

การปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณสำหรับเครื่องรับ
โทรทัศน์ระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF CHANNEL ESTIMATIONS FOR
DIGITAL TV MOBILE RECEPTION

อัสวิน รุ่งแสงเงิน
ASSAWIN RUNGSAENGEN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-409-3

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณสำหรับเครื่องรับ
โทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบเคลื่อนที่

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF CHANNEL ESTIMATIONS FOR
DIGITAL TV MOBILE RECEPTION



อัศวิน รุ่งแสงเงิน

ASSAWIN RUNGSAENGEN

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 47541
วัน, เดือน, ปี 19 ส.ค. 2546

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-409-3

**PERFORMANCE IMPROVEMENT OF CHANNEL ESTIMATIONS FOR
DIGITAL TV MOBILE RECEPTION**

ASSAWIN RUNGSAENGEN

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

2003

ISBN 974-324-409-3

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณสำหรับเครื่องรับ
โทรทัศน์ระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่
PERFORMANCE IMPROVEMENT OF CHANNEL ESTIMATIONS
FOR DIGITAL TV MOBILE RECEPTION

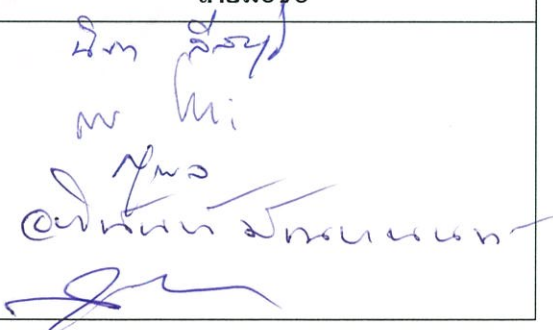
ชื่อนักศึกษา นายอัศวิน รุ่งแสงเงิน

รหัสประจำตัว 41061016

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.นิภา	ลีตารุจิ	
รศ.สมยศ	จตุณณะปิยะ	
รศ.ดร.สุวิพล	สิทธิชีวกภาค	
ผศ.อภิรักษ์	มัญยานนท์	
ผศ.ดร.สุทธิชัย	นพนาศิพงษ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 25 เมษายน 2546 เวลา 10.30-12.30 น.
สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญวัฒน์ อดิษฐ์)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่.....๒๓.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณสำหรับ เครื่องรับโทรศัพท์ระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่
นักศึกษา	นายอัศวิน รุ่งแสงเงิน
รหัสประจำตัว	41061016
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการนำเสนอเกี่ยวกับการปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับเครื่องรับสัญญาณระบบดิจิทัล โดยใช้พื้นฐานของการมอดูเลตแบบ COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งในที่นี้เป็นการรับแบบเคลื่อนที่ ดังนั้นจึงมีผลเกี่ยวข้องกับการเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาของการรับสัญญาณความถี่ การชดเชยความผิดพลาดของสัญญาณไหล่อทและการสะท้อนอันเนื่องมาจากการจางหายแบบ Long-Term และ Short-Term รวมถึงการเพิ่ม-ลดของความถี่ อันเนื่องมาจากความเร็วในการเคลื่อนที่ที่เกิดขึ้นจากจุดส่งมายังจุดรับของสัญญาณ และวิธีการชดเชยการจางหายที่เกิดขึ้น โดยการใช้ส่วนเปลี่ยนแปลงของเวลาภายในเครื่องรับแบบเคลื่อนที่ เพื่อแก้ไขความผิดพลาดในการรับสัญญาณ และรักษาเสถียรภาพในการทำงานของระบบเครื่องรับแบบเคลื่อนที่ และนำไปสู่แนวทางสำหรับการออกแบบเครื่องรับระบบดิจิทัลภายในรถยนต์ต่อไป

Thesis Title	Performance Improvement of Channel Estimations For Digital TV Mobile Reception
Student	Mr. Assawin Rungsaengngen
Student ID	41061016
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Suthichai Noppanakepong

ABSTRACT

This thesis presents the performance Improvement of channel estimation for digital reception based on the modulation of COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing). In this case scope on mobile reception, then affect with time-domain and pilot error compensation cause by fading and reflecting in both of Long-Term and Short-Term fading from transmitter to receivers include Doppler frequency effect. Addition the techniques for fading compensation by using time varying in the receiver to correct and keep the stabilization of mobile digital signal receiving and involve the other solutions to design the mobile digital TV reception for using in vehicles.

กิตติกรรมประกาศ

ข้าพเจ้าขอถือโอกาสนี้เพื่อขอบคุณ อาจารย์สุทธิชัย นพนาศิพงษ์ ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ตลอดจนคำแนะนำที่มีค่าสำหรับการศึกษาและวิจัย เพื่อมุ่งไปสู่อีกเป้าหมายหนึ่งของชีวิตที่มีความสำคัญไม่น้อยไปกว่าความพยายามที่จะให้ได้มาซึ่งทรัพย์สินใดๆ จากการทำงาน

ขอบคุณ พ่อและแม่ ที่ให้กำลังใจมาตลอดทั้งชีวิตของข้าพเจ้า

ขอบคุณ น้องเศรษฐกร น้องวิเรนทร์ น้องอำนาจ และน้องมโน ที่ช่วยเหลือในระหว่างการศึกษาวิจัยมา ณ ที่นี้

ขอบคุณ UBC, พีพีริคา และห้องไฟฟ้าทุกท่าน สำหรับการเอื้อเฟื้อสถานที่ และอุปกรณ์ต่างๆ ในการทดลองระบบ

ขอถือโอกาส ขอบคุณ ภรรยา และลูกสาวที่คอยเป็นกำลังใจ และเป็นแรงผลักดันที่สำคัญยิ่งสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้โอกาสสำหรับการศึกษาวิจัย และถือเป็นก้าวที่สำคัญที่สุดครั้งหนึ่งของข้าพเจ้า

และขอให้การวิจัยนี้ของข้าพเจ้ามีส่วนในการได้พัฒนาที่วีระบบดิจิทัลของประเทศไทยให้ก้าวหน้าต่อไป

อัศวิน รุ่งแสงเงิน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VI
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	2
1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย	2
1.5 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษาวิจัย	3
บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการที่เกี่ยวข้องกับการรับ-ส่ง โทรศัพท์ระบบดิจิทัล	4
2.1 หลักการของการมอดูเลตแบบ OFDM	4
2.1.1 รูปแบบของการจัดเฟรมใน COFDM	7
2.1.2 สัญญาณอ้างอิง (Reference Signaling)	9
2.1.2.1 หน้าที่การทำงานของเซลล์ต่างๆ	9
2.1.2.2 ความหมายของสัญญาณอ้างอิง	9
2.1.2.3 ตำแหน่งของเซลล์การกระจายสัญญาณไพลอท	10
2.1.3 ค่าตัวแปรของสัญญาณการส่ง	12
2.2 การประมาณช่องสัญญาณ	14
บทที่ 3 สาเหตุของการจางหายสัญญาณในหลายทิศทาง (Multi-path fading)	18
3.1 การจางหายแบบ Long-Term (Long-Term Fading)	18
3.2 การจางหายแบบ Short-Term (Short-Term Fading)	19

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น	28
3.3.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Log-Normal.....	29
3.3.2 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rayleigh	30
3.3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rician	32
บทที่ 4 การวิเคราะห์เชิงเวลาของการประมาณช่องสัญญาณ	34
4.1 การประมาณช่องสำหรับการรับสัญญาณที่ได้เมื่อจูดรับอยู่กับที่	36
4.2 การประมาณช่องสำหรับการรับสัญญาณที่ได้เมื่อจูดรับมีการเคลื่อนที่.....	40
4.3 การชดเชยการจางหายของสัญญาณ ในการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่	44
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์และเปรียบเทียบ	48
5.1 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการรับสัญญาณ	48
5.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของความเร็วในการเคลื่อนที่	54
5.3 ผลการวิเคราะห์และเปรียบเทียบการชดเชยการจางหายของสัญญาณ	57
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	60
เอกสารอ้างอิง	63
ภาคผนวก	64
ภาคผนวก ก. โปรแกรมการจำลองความเข้มของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่	65
ภาคผนวก ข. โปรแกรมการจำลองความเข้มของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ เมื่อมีการชดเชยแบบสหสัมพันธ์	66
ภาคผนวก ค. บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์	67
ประวัติผู้เขียน	73

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงอัตราการใช้ข้อมูลของ COFDM ที่การใช้งานแถบความถี่ 8 MHz	6
2.2 แสดงถึงช่วงเวลาที่ใช้สำหรับสัญญาณ COFDM สำหรับ 2k และ 8k	7
2.3 แสดงช่วงเวลา Symbol ในค่าของ Guard Interval	8
2.4 แสดงตำแหน่งของสัญญาณ พัลซที่ความถี่คลื่นพาหะต่างๆ	11
2.5 แสดงตำแหน่งของ TPS ในความถี่พาหะต่างๆ	12
2.6 แสดงถึงข้อมูลต่างๆใน TPS	13
5.1 แสดงเงื่อนไขสำหรับการทดสอบประสิทธิภาพการประมาณช่องสัญญาณ	48
5.2 แสดงเงื่อนไขสำหรับการทดสอบความสัมพันธ์ของความเร็วและจำนวนทิศทาง	54
5.3 แสดงเงื่อนไขสำหรับการทดสอบประสิทธิภาพการประมาณช่องสัญญาณ	57

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงกลุ่มของสัญญาณในระบบ COFDM	4
2.2 แสดงการทำงานของพื้นฐานการมอดูเลตแบบ COFDM	5
2.3 แสดงการกำเนิดของขบวน PRBS	9
2.4 แสดงตำแหน่งของสัญญาณไหลทอในภายในโครงสร้างของเฟรม OFDM	10
2.5 แสดงการประมาณช่องสัญญาณของระบบการรับสัญญาณ	14
3.1 แสดง Local mean ของสัญญาณการจางหายแบบ Long-Term	18
3.2 แสดงการรับสัญญาณขณะด้านรับอยู่กับที่	20
3.3 แสดงการเคลื่อนที่ในแนวมุม θ กับแนวระนาบ	21
3.4 แสดงกรณีที่มีการสะท้อนของสัญญาณจากจุดส่ง	23
3.5 แสดงถึงเงื่อนไขทั่วไปของการสะท้อนของสัญญาณ	25
3.6 แสดงการรับสัญญาณจากการสะท้อนของคลื่น N จำนวน	26
3.7 แสดงการสุ่มเพื่อนับความน่าจะเป็นของระดับสัญญาณที่ 12 dB	28
3.8 แสดงการกระจายแบบปกติของค่า pdf	29
3.9 แสดงลักษณะการกระจายของค่า pdf ในรูปแบบของ Rayleigh	31
3.10 แสดงลักษณะการกระจายของค่า pdf ในรูปแบบของ Rician	33
4.1 แสดงระบบการรับ-ส่งสัญญาณของ COFDM เชิงเวลา	35
4.2 แสดงลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากแหล่งกำเนิดเดียวกันแบบการรับอยู่กับที่	37
4.3 แสดงการประมาณช่องสัญญาณในเชิงเวลาของการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่	38
4.4 แสดงลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากแหล่งกำเนิดเดียวกันแบบเคลื่อนที่	40
4.5 แสดงการประมาณช่องสัญญาณในเชิงเวลาของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่	42
4.6 แสดงการชดเชยการจางหายที่เกิดขึ้นใน Long-Term และ Short-Term	45
5.1 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 20 km/hr	50
5.2 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 km/hr	51
5.3 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 120 km/hr	52
5.4 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 180 km/hr	53
5.5 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ในความเร็วที่เปลี่ยนแปลงไป จำนวนทิศทาง N=10	55

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ในความเร็วที่เปลี่ยนแปลงไป จำนวนทิศทาง $N=100$	56
5.7 แสดงการรับสัญญาณเมื่อมีการได้รับการชดเชยการจางหายแล้ว ที่ความเร็ว 60 km/hr	58
5.8 แสดงการรับสัญญาณขณะยังไม่ได้มีการชดเชยการจางหายที่ความเร็ว 60 km/hr	59

