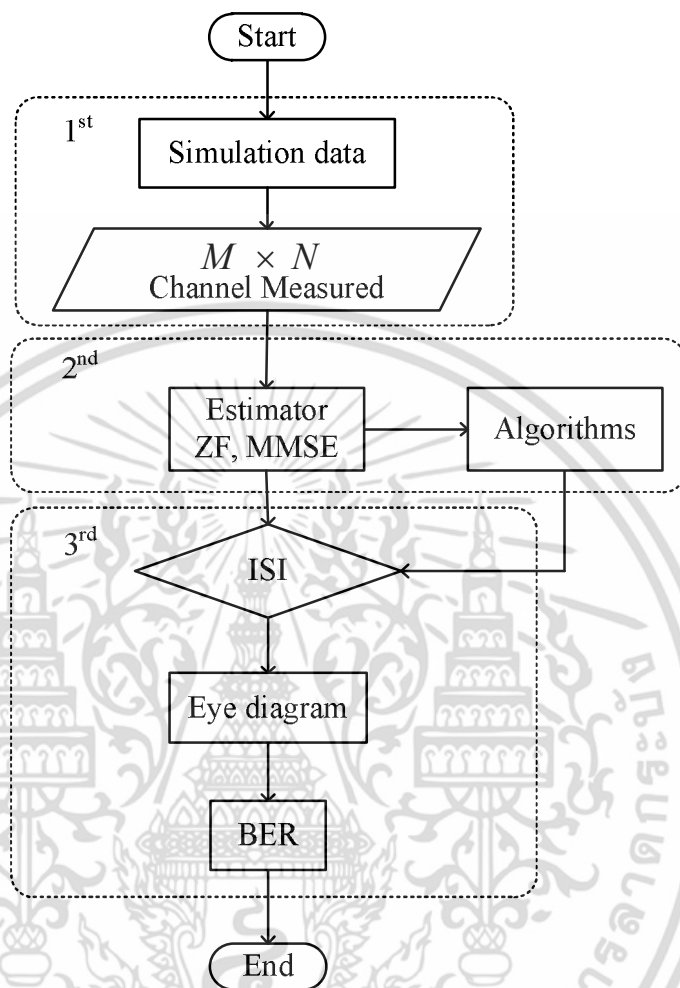
การวิเคราะห์ระบบสามารถอธิบายได้ว่าคุณลักษณะความแปรปรวนของช่องสัญญาณจะถูกประมาณค่าทั้งวิธีการบังคับศูนย์แบบบอด และวิธีการแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด ตามลำดับ โดยที่ผลการคำนวณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดสามารถนำมาถ่วงน้ำหนักด้วยสมการของอัลกอริทึมที่นำเสนอ นอกจากนี้เพื่อให้อินพุตสัญญาณของวงจรถับเท่ามีความคงที่ทางขนาดและเฟสมากยิ่งขึ้น ดังนั้น อินพุตสัญญาณจะถูกกรองเพื่อลดการหน่วงทางเวลาให้น้อยที่สุดด้วยอัลกอริทึมที่สามารถเรียนรู้ผลค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสองจากตัวประมาณค่าและผลค่าความแปรปรวนจากเอาต์พุตสัญญาณของวงจรถับเท่าแบบเส้นตัดขวาง ทั้งนี้เพื่อช่วยเพิ่มคุณสมบัติของการลู่ออกค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ในการทดลองวิจัยนั้นการออกแบบวงจรถับเท่าแบบบังคับศูนย์และตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดจะสามารถดำเนินการประมวลผลข้อมูลจากช่องสัญญาณดังแสดงผลการทดลองในบทที่ 4 และสามารถประเมินผลความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้จากวงจรถรวจจับซึ่งจะแสดงระดับการลดลงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ปริภูมิสัญญาณ หรือแผนภาพดวงตา รวมถึงการวิเคราะห์สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของวิธีการที่นำเสนอ

5.5.2 การทดลองวิจัย

ในการทดลองวิจัยจะใช้ข้อมูลการวัดช่องสัญญาณจากในรูปที่ 4.7 มาประเมินผลประสิทธิภาพการปรับเท่าช่องสัญญาณบอด ซึ่งสามารถดำเนินการตามขั้นตอนการทดลองวิจัยได้ดัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.9 อย่างไรก็ตาม รูปแบบการส่งผ่านช่องสัญญาณ $M \times N$ จะพิจารณาเช่นเดียวกับการประเมินผลในหัวข้อที่ 4.4.1



รูปที่ 5.9 ขั้นตอนการทดลองวิจัย

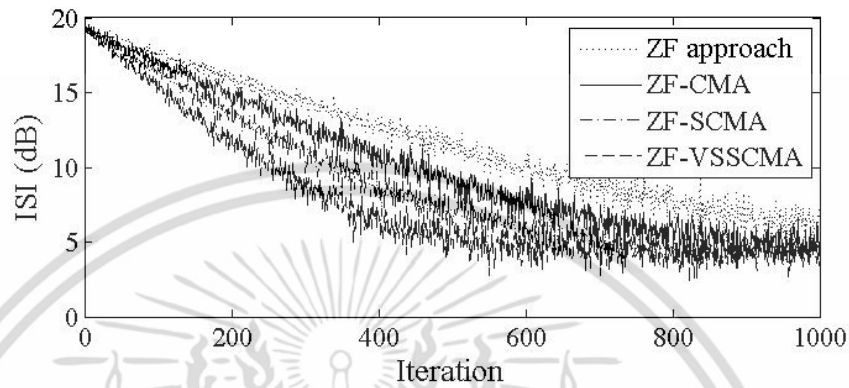
โดยที่สามารถแบ่งวิธีการออกเป็น 3 ขั้นตอน ดังนี้

1. การจำลองข้อมูลสัญญาณของแท้จากสมการที่ (2.23) เมื่อ $L = 1$ และข้อมูลที่ได้จากการวัดช่องสัญญาณ $M \times N$ เป็นต้น
2. ทำการประเมินผลอัลกอริทึมเชิงเปรียบเทียบทั้ง 6 ชนิด คือ ZF-CMA, ZF-SCMA, ZF-VSSCMA, MMSE-CMA, MMSE-SCMA และ MMSE-VSSCMA เป็นต้น
3. ทำการประเมินผลประสิทธิภาพอัตราการลดค่ากำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และการพิจารณารูปแผนภาพดวงตาของวิธีการที่ด้อยที่สุดและดีที่สุดให้เห็นถึงความแตกต่าง รวมถึงขั้นตอนสุดท้ายคือ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพด้วยกราฟอัตราความผิดพลาดบิตของระบบ เป็นต้น

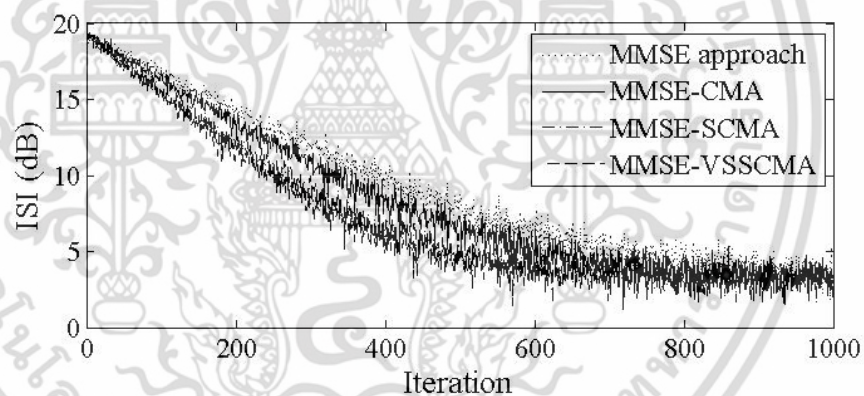
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.5.2.1 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ SISO 1×1 เมื่อ $M = 1$ และ $N = 1$

จากข้อมูลการวัดช่องสัญญาณเมื่อพิจารณาขนาดช่องสัญญาณเป็น 1×1 สามารถนำมาวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดและอัลกอริทึมที่นำเสนอได้ดังนี้



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม

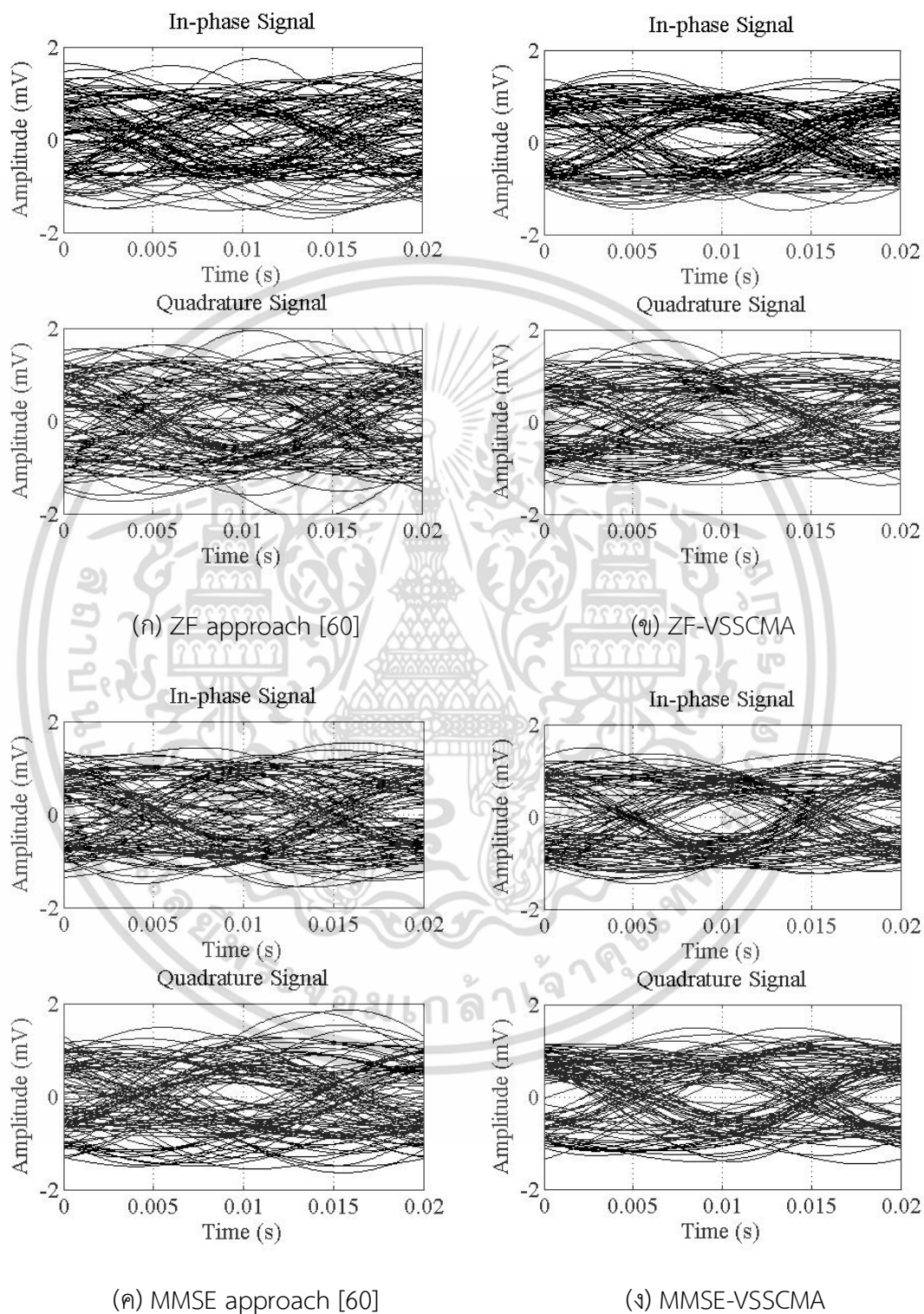


(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

รูปที่ 5.10 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ SISO

ในรูปที่ 5.10 (ก) แสดงผลลัพธ์จากตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่กำหนดการทำซ้ำ $k = 1000$ รอบ ซึ่งสังเกตได้ว่าเริ่มต้นจะเกิดความรุนแรงของระดับการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่ 18.01 dB อันเนื่องจากคุณลักษณะช่องสัญญาณมีความแปรปรวนมากนั่นเอง อย่างไรก็ตาม วิธีการที่นำเสนอสามารถลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ถึง 13 dB โดยวิธีการของ ZF-VSSCMA และวิธีการของ MMSE-VSSCMA ในรูปที่ 5.10 (ข) จะมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด โดยสามารถลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ถึงเฉลี่ย 15 dB อย่างไรก็ตาม จากผล

การทดลองยังคงมีระดับการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เฉลี่ยอยู่ที่ประมาณ 5 dB ซึ่งยังส่งผลต่อการประเมินผลสมรรถนะค่าอัตราความผิดพลาดบิตของระบบได้

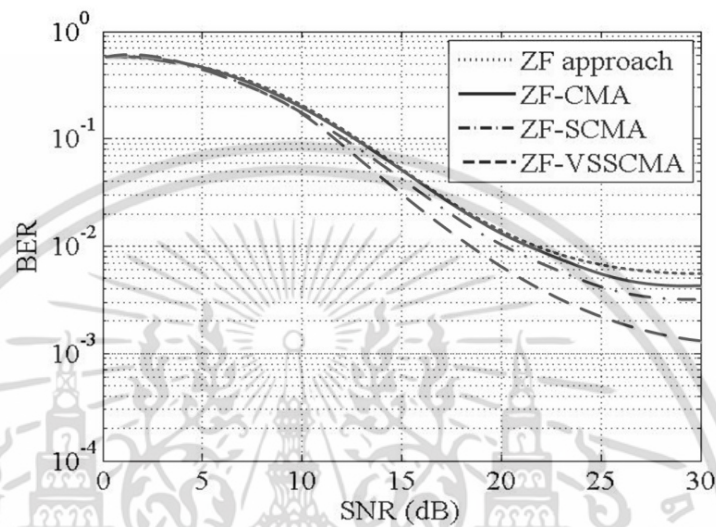


รูปที่ 5.11 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบ

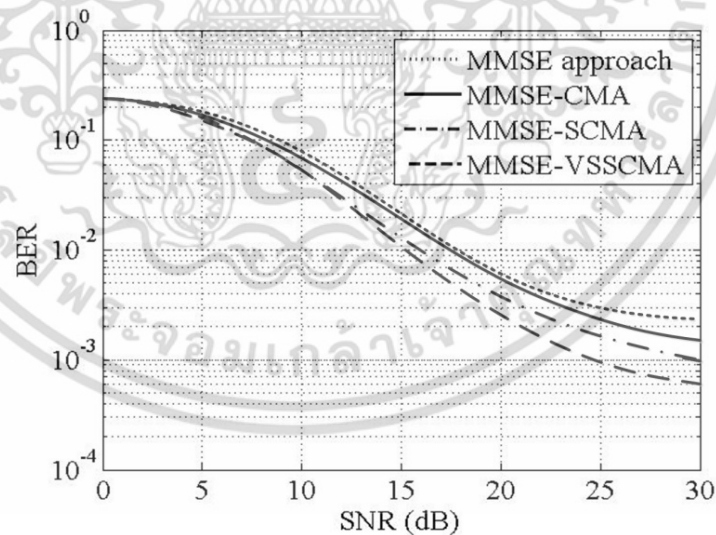
ของจำนวนการทำซ้ำจากช่องสัญญาณ SISO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.11 จะแสดงให้เห็นถึงการแยกองค์ประกอบระหว่างสัญญาณอินเฟสและสัญญาณควอเทรเจอร์เฟสของสัญญาณที่ได้รับได้ โดยสังเกตได้ว่าการประมวลผลระหว่างตัวประมาณค่าและอัลกอริทึมที่นำเสนอจะส่งผลให้รูปลักษณะของดวงตาที่เปิดมากขึ้นอย่างชัดเจน อย่างไรก็ตามเพื่อยืนยันถึงสมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอทั้งหมด สามารถทำการวิเคราะห์ที่ได้จากผลกราฟของอัตราความผิดพลาดบิตในรูปที่ 5.12



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม



(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

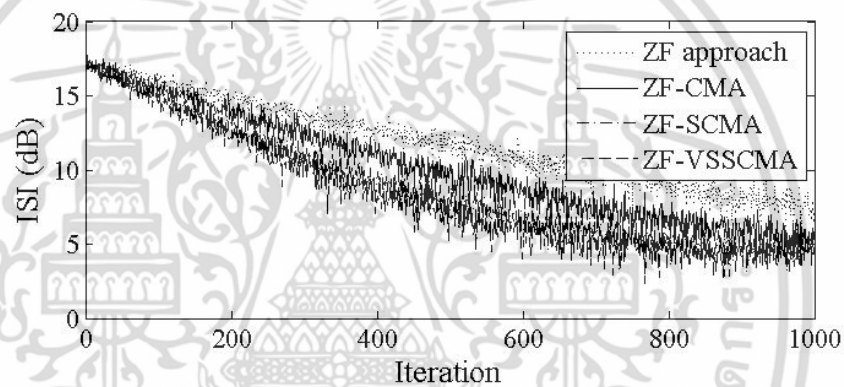
รูปที่ 5.12 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ SISO

จากการประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตของข้อมูลช่องสัญญาณ SISO พบว่าระบบยังคงมีผลกระทบจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ โดยสังเกตจากกราฟในรูปที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

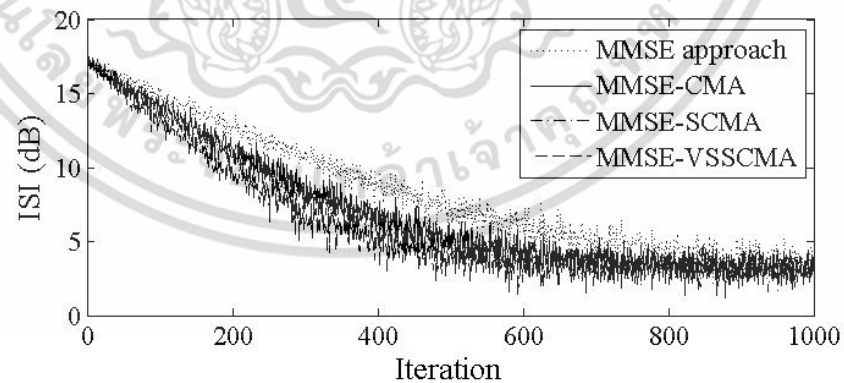
5.12 (ก) และ รูปที่ 5.12 (ข) ตามลำดับ ซึ่งจะเริ่มมีความคงที่มากขึ้นแม้จะมีการเพิ่มขึ้นของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์เพียงใดก็ตาม อย่างไรก็ตาม จะเห็นได้ว่าที่ระดับเอสเอ็นอาร์สูงสุดเท่ากับ 30 dB สมรรถนะของวิธีการที่นำเสนอจะสามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตได้ที่ $10^{-2.5}$ สำหรับตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอและที่ $10^{-2.8}$ สำหรับตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ ตามลำดับ

5.5.2.2 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MISO 4×1 เมื่อ $M = 4$ และ $N = 1$

จากข้อมูลการวัดช่องสัญญาณเมื่อพิจารณาขนาดช่องสัญญาณเป็น 4×1 สามารถนำมาวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดและอัลกอริทึมที่นำเสนอได้ดังนี้



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม

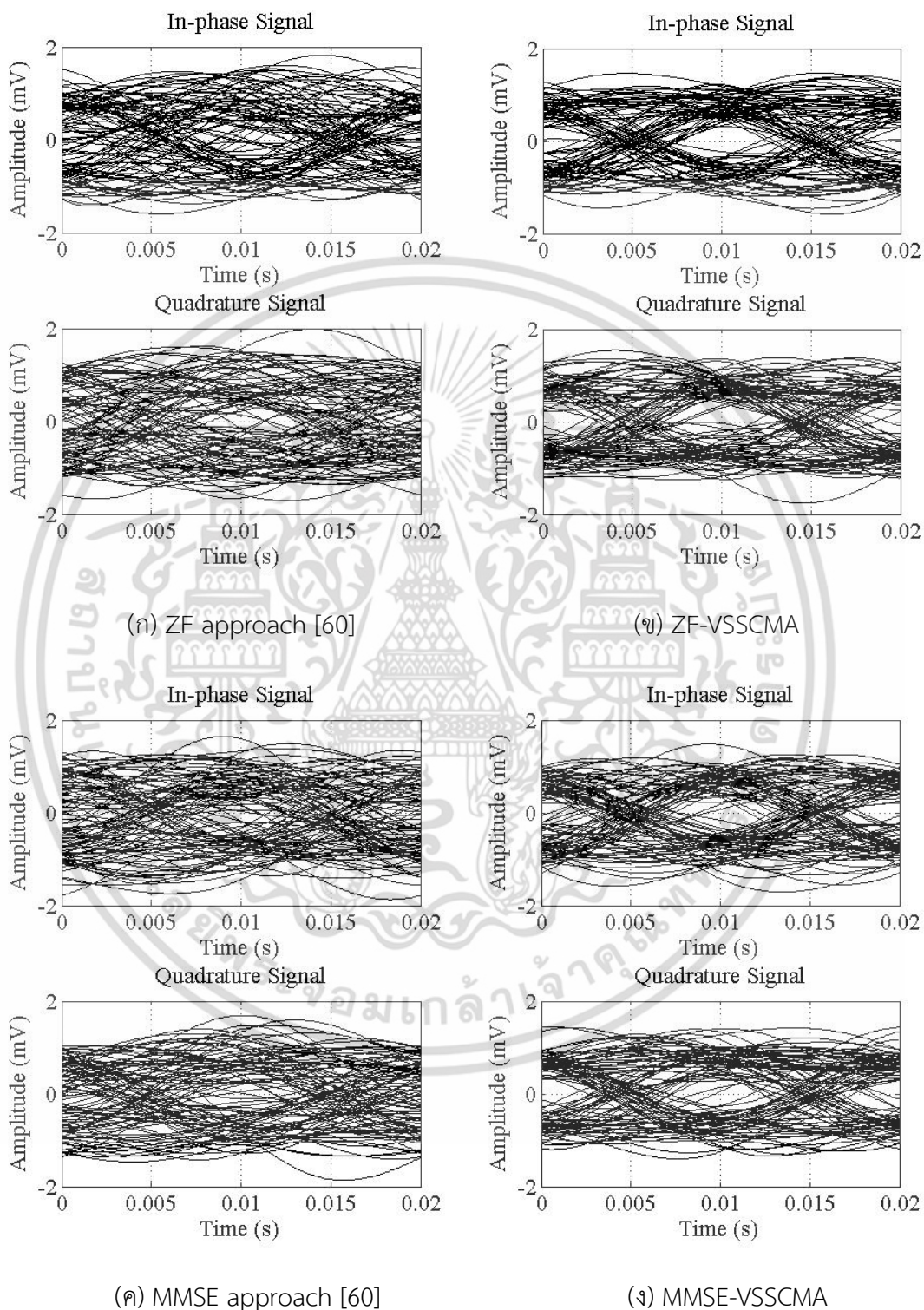


(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

รูปที่ 5.13 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ MISO

จากรูปที่ 5.13 สังเกตได้ว่าช่วงเริ่มต้นข้อมูลจากช่องสัญญาณ MISO จะเกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อยู่ที่ 16.23 dB ซึ่งน้อยกว่าช่องสัญญาณ SISO ประมาณ 2.71 dB ซึ่งการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่บนเว็บไซต์การศึกษามากกว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมวลผลสามารถลดลงได้ถึง 11.42 dB สำหรับวิธีการของ ZF-VSSCMA ในรูปที่ 5.13 (ก) และลดลงได้ถึง 12.60 dB สำหรับวิธีการ MMSE-VSSCMA ในรูปที่ 5.13 (ข) ตามลำดับ