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

จากการทดสอบการนำเอาเครื่องส่งสัญญาณทีวีระบบดิจิทัลมาใช้งานในประเทศไทย ซึ่งเป็นแบบสายอากาศคงที่ (Stationary Reception) โดยการใช้ระบบการมอดูเลทแบบ COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ถือเป็นการทดลองเบื้องต้นและได้มีการประยุกต์ใช้งานจากระบบ MMDS (Multiple Multi-channel Distribution System) ระบบอนาลอก ที่ได้มีการดำเนินการไปแล้ว ปรากฏว่ายังคงพบปัญหาที่เกิดจากการสะท้อนของสัญญาณจากหลายทิศทาง (Multi-path Fading) โดยเฉพาะอย่างยิ่งในย่านของการส่งที่มีค่าอัตราการส่งสัญญาณสูงๆ เช่น 16-QAM และ 64-QAM เป็นต้น ซึ่งปัญหานี้ยังเชื่อมโยงไปถึงระบบการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ (Mobile Reception) ด้วย เนื่องจากมีเงื่อนไขเรื่องความเร็วในการเคลื่อนที่ของตัวรับสัญญาณ อาจหมายความว่าติดตั้งเครื่องรับในรถยนต์ หรือการพกพาเครื่องรับติดตัวไปด้วย ดังนั้นปัญหาที่กำลังมีการศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้กล่าวถึงการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับการรับสัญญาณทีวีระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่เท่านั้น ทั้งนี้ต้องการให้ขอบเขตของการใช้งานมีความคล่องตัวเหมาะสมกับยุคของข้อมูลข่าวสารและสามารถตอบสนองความต้องการได้สูงสุด เนื่องจากระบบการรับสัญญาณดิจิทัลแบบเคลื่อนที่นั้น ยังต้องมีการพัฒนาอีกมาก จึงควรมีการศึกษา และนำมาใช้งานในแบบที่เป็นการสื่อสารแบบกระจาย (Broadcasting) ซึ่งในปัจจุบันประเทศไทยยังมีการศึกษาในเรื่องนี้น้อย ดังนั้นการแก้ปัญหาที่เกิดจากการจางหายของสัญญาณสำหรับในบ้านเรา อาจมีเงื่อนไขบางอย่างเกี่ยวกับการรับสัญญาณด้วยวิธีการไดเวอร์ซิตี (Diversity) [1], [2] ซึ่งเป็นการประยุกต์หลักการของระบบโทรศัพท์มือถือมาใช้งานร่วม เพื่อแก้ปัญหาเรื่องการเพิ่ม-ลดของความถี่ (Doppler frequency) ประกอบกับเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาระบบการออกอากาศแบบดิจิทัลโดยใช้การมอดูเลทแบบ COFDM มาใช้ให้เกิดการแพร่หลายและเป็นที่ยอมรับมากขึ้นอีกด้วย

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

- 1) เพื่อทำความเข้าใจเกี่ยวกับการประมาณค่าช่องสัญญาณของทีวีระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่
- 2) ศึกษาความแตกต่างระหว่างการรับสัญญาณทีวีแบบคงที่และแบบเคลื่อนที่
- 3) การชดเชยการจางหายที่เกิดขึ้นโดยใช้ส่วนเปลี่ยนแปลงเชิงเวลาเพื่อแก้ไขความผิดพลาดในการรับสัญญาณ
- 4) แนวทางในการออกแบบเครื่องรับระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่ หรือภายในรถยนต์

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การรับสัญญาณทีวีในระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่มีรูปแบบของการประมาณช่องสัญญาณที่แตกต่างไปจากแบบคงที่ ซึ่งต้องอาศัยความแตกต่างของเวลาในการเคลื่อนที่ของจุดรับมาพิจารณาด้วย ดังนั้นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นนอกเหนือจากการรับสัญญาณแบบคงที่คือการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วค่าหนึ่งหรือทำให้เกิดการเพิ่ม-ลดของความถี่ (Frequency Doppler) ซึ่งมีผลโดยตรงต่อการรับสัญญาณเป็นเหตุให้ต้องมีการชดเชยขึ้นเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณนี้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการรับสัญญาณระบบอนาลอกสู่ระบบดิจิทัล การประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นเป็นเสมือนการจัดแบ่งย่านความถี่ในการรับสัญญาณช่องต่างๆ ไม่ให้มีการแทรกซ้อนกันหรือรบกวนกันสำหรับในการรับสัญญาณแบบดิจิทัลในที่นี้ได้อ้างอิงถึงการมอดูเลตแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นรับ-ส่งสัญญาณโดยการใช้ความถี่จำนวนมาก (2k หรือ 8k) ภายในช่วงความถี่ 8 MHz เพื่อแปลงสัญญาณกลับมาอีกครั้ง สำหรับส่วนนี้มีการพิจารณาถึงจำนวนสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละทิศทาง หากแต่ยังไม่ได้พิจารณาในส่วนของ sub-symbol ที่ในแต่ละเฟรมของข้อมูลที่ส่งมา ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะได้กล่าวถึงการนำส่วนย่อยของข้อมูลมาช่วยในการประมาณช่องสัญญาณ และยังมีความสัมพันธ์เกี่ยวข้องกับความเร็วในการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณซึ่งจะมีผลต่อการชดเชยการจางหายและการเพิ่ม-ลดของความถี่ด้วย อันนำไปสู่การปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณต่อไป

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึงการนำเอาระบบการมอดูเลทแบบ OFDM มาปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณสำหรับการรับสัญญาณทีวีระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่ ซึ่งหมายถึงการใช้งานในรถยนต์หรือการรับสัญญาณที่อยู่ภายนอกอาคาร โดยที่ยังอยู่ภายในรัศมีการส่งสัญญาณจากสถานีส่งและมีค่าความแรงของสัญญาณในระดับหนึ่งที่สามารถรับสัญญาณได้ตามมาตรฐานของ DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) ทั้งนี้เพื่อเป็นการทดสอบถึงปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นจากการเคลื่อนที่ของจตุรับอย่างแท้จริง ประกอบกับการจางหายที่เกิดจากสิ่งกีดขวางต่างๆ ทั้งในธรรมชาติ เช่น ภูเขา, ต้นไม้ และสภาพอากาศ เป็นต้น หรือสิ่งกีดขวางอันเนื่องมาจากสิ่งปลูกสร้างของมนุษย์เอง เช่น บ้าน, ตึก, เขื่อน และรถยนต์ เป็นต้น นอกจากนี้ยังคำนึงถึงสภาพแวดล้อมของประเทศไทยเองภายในช่วง 5 – 10 ปีข้างหน้า เมื่อเครื่องรับทีวีแบบดิจิทัลเริ่มเป็นที่แพร่หลายกัน

1.6 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย

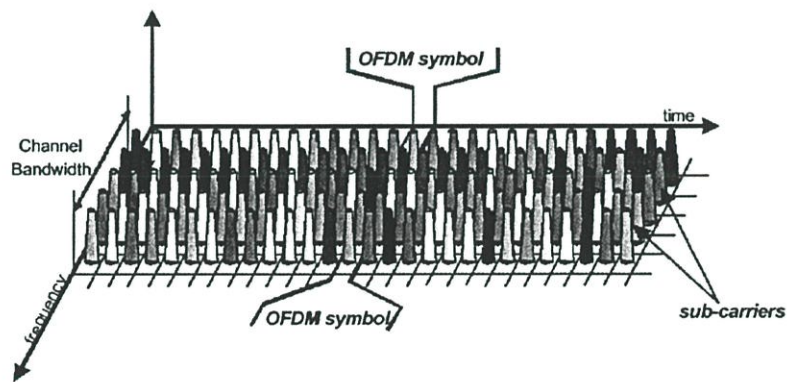
- 1) ศึกษาถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับระบบการมอดูเลทแบบ OFDM
- 2) การนำเอา OFDM มาใช้ในการรับสัญญาณทีวีแบบเคลื่อนที่
- 3) การประมาณค่าช่องสัญญาณของ OFDM ทั้งแบบคงที่ และแบบเคลื่อนที่
- 4) การปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณค่าช่องสัญญาณของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการรับ-ส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

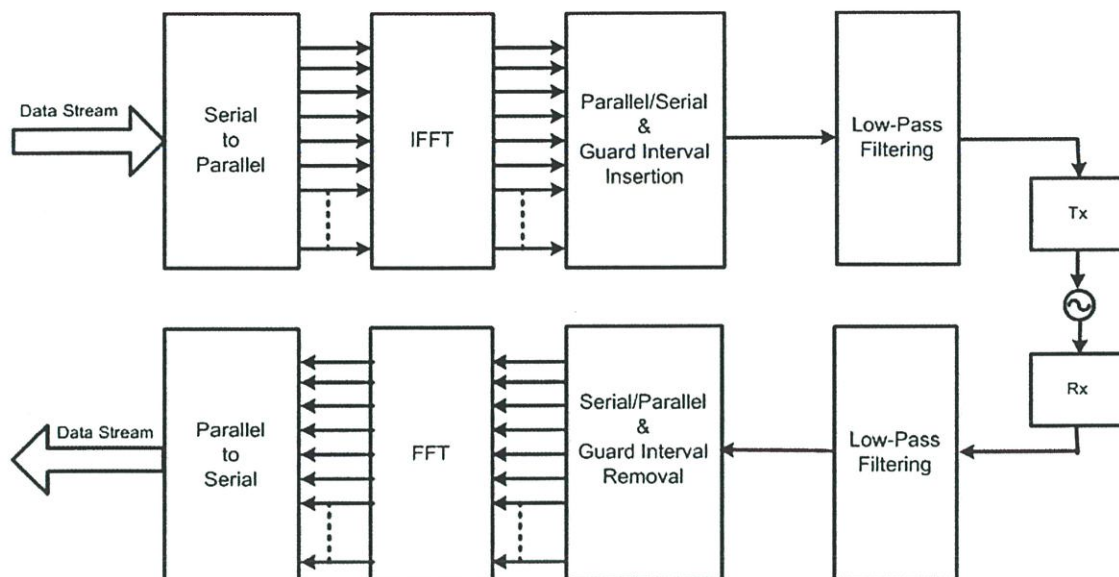
2.1 หลักการของการมอดูเลตแบบ OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) คือวิธีการของการมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้ความถี่หลายๆความถี่มาเข้ารหัส แล้วส่งสัญญาณการเข้ารหัสไปในแถบความถี่ค่าหนึ่งในช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบดิจิตอลอีกวิธีหนึ่งที่ใช้สำหรับการรับ-ส่งทีวีระบบดิจิตอล แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงขอบเขตของ COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ OFDM และหมายถึงการใช้งานในระบบดิจิตอลทีวี คือมีกลุ่มของการใช้งานเป็น QPSK, 16-QAM และ 64-QAM เท่านั้น จากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นถึงรูปแบบของการวางตัวคลื่นพาหะย่อย (sub-carrier) สำหรับระบบนี้



รูปที่ 2.1 แสดงกลุ่มของสัญญาณในระบบ COFDM

ทั้งนี้รวมถึงประเทศไทยที่ได้มีการทดลองการออกอากาศสำหรับทีวีระบบดิจิตอล เพื่อทดสอบคุณภาพของสัญญาณ ขอบเขตของการกระจายสัญญาณ ตลอดจนมีการวิเคราะห์ทั้งทางด้านเทคนิค และการตลาด โดยใช้มาตรฐานของ DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) [3] เป็นหลักในการพิจารณา ในปัจจุบัน COFDM มีการใช้งานจริงแล้วในกลุ่มประเทศที่ได้กล่าวมาแล้วเบื้องต้น ซึ่งต้องมีความสอดคล้องกันในด้านของเครื่องส่ง และเครื่องรับสัญญาณ ต้องสามารถเข้ากันได้ เนื่องจากรูปแบบของข้อมูล และคำสั่งต่างๆ ล้วนแต่มีความสำคัญต่อการรับ-ส่งสัญญาณทั้งสิ้น



รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของพื้นฐานการมอดูเลตแบบ COFDM

จากรูปที่ 2.2 แสดงให้เห็นถึงหลักการของ COFDM [6] ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งระบบที่วีดิจิตอล เมื่อมีการรับสัญญาณข้อมูลเป็น MPEG-2 เข้ามาแล้วจะทำการแปลงสัญญาณจากแบบอนุกรมเป็นแบบขนานตามจำนวนของการตั้งค่าใน COFDM คือแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ QPSK, 16-QAM และ 64-QAM [5] ซึ่งต้องมีการแปลงเป็นจำนวนของข้อมูลออกมาเป็น 2 บิต 4 บิต และ 6 บิต ตามลำดับ ทำให้ค่าของการประเมินค่าของสัญญาณที่แตกต่างกันและมีผลต่ออัตราของการส่งข้อมูล หลังจากนั้นสัญญาณที่ผ่านการประมวลผลจาก Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) จะได้ค่าของความแตกต่างกันในทางเวลาจำนวน 2k หรือ 8k carrier หมายถึงได้ค่าความแตกต่างของเวลาเป็นจำนวน 1,705 carrier และ 6,817 carrier ตามลำดับ จำนวนของสัญญาณพาหะ ที่ได้แต่ละค่าจะถูกแปลงเป็นรหัสตามที่มีการกำหนดโหมดของต่างๆ คือ QPSK, 16-QAM หรือ 64-QAM ซึ่งมีจำนวนของบิตข้อมูลต่างกัน จากนั้นสัญญาณถูกแปลงจากขนานเป็นอนุกรมอีกครั้งเพื่อให้มีการจัดรูปแบบของข้อมูลออกเป็นเฟรม โดยที่มีการแทรกสัญญาณกันชน (Guard Interval) ลงไประหว่างเฟรมข้อมูล แล้วจึงนำมามอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาหะได้เป็นความถี่กลาง (Intermediate Frequency, IF) มีค่าประมาณ 36.15 MHz [5] ตามมาตรฐานของ DVB-T และมีการทวีคูณความถี่ขึ้นเพื่อใช้สำหรับส่งสัญญาณไปเป็นคลื่นความถี่วิทยุ (Radio Frequency, RF) สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงการนำมาใช้กับย่านความถี่ไมโครเวฟแบบดิจิตอล (Digital Multiple Multi-channel Distribution System, Digital MMDS) ในที่นี้มีช่วงความถี่อยู่ระหว่าง 2-3 GHz

ตารางที่ 2.1 แสดงอัตราการส่งข้อมูลของ COFDM ที่การใช้งานแถบความถี่ 8 MHz

Constellation	Bits per Sub-carrier	Code rate	Guard Interval			
			1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	2	1/2	4.98	5.53	5.85	6.03
	2	2/3	6.64	7.37	7.81	8.04
	2	3/4	7.46	8.29	8.78	9.05
	2	5/6	8.29	9.22	9.76	10.05
	2	7/8	8.71	9.68	10.25	10.56
16-QAM	4	1/2	9.95	11.06	11.71	12.06
	4	2/3	13.27	14.75	15.61	16.09
	4	3/4	14.93	16.59	17.56	18.10
	4	5/6	16.59	18.43	19.52	20.11
	4	7/8	17.42	19.35	20.49	21.11
64-QAM	6	1/2	14.93	16.59	17.56	18.10
	6	2/3	19.91	22.12	23.42	24.13
	6	3/4	22.39	24.88	26.35	27.14
	6	5/6	24.88	27.65	29.27	30.16
	6	7/8	26.13	29.03	30.74	31.67

นอกจากระบบการส่งสัญญาณโทรทัศนระบบดิจิทัลของ COFDM ที่เป็นมาตรฐานของ DVB-T [3] ตารางที่ 2.1 จึงแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการส่งข้อมูลในแต่ละค่าตัวแปรต่างๆ ซึ่งให้ค่าอัตราการส่งข้อมูลที่แตกต่างกันและหมายถึงความละเอียดของสัญญาณที่ใช้สำหรับการส่งในระบบที่มีขีดความสามารถในการส่งข้อมูลทั้งภาพและเสียงได้สูงสุดคือ 31.67 Mbps ต่อช่องสัญญาณ นั่นคือในหนึ่งช่องสัญญาณอาจสามารถแบ่งช่องของรายการออกได้ตามสัดส่วนที่ได้มีการกำหนดไว้ภายในชุดข้อมูลของ MPEG-2 ทั้งนี้จำนวนของอัตราการส่งข้อมูลนี้ต้องกำหนดการตั้งค่าต่างๆตามที่ระบุไว้ในตารางของระบบ COFDM แต่ตัวเลขที่ได้กล่าวมาข้างต้นอาจมีจำนวนสูงเกินกว่าความสามารถในการรับของสัญญาณแบบเคลื่อนที่ เนื่องจากมีการรบกวนเชิงมุม (Phase Noise) มีผลทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นั้นน้อยกว่าการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่

สำหรับในภาครับสัญญาณเมื่อมีการกรองความถี่ต่ำกลับมาแล้วสัญญาณที่ได้จะถูกแปลงสัญญาณจากอนาลอกเป็นดิจิทัลและแยกเอาสัญญาณกันชน (Guard Interval) ออกไป จากนั้นแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นขนานเข้าไปยังส่วนของ Fast Fourier Transform (FFT) เพื่อให้สามารถแปลงสัญญาณจำนวนคลื่นพาหะจากต้นทางกลับมาเป็นสัญญาณภาพและเสียงอีกครั้ง หรือเป็นการถอดรหัส

ของสัญญาณกลับมา แล้วแปลงสัญญาณจากขนานเป็นอนุกรมอีกครั้งจึงได้เป็นสัญญาณที่ส่งจากคันทงต่อไป

2.1.1 รูปแบบของการจัดเฟรมใน COFDM

ในการส่งสัญญาณของ COFDM นั้นส่วนประกอบต่างๆ ที่อยู่ภายในแต่ละเฟรมข้อมูลทั้งหมด มีจำนวน 68 symbol ในช่วงเวลา T_F โดยที่แต่ละ symbol มีช่วงเวลาเป็น T_S ภายในจำนวนของสัญญาณคลื่นพาหะคือ $K = 1705$ carrier สำหรับระบบการส่งแบบ 2k และ $K = 6817$ carrier สำหรับระบบการส่งแบบ 8 k ดังแสดงในตารางที่ 2.2 [3] นอกจากนี้ ในช่วงเวลา T_S ได้ถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาที่ใช้สำหรับการใช้งานจริง T_U และช่วงเวลาของกันชน Δ ซึ่งมีการแสดงรายละเอียดของส่วนเวลาที่ในตารางที่ 2.3 [3] เฟรมของข้อมูลมีส่วนประกอบของสัญญาณ ไพลอท ที่แสดงถึงการทำให้พร้อมกัน (synchronization) ในด้านของความถี่, เวลา, เฟรมข้อมูล, การประมาณช่องสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อสำหรับควบคุมการเกิดสัญญาณรบกวนทางมุม (phase noise)

เมื่อก้าวถึงค่าของจำนวนคลื่นพาหะที่ใช้ใน COFDM กำหนดให้เป็นค่า K โดยมีช่วงเป็น $K_{\min} = 0$ และ $K_{\max} = 1704$ สำหรับโหมด 2k และ $K_{\min} = 0$ และ $K_{\max} = 6816$ สำหรับโหมด 8k ตามลำดับ

ตารางที่ 2.2 แสดงถึงช่วงเวลาที่ใช้สำหรับสัญญาณ COFDM สำหรับ 2k และ 8k

Parameter	8 k mode	2k mode
Number of carriers K	6817	1705
Value of carrier number Kmin	0	0
Value of carrier number Kmax	6816	1704
Duration Tu	896×10^{-6} sec	224×10^{-6} sec
Carrier space (1/Tu)	116 Hz	4464 Hz
Spacing between carriers Kmin and Kmax (K-1)/Tu	7.61 MHz	7.61 MHz

ดังนั้นสมการของสัญญาณที่ต้องนำมาพิจารณาจะได้ว่า

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (2.1)$$

เมื่อ
$$\psi_{m,l,k}(t) = e^{j2\pi\frac{k'}{T_U}(t - \Delta - l \times T_S - 68 \times m \times T_S)} \quad (2.2)$$

ถ้า $(l + 68 \times m) \times T_S \leq t \leq (l + 68 \times m + 1) \times T_S$

หรือ
$$\psi_{m,l,k}(t) = 0 \quad \text{ถ้าค่าไม่ได้อยู่ในขอบเขตข้างต้น}$$

ในขณะที่

- k กำหนดให้เป็นอันดับของสัญญาณคลื่นพาหะ (Carrier Number)
- l เป็นจำนวนของ COFDM symbol
- m เป็นจำนวนของเฟรมข้อมูลในการส่ง
- K เป็นจำนวนของสัญญาณคลื่นพาหะที่ถูกส่งไปแล้ว
- T_S เป็นช่วงเวลาของ symbol
- T_U เป็นส่วนกลับของช่องว่างของคลื่นพาหะ
- Δ เป็นช่วงเวลาของกันชน (Guard Interval)
- f_c เป็นความถี่กลางสัญญาณคลื่นพาหะ
- k' เป็นดัชนีของคลื่นพาหะที่สัมพันธ์กับความถี่กลาง หรือ $k' = k - (K_{\max} + K_{\min}) / 2$
- $c_{m,0,k}$ คือ sub-symbol หรือ complex symbol สำหรับคลื่นพาหะอันดับที่ k ของ symbol ข้อมูลที่ 1 ภายในเฟรมข้อมูลที่ m

ตารางที่ 2.3 แสดงช่วงเวลา Symbol ในค่าของ Guard Interval

Mode	8k				2k			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Guard Interval, Δ/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duration of symbol part, T_U	8,192 x T				2,048 x T			
	896x10 ⁻⁶ s				224x10 ⁻⁶ s			
Duration of Guard Interval Δ	2048xT	1024xT	512xT	256xT	512xT	256xT	128xT	64xT
	224x10 ⁻⁶ s	112x10 ⁻⁶ s	56x10 ⁻⁶ s	28x10 ⁻⁶ s	56x10 ⁻⁶ s	28x10 ⁻⁶ s	14x10 ⁻⁶ s	7x10 ⁻⁶ s
Symbol Duration $T_S = \Delta + T_U$	10240xT	9216xT	8704xT	8448xT	2560xT	2304xT	2176xT	2112xT
	1120x10 ⁻⁶ s	1008x10 ⁻⁶ s	952x10 ⁻⁶ s	924x10 ⁻⁶ s	280x10 ⁻⁶ s	252x10 ⁻⁶ s	238x10 ⁻⁶ s	231x10 ⁻⁶ s

2.1.2 สัญญาณอ้างอิง (Reference Signaling)

2.1.2.1 หน้าที่การทำงานของเซลล์ต่างๆ

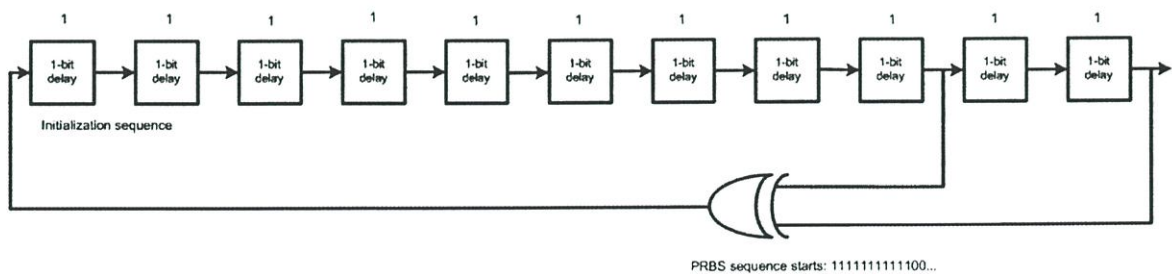
เฟรมข้อมูลของ COFDM ได้ถูกมอดูเลทอยู่ในข้อมูลอ้างอิงจากด้านส่ง และต้องมีการรับทราบในด้านรับสัญญาณ ซึ่งเซลล์ต่างๆ นี้มีการกระจายไปกับสัญญาณพาหะ ในจำนวนของคลื่นพาหะตามโหมดของ COFDM ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 โหมดคือ 2k หรือ 8k carrier โดยแต่ละไฟลอทจะกระจายอยู่ทุก 1 ใน 4 ของเฟรมข้อมูลใน symbol จำนวนของข้อมูลพาหะ (data carrier) ที่ใช้เป็นค่าคงที่จาก symbol ถึง symbol เป็น 1,512 carrier ในโหมด 2k และเป็น 6,048 carrier ในโหมด 8k ค่าของการกระจายของสัญญาณไฟลอทได้ถูกแบ่งออกจาก PRBS (Pseudo Random Binary Sequence) ซึ่งเป็นหลักเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่งช่วงของสัญญาณไฟลอทออกไป

2.1.2.2 ความหมายของสัญญาณอ้างอิง

สัญญาณ pilot มีการกระจายออกไปตามการมอดูเลทที่เกี่ยวข้องกับขบวนของ PRBS [3] (PRBS sequence), w_k และมีการตอบสนองไปตามลำดับของดัชนีสัญญาณพาหะ (Carrier index) เป็น k ซึ่งขบวนของสัญญาณไฟลอทนี้ จะไปดูแลการเริ่มต้นของข้อมูลใน Transmission Parameter Signaling, TPS ซึ่งจะได้มีการนำเสนอในหัวข้อต่อไป

ขบวนของ PRBS มีการสร้างขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.3 จะเห็นว่า PRBS ได้เริ่มต้นที่สัญญาณขาออกเริ่มแรกนั้นตรงกับพาหะตัวแรกพอดีและจากรูปสมการพหุนามของ PRBS คือ

$$X^{11} + X^2 + 1$$



รูปที่ 2.3 แสดงการกำเนิดของขบวน PRBS

2.1.2.3 ตำแหน่งของเซลล์การกระจายสัญญาณไพลอท

ข้อมูลอ้างอิงที่ได้จากขบวนการอ้างอิง ถูกส่งไปในเซลล์การกระจายของสัญญาณไพลอทที่ทุกๆ symbol และเซลล์ต่างๆ นี้ เป็นไปตามการตอบสนองการมอดูเลตดังนี้