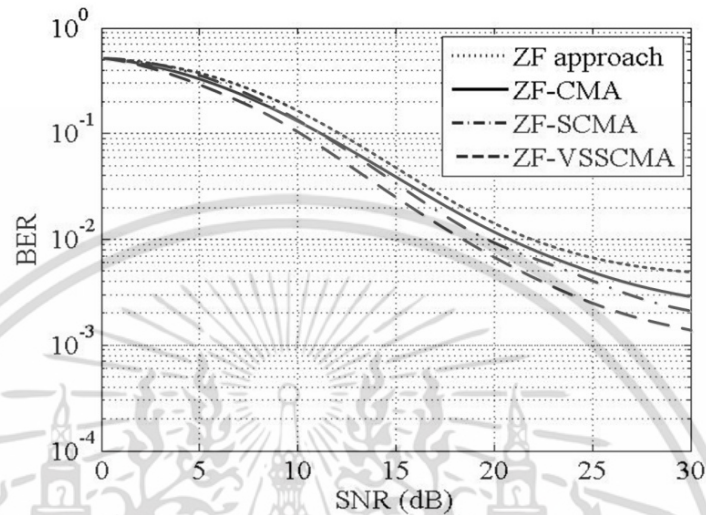


รูปที่ 5.14 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบ

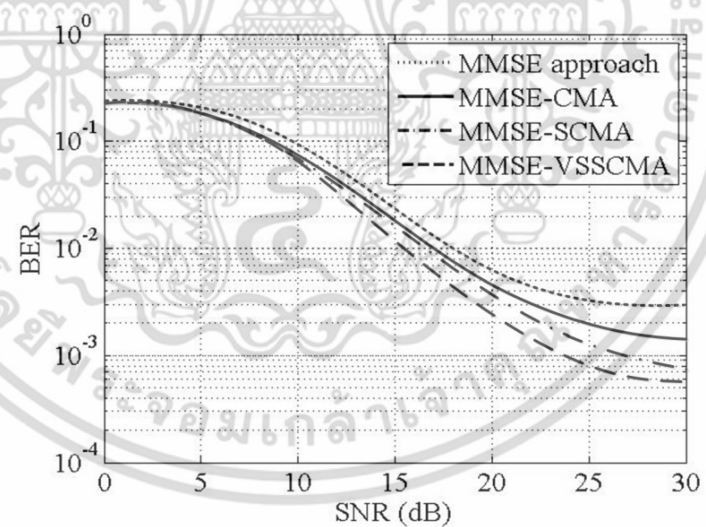
ของจำนวนการทำซ้ำจากช่องสัญญาณ MISO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเกตได้ว่าแผนภาพดวงตาในรูปที่ 5.14 (ข) และรูปที่ 5.14 (ง) มีการลดระดับสัญญาณรบกวนมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.14 (ก) และรูปที่ 5.14 (ค) ตามลำดับ รวมถึงมีการลดความไวของข้อผิดพลาดเชิงเวลาเพิ่มขึ้น ซึ่งส่งผลให้เห็นว่าดวงตามีลักษณะที่เปิดกว้างมากขึ้นกว่าเดิม อย่างไรก็ตาม สมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตสามารถแสดงดังรูปที่ 5.15



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม



(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

รูปที่ 5.15 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ MISO

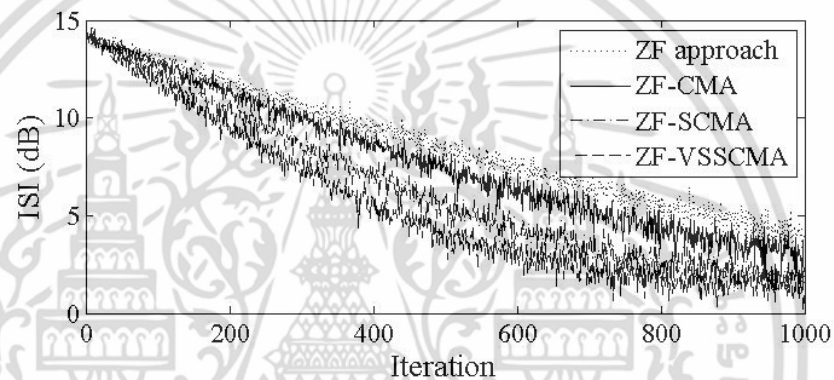
จากการประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตในรูปที่ 5.15 (ก) พบว่าวิธีการที่นำเสนอด้วยตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมสามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตได้อย่างต่อเนื่องเฉลี่ยถึง $10^{-2.7}$ และเส้นกราฟจะเริ่มมีความคงตัวมากขึ้นเมื่อระดับเอสเอ็นอาร์ประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

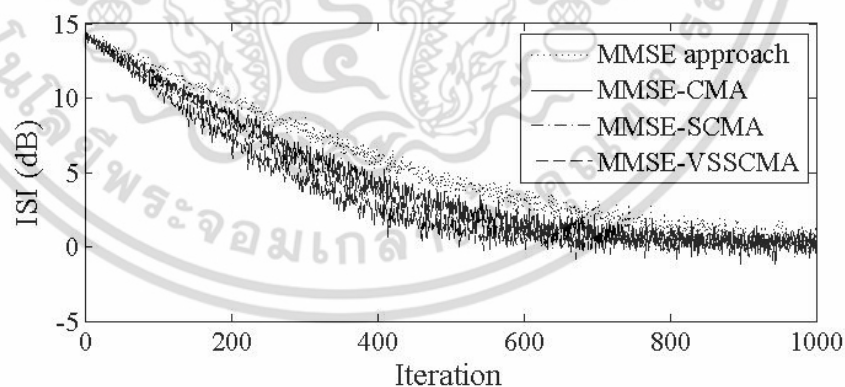
25 dB ในทำนองเดียวกัน วิธีการที่นำเสนอด้วยตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยที่สุดและอัลกอริทึมสามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยได้ถึง 10^{-3} และเส้นกราฟจะเริ่มมีความคงตัวมากขึ้นเช่นกันที่เอสเอ็นอาร์เท่ากับ 25 dB ขึ้นไป อย่างไรก็ตาม ความแตกต่างของระดับประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดบิตของวิธีการที่นำเสนอจะเห็นได้ชัดเจนมากขึ้นเมื่อเอสเอ็นอาร์เพิ่มขึ้น 30 dB

5.5.2.3 ผลการพิจารณาเปรียบเทียบช่องสัญญาณ SIMO 1×4 เมื่อ $M = 1$ และ $N = 4$

จากข้อมูลการวัดช่องสัญญาณเมื่อพิจารณาขนาดช่องสัญญาณเป็น 1×4 สามารถนำมาวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดและอัลกอริทึมที่นำเสนอได้ดังนี้



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม

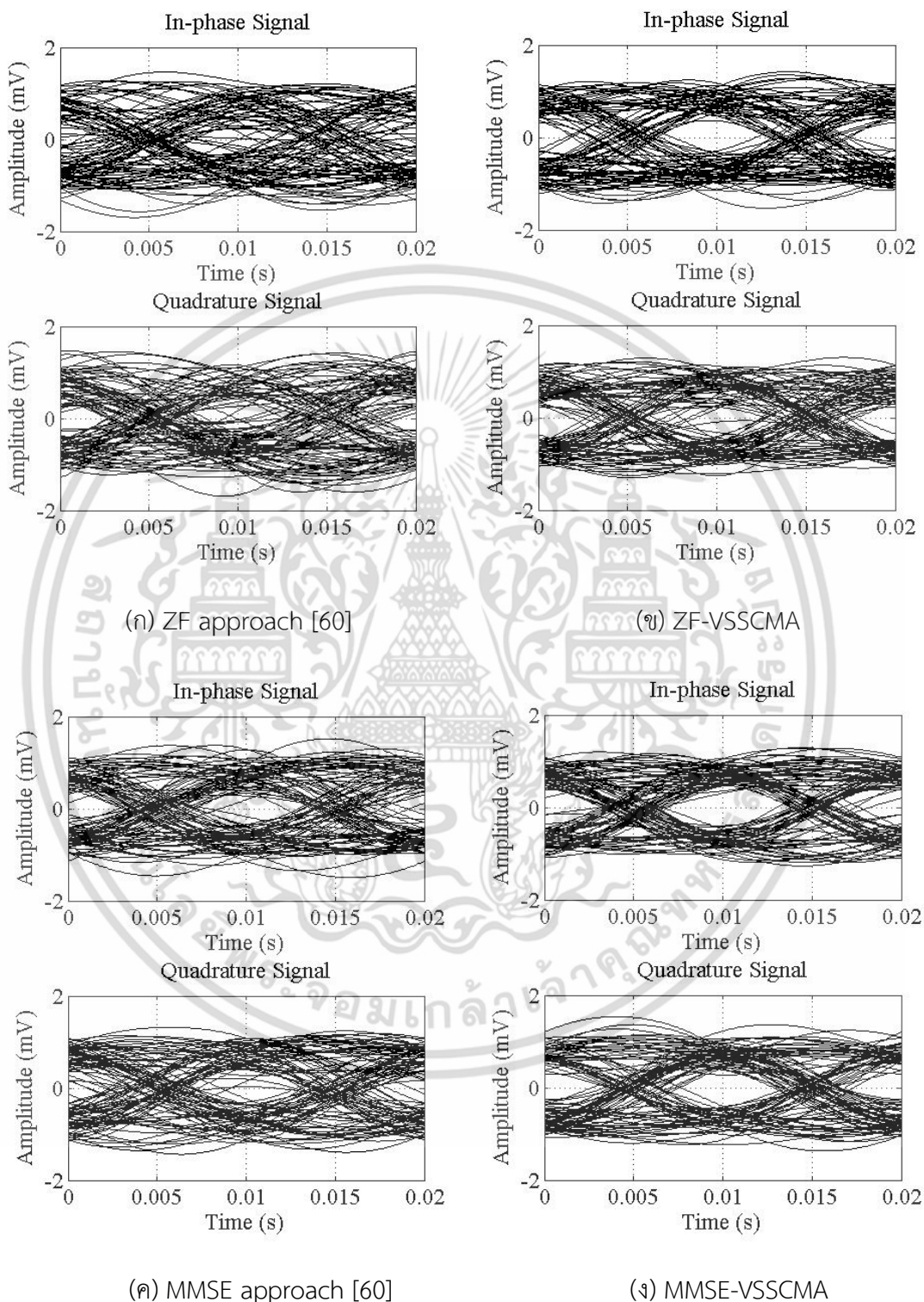


(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยที่สุดและอัลกอริทึม

รูปที่ 5.16 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ SIMO

รูปที่ 5.16 มีระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เริ่มต้นที่ 14.91 dB ซึ่งน้อยกว่าช่องสัญญาณ SISO ถึง 3.1 dB และน้อยกว่าช่องสัญญาณ MISO อยู่ประมาณ 1.32 dB ตามลำดับ ซึ่งเป็นผลมาจากการจางหายของช่องสัญญาณลดลงนั่นเอง อย่างไรก็ตาม ZF-VSSCMA เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ MMSE-VSSCMA ในรูปที่ 5.16 (ก) และรูป 5.16 (ข) ยังคงสามารถลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ดีที่สุด ซึ่งสามารถลดได้ถึง 9.92 dB และ 11.91 dB ตามลำดับ