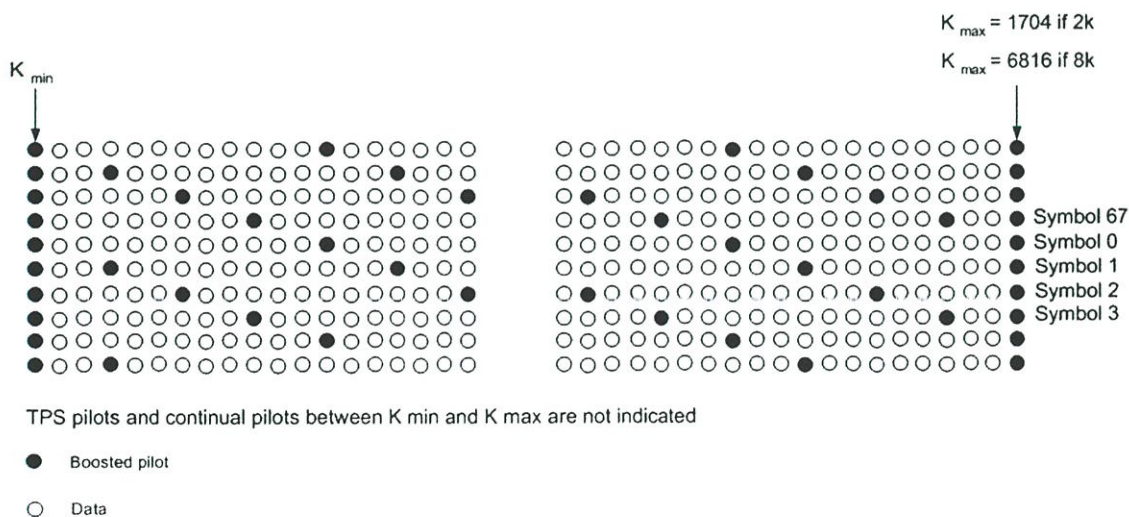
$$\text{Re}\{c_{m,l,k}\} = \frac{4}{3} \times 2 \left(\frac{1}{2} - w_k \right) \tag{2.3}$$

$$\text{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \tag{2.4}$$

- เมื่อ
- m คือ ดัชนีของเฟรม
 - k คือ ดัชนีความถี่ของคลื่นพาหะ
 - l คือ ดัชนีเวลาของ symbol

สำหรับ symbol ที่ดัชนีเป็น l นั้น (อยู่ในช่วงจาก 0-67) สัญญาณพาหะต่างๆ ที่แต่ละดัชนีที่ k เป็นไปตามเซตย่อยของ $\{k = K_{\min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12p \mid p \text{ เป็นค่าจำนวนเต็ม}, p \geq 0, k \in [K_{\min}; K_{\max}]\}$ ซึ่งถูกกระจายสัญญาณ pilot

เมื่อ p เป็นจำนวนเต็มค่าหนึ่ง ถ้าแทนค่าในสมการเซตย่อยของ k จะได้ค่าต่างๆ มีค่าออกมา และมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายความว่าค่า k ที่ได้จะอยู่ในช่วงระหว่าง $K_{\min} : K_{\max}$



รูปที่ 2.4 แสดงตำแหน่งของสัญญาณ pilot ในภายในโครงสร้างของเฟรม OFDM

ตำแหน่งของสัญญาณไพลอท นี้ถูกกำหนดขึ้นเพื่อใช้ในการควบคุมการจัดช่องสัญญาณ จุดสีค่าแสดงถึง "boosted pilot" การกระจายของไพลอทเซล ตามสมการข้างต้นในการใช้เป็นข้อมูลอ้างอิง สำหรับการส่งสัญญาณไพลอท ไป และจุดสีขาว คือข้อมูลในเฟรม นอกจากนี้ตารางที่ 2.4 [3] เป็นการแสดงตำแหน่งของสัญญาณไพลอท ในความถี่พาหะค่าต่างๆ โดยในโหมด 2k มีจำนวนของไพลอททั้งหมด 45 ความถี่ และโหมด 8k มีจำนวน 177 ความถี่ ตามลำดับ

ตารางที่ 2.4 แสดงตำแหน่งของไพลอท ที่ความถี่คลื่นพาหะต่าง ๆ

Continual pilot carrier positions (index number k)	
2k mode	8k mode
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432
450 483 525 531 618 636 714 759 765 784 804 873	450 483 525 618 636 636 714 759 756 780 804 873
888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110	888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110
1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683	1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683
1704	1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959
	1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322
	2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622
	2643 2646 2673 2688 2754 2805 2811 2814 2841
	2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408
	3456 3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663 3687
	3690 3741 3840 3858 3891 3933 3939 4026 4044
	4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347
	4350 4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548
	4554 4614 4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160
	5166 5199 5253 5268 5304 5313 5367 5391 5394
	5445 5544 5562 5595 5637 5643 5730 5748 5826
	5871 5877 5892 5916 5985 6000 6030 6051 6054
	6081 6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252 6258
	6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816

2.1.3 ค่าตัวแปรของสัญญาณการส่ง Transmission Parameter Signaling, TPS

ปัจจัยอันหนึ่งที่สำคัญในโครงสร้างเฟรมของ COFDM นั้น คือค่าตัวแปรของสัญญาณการส่ง (Transmission Parameter Signaling) ซึ่งมีผลต่อการรับสัญญาณเช่นกัน เนื่องจากมาตรฐานของ DVB-T ได้มีการกำหนดถึงตำแหน่งของบิตข้อมูลต่างๆ ที่เป็นเสมือนคำสั่ง หรือรหัสเพื่อบอกถึงค่าแปร (parameter) นั้นๆ โดยใช้เป็นมาตรฐานเดียวกันทั้งหมด นอกเหนือจากรหัสที่ใช้ในสัญญาณภาพและเสียง ซึ่งอาจเป็น MPEG-2 รวมถึงระบบการป้องกันการลักลอบสัญญาณ (Scramble) ไว้เท่านั้น หมายความว่าในระบบการมอดูเลทของ COFDM จะต้องมีส่วนประกอบครบถ้วนทั้ง 3 ส่วน คือ

- 1) การกระจายเซลล์ของไพลอต (Scattered pilot cells)
- 2) สัญญาณความถี่พาหะไพลอตที่ต่อเนื่อง (Continual pilot carrier)
- 3) ความถี่พาหะสำหรับค่าตัวแปรสัญญาณการส่ง (TPS carrier)

ดังนั้นส่วนประกอบสุดท้ายจากที่ได้กล่าวมานั้นเป็นเหมือนข้อมูลของค่าตัวแปรที่ป้อนให้กับระบบการมอดูเลทได้ทราบ โดยมีการระบุตำแหน่งของสัญญาณคลื่นพาหะเป็นช่วงๆ ตลอดย่านความถี่ของการใช้งานไว้ในตารางที่ 2.5 [3] สำหรับในโหมด 2k มีจำนวน 17 ความถี่ และในโหมด 8k มีจำนวน 68 ความถี่ และทุกจุดของความถี่ต้องเป็นค่าตัวแปรเดียวกันทั้งหมดตลอดย่านความถี่นั้นๆ

ตารางที่ 2.5 แสดงตำแหน่งของ TPS ในความถี่พาหะต่างๆ

2k mode	8k mode
34 50 209 346 413 569 595 688 790	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286
901 1073 1219 1262 1286 1469 1594	1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494
1687	2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754
	3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002
	5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6012 6185
	6331 6374 6398 6581 6706 6799

ความถี่พาหะของ TPS นั้นมีการส่งข้อมูลดังนี้

- 1) การมอดูเลท ร่วมด้วยค่าของ α ซึ่งเป็นค่าในการ Non-Hierarchy หรือ Hierarchy โดยค่า α จะค่าเป็น 0-2 ตามปกติแล้วจะมีค่าเป็น 0
- 2) ช่วงเวลาดำเนิน (Guard Interval)
- 3) อัตราของการเข้ารหัส (Inner Code Rates)
- 4) โหมดของการส่งข้อมูล คือ 2k หรือ 8k
- 5) จำนวนของเฟรมข้อมูลในซูเปอร์เฟรม

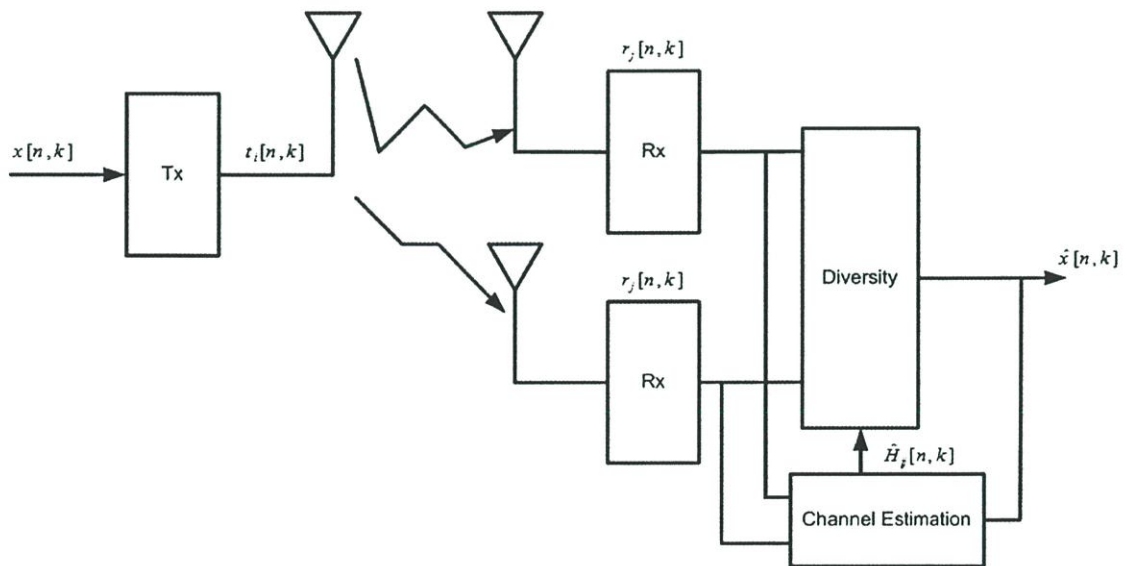
ในเฟรมข้อมูลจำนวน 68 symbol ของ COFDM ที่เป็นส่วนของ TPS นั้น แต่ละ symbol มีความหมายตามตารางที่ 2.6 [3]

ตารางที่ 2.6 แสดงถึงข้อมูลต่างๆ ใน TPS

Bit Number	Purpose/Content
S_0	Initialization
$S_1 - S_{16}$	Synchronization word
$S_{17} - S_{22}$	Length Indicator
S_{23}, S_{24}	Frame Number
S_{25}, S_{26}	Constellation
S_{27}, S_{28}, S_{29}	Hierarchy Information
S_{30}, S_{31}, S_{32}	Code Rate, HP Stream
S_{33}, S_{34}, S_{35}	Code Rate, LP Stream
S_{36}, S_{37}	Guard Interval
S_{38}, S_{39}	Transmission mode
$S_{40} - S_{53}$	Reserved for future use
$S_{54} - S_{67}$	Error protection

2.2 การประมาณช่องสัญญาณ

หลักการโดยทั่วไปของการประมาณค่าช่องสัญญาณหมายถึงการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการนำสัญญาณที่ได้จากแหล่งกำเนิดทางด้านรับกลับคืนมาให้ใกล้เคียงกับสัญญาณที่จากด้านส่ง ซึ่งควรมีการกำหนดรหัสหรือสัญญาณบางอย่างจากด้านส่งมายังด้านรับ เพื่อให้ทราบว่าสัญญาณนั้นๆ ได้มาถึงแล้ว ดังนั้นการให้ Training sequence จึงถูกนำมาใช้กับระบบการสื่อสารแบบไร้สาย เพื่อเป็นเสมือนจุดเริ่มต้นของการประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation) [3] รวมถึงการควบคุมช่วงเวลาและการควบคุมความถี่ให้สอดคล้องกันในการรับ-ส่งสัญญาณของ COFDM สำหรับที่วีระบบดิจิทัลจึงถูกนำมาใช้ด้วย กล่าวคือการประมาณช่องสัญญาณเป็นการจัดช่วงของเวลาที่ถูกต้องในการรับสัญญาณจาก Training sequence เพื่อให้สามารถคืนสัญญาณดิจิทัลที่ส่งมาได้ หลักการที่ใช้กับการประมาณช่องสัญญาณคือการสหสัมพันธ์ (Correlation) ซึ่งเป็นการใช้ประเมินสัญญาณที่ได้รับจากช่วงเวลาหนึ่งกับอีกช่วงเวลาหนึ่งที่ห่างกันค่าหนึ่ง สำหรับให้ได้สัญญาณที่เสมือนเป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ และมีผลทำให้ประสิทธิภาพของการรับดีขึ้น



รูปที่ 2.5 แสดงการประมาณช่องสัญญาณของระบบการรับสัญญาณ

จากรูปที่ 2.5 สัญญาณที่รับได้เมื่อกำหนดให้สายอากาศทางด้านรับเป็นจำนวน j คือ

$$r_j[n, k] = \sum_i H_{ij}[n, k].t_i[n, k] + w_j[n, k] \quad (2.5)$$

เมื่อ $H_{ij}[n, k]$ กำหนดเป็นช่องการตอบสนองความถี่ที่ไพลอทโทน อันดับที่ k และเฟรมของ COFDM อันดับที่ n ตามการตอบสนองของสายอากาศที่ส่งมาจาก i และมีการรับที่สายอากาศ j หมายความว่าลักษณะของการส่งกระจายสัญญาณที่ในระบบดิจิทัล ในพื้นที่ที่สายอากาศตัวเดียวสามารถครอบคลุมได้ $t, [n, k]$ เป็นฟังก์ชันจากการส่ง ดังนั้นอาจต้องมีการสร้างสถานีส่งเพิ่มขึ้น เพื่อให้เป็นโครงข่าย โดยใช้วิธีการของ โครงข่ายสัญญาณความถี่เดียวกัน (Single Frequency Network, SFN) [5] ส่วน $w_j[n, k]$ คือส่วนประกอบของสัญญาณที่ได้จากการรับสัญญาณ หรือการรบกวนอันอาจเกิดจากส่วนประกอบของสัญญาณที่ส่งเอง

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย การตอบสนองช่องสัญญาณแบบอิมพัล (Channel Impulse Response) สามารถอธิบายได้ ดังนี้

$$h(t, \tau) = \sum_k \gamma_k(t) \cdot c(\tau - \tau_k) \quad (2.6)$$

เมื่อ τ_k เป็นการหน่วงของเวลาในเส้นทางของลำดับที่ k

γ_k เป็นการตอบสนองทางขนาดเชิงซ้อน (Complex Amplitude)

$c(t)$ เป็นสัญญาณพัลในการตอบสนองความถี่

ตลอดการเคลื่อนที่ของการรับสัญญาณ ส่วนของ $\gamma_k(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลาขึ้นอยู่กับสถานะแวดล้อมของการเคลื่อนที่นั้น จากสมการข้างต้น การตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ที่เวลา t คือ

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.7)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_k \gamma_k(t) c(\tau - \tau_k) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$= \sum_k \gamma_k(t) e^{-j2\pi f\tau_k} \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

$$= C(f) \sum_k \gamma_k(t) e^{-j2\pi f\tau_k} \quad (2.8)$$

สำหรับระบบของ COFDM รูปแบบของการประมาณช่องสัญญาณ จากความสัมพันธ์ในรูปที่ 2.5 จะได้เป็น

$$H[n, k] \stackrel{\Delta}{=} H(nT_f, k\Delta f) = \sum_{l=0}^{K_0-1} h[n, l] W_K^{kl} \quad (2.9)$$

เมื่อ

$$h[n, l] \stackrel{\Delta}{=} h(nT_f, k(T_s / K))$$

$$W_K = e^{-j2\pi / K}$$

$$T_f = \text{ช่วงเวลาของแต่ละเฟรมข้อมูล}$$

$$T_s = \text{ช่วงเวลาของแต่ละ symbol}$$

$$\Delta f = \text{ช่วงเวลาของสัญญาณไหล}$$

โดยมีความสัมพันธ์เกิดขึ้นคือ $T_s = 1 / \Delta f$ และ $T_f = T_g + T_s$ ขณะที่ T_g คือ ช่วงเวลาของสัญญาณกันชน (Guard Interval)

ในสมการ (2.9) ค่าของ $h[n, l]$ สำหรับ $l = 0, 1, \dots, K_0 - 1$ ค่าของ K_0 เป็นจำนวนของที่ไม่เป็นศูนย์ของช่วงเวลาในการตอบสนองแบบอิมพัลส์ (Nonzero Taps of Channel Impulse response) ที่มีการสุ่มจากอัตราของ $K\Delta f$ กำลังเฉลี่ยของ $h[n, l]$ และ K_0 (มีค่าน้อยกว่า K) จะขึ้นอยู่กับ การหน่วงที่เกิดขึ้นของช่องสัญญาณในอากาศ ถ้าในระบบ COFDM ทางอุดมคติ นั้น $K_0 / K\Delta f = K_0 K T_s$ และมีค่าใกล้เคียงกัน T_s

การที่มีสัญญาณเข้ามาทางด้านรับหลายจุด (Multi-path) ทำให้เกิดปัญหาของการประมาณช่องสัญญาณที่ยากขึ้น จึงนำเอาวิธีการของ Correlation มาใช้เป็นพื้นฐาน เมื่อสัญญาณการตอบสนองความถี่ที่ลำดับ k ใน sub-symbol จากสัญญาณลำดับที่ i ในสมการ (2.9) จะได้ว่า

$$H_i[n, k] = \sum_{l=0}^{K_0-1} h_i[n, l] W_K^{kl} \quad (2.10)$$

นั่นคือ $H_i[n, k]$ เป็นการตอบสนองความถี่ของ $h_i[n, l]$

จากสมการ (2.5) สัญญาณที่ด้านรับจะได้เป็น

$$\gamma[n, k] = \sum_{i=1}^2 H_{i,2}[n, k] t_i[n, k] + w_2[n, k] \quad (2.11)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, K - 1$ ที่ทุกค่าของ n และการส่งสัญญาณของ $t_i[n, k]$ ที่ $i = 1, 2$

บทที่ 3

สาเหตุของการจางหายสัญญาณในหลายทิศทาง

การจางหายของสัญญาณเกิดขึ้นจากหลายสาเหตุ ในลักษณะของการส่งสัญญาณในระดับสายตา (Line of Sight) สามารถจำแนกได้เป็น 2 ส่วน ซึ่งถือได้ว่าเป็นส่วนประกอบของการรับสัญญาณ นั่นคือ Long-Term Fading และ Short-Term Fading [1] โดยมีสมการดังนี้

$$r(t) = m(t) \cdot r_0(t) \quad (3.1)$$

เมื่อ

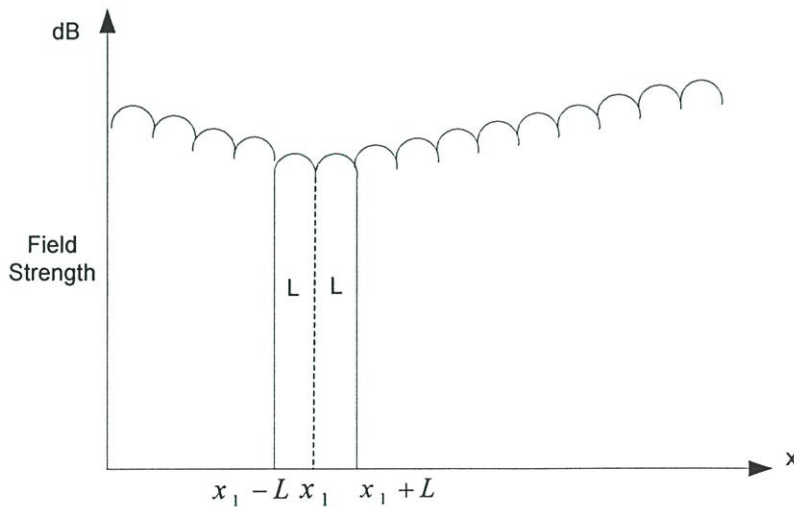
$r(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้

$m(t)$ เป็น Long-Term Fading

$r_0(t)$ เป็น Short-Term Fading

3.1 การจางหายแบบ Long-Term (Long-Term Fading)

การจางหายแบบ Long-Term, $m(x)$ เป็นค่าของการจางหายที่คิดเฉลี่ย หรือค่าขอบของสัญญาณการจางหาย (Envelope)



รูปที่ 3.1 แสดง Local mean ของสัญญาณการจางหายแบบ Long-Term

จากรูปที่ 3.1 เรียกว่าเป็น Local mean [1] หรือปริมาณของการตอบสนองเฉลี่ยของความแรงสัญญาณในแต่ละจุด ดังนั้นค่าประมาณของ Local mean, $\hat{m}(x_1)$ ที่จุด x_1 ในแนวแกน x คือ

$$\tilde{m}(x_1) = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r(x) dx = \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} m(x) r_0(x) dx \quad (3.2)$$

นั่นคือ $m(x_1)$ เป็นค่า Local mean ที่จุด x_1 ตามรูปที่ 3.1

$$\text{ดังนั้น } m(x = x_1) = \tilde{m}(x = x_1), x_1 - L < x < x_1 + L \quad (3.3)$$

ที่ความยาว L จากสมการ (3.2) จะได้เป็น

$$\tilde{m}(x_1) = m(x_1) \cdot \frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x) dx \quad (3.4)$$

เมื่อค่าของ L มีค่าน้อยมากๆ จึงประมาณค่าของ $\hat{m}(x_1) \cong m(x_1)$ หรือ

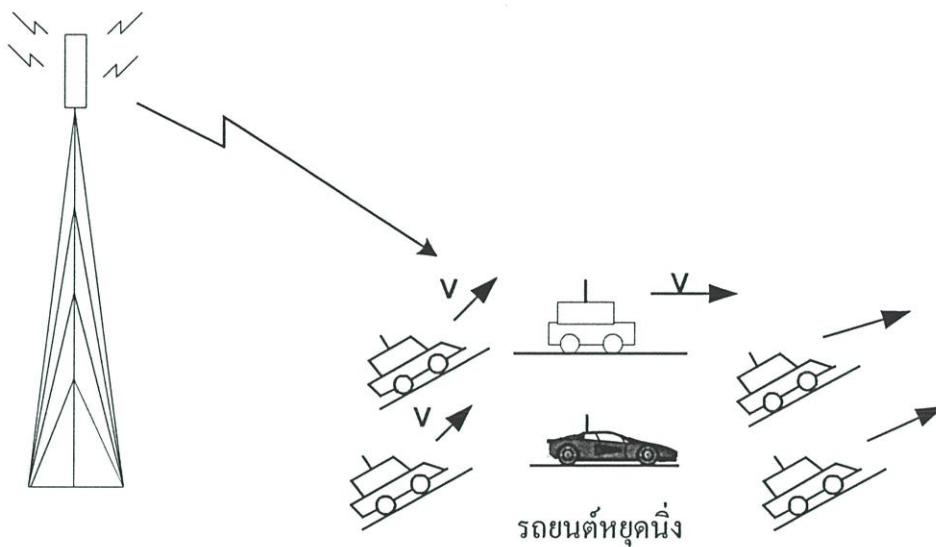
$$\frac{1}{2L} \int_{x_1-L}^{x_1+L} r_0(x) dx = \tilde{m}(x_1) - m(x_1) \rightarrow 1 \quad (3.5)$$

จากสมการข้างต้นให้ค่าของ $r_0(x)$ ในสมการมีค่าเป็นการจางหายแบบ Short-Term และค่าของ $m(x)$ เป็นการจางหายแบบ Long-Term ซึ่งมีสาเหตุเนื่องจากสภาพของภูมิประเทศ และสิ่งก่อสร้างต่างๆ ที่มีความแตกต่างกันในแต่ละพื้นที่ เช่น พื้นที่โล่ง พื้นที่ราบเชิงเขา พื้นที่ภูเขา หรือสิ่งที่มีมนุษย์สร้างขึ้น ได้แก่ ตึก บ้าน ต้นไม้ในสวนสาธารณะ หรือยานพาหนะ เป็นต้น

3.2 การจางหายแบบ Short-Term (Short-Term Fading)

การจางหายแบบ Short-Term, $r_0(x)$ ในส่วนนี้เสมือนเป็นส่วนย่อยของการจางหายแบบ Long-Term ที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับการสะท้อนของสัญญาณที่กระจายออกในหลายทิศทาง เช่น สิ่งปลูกสร้าง ต้นไม้ ภูเขา หรือยานพาหนะ เป็นต้น ตลอดเส้นทางตั้งแต่จุดส่งมายังจุดรับ ซึ่งอาจเป็นทั้งแบบอยู่กับที่หรือเคลื่อนที่ก็ตาม นอกจากนี้ยังมีการแบ่งกรณีของการจางหายแบบ Short-Term ที่เป็นแบบเคลื่อนที่ของจุดรับออกเป็น 5 กรณี ดังนี้

กรณีที่ 1 เมื่อจุดรับสัญญาณจอดหยุดนิ่ง แต่ยังคงมีการจางหายที่เกิดจากยานพาหนะคันอื่นที่กำลังเคลื่อนที่อยู่