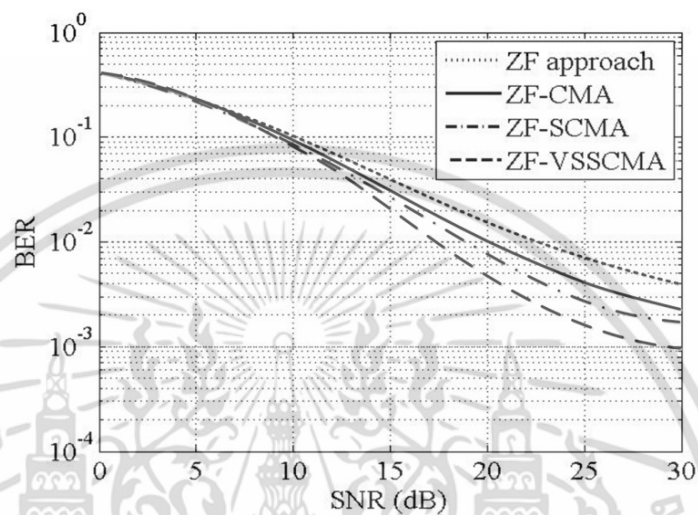


รูปที่ 5.17 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบ

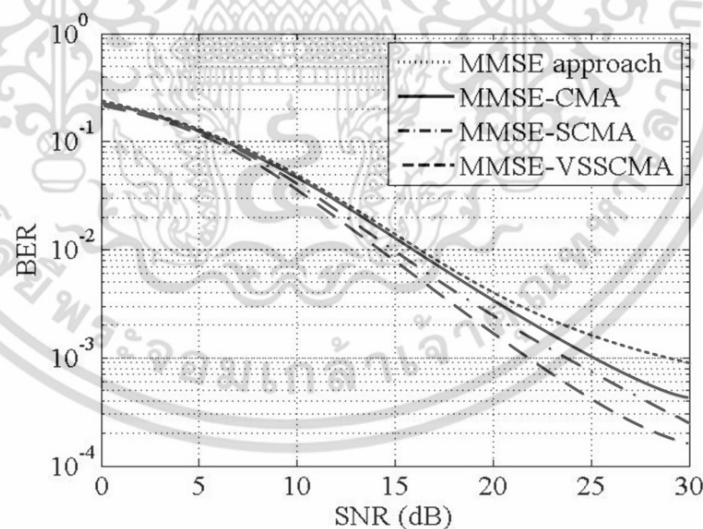
ของจำนวนการทำซ้ำจากช่องสัญญาณ SIMO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.17 แสดงแผนภาพดวงตาการเปรียบเทียบกันระหว่างวิธีการที่ดีที่สุดและวิธีการที่ด้อยที่สุด ซึ่งสังเกตได้ว่าวิธีการเข้าหาด้วยตัวประมาณค่าอย่างเดียวนั้นในรูปที่ 5.17 (ก) และ 5.17 (ค) ยังคงมีระดับความรุนแรงการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์มากกว่าวิธีการที่นำเสนออัลกอริทึมในรูปที่ 5.17 (ข) และรูปที่ 5.17 (ง) อย่างชัดเจน อย่างไรก็ตาม สามารถพิสูจน์และยืนยันสมรรถนะได้ด้วยกราฟอัตราความผิดพลาดบิตดังรูปที่ 5.18



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม



(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

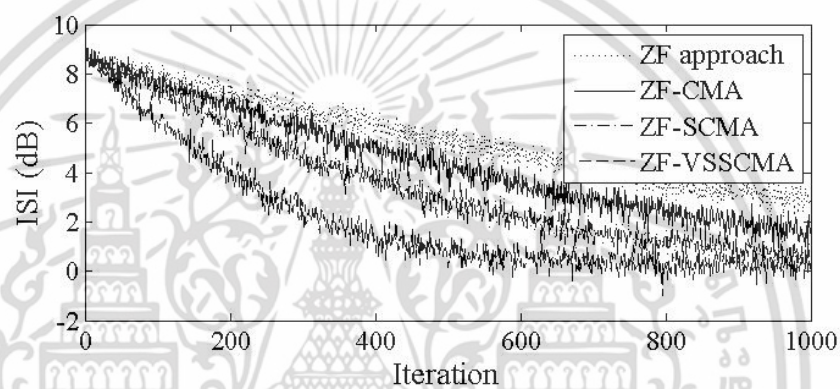
รูปที่ 5.18 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ SIMO

จากการประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตในรูปที่ 5.18 (ก) แสดงให้เห็นว่าวิธีการที่นำเสนอด้วยตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมนั้นสามารถลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้ถึง $10^{-2.9}$ ที่ระดับเอสเอ็นอาร์เท่ากับ 30 dB ซึ่งถือว่าอยู่ในเกณฑ์ที่ดี เช่นเดียวกับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้จัดทำ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

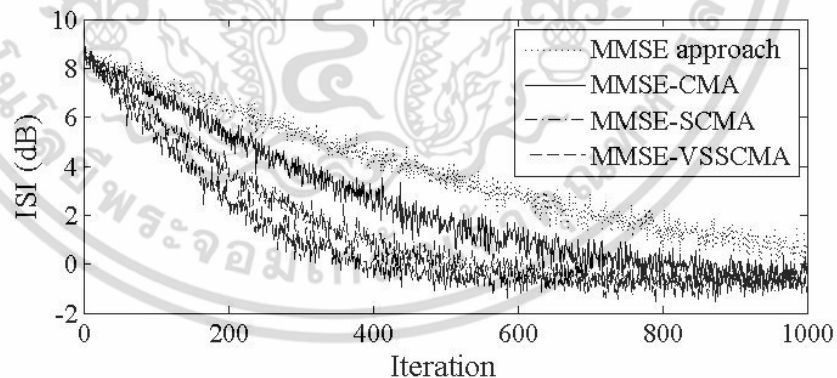
วิธีการที่นำเสนอด้วยตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมก็สามารถลดค่าอัตราความผิดพลาดบิต $10^{-3.5}$ ที่ระดับเอสเอ็นอาร์เท่ากับ 30 dB เช่นกัน ซึ่งถือว่าอยู่ในเกณฑ์ที่ดีมาก

5.5.2.4 ผลการพิจารณารูปแบบช่องสัญญาณ MIMO 4×4 เมื่อ $M = 4$ และ $N = 4$

จากข้อมูลการวัดช่องสัญญาณเมื่อพิจารณาขนาดช่องสัญญาณเป็น 4×4 สามารถนำมาวิเคราะห์สมรรถนะของวงจรการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดและอัลกอริทึมที่นำเสนอได้ดังนี้ โดยผลการประเมินกำลังงานการลดระดับการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์แสดงดังรูปที่ 5.19



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม

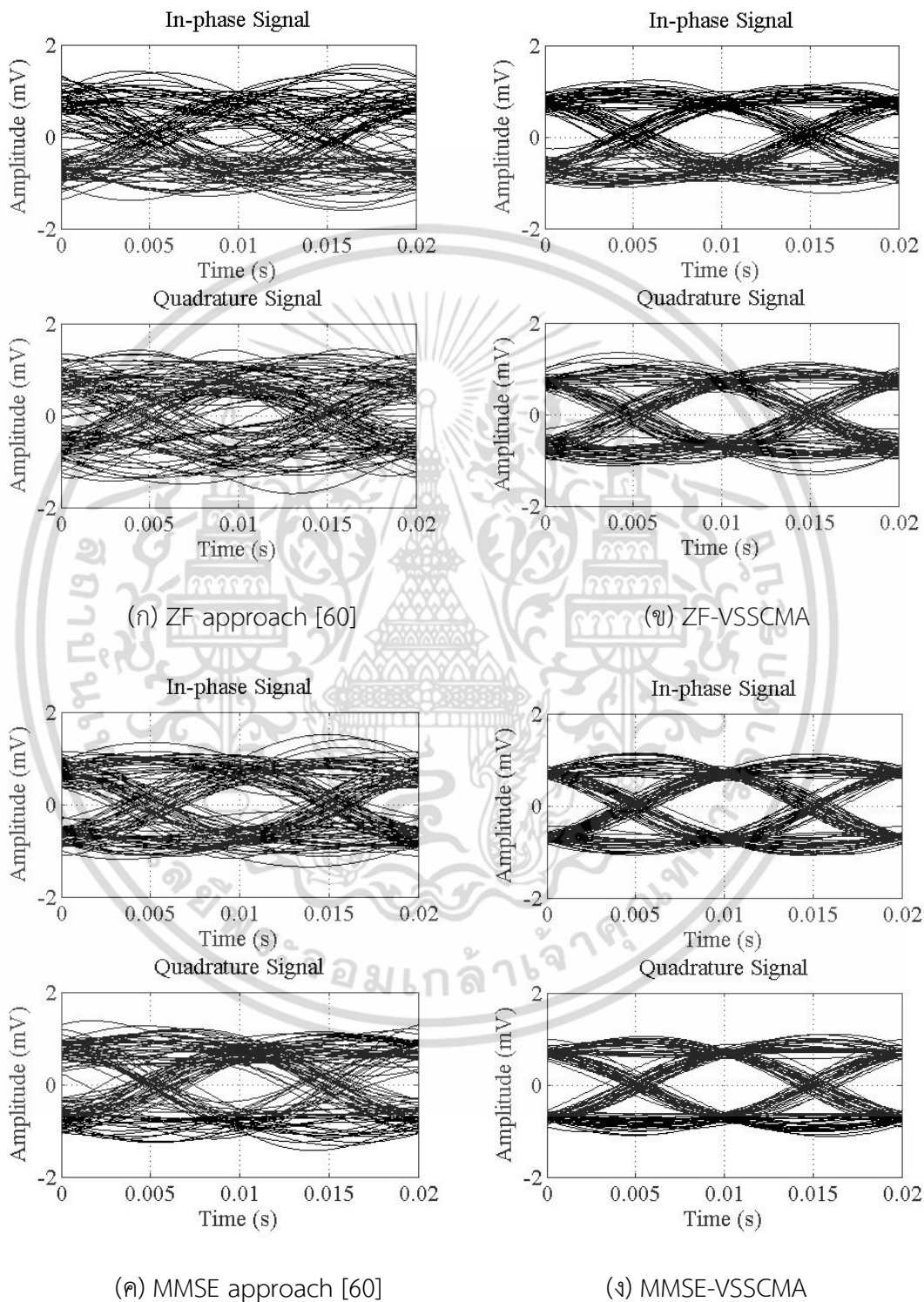


(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

รูปที่ 5.19 การลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณ MIMO

จากรูปที่ 5.19 จะเห็นได้ว่ากำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์อยู่ที่ 8.76 dB ซึ่งต่ำที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับทั้ง 4 กรณีของช่องสัญญาณ และประสิทธิภาพของวิธีการที่นำเสนอ โดยเฉพาะวิธีการแบบ ZF-VSSCMA และ MMSE-VSSCMA สามารถขจัดปัญหาการแทรกสอดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระหว่างสัญลักษณ์ได้อย่างหมดสิ้นหรือมีค่าเป็นศูนย์เมื่อจำนวนรอบอยู่ในช่วง 400 – 1000 รอบ ซึ่งสามารถพิจารณาถึงระดับความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้จากแผนภาพดวงตาในรูปที่ 5.20

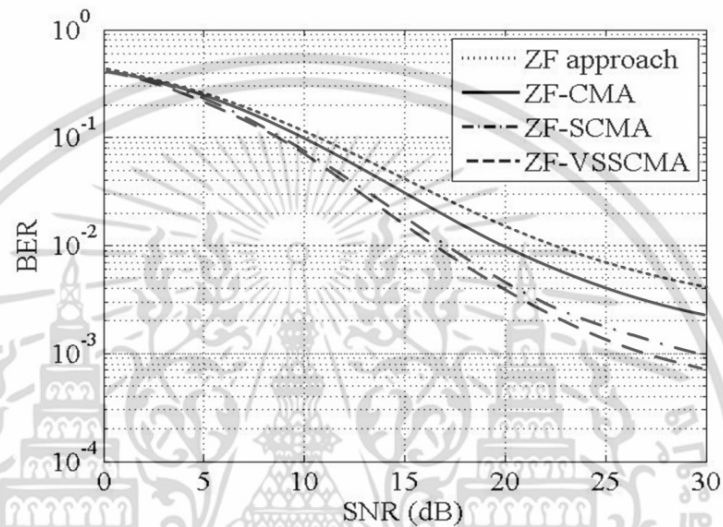


รูปที่ 5.20 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพแผนภาพดวงตา ณ ตำแหน่ง 1000 รอบ

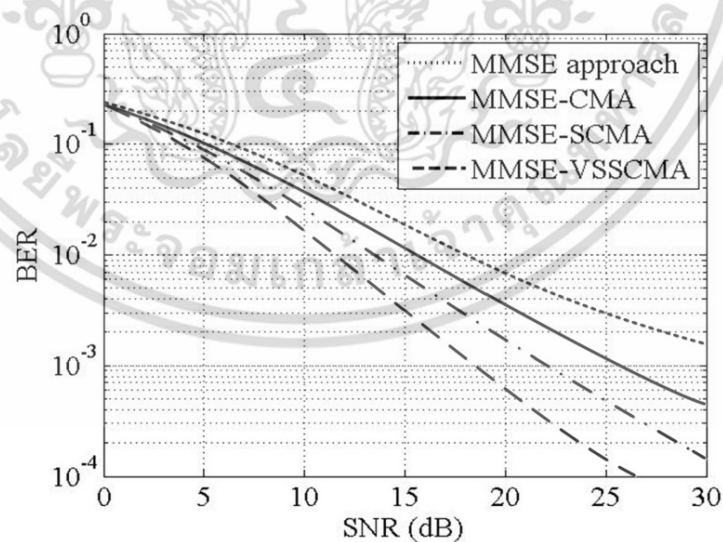
ของจำนวนการทำซ้ำจากช่องสัญญาณ MIMO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาถึงแผนภาพดวงตาก็สามารถทราบได้ว่าระดับความรุนแรงของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ในรูปที่ 5.20 (ข) และรูปที่ 5.20 (ง) มีการลดข้อผิดพลาดเชิงเวลา ความผิดพลาดของค่าสูงสุด และขอบเขตสัญญาณรบกวนมากขึ้น ส่งผลให้ดวงตามีคุณลักษณะที่เปิดกว้างมากขึ้น และบ่งบอกถึงระดับการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ลดลงอย่างสมบูรณ์ โดยหากเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.20 (ก) และรูปที่ 5.20 (ค) ยังคงมีผลกระทบจากปัจจัยเหล่านี้อยู่เช่นเดิม ดังนั้น สามารถยืนยันสมรรถนะได้ด้วยกราฟอัตราความผิดพลาดบิตในรูปที่ 5.21



(ก) ตัวประมาณค่าแบบบังคับกับศูนย์และอัลกอริทึม



(ข) ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม

รูปที่ 5.21 การประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตจากช่องสัญญาณ MIMO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการประเมินผลสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตในรูปที่ 5.21 พบว่าอัตราความผิดพลาดบิตมีระดับที่ลดลงอย่างต่อเนื่องและปราศจากระดับที่คงที่ทั้งวิธีการนำเสนอด้วยตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึม และวิธีการที่นำเสนอด้วยตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึม โดยสังเกตได้ว่าอัตราความผิดพลาดบิตสามารถลดลงถึง 10^{-4} ซึ่งถือว่ามีประสิทธิภาพมากที่สุดและเป็นที่ยอมรับสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ

5.6 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอซึ่งเกิดขึ้นจากผลการหน่วงทางเวลาของพัลส์สัญญาณที่ได้รับได้โดยเป็นผลมาจากความรุนแรงของการจางหายช่องสัญญาณเป็นหลัก การวิเคราะห์ปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สามารถพิจารณาได้จากรูปแผนภาพดวงตาและลักษณะของกราฟอัตราความผิดพลาดบิต การแก้ไขปัญหาคือการนำเสนอหลักการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดที่สามารถเรียนรู้คุณลักษณะช่องสัญญาณได้ด้วยตัวประมาณค่าบอดและมีการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์การลู่เข้าที่เหมาะสมด้วยอัลกอริทึม 3 แบบ คือ อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ อัลกอริทึมแบบดูแลมมอดูลัสคงที่ และอัลกอริทึมตัวแปรค่าขึ้นบันไดมอดูลัสคงที่ จากผลการทดลองวิจัยซึ่งพิจารณาข้อมูลการวัดช่องสัญญาณทั้ง 4 แบบ คือ ช่องสัญญาณ SISO ช่องสัญญาณ MISO ช่องสัญญาณ SIMO และช่องสัญญาณ MIMO ตามลำดับนั้น พบว่าประสิทธิภาพการประมวลผลสัญญาณผ่านช่องสัญญาณ SIMO และช่องสัญญาณ MIMO ส่งผลให้วิธีการที่นำเสนอสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด โดยเฉพาะการประยุกต์กับอัลกอริทึมตัวแปรค่าขึ้นบันไดมอดูลัสคงที่ นอกเหนือจากนี้สามารถยืนยันผลการทดลองวิจัยได้ด้วยการลดลงของระดับการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วยการวิเคราะห์แผนภาพดวงตา และกราฟสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตได้ ตามลำดับ ผลการศึกษานี้สามารถพิสูจน์ให้เห็นว่าการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสามารถช่วยให้ภาครับเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุสามารถแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

บทที่ 6

สรุปผลการศึกษาวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงการสรุปผลการศึกษาวิจัยและข้อเสนอแนะ รวมถึงแนวทางการศึกษาวิจัยในอนาคตที่สำคัญสำหรับเทคโนโลยีระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุ เป็นต้น

6.2 สรุปผลการศึกษาวิจัย

จากความสำคัญของการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องได้ทราบว่าแนวโน้มการพัฒนาเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุยังคงมีเป้าหมายในการปรับปรุงสมรรถนะของภาครับสัญญาณให้ดียิ่งขึ้น เช่น การใช้งานสายอากาศแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต การประมวลผลสัญญาณที่มีประสิทธิภาพ ซึ่งโดยทั่วไปอันเนื่องมาจากปัจจัยต่างๆ ของสภาวะแวดล้อม เช่น การลดทอนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ความกำกวมของสัญญาณรับ และปัญหาการจางหายแบบเลือกความถี่ของช่องสัญญาณ เป็นต้น ย่อมส่งผลโดยตรงต่อระบบการสื่อสารระหว่างเครื่องอ่านและแท็ก โดยเฉพาะการก่อให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณหรือไอเอสไอที่ภาครับของเครื่องอ่าน ดังนั้น จึงเป็นที่มาของการศึกษาวิจัยถึงแบบจำลองดีพีซีโดยการประยุกต์ด้วยหลักการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องบอดสำหรับระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุแบบหลายอินพุตเข้าหลายเอาต์พุตย่านความถี่ 2.45 GHz ซึ่งได้ถูกนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ โดยขั้นตอนการดำเนินการศึกษาวิจัยได้พิจารณารูปแบบหลักการส่งผ่านช่องสัญญาณขนาดเมตริกซ์ 4×4 ระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ และได้ประเมินผลคุณลักษณะของช่องสัญญาณการส่งผ่านจากการทดลองวิจัยจริงในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร จากการพิจารณาถึงแบบจำลองดีพีซีพบว่าค่าความจุของช่องสัญญาณจะลดลงเมื่อปริมาณแท็กเพิ่มขึ้น แต่สามารถแก้ไขได้ด้วยการเพิ่มอัตราขยายของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ ปัจจัยของการจางหายเกิดจากคลื่นหลายวิถีโดยการทดลองวิจัยได้ออกแบบโครงสร้างสายอากาศส่งและสายอากาศรับแบบลำดับแถวและพิจารณาถึงคุณลักษณะของการวางสายอากาศแนวตั้งและแนวนอน ซึ่งพบว่า การส่งผ่านช่องสัญญาณแบบสายอากาศวางแนวนอนส่งผลให้เกิดปัญหาการจางหายมากกว่าการวางสายอากาศแนวตั้งและทำให้กำลังงานที่รับได้ลดทอนถึง 3 dB รวมถึงการหน่วงเวลาของสัญญาณที่มากถึง 25 ns ที่ระยะทาง 1 เมตร ซึ่งประเด็นนี้จะขึ้นอยู่กับแบบการแผ่พลังงานของสายอากาศเป็นหลัก อย่างไรก็ตาม การศึกษาวิจัยช่องสัญญาณหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO channel) ยังพบว่า การเพิ่มองค์ประกอบของสายอากาศสามารถลดระดับกำลังงานการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียเชิงวิไลได้ถึง 10 dB เมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณที่ใช้สายอากาศองค์ประกอบเดี่ยว (SISO channel) เป็นต้น

ในบทที่ 4 ได้นำเสนอการศึกษาการประมาณค่าช่องสัญญาณบอดเพื่อใช้ในการตรวจสอบคุณลักษณะของช่องสัญญาณโดยปราศจากการใช้ข้อมูลข่าวสารสถานะช่องสัญญาณที่ภาครับ ซึ่งได้นำเสนอการประยุกต์ตัวประมาณค่ากำลังสองน้อยสุดแบบบอด คือ ตัวประมาณค่าบังคับศูนย์แบบบอด (Blind ZF estimator) และตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดแบบบอด (Blind MMSE estimator) เป็นต้น โดยสามารถประมาณค่าสัญญาณที่รับได้ด้วยหลักการเชิงสถิติหรือโมเมนต์อันดับที่สอง (Second-order statistical: SOS) ของสัญญาณรับซึ่งก็คือ ค่าเฉลี่ย และค่าความแปรปรวน ซึ่งในขั้นตอนการดำเนินการวิจัยได้พิจารณาข้อมูลการวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณ SISO 1×1 ช่องสัญญาณ MISO 4×1 ช่องสัญญาณ SIMO 1×4 และช่องสัญญาณ MIMO 4×4 ตามลำดับ ซึ่งสามารถยืนยันประสิทธิภาพของตัวประมาณค่าในแบบจำลองที่นำเสนอได้จากผลค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด (MSE) ซึ่งผลเชิงปริมาณสมรรถนะของผลตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอดจะถูกแสดงในตารางที่ 6.1 และสรุปผลสมรรถนะในตารางที่ 6.2 ตามลำดับ

ตารางที่ 6.1 ผลเชิงปริมาณสมรรถนะของผลตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด

การทำซ้ำ (Iterations)	ค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด (MSE) มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 1							
	Blind ZF estimator				Blind MMSE estimator			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
10	0.85	0.73	0.58	0.42	0.89	0.74	0.60	0.42
20	0.64	0.65	0.42	0.40	0.78	0.60	0.35	0.38
30	0.68	0.57	0.41	0.37	0.66	0.55	0.33	0.32
40	0.65	0.55	0.44	0.25	0.63	0.54	0.28	0.23
50	0.53	0.37	0.25	0.20	0.51	0.36	0.20	0.18
100	0.24	0.63	0.17	0.16	0.23	0.21	0.15	0.14
150	0.75	0.15	0.15	0.12	0.18	0.13	0.14	0.11
200	0.84	0.12	0.16	0.10	0.14	0.12	0.13	0.09
250	0.95	0.13	0.12	0.09	0.17	0.14	0.14	0.08
300	0.18	0.12	0.13	0.06	0.12	0.11	0.12	0.05
350	0.13	0.11	0.14	0.05	0.11	0.10	0.11	0.03
400	0.12	0.14	0.15	0.03	0.10	0.11	0.09	0.02
450	0.15	0.14	0.10	0.03	0.10	0.12	0.08	0.02
500	0.12	0.13	0.07	0.03	0.10	0.11	0.06	0.02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ใช้ประโยชน์ใด ๆ ก็ตาม
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.2 สรุปการประเมินสมรรถนะของผลตัวประมาณค่าช่องสัญญาณบอด

ข้อมูลการวัดคุณลักษณะ ช่องสัญญาณ	ค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาด (MSE)	
	Blind ZF estimator	Blind MMSE estimator
SISO	พอใช้	พอใช้
MISO	พอใช้	ดี
SIMO	ดี	ดีมาก
MIMO	ดีมาก	ดีที่สุด

ตารางที่ 6.3 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ

การทำซ้ำ (Iterations)	ระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ISI (dB)							
	ZF approach [60]				ZF-CMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	18.01	16.23	14.91	8.76	18.01	16.23	14.91	8.76
100	17.64	15.75	14.67	8.23	17.28	15.62	13.76	8.03
200	16.49	15.03	13.37	8.01	15.21	14.85	12.87	7.86
300	15.05	14.87	11.78	7.12	14.23	14.01	10.34	6.17
400	13.72	13.56	10.23	6.06	12.33	12.32	9.24	5.46
500	12.45	12.64	9.34	5.67	10.23	10.75	7.72	5.01
600	11.34	11.45	7.67	5.08	9.14	10.04	6.65	4.76
700	10.53	10.12	7.03	4.77	7.58	9.23	6.21	4.06
800	9.05	10.01	6.46	4.05	6.77	8.14	5.76	3.75
900	8.12	8.31	6.23	4.02	6.02	6.76	5.34	3.15
1000	7.88	8.12	6.22	4.01	5.61	6.12	5.34	3.01