รูปที่ 3.2 แสดงการรับสัญญาณขณะด้านรับอยู่กับที่

จากรูปจะเห็นว่าไม่มีการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณ จะได้สมการของการรับสัญญาณเป็น

$$s_r(t) = A \exp[j2\pi \cdot f_i t] \quad (3.6)$$

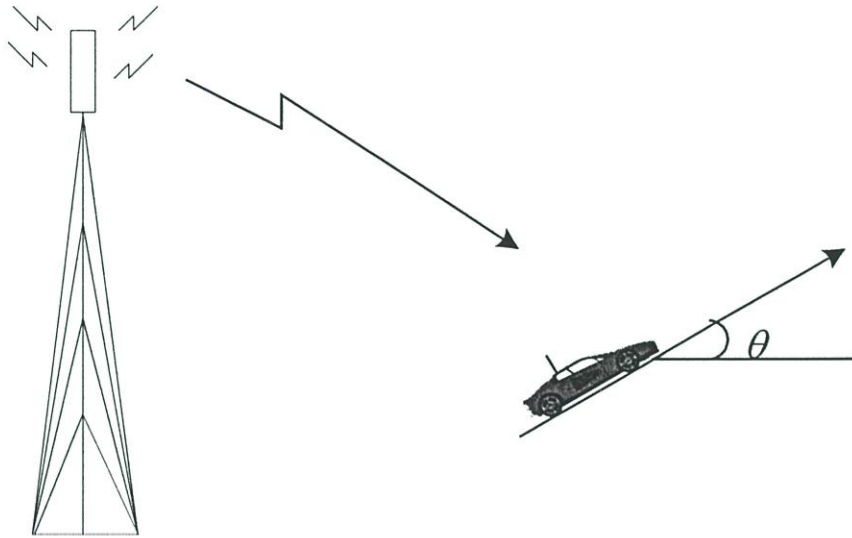
เมื่อ

$s_r(t)$ คือสมการของสัญญาณการจางหายที่ด้านรับ

A คือขนาดของสัญญาณ

f_i คือความถี่ของสัญญาณด้านส่ง

กรณีที่ 2

รูปที่ 3.3 แสดงการเคลื่อนที่ในแนวมุม θ กับแนวระนาบ

เมื่อส่วนเคลื่อนที่กำลังเคลื่อนที่ไปด้วยความเร็ว, v และไม่มีการกระจายคลื่นเกิดขึ้นรอบๆ บริเวณนี้ ในกรณีที่มีการเคลื่อนที่ของส่วนรับสัญญาณด้วยค่าๆหนึ่งซึ่งอาจเกิดมุมที่ทำกับแนวระนาบ, θ เพิ่มขึ้นมาเป็นองค์ประกอบที่ต้องพิจารณา ดังนั้นสมการในการรับสัญญาณคือ

$$s_r(t) = A \exp[j(2\pi \cdot f_i t - \beta \cdot x \cos \theta)] \quad (3.7)$$

เมื่อ

β คือจำนวนของคลื่น, $\beta = 2\pi / \lambda$ และ λ เป็นความยาวคลื่น

$j2\pi \cdot f_i t$ เป็นค่าจำนวนเชิงซ้อนทางมุมที่แสดงถึงความถี่ของการส่ง โดยการกระจายในเชิงเวลา

x คือระยะทาง หรือเท่ากับ $v \cdot t$ เมื่อ v เป็นความเร็วในการเคลื่อนที่ของยานพาหนะ

A คือขนาดของสัญญาณ

f_i คือความถี่ของสัญญาณด้านส่ง

จึงสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$s_r(t) = A \exp[j 2\pi(f_i - \frac{v}{\lambda} \cos \theta)t] \quad (3.8)$$

เมื่อในสมการที่ (3.8) มีสมการของการเพิ่ม-ลดของความถี่ (Doppler Frequency), f_d คือ

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (3.9)$$

ดังนั้นขนาดของสัญญาณ $|s_r| = A$ ซึ่งเป็นค่าคงที่และค่าของ f_r หรือความถี่ทางด้านรับนั้นจะต้องเป็นผลต่างที่ได้จาก f_i และค่าของ f_d คือ

$$f_r = f_i - \frac{v}{\lambda} \cos \theta = f_i - f_d \quad (3.10)$$

เพราะฉะนั้น การเคลื่อนที่ของจตุรย์อยู่บนระนาบ, $\theta = 90^\circ$ จะได้ว่า

$$f_r = f_i - \frac{v}{\lambda} \quad (3.11)$$

การเคลื่อนที่ที่มีการเคลื่อนที่รอบจุดส่ง จะได้ว่า

$$f_r = f_i - \cos 90^\circ \quad (3.12)$$

หรือ

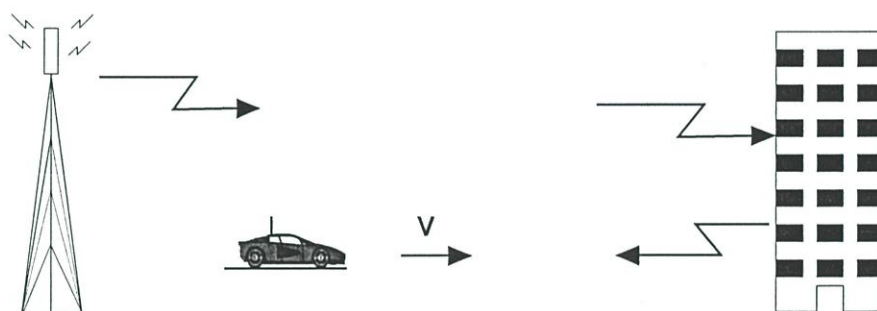
$$f_r = f_i \quad (3.13)$$

และถ้าส่วนเคลื่อนที่วิ่งเข้าหาจุดส่ง จะได้ว่า

$$f_r = f_t - \frac{v}{\lambda} \cos 180^\circ \quad (3.14)$$

หรือ
$$f_r = f_t + \frac{v}{\lambda} \quad (3.15)$$

กรณีที่ 3



รูปที่ 3.4 แสดงกรณีที่มีการสะท้อนของสัญญาณจากจุดส่ง

จากรูปแสดงให้เห็นถึงการที่จุดรับเคลื่อนที่ด้วยความเร็วค่าหนึ่งออกจากจุดส่งสัญญาณ แต่เกิดการสะท้อนของสัญญาณขึ้นในทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการหักล้างกันของสัญญาณ จึงได้สมการของการรับสัญญาณเป็น

$$s_r(t) = A \exp\left[j 2\pi\left(f_t - \frac{v}{\lambda} \cos 0^\circ\right)t\right] \quad (3.16)$$

$$s_r(t) = A \exp\left[j 2\pi\left(f_t - \frac{v}{\lambda}\right)t\right] \quad (3.17)$$

แต่ในกรณีนี้เมื่อตัวกระจายสัญญาณไปทำให้เกิดการสะท้อนกลับที่สมบูรณ์ จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณที่กลับเฟสเกิดขึ้นคือ

$$s_r(t) = -A \exp\left[j 2\pi\left(f_c + \frac{v}{\lambda}\right)t\right] \quad (3.18)$$

ดังนั้น สัญญาณที่รับได้จริงจะได้ว่า

$$s_r(t) = (Ae^{-j 2\pi(v/\lambda)t} - Ae^{j 2\pi(v/\lambda)t})e^{j 2\pi f_c t} \quad (3.19)$$

และค่าขอบเขต (Envelope) ของ s_r , $|s_r|$ จะได้ในรูปของ Standing wave คือ

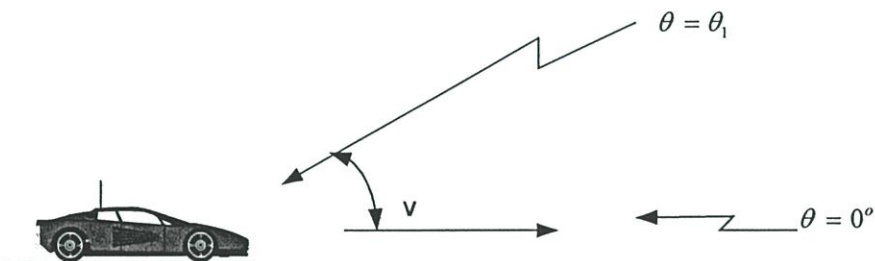
$$|s_r| = 2A \sin\left(2\pi \frac{v}{\lambda} t\right) \quad (3.20)$$

ถ้ามีสัญญาณจาก 2 ทิศทางเข้ามายังจุดรับที่มุมต่างกัน จะได้ว่า

$$|s_r| = 2A \cos\left[\frac{2\pi \cdot v}{2\lambda} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)\right]$$

$$|s_r| = 2A \cos\left[\frac{\pi \cdot v}{\lambda} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)\right] \quad (3.21)$$

กรณีี่ 4



รูปที่ 3.5 แสดงถึงเงื่อนไขทั่วไปของการสะท้อนของสัญญาณ

จากรูปเมื่อสัญญาณเข้ามา 2 ทิศทาง แต่ที่มุมต่างกันคือ $\theta = 0^\circ$ และ $\theta = \theta_1$ จากสมการที่ (3.8) เมื่อนำมาใช้กับกรณีี่นี้จะต้องมีการแทนค่าลงในเทอมของการจางหาย ที่เกิดขึ้นที่ตัวรับ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} s(t) &= Ae^{j2\pi f_c t} (e^{-j\beta x \cos 0^\circ} + e^{-j\beta x \cos \theta_1^\circ}) \\ &= Ae^{j2\pi f_c t} (e^{-j\beta x} + e^{-j\beta x \cos \theta_1}) \\ &= Ae^{j2\pi f_c t} \cdot 2e^{j\beta x (1 + \cos \theta_1)/2} \cdot \cos\left(\frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_1\right) \end{aligned} \quad (3.22)$$

เมื่อกำหนดให้ $x = vt$ ค่าของคลื่นความถี่หยุดนิ่ง (Standing wave), f_d หรือความเร็วเชิงมุมของความถี่หยุดนิ่ง (Angular standing frequency), ω_d แทนลงในสมการที่ (3.22) จะได้ว่า

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2} \cos \theta_1 = 2\pi \frac{v}{2\lambda} \cdot (1 - \cos \theta_1) \quad (3.23)$$

หรือ
$$f_d = \frac{v}{2\lambda} (1 - \cos \theta_1) \quad (3.24)$$

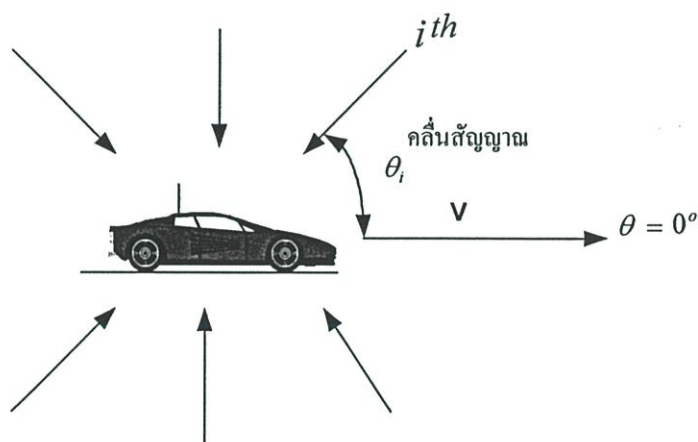
เมื่อ $\theta_1 = 0^\circ$, $f_d = 0$ หรือความถี่ของการจางหายเป็นศูนย์ หากคลื่น 2 ตัวมาในทิศทางเดียวกันและมุมเท่ากัน

ดังนั้น ถ้ามีคลื่น 2 ตัวที่มุมต่างกัน ค่าของ f_d คือ

$$f_d = \frac{v}{2\lambda} (\cos \theta_2 - \cos \theta_1) \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.25) หรือค่าของการเพิ่ม-ลดของความถี่ (Doppler Frequency) จะมีค่าเท่ากับ ความถี่การจางหายก็ต่อเมื่อ $\theta = 180^\circ$ นั่นเอง

กรณีที่ 5



รูปที่ 3.6 แสดงการรับสัญญาณจากการสะท้อนของคลื่น N จำนวน

เมื่อการสะท้อนของคลื่นเกิดขึ้นเป็นจำนวน N หมายถึงคลื่นอาจรับสัญญาณจากทั้งทางตรง (Direct Wave) และคลื่นการสะท้อน (Reflect wave) อันมีผลมาจากสภาพแวดล้อมต่างๆ และย่อมมีผลจากปรากฏการณ์ Doppler Frequency ด้วย เนื่องจากในกรณีนี้มีการเคลื่อนที่ของจุดรับด้วยความเร็ว v ดังนั้นสมการของการรับสัญญาณสำหรับกรณีนี้คือ

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{j2\pi f_i t} e^{j\beta v t \cos \theta_i} \quad (3.26)$$