ในบทที่ 5 ได้นำเสนอการศึกษาวิธีการปรับเท่าช่องสัญญาณแบบบอดเพื่อใช้แก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือไอเอสไอที่ภาครับของเครื่องอ่าน โดยสามารถวิเคราะห์ระบบได้ด้วยแบบจำลองเชิงเส้นที่นำเสนอวงจรการปรับเท่าแบบเส้นตัดขวางและอัลกอริทึมที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณ คือ อัลกอริทึมมอดูลัสคงที่ อัลกอริทึมแบบดูแลมมอดูลัสคงที่ และอัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่ ในการทดลองวิจัยได้ดำเนินการประยุกต์แบบจำลองการวิเคราะห์ร่วมกับตัวประมาณค่าช่องสัญญาณแบบบังคับศูนย์และตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุด รวมถึงได้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาข้อมูลการวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณ SISO 1×1 ช่องสัญญาณ MISO 4×1 ช่องสัญญาณ SIMO 1×4 และช่องสัญญาณ MIMO 4×4 ตามลำดับเช่นกัน ในการประเมินสมรรถนะผลของวิธีการที่นำเสนอได้ศึกษาถึงผลการลดลงของระดับการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ดังแสดงในตารางที่ 6.3 ถึงตารางที่ 6.6 ตามลำดับ

ตารางที่ 6.4 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ)

การทำซ้ำ (Iterations)	ระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ISI (dB)							
	ZF-SCMA				ZF-VSSCMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	18.01	16.23	14.91	8.76	18.01	16.23	14.91	8.76
100	16.24	15.15	13.23	8.01	15.05	15.01	12.64	6.45
200	14.46	13.26	10.42	6.56	11.26	12.65	9.76	4.32
300	12.53	12.03	8.57	4.76	8.53	10.24	6.23	2.34
400	10.03	9.87	7.12	4.02	6.35	9.04	5.76	1.98
500	7.89	7.45	5.78	3.76	5.03	6.89	4.45	1.47
600	6.38	6.89	5.02	2.65	5.02	6.06	4.07	1.03
700	5.18	5.54	4.13	2.03	5.01	5.76	3.46	0.87
800	5.15	5.04	3.67	1.78	5.01	5.01	3.06	0.74
900	5.10	5.04	3.12	1.53	5.02	5.01	2.54	0.73
1000	5.03	5.05	2.67	1.06	5.01	5.01	2.01	0.73

ตารางที่ 6.3 และตารางที่ 6.4 แสดงผลการลดระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยพบว่าปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เกิดขึ้นสูงเฉลี่ยถึง 18.01 dB 16.23 dB 14.91 dB และ 8.76 dB กรณีที่ยังไม่ได้ทำการปรับเท่าของข้อมูลการวัดช่องสัญญาณ SISO MISO SIMO และ MIMO ตามลำดับ ซึ่งจากผลข้างต้นจะเห็นว่าการใช้จำนวนสายอากาศครบเพิ่มขึ้นทั้ง SIMO และ MIMO ช่วยลดระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ อย่างไรก็ตาม เมื่อนำเสนอผ่านกระบวนการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสามารถลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ต่ำสุดที่ 3.01 dB 1.06 dB และ 0.73 dB สำหรับกรณี MIMO ด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยพบว่าสมรรถนะของผลการลดระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ศึกษาวิธีการที่นำเสนอมาก่อนหน้านี้เห็นได้ชัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.5 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ

การทำซ้ำ (Iterations)	ระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ ISI (dB)							
	MMSE approach [60]				MMSE-CMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	18.01	16.23	14.91	8.76	18.01	16.23	14.91	8.76
100	17.90	15.12	14.24	7.98	17.88	15.02	13.87	7.57
200	15.08	14.57	10.07	6.59	14.86	13.34	9.56	5.65
300	11.78	11.78	7.76	5.87	10.87	9.86	6.45	4.03
400	9.48	10.03	5.87	5.02	8.49	6.67	4.67	3.57
500	8.52	7.56	4.83	4.12	7.13	5.42	4.23	2.25
600	6.35	6.46	4.03	3.43	6.08	4.67	3.45	1.86
700	5.84	5.34	3.57	2.32	5.14	4.54	3.04	1.15
800	5.18	5.03	3.02	2.01	5.12	4.24	2.23	0.87
900	5.13	4.58	2.76	1.98	5.11	4.03	1.52	0.65
1000	5.12	4.57	2.75	1.87	5.10	4.03	1.27	0.43

ตารางที่ 6.5 และตารางที่ 6.6 แสดงผลการลดระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญญาณด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยสังเกตว่าระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญญาณยังคงเกิดขึ้นสูงถึง 18.01 dB 16.23 dB 14.91 dB และ 8.76 dB กรณีที่ยังไม่ได้ทำการปรับเท่าช่องสัญญาณ SISO MISO SIMO และ MIMO ตามลำดับเช่นเดียวกัน ซึ่งวิธีการที่นำเสนอมาก่อนหน้านี้โดยปราศจากการใช้อัลกอริทึมจะมีสมรรถนะที่ด้อยกว่าอย่างชัดเจน โดยเฉพาะที่จำนวนรอบของการทำซ้ำ 1000 ครั้ง สามารถลดได้ต่ำสุดอยู่ที่ 5.12 dB 4.57 dB 2.75 dB และ 1.87 dB ตามลำดับ หากพิจารณาในเฉพาะกรณีของช่องสัญญาณ MIMO จะลดไปได้ถึง 6.89 dB อย่างไรก็ตาม เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอใหม่ด้วยการใช้อัลกอริทึมแบบมอดูลัสคงที่ อัลกอริทึมแบบดูลมอดูลัสคงที่ และอัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่ก็จะเห็นว่าสามารถลดระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญญาณได้ 0.43 dB 0.12 dB และ 0.08 dB ตามลำดับ ซึ่งมีผลต่างถึง 8.33 dB 8.64 dB และ 8.68 dB ตามลำดับเช่นเดียวกัน จะเห็นได้ว่าวิธีการที่ดีที่สุดคือ วิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่ ดังนั้น ผลสรุปของการศึกษาวิจัยสมรรถนะการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณได้ดังตารางที่ 6.7 เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.6 สมรรถนะของผลการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ)

การทำซ้ำ (Iterations)	ระดับกำลังงานการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ ISI (dB)							
	MMSE-SCMA				MMSE-VSSCMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	18.01	16.23	14.91	8.76	18.01	16.23	14.91	8.76
100	16.64	14.89	13.32	6.87	16.08	14.67	12.21	5.89
200	13.28	12.76	8.54	4.05	12.06	10.04	6.47	2.05
300	8.45	7.87	5.32	2.35	7.53	6.46	4.63	1.85
400	6.48	6.45	4.12	1.76	5.78	5.13	3.43	1.21
500	5.84	6.23	3.21	1.15	5.03	5.01	2.78	0.96
600	5.45	5.12	2.49	0.87	4.88	4.65	2.02	0.67
700	5.12	5.02	1.98	0.53	4.74	4.12	1.87	0.45
800	4.68	4.54	1.65	0.32	4.18	4.01	1.35	0.13
900	4.53	4.43	1.12	0.14	4.12	4.01	1.06	0.09
1000	4.52	4.35	1.02	0.12	4.13	4.01	0.98	0.08

ตารางที่ 6.7 สรุปผลการประเมินสมรรถนะการลดปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ

วิธีการที่นำเสนอสำหรับการปรับเท่าช่องสัญญาณ	ข้อมูลการวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณ			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO
ZF approach [60]	ด้อย	ด้อย	พอใช้	พอใช้
ZF-CMA	พอใช้	พอใช้	ดี	ดี
ZF-SCMA	พอใช้	พอใช้	ดี	ดี
ZF-VSSCMA	ดี	ดี	ดีมาก	ดีมาก
MMSE approach [60]	พอใช้	พอใช้	พอใช้	พอใช้
MMSE-CMA	พอใช้	พอใช้	ดี	ดี
MMSE-SCMA	ดี	ดี	ดีมาก	ดีมาก
MMSE-VSSCMA	ดีมาก	ดีมาก	ดีที่สุด	ดีที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.8 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ

SNR (dB)	ระดับอัตราความผิดพลาดบิต BER Threshold 10^{-4}							
	ZF approach [60]				ZF-CMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	0.4000	0.5000	0.4000	0.4000	0.4000	0.5000	0.4000	0.4000
5	0.3000	0.3678	0.2500	0.2500	0.3000	0.3203	0.2500	0.2442
10	0.2000	0.1850	0.1000	0.1240	0.2000	0.1500	0.0987	0.1000
15	0.0500	0.0500	0.0943	0.0400	0.0500	0.0410	0.0896	0.0300
20	0.0150	0.0120	0.0178	0.0158	0.0150	0.0112	0.0100	0.0100
25	0.0017	0.0082	0.0087	0.0089	0.0016	0.0050	0.0040	0.0040
30	0.0015	0.0050	0.0040	0.0040	0.0014	0.0030	0.0025	0.0025

ตารางที่ 6.9 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ)

SNR (dB)	ระดับอัตราความผิดพลาดบิต BER Threshold 10^{-4}							
	ZF-SCMA				ZF-VSSCMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	0.4000	0.5000	0.4000	0.4000	0.4000	0.5000	0.4000	0.4000
5	0.3000	0.3501	0.2500	0.2300	0.3000	0.3000	0.2500	0.2120
10	0.2000	0.1503	0.0875	0.0873	0.2000	0.1000	0.0823	0.0854
15	0.0400	0.0345	0.0250	0.0189	0.0300	0.0312	0.0200	0.0172
20	0.0100	0.0102	0.0088	0.0056	0.0070	0.0089	0.0050	0.0040
25	0.0040	0.0040	0.0028	0.0018	0.0020	0.0025	0.0018	0.0015
30	0.0030	0.0020	0.0018	0.0010	0.0016	0.0012	0.0010	0.0009

ตารางที่ 6.8 และตารางที่ 6.9 แสดงสมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าแบบบังคับศูนย์และอัลกอริทึมที่นำเสนอ โดยมีขีดจำกัด (Threshold) อัตราความผิดพลาดบิตที่ยอมรับได้ 10^{-4} ซึ่งผลวิจัยจะสอดคล้องกับการประเมินระดับความรุนแรงของปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ โดยอัตราความผิดพลาดบิตพบว่าต่ำกว่า 0.0010 หรือ 10^{-3} ด้วยวิธีการ ZF-VSSCMA เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เพิ่มขึ้น 30 dB เป็นต้น เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ภายนอกโดยไม่ผ่านการอนุมัติจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.10 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ

SNR (dB)	ระดับอัตราความผิดพลาดบิต BER Threshold 10^{-4}							
	MMSE approach [60]				MMSE-CMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	0.2000	0.2303	0.2200	0.2200	0.2000	0.2303	0.2200	0.2200
5	0.1712	0.2000	0.1200	0.1300	0.1705	0.1905	0.1200	0.1000
10	0.0885	0.1000	0.0504	0.0420	0.0762	0.0869	0.0502	0.0301
15	0.0262	0.0250	0.0129	0.0200	0.0220	0.0200	0.0123	0.0124
20	0.0073	0.0068	0.0040	0.0080	0.0064	0.0053	0.0034	0.0035
25	0.0033	0.0030	0.0018	0.0030	0.0022	0.0020	0.0010	0.0012
30	0.0023	0.0030	0.0010	0.0012	0.0017	0.0016	0.0005	0.0004

ตารางที่ 6.11 สมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ (ต่อ)

SNR (dB)	ระดับอัตราความผิดพลาดบิต BER Threshold 10^{-4}							
	MMSE-SCMA				MMSE-VSSCMA			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO	SISO	MISO	SIMO	MIMO
0	0.2000	0.2303	0.2200	0.2200	0.2000	0.2303	0.2200	0.2200
5	0.1634	0.1905	0.1200	0.0900	0.1612	0.1905	0.1200	0.0800
10	0.0152	0.0849	0.0400	0.0293	0.0150	0.0823	0.0354	0.0189
15	0.0114	0.0193	0.0100	0.0069	0.0100	0.0122	0.0089	0.0030
20	0.0038	0.0043	0.0025	0.0019	0.0026	0.0025	0.0018	0.0008
25	0.0017	0.0015	0.0008	0.0006	0.0010	0.0008	0.0004	0.0001
30	0.0010	0.0008	0.0004	0.0001	0.0008	0.0006	0.0002	0.0001

ตารางที่ 6.10 และตารางที่ 6.11 แสดงสมรรถนะของผลการลดอัตราความผิดพลาดบิตด้วยวิธีการใช้ตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมที่นำเสนอ จากผลการทดลองวิจัยพบว่าสมรรถนะของตัวประมาณค่าเฉลี่ยกำลังสองผิดพลาดน้อยสุดและอัลกอริทึมสามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตได้ต่ำกว่า 10^{-4} ซึ่งถือว่ามีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด โดยเฉพาะช่องสัญญาณ

SIMO และ MIMO ด้วยวิธีการของ MMSE-VSSCMA เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.12 สรุปผลการประเมินสมรรถนะผลการลดค่าอัตราความผิดพลาดบิต

วิธีการที่นำเสนอสำหรับการปรับเท่าช่องสัญญาณ	ข้อมูลการวัดคุณลักษณะช่องสัญญาณ			
	SISO	MISO	SIMO	MIMO
ZF approach [60]	ด้อย	ด้อย	พอใช้	พอใช้
ZF-CMA	พอใช้	พอใช้	ดี	ดี
ZF-SCMA	ดี	ดี	ดี	ดี
ZF-VSSCMA	ดี	ดี	ดีมาก	ดีมาก
MMSE approach [60]	พอใช้	พอใช้	พอใช้	พอใช้
MMSE-CMA	พอใช้	พอใช้	ดี	ดี
MMSE-SCMA	ดี	ดี	ดีมาก	ดีมาก
MMSE-VSSCMA	ดีมาก	ดีมาก	ดีที่สุด	ดีที่สุด

อย่างไรก็ตาม สามารถสรุปผลการศึกษาวิจัยการประเมินสมรรถนะผลการลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้ดังตารางที่ 6.12 ซึ่งได้สรุปว่าวิธีการที่นำเสนอมาก่อนหน้านี้ทั้ง ZF approach และ MMSE approach [60] ยังไม่สามารถปรับเท่าช่องสัญญาณและแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณได้ในการทดลองวิจัยคุณลักษณะช่องสัญญาณ SISO MISO SIMO และ MIMO จริงในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร ในทำนองเดียวกัน ผลการศึกษาวิจัยสามารถยืนยันได้ว่าวิธีการที่นำเสนอใหม่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ด้วยการใช้อัลกอริทึมแบบมอดูลัสคงที่ อัลกอริทึมแบบดูแลมมอดูลัสคงที่ และอัลกอริทึมตัวแปรขั้นบันไดมอดูลัสคงที่ ตามลำดับ จะเพิ่มสมรรถนะวงจรปรับเท่าช่องสัญญาณและแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณได้อย่างดีเยี่ยม ดังนั้น วิธีการที่นำเสนอใหม่สามารถนำไปใช้ในการออกแบบภาครับสัญญาณของเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุได้อย่างมีประสิทธิภาพ

6.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการศึกษาวิจัย

ในการศึกษาแบบจำลองดีพีซีสามารถพิจารณาช่องสัญญาณของแท็กชนิดรูกุญแจหรือที่เรียกว่า ช่องสัญญาณคีย์โฮล (Keyhole channel) รวมถึงการวิเคราะห์เชิงกระจายแบบสองเท่าของช่องสัญญาณ (Double scattering) ได้เช่นกัน เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับวิธีการที่นำเสนอด้วยแบบจำลองเชิงเส้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นอกเหนือจากนี้ การจำลองข้อมูลของแท็กสามารถพิจารณาได้ด้วยเมตริกซ์ช่องสัญญาณ $4 \times L \times 4$ เมื่อกำหนดให้ $L > 1$ ในการประเมินผลการประมาณค่าและการปรับเท่าช่องสัญญาณบอดสำหรับช่องสัญญาณแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการประยุกต์ระบบการประมวลผลสัญญาณด้วยกระบวนการประมาณค่าและการปรับแก้ช่องสัญญาณบอดสามารถพิจารณาการออกแบบด้วยซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ (SDR) ซึ่งจะสามารถใช้ฟังก์ชันการเลียนแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (Computer simulation) หรือเครื่องมือช่วยในการออกแบบ (Simulink) มาพัฒนาการประมวลผลสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพและใช้งานได้จริง ดังแสดงในรูปที่ 6.1 เป็นต้น



รูปที่ 6.1 การประยุกต์วิธีการที่นำเสนอด้วยซอฟต์แวร์กำหนดวิทยุ

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติเครื่องอ่านที่ดีจะต้องแยกสัญญาณข้อมูลของแท็กปริมาณมากพร้อมๆ กันในเวลาเดียวกันโดยปราศจากการเรียนรู้สถานะของช่องสัญญาณ ซึ่งเทคนิคการแยกแหล่งกำเนิดบอด (Blind source separation technique) สามารถเป็นทางเลือกหนึ่งที่น่าสนใจและนำไปสู่การศึกษาวิจัยเชิงลึกในด้านการประมวลผลสัญญาณภาครับสำหรับเครื่องอ่านระบบบ่งชี้ด้วยคลื่นความถี่วิทยุได้เป็นอย่างดี

เอกสารอ้างอิง

- [1] K. Finkenzeller “RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio-Frequency Identification, Near-Field Communication, Third Edition,” Wilay & Sons LTD, 2010.
- [2] D. M. Dobkin “The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice,” Oxford: Elasevier-Newnes, 2007.
- [3] N. C. Karmakar “Handbook of Smart Antennas for RFID Systems,” Wiley, John Wiley & Sons, 2010.
- [4] D. Paret “RFID at Ultra and Super High Frequencies: Theory and application Wiley, John Wiley & Sons, 2009.
- [5] M. Bolic, D. S. Ryt and I. Stojmemovic “RFID Systems: Research Trends and Challenges,” Wiley, 2010.
- [6] D-Y. Kim, Hyun-Goo and J-G. Yook “Effects of reader-to-reader interference on the UHF RFID interrogation range,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 57, No. 4, pp. 2337-2346, April, 2009.
- [7] A. Lazaro, D. Girbau and R. Vilarino “Effects of interference in UHF RFID systems,” Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), vol. 98, pp. 425-443, 2009.
- [8] P. Nikitin and V. S. Rao “Performance limitations of UHF RFID systems,” IEEE Antennas and Propagation Symposium, pp. 1011-1014, 2006.
- [9] A. Lazaro, D. Girbau and D.Salinas “Radio link budgets for UHF RFID on multipath environments,” IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol. 57, No. 4, pp.1241-1251, April, 2009.
- [10] T. S. Rappaport “Wireless Communication: Principles and Practice,” 2nd Edition, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall 2001.
- [11] A. A. Saleh and R. A. Valenzuela “A statistical model for indoor multipath propagation,” IEEE Journal Selected of Areas Communication System, vol. 5, No. 2, pp.128-137, Feb., 1987.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] W. Aerts “Dependence of RFID reader antenna design on read out distance,” IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol. 56, No. 12, pp. 3827-3837, Dec, 2008.
- [13] R. Bhattacharyya, C. Floerkemeier and S. Sarma “Low-cost, ubiquitous RFID-tag-antenna based sensing,” Proceeding of the IEEE, vol. 98, No. 9, pp. 1593-1600, Sep, 2010.
- [14] H. T. Chou, T. M. Hung, N. N. Wang, H. H. Chou, C. Tung and P. Nepa “Design of a near-field focused reflectarray antenna for 2.45 GHz RFID reader applications,” IEEE Transaction on Antennas and Propagations, vol. 59, No. 3, March, 2011.
- [15] D. Zhou, A. Alhameed “Design of beam steering antenna for RFID reader using fully controlled RF switches” Progress In Electromagnetics Research Symposium, July, 2008.
- [16] D. Kim, M. A. Ingram and W. W. Smith “Measurements of small-scale fading and path loss for long range RF tags,” IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol. 51, No. 8, pp.1740-1749, July, 2003.
- [17] T. Tantisopharak, A. Boonpooga, C. Phongcharoenpanich, P. Sirisuk and M. Krairiksh “Adaptive array antenna using on-off and CMA algorithms for microwave RFID readers,” IEICE Transaction on Communication, vol.E94-B, No-5, May, 2011.
- [18] M. L. Mccloud, L. L. Scharf “Beamforming, diversity, and interference rejection for multiuser communication over fading channel with a receive antenna array,” IEEE Transaction on Communication, vol. 51, No.1, pp. 116-124, Jan, 2003.
- [19] Gjendemsjo “Joint adaptive modulation and diversity combining with downlink power control,” IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 57, No. 4, pp. 2145-2152, July, 2008.
- [20] H. Shuanchi “A new adaptive equalization scheme for MIMO system,” Proc. of ISPA, vol. 2, pp. 1028-1030, Sep, 2003.
- [21] Y. Karasawa, T. Sekiguchi and T. Inoue “Software antenna: A new concept Kaleidoscopic antenna in multimedia radio and mobile computing Era,” IEICE Transaction on Communication, vol. E80-B, No. 8, pp.1214-1217, Aug, 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [22] A. F. Mindikoglu and A. J. Van Der Veen “Separation of overlapping RFID signals by antenna arrays,” IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 2737-2740, April, 2008.
- [23] S. Duangsuwan and S. Promwong “Performance evaluation of blind filtering equalization for SDR platform,” International Technical Conference on Circuit/System, Computer and Communication System, pp. 45-49, June, 2011.
- [24] J. M. Mendel “Lessons in Estimation Theory for Signal Processing: Communication, and Control,” New Jersey: Prentice-Hall, 1995.
- [25] H. Meyr, M. Moeneclaey and S. A. Fechtel “Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel estimation, and Signal Processing,” New York: John Wiley & Sons, 1998.
- [26] B. Yu “The application of the CMA blind equalization in UHF RFID system,” IET Conference on Wireless, Mobile and Sensor Networks, pp. 326-329, Dec, 2007.
- [27] I. Mayordomo, R. Berenguer, A. Garcia-Alonso, I. Fernandez and I. Gutierrez, “Design and implementation of a long-range RFID reader for passive transponders,” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, No. 5, pp. 1283-1290, May, 2009
- [28] Yen-Sheng Chen, Shih-Yuan Chen and Hsueh-Jyh Li, “A novel dual-antenna structure for UHF RFID tags,” IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol.59, No. 11, pp. 3950-3960, Nov, 2011.
- [29] G. Marrocco “The art of UHF RFID antenna design: Impedance-matching and size-reduction techniques,” IEEE Antennas and Propagations Magazine, vol. 50, No. 1, 2008.
- [30] U. Madhow “Fundamentals of Digital Communication,” Cambridge, 2008.
- [31] R. Morelos-Zaragoza and S. Lin “QPSK block-modulation codes for unequal error protection,” IEEE Transaction on Information Theory, vol. 41, No. 1, pp. 567-581, May, 1995.
- [32] J. D. Griffin and G. D. Durgin “Complete link budgets for backscatter radio and RFID systems,” IEEE Transaction on Antenna and Propagation, vol. 51, No. 2, pp.11-25, April, 2009.