เมื่อ

 f , คือความถี่ของการส่งสัญญาณ v คือความเร็วของส่วนการรับสัญญาณเคลื่อนที่ θ_i คือมุมที่ i ของสัญญาณที่เข้ามา β คือจำนวนของคลื่น มีค่าเท่ากับ $2\pi / \lambda$ และ λ คือความยาวคลื่น

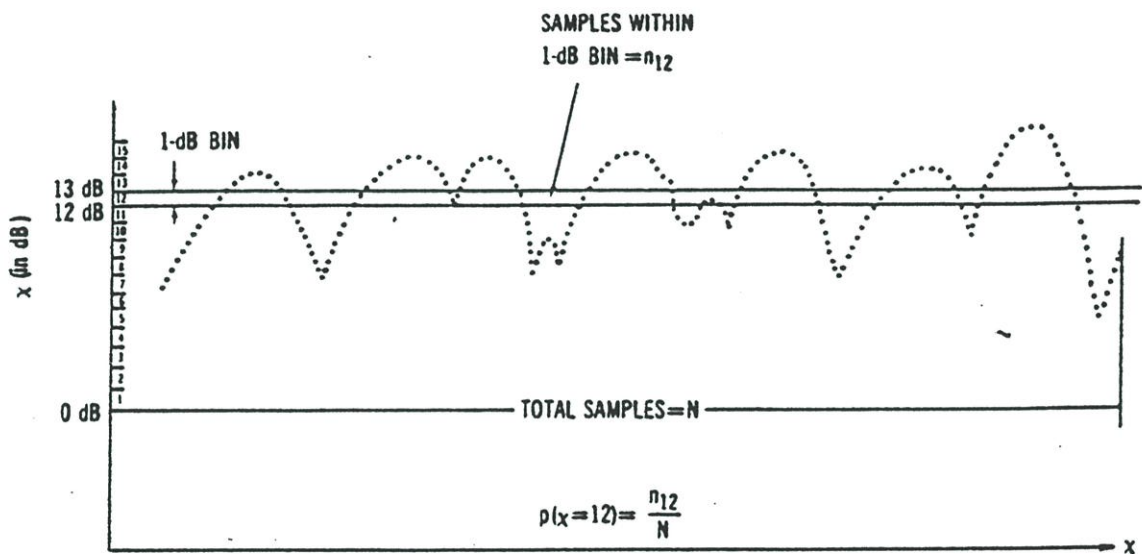
จะเห็นได้ว่าสำหรับกรณีนี้มุมที่ทำจอร์บอาจมีได้ตั้งแต่ $0^\circ - 360^\circ$ หรือมีค่าของคลื่นหยุดนิ่ง (Standing wave) เกิดขึ้นมากมาย ทำให้ค่าสูงสุดของ f_d หรือการเพิ่ม-ลดของความถี่สูงสุด (Maximum Fading Frequency) กล่าวคือมีผลทำให้สมการที่ (3.24) กลายเป็น

$$f_{\max} = \frac{v}{\lambda} \quad (3.27)$$

นอกจากนี้สำหรับกรณีที่มีการรับสัญญาณหลายทิศทางยังอาจทำให้สมการของการเพิ่ม-ลดของความถี่ในสมการที่ (3.9) มีค่าเท่ากับ f_{\max} อีกด้วย

3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function, pdf) เป็นสิ่งที่บ่งบอกถึงการจางหายแบบหลายทิศทาง (Multi-path Fading) อีกตัวหนึ่งที่สามารถแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงไปมาของความแรงสัญญาณ (Field Strength) ที่เกิดขึ้น เสมือนเป็นค่าเฉลี่ยของความแรงสัญญาณตามระยะของการเคลื่อนที่ไปโดยจะคิดเป็น dB ต่อบิทข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงการสุ่มเพื่อนับความน่าจะเป็นของระดับสัญญาณที่ 12 dB

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) จำเป็นต้องมีการแบ่งช่วงของระยะทางออกมาตามระดับสัญญาณที่ต้องการตรวจสอบ เช่น ต้องการตรวจสอบระดับสัญญาณที่มีขนาด 12 dB หรือเรียกว่า n_{12} จากจุดสุ่มทั้งหมด N จุด แสดงเป็น $p(x = 12)$ ดังรูป ซึ่งในการพิจารณาค่า pdf นั้นในสถานะของการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณ แบ่งออกเป็น 3 ส่วน ดังนี้

3.3.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Log-Normal

ฟังก์ชันในส่วนนี้เป็นการอธิบายถึงการจางหายแบบ Long-Term หรือ Local mean มีรูปของสมการดังนี้

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} \exp\left[-\frac{(y-m)^2}{2\sigma_y^2}\right] \quad (3.28)$$

เมื่อ

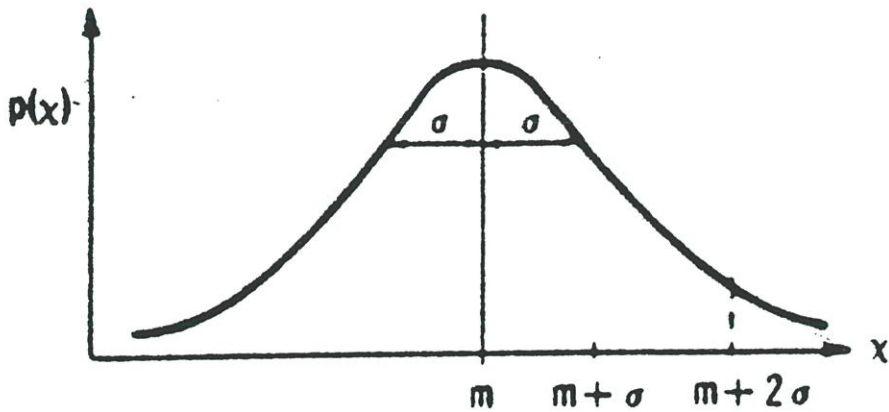
$p(y)$ = Log-Normal pdf

y = ตัวแปรของ Log-Normal

m = Local-mean ของการจางหายแบบ Long-Term

σ_y = ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน หน่วยเป็น dB

ลักษณะของฟังก์ชันจะสมมาตรกันเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงการกระจายแบบปกติของค่า pdf

3.3.2 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rayleigh

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในส่วนนี้ ต้องการอธิบายถึงการจางหายแบบ Short-Term หรือการจางหายในหลายทิศทาง (Multi-path fading) เนื่องจากจุดรับสัญญาณมีการเคลื่อนที่มีสมการดังนี้

$$p(r) = \frac{r}{\sqrt{r^2}} \exp\left(\frac{-r^2}{r^2}\right) \quad (3.29)$$

$$p(R) = 2 \operatorname{Re} xp(-R^2) \quad (3.30)$$

หรือ

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(\frac{-\gamma}{\Gamma}\right) \quad (3.31)$$

เมื่อ

Γ = ค่าเฉลี่ยของ Signal to Noise Ratio (Average S/N)

γ = ค่าของ Signal to Noise Ratio (S/N)

\bar{r}^2 = กำลังเฉลี่ยของการจางหายแบบ Short-Term

r = กำลังของการจางหายแบบ Short-Term

R = ค่าแปรผันทางขนาดของ Rayleigh มีค่าเป็น $\sqrt{r^2/\bar{r}^2}$

ลักษณะของฟังก์ชัน แสดงในรูปที่ 3.9 จะไม่สมมาตรกัน ซึ่งต่างกับ Log-Normal สำหรับความสัมพันธ์ของ r , γ และ R คือ

$$\frac{\gamma}{\Gamma} = \frac{r^2/N}{\bar{r}^2/N} = R^2 \quad (3.32)$$

ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน, σ_r คือ

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{4 - \pi}}{2} \left(\sqrt{\bar{r}^2}\right) \quad (3.33)$$

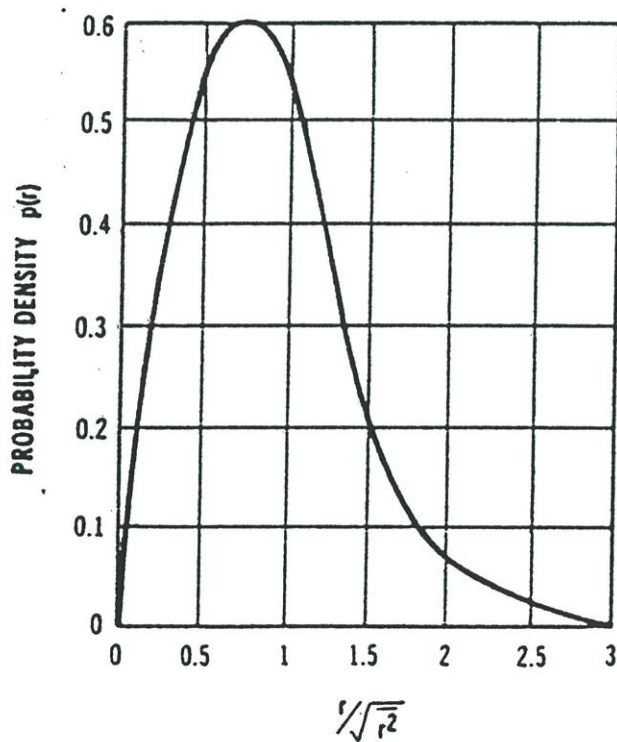
เมื่อ

$\sqrt{r^2}$ คือ ค่า root mean square (rms) ของ r

ค่า mean ของ Rayleigh คือ

$$m = \frac{\sqrt{\pi}}{2} (\sqrt{r^2}) \quad (3.34)$$

ค่าของกำลังเฉลี่ย จะอยู่ที่ระดับ 63% ของกำลังทั้งหมด และค่าของ mean จะอยู่ที่ 63% ของระดับกำลังเฉลี่ย



รูปที่ 3.9 แสดงลักษณะการกระจายของค่า pdf ในรูปแบบของ Rayleigh

3.3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rician

ฟังก์ชันส่วนที่เป็นการแสดงถึง คลื่นในแนวตรงรวมกับคลื่นจากการสะท้อน มีสมการดังนี้

$$p(r) = 2 \frac{r}{\bar{r}^2} \exp\left(\frac{-r^2 + a^2}{\bar{r}^2}\right) I_0\left(\frac{r}{\sqrt{\bar{r}^2/2}} \cdot \frac{a}{\sqrt{\bar{r}^2/2}}\right) \quad (3.35)$$

เมื่อ

r = ขอบของสัญญาณการจางหาย

\bar{r}^2 = การจางหายเฉลี่ย

a = คือขนาดของคลื่นแนวตรง

ค่าของ I_0 เป็นการประยุกต์สมการอันดับศูนย์ของ Bessel function ซึ่งแสดงด้วยสมการดังนี้

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} n! n!} \quad (3.36)$$

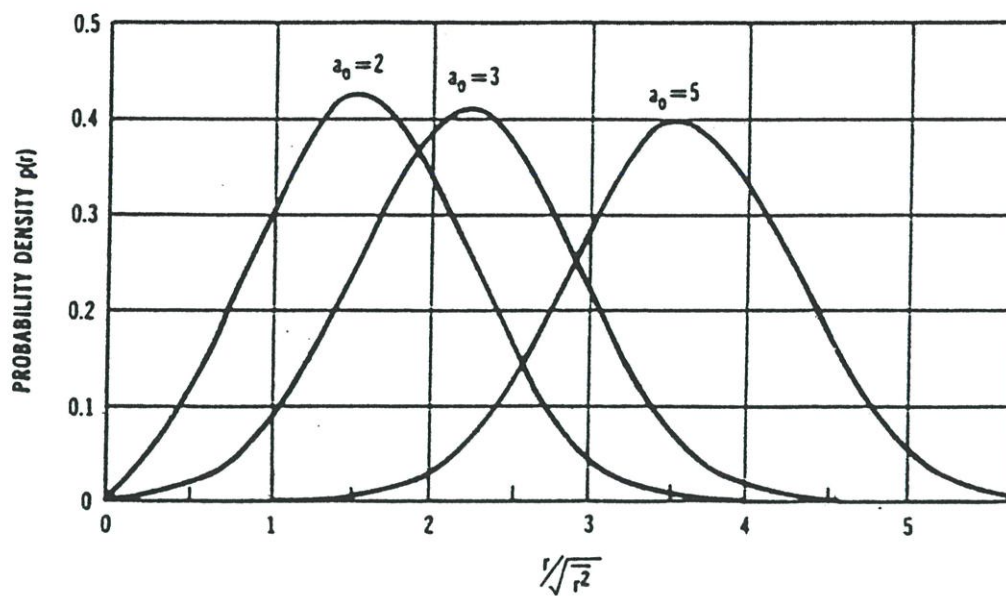
ที่ $z \gg 1$ สมการข้างต้นจะได้ว่า

$$I_0(z) = \frac{e^z}{\sqrt{2\pi z}} \left(1 + \frac{1}{8z} + \frac{9}{128z^3} + \dots\right) \quad (3.37)$$