- [33] A. Bletsas, A. G. Dimitriou and J. N. Sahalos “Improving backscatter radio tag efficiency,” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 58, No. 6, pp. 1502-1508, June, 2010.
- [34] J. Griffin and G. D. Durgin “Gains for RF tags using multiple antennas,” IEEE Transaction on Antennas and Propagations, vol. 56, No. 2, pp. 563-569, Feb, 2008.
- [35] J. Mitola “Software Radio Architecture: Object Oriented Approaches to Wireless Systems Engineering,” John Wiley and Sons, 2000.
- [36] U. Ramacher “Software-defined radio prospects for multi-standard mobile phones,” IEEE Computers, vol. 40, No. 10, pp. 62-69, 2007.
- [37] K. Mizutani, K. Sakaguchi, J. Takada and K. Araki “Development of MIMO-SDR platform and its application to real-time channel measurement,” IEICE Transaction on Communication, vol. E89-B, No. 12, pp.3197-3207, Dec, 2006.
- [38] L. Catarinucci, D. D. Donno, R. Colella and L. Tarricone “A Cost-Effective SDR Platform for Performance Characterization of RFID Tags,” IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 61, No. 4, pp. 903-909, April, 2012.
- [39] M. L. Mccloud, L. L. Scharf “Beamforming, Diversity, and Interference Rejection for Multiuser Communication Over Fading Channel With a Receive Antenna Array,” IEEE Transaction on Communication, vol. 51, No.1, pp. 116-124, Jan, 2003.
- [40] F. J. Harris and M. Rice “Multirate digital filters for symbol timing synchronization in software-defined radios,” IEEE Journal on Select Areas Communication, vol. 19, No. 12, pp. 2346-2357, Dec, 2001.
- [41] P. Ferrari, A. Flammini and E. Sisinni “New architecture for a wireless smart sensor based on a software-defined radio,” IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 60, No.6, pp. 2133-2141, 2011.
- [42] M. Buettner and D. Wetherall “A flexible software radio transceiver for UHF RFID experimentation,” Tech. rep, UW CSE, 2009.
- [43] J. Kaitovic, R. Langwieser and M. Rupp “Channel estimation in tag collision scenarios,” IEEE International Conference on RFID, pp. 74-80, Orlando, USA, April, 2012.

- [44] M. Buettner and D. Wetherall “A software radio based-UHF RFID reader for PHY/MAC experimentation,” IEEE International Conference on RFID, pp. 134-141, Orlando, USA, 2011.
- [45] S. Gray, G. Bogel and A. Grabmaier “Flexible development and testing environment for implementation of new algorithms in RFID systems,” Proc of International EURASIP Workshop on RFID Technology, 2012.
- [46] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, R. Martinez and S. F. Lam “Sensitivity and impedance measurement of UHF RFID chip,” IEEE Transaction on Microwave Theory Techniques, vol. 57, No. 5, pp.1297-1320, May, 2009.
- [47] Woo Hyun Kim “An optimal FIR filter with fading memory,” IEEE Transaction on Signal Processing, vol. 18, No. 5, pp. 327-330, May, 2011.
- [48] D. D. Donno, F. Ricciato and L. Catarinucci “Challenge: Towards distributed RFID sensing with software-defined radio,” Proc. of MOBICOM, pp. 97-104, Sep 20-24, 2010.
- [49] D. Shen, G. Woo, D. P. Reed “Separation of multiple passive RFID signal using software defined radio,” IEEE International Conference on RFID, pp. 139-145, April, 2009.
- [50] L. Catarinucci, D. D. Donno, R. Colella and L. Tarricone “A cost-effective SDR platform for performance characterization of RFID tags,” IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 61, No. 4, pp. 903-909, April, 2012.
- [51] R. Wang “Comparison RLS and LMS adaptive equalizers for nonstationary wireless channels in mobile Ac-hoc networks,” IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, pp. 1131-1135, Sep, 2002.
- [52] I. A. Glover and P. M. Grant “Digital Communications: Chapter 5,” 3rd Edition, Prentice-Hall, 2010.
- [53] R. A. Horn and C. R. Johnson “Matrix Analysis,” New York, Cambridge University Press, 1990.
- [54] G. Strang “Linear Algebra and Its Applications,” New York, Harcourt Brace Jovanovich, 1998.

- [55] V. C. Klema and A. J. Laub “The singular value decomposition: Its computation and some applications,” IEEE Transaction on Automatic Control, vol. AC-25, No. 2, pp. 164-176, April, 1980.
- [56] R. S. Blum “MIMO with limited feedback of channel state information,” IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 89-92, April, 2003.
- [57] J. G. Proakis “Digital Communications,” 4th Edition, New York, McGraw-Hill, 2001.
- [58] Roy You, Hong Li, Y. B. Ness “Diversity combining with imperfect channel estimation,” IEEE Transaction on Communication, vol. 53, No. 10, pp. 1655-1662, Oct, 2005.
- [59] D-Y. Kim, Hyun-Goo and J-G. Yook, “Reverse link interogation range of a UHF MIMO-RFID system in Nakagami m fading channels,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 56, No. 7, pp. 1468-1477, July, 2010.
- [60] C. Angerer, R. Langwieser and M. Rupp “RFID reader receivers for physical layer collision recovery,” IEEE Transaction on Communications, vol. 58, No. 12, pp. 3526-3537, Dec, 2010.
- [61] S. Haykin “Adaptive Filter Theory,” New Jersey, Prentice-Hall, 1996.
- [62] P. O. Amblard, M. Gaete and J. L. Lacoume “Statistics for Complex Variables and Signals – Part I: Variables,” Signal Processing, vol. 53, pp. 1-13, 1996.
- [63] S. J. Orfanidis “Introduction to Signal Processing,” New Jersey, Prentice-Hall, 1996.
- [64] S. Duangsuwan and S. Promwong “Quantitative evaluation of interference for RFID system due to multipath,” Thailand-Japan Microwave (TJMW), pp. 34-38, Bangkok, Thailand, Aug, 2011.
- [65] S. Duangsuwan and S. Promwong “A RFID reader suppressive interference due to multipath,” Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), pp. 52-56, Kuala Lumpur, Malaysia, March, 2012.
- [66] W. A. Gardner “Introduction to Random Processes with Applications to Signal and Systems,” New York, McGraw-Hill, 1991.
- [67] A. Papoulis “Probability, Random Variables, and Stochastic Processes,” New York, McGraw-Hill, 1991.

- [68] B. Porat “Digital Processing of Random Signals: Theory and Methods,” New Jersey, Prentice-Hall, 1994.
- [69] W. Cheng, K. S. Edward and L. Vincent “On the performance of the MIMO zero-forcing receiver in the presence of channel estimation error,” IEEE Transaction on Wireless Communications, vol. 6, No. 3, March, 2007.
- [70] L. Lennert and M. Marc “Effect of MMSE channel estimation on BER performance of orthogonal space-time block codes in Rayleigh fading channels,” IEEE Transaction on Communication, vol. 57, No. 5, pp. 1242-1245, May, 2009.
- [71] G. Zhang, Youguang Z. and W. Kang “Low-complexity channel estimation for the UHF MIMO-RFID systems with optimal training,” International Journal of Advancement in Computing Technology (IJACT), vol. 4, No. 1, pp. 387-393, Jan, 2012.
- [72] J. Kaitovic, R. Langwieser and M. Rupp “RFID reader with multi antenna physical layer collision recovery receivers,” IEEE International Conference on RFID Technologies and Applications, pp. 286-290, April, 2011.
- [73] M. Lunglmayr and M. Huemer “Least square equalization for RFID,” Workshop on Near Field Communication (NFC), pp.90-94, April, 2010.
- [74] S. Duangsuwan and S. Promwong “Improving of multipath interference with SIMO equalizer for RFID platform,” International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology, pp. 373-376, Bangkok, Thailand, Nov, 2012.
- [75] T. Promkeeree, S. Duangsuwan and S. Promwong “Experimental evaluation of received signal using blind channel estimation for RFID system via MIMO antenna,” The Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering, pp. 136-140, Chaingrai, Thailand, March, 2014.
- [76] S. Duangsuwan and S. Promwong “ISI cancellation using blind equalizer based on DBC model for MIMO-RFID reader reception,” Radioengineering Journal, vol. 24, No. 1, pp. 272-279, April, 2015.
- [77] S. Haykin “Blind Deconvolution,” New Jersey, Prentice-Hall, 1994.
- [78] Z. Ding and Y. Li “Blind Equalization and Identification,” New York, Marcel Dekker, 2001.

- [79] L. Mucchi, S. Morosi, E. D. Re and R. Fantacci “A new algorithm for blind adaptive multiuser detection in frequency selective multipath fading channel,” IEEE Transaction on Wireless Communication, vol. 3, No. 1, pp. 235-247, Jan., 2004.
- [80] Y. Li, Z. Liyi and T. Jiaufu “Adaptive blind source separation and equalization for multiple-input multiple-output,” IEEE Transaction on Information Theory, vol. 44, No. 7, pp. 2864-2876, Nov., 1998.
- [81] Y. Sato “A Method of Self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation,” IEEE Transaction on Communications, COM-23, pp. 679-682, June, 1975.
- [82] A. Benveniste, M. Goursat and G. Ruget “Robust identification of a nonminimum phase system: Blind adjustment of a linear equalizer in data communications,” IEEE Transaction on Automatic Control, AC-25, pp. 385-399, June, 1980.
- [83] J. R. Treichler and B. G. Agee “A new approach to multipath correction of constant modulus signals,” IEEE Transaction on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ASSP-31, pp. 349-472, April, 1983.
- [84] D. N. Godard “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication system,” IEEE Transaction on Communications, COM-28, pp. 1867-1875, Nov, 1980.
- [85] S. Duangsuwan and S. Promwong “SINR performance using MIMO-CMA algorithms for RFID 2.45 GHz channel measurement,” The 20th Asia-Pacific Conference on Communication, pp. 112-116, Pattaya, Thailand, Oct., 2014.
- [86] S. Duangsuwan and S. Promwong “RFID reader receiver using blind signal estimation for multiuser detection,” International Journal of Information and Electronics Engineering, vol. 4, No. 2, March, 2014.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ระดับนานาชาติ

1. S. Duangsuwan and S. Promwong, "ISI cancellation using blind equalizer based on DBC model for MIMO-RFID reader reception," Radioengineering Journal, vol. 24, No. 1, pp. 272-279, April 2015.
2. S. Duangsuwan and S. Promwong, "RFID reader receiver using blind signal estimation for multiuser detection," International Journal of Information and Electronics Engineering, vol. 4, No. 2, pp. 153-157, March 2014.

ผลงานวิจัยที่ได้นำเสนอในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1. S. Duangsuwan and S. Promwong "SINR performance using MIMO-CMA algorithms for RFID 2.45 GHz channel measurement," The 20th Asia-Pacific Conference on Communication, pp. 112-116, Pattaya, Thailand, Oct., 2014.
2. S. Duangsuwan and S. Promwong, "Experimental evaluation of received signal using blind channel estimation for RFID system via MIMO antenna," The Forth Joint International Conference on Information and Communication Technology, Electronic and Electrical Engineering, pp. 1-5, Chiang Rai, Thailand, March, 2014.
3. S. Duangsuwan and S. Promwong, "Performance of MIMO blind equalizer in SDR for RFID system," Thailand-Japan Microwave (TJMW), Bangkok, Thailand, December 2013.
4. S. Duangsuwan and S. Promwong "A RFID reader suppressive interference due to multipath," Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS), pp. 52-56, Kuala Lumpur, Malaysia, March 2012.
5. S. Duangsuwan and S. Promwong "Performance evaluation of blind filtering equalization for SDR platform," International Technical Conference on Circuit/System, Computer and Communication System, pp. 45-49, Gyeongju, Korea, June 2011.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นายศรัญ ดวงสุวรรณ
วัน เดือน ปีเกิด	13 ธันวาคม 2527 ที่ระนอง
ที่อยู่	43 หมู่ 5 ถนนเพชรเกษม ตำบลน้ำจืดน้อย อำเภอกระบุรี จังหวัดระนอง 85110 โทร. 089-178120
ประวัติการศึกษา	2551 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2553 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ความชำนาญเฉพาะด้าน	1) วิศวกรรมการแพร่กระจายคลื่น 2) การออกแบบโครงข่ายการสื่อสารไร้สาย 3) การสื่อสารดิจิทัลความเร็วสูง
ประสบการณ์ทำงานและงานวิจัย	
พ.ศ. 2553-2558	ได้รับทุนการศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกจากคณะกรรมการ กิจการกระจายเสียง กิจการโทรทัศน์ และกิจการโทรคมนาคม แห่งชาติ (กสทช.) ปีการศึกษา 2553
พ.ศ. 2551-2553	ตำแหน่งนักวิชาการคอมพิวเตอร์ สำนักบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2556	ได้รับรางวัล “Young Reseracher Encouragement Award” จากงานประชุมวิชาการ The Thailand-Japan Microwave 2013
พ.ศ. 2554	ได้รับรางวัล “Best Student Poster Presenatation Award” จากงานประชุมวิชาการ The Thailand-Japan Microwave 2011

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้