ในรูปที่ 3.10 เป็นการแสดงถึงฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rician ที่ขอบของ r มีความแตกต่างกันของ $a_0 = a/\sqrt{\bar{r}^2/2}$ เมื่อ $ra \gg \sqrt{\bar{r}^2}$

ดังนั้น สมการของ $p(r)$ จึงกลายเป็น

$$p(r) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\bar{r}^2}} \left(\frac{r}{2\pi a}\right)^{1/2} \cdot \exp\left(\frac{-(r-a)^2}{\bar{r}^2}\right) \quad (3.38)$$



รูปที่ 3.10 แสดงลักษณะการกระจายของค่า pdf ในรูปแบบของ Rician

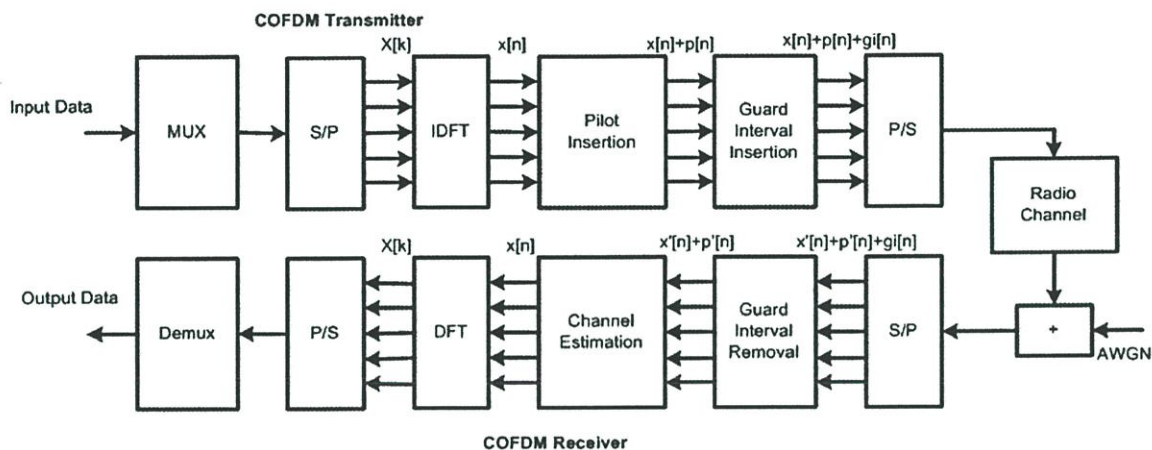
บทที่ 4

การวิเคราะห์เชิงเวลาของการประมาณช่องสัญญาณ

เราสามารถแบ่งลักษณะของการประมาณช่องสัญญาณออกได้เป็น 2 ส่วนหลัก คือการประมาณช่องสัญญาณสำหรับการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ และแบบขณะจากรับกำลังเคลื่อนที่ ซึ่งมีความแตกต่างกันเกี่ยวกับการเกิดการเพิ่ม-ลดของความถี่ขึ้นเมื่อมีการเคลื่อนที่ แต่ปรากฏการณ์นี้ไม่จำเป็นต้องเกิดกับการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่เสมอไป เนื่องจากภายใต้สภาพแวดล้อมบางอย่างที่มีความร้อนจากพื้นดิน หรือพื้นน้ำ มีการถ่ายเทความร้อนขึ้นไปบนอากาศ อาจมีผลทำให้ไปกีดขวางเส้นทางของสัญญาณเกิดการหักเห และส่งผลถึงการบิดของความถี่อีกด้วย แต่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอกล่าวถึงเพียงการเพิ่ม-ลดของความถี่เฉพาะกรณีของจากรับมีการเคลื่อนที่เท่านั้น ซึ่งอาจมีการกล่าวถึงเพื่อเปรียบเทียบกับคุณสมบัติบางส่วนของ การรับสัญญาณแบบอยู่กับที่แล้วแต่กรณี เพื่อต้องการให้เห็นถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณ

จากบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงหลักการของ COFDM ซึ่งมีความสามารถในการจัดแบ่งเฟรมของสัญญาณที่ได้จาก MPEG-2 นำมาแปลงเป็นสัญญาณคลื่นวิทยุในระบบดิจิทัลได้ ทั้งนี้อัตราของการส่งข้อมูลใน MPEG-2 อาจมีได้ทั้งการส่งออกเป็นแบบขนาน (Parallel) และแบบอนุกรม (Serial) แต่ในที่สุดสัญญาณจะถูกจัด ในรูปแบบขนานเพื่อผ่านการ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ให้เป็นสัญญาณพาหะจำนวน เป็น 2k หรือ 8k ตามโหมดที่ต้องการตั้งค่าไว้ ความแตกต่างกันของค่าทั้งสองคือ ในหนึ่งแถบความถี่ (8 MHz) จะมีจำนวนของความถี่คลื่นพาหะที่ต่างกัน และนั่นหมายถึงการที่มีสัญญาณไหลออกจำนวนมากขึ้น หรือถี่ขึ้น เพื่อให้สามารถตรวจสอบสัญญาณที่ด้านรับได้ถี่ขึ้นด้วย ดังนั้นการตั้งค่าที่ 8k ย่อมทำให้คุณภาพของการรับสัญญาณดีกว่า หรือได้ระยะทางที่ไกลกว่า 2k แต่ข้อเสียคือ เมื่อมีจำนวนความถี่ที่อยู่ภายในแถบความถี่มีมากกว่า ดังนั้นการเกิดการจางหายของสัญญาณ หรือปัญหาจากการบิดของความถี่ได้จึงมีโอกาสมากกว่าเช่นกัน แสดงให้เห็นว่าเรื่องของการเพิ่ม-ลดของความถี่ได้เข้ามาเกี่ยวข้องของการรับสัญญาณแล้วในเบื้องต้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ โอกาสที่จะเกิดการเพิ่ม-ลดของความถี่ย่อมมีสูงกว่า หรือหมายความว่า การรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นั้นเหมาะสำหรับการตั้งค่าแบบ 2k มากกว่า แต่ระยะทางของการรับสัญญาณใกล้มากขึ้นด้วย รวมถึงปัจจัยอีกหลายอย่างที่แสดงให้เห็นว่าการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่จำเป็นต้องมีการจัดตั้งเครือข่ายของการส่งสัญญาณในความถี่เดียวกัน และในเวลาเดียวกัน (Single Frequency Network, SFN) [5] เพื่อให้เกิดความต่อเนื่อง และไม่ทำให้การรับสัญญาณเกิดการติดขัดขึ้น แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงการรับสัญญาณ

แบบเคลื่อนที่มีความต่อเนื่อง แต่ยังคงเกิดปัญหาจากการเพิ่ม-ลดของความถี่ และการสะท้อนของสัญญาณที่มีผลต่อการลดทอนการรับสัญญาณ และทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณด้อยลงไป



รูปที่ 4.1 แสดงระบบการรับ-ส่งสัญญาณของ COFDM เิงเวลา

รูปที่ 4.1 เป็นการแสดงถึงส่วนย่อยภายในของระบบ COFDM ในเชิงความถี่ โดยที่ส่วนของ Inverse Fast Fourier Transform, IFFT จากรูปที่ 4.1 ซึ่งมีส่วนประกอบของการแทรกสัญญาณไพลอต รวมถึงการทำ Inverse Discrete Fourier Transform, IDFT เพื่อแปลงสมการเชิงความถี่เป็นสมการเชิงเวลา และการแทรกสัญญาณกันชน (Guard Interval Insertion) เพื่อเป็นการป้องกันการแทรกสอดของ symbol ภายในเฟรมข้อมูล (Inter-Symbol Interference, ISI) [6]

สัญญาณด้านส่ง $x[n] + p[n] + gi[n]$ เมื่อผ่านการแปลงจากแบบขนานเป็นแบบอนุกรม แล้ว สัญญาณต้องถูกนำไปจัดช่องสัญญาณตามความถี่ที่ได้กำหนดไว้สำหรับการส่งต่อไป ช่วงนี้เองที่มีการเกิดสัญญาณรบกวนจาก Additive White Gaussian Noise (AWGN) มารวมอยู่กับช่องสัญญาณการส่งด้วย เมื่อมีการแปลงสัญญาณจากอนุกรมมาเป็นแบบขนานแล้วจะได้สมการ $x'[n] + p'[n] + gi[n]$ แล้วแยกเอาสัญญาณกันชน (Guard Interval) ออกได้เป็นสมการ $x'[n] + p'[n]$ หลังจากนั้นจึงเป็นการประมาณช่องสัญญาณในส่วนของด้านรับสัญญาณซึ่งเป็นการกระทำในสมการเชิงเวลา หรือก่อนนำไปผ่าน DFT เป็นสมการเชิงความถี่อีกครั้ง

4.1 การประมาณช่องสำหรับการรับสัญญาณที่ได้เมื่อจูดรับอยู่กับที่

ในระบบ COFDM เมื่อการรับสัญญาณเป็นแบบอยู่กับที่จากสมการ (3.26) ที่ความเร็ว v เป็นศูนย์ ดังนั้นสมการของการรับสัญญาณคือ

$$S_r(t) = \sum_{i=1}^N A_i \exp(j2\pi \cdot f_i \cdot t) \quad (4.1)$$

เมื่อ

- A_i = ขนาดของการรับสัญญาณในทิศทาง i
- f_i = ความถี่ของการส่งสัญญาณ
- N = คือจำนวนของสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละทิศทาง

สมการ (4.1) แสดงให้เห็นถึงรูปแบบในการรับสัญญาณที่อยู่กับที่ แต่ยังคงพิจารณาถึงสัญญาณที่อาจเข้ามาจากหลายทิศทางหรือเป็นกรณีที่มี 5 ในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งอาจเป็นสัญญาณจากการสะท้อน หมายถึงการเข้ามาของสัญญาณที่ความถี่เดียวในเวลาไม่พร้อมกัน จึงเกิดค่าของ τ ในสมการแบบอิมพัล และมีความถี่ไม่เป็นหนึ่งในส่วนของสัญญาณจากการสะท้อน บางครั้งผลของสัญญาณในแต่ละทิศทางอาจมีค่าเป็นบวก หรือลบดังในกรณีที่ 3 ถ้าสัญญาณมาในทิศทางที่ตรงกันข้าม

ตัวอย่างกรณีของการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ในรูปที่ 4.2 เป็นการแสดงให้เห็นถึงความเป็นไปได้ที่การรับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดเดียวกัน แต่กลับมีสัญญาณที่เข้มารวมเป็นทิศทาง ดังนั้นสมการ (4.1) ค่าของถ้ามีการพิจารณาจำนวนของทิศทางสัญญาณดังรูปที่ 4.2 จะได้ว่า

$$S_r(t) = \sum_{i=1}^4 A_i \exp(j2\pi f_i t) \quad (4.2)$$

$$= (A_1 \exp(j2\pi f_1 t_1)) + (A_2 \exp(j2\pi f_2 t_2)) + (A_3 \exp(j2\pi f_3 t_3)) + (A_4 \exp(j2\pi f_4 t_4))$$

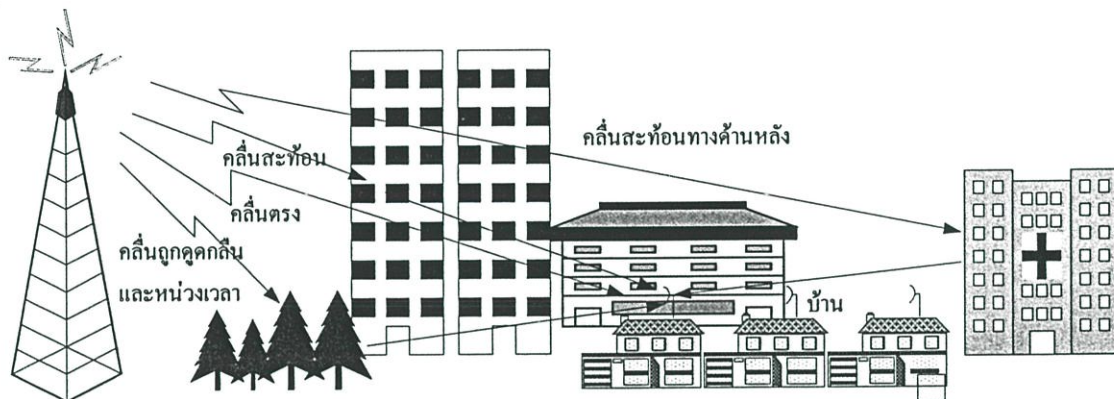
เมื่อ

A_1 คือ สัญญาณจากทิศทางตรง (Direct wave)

A_2 คือ สัญญาณจากการสะท้อนทางด้านหลัง (Reflect to back)

A_3 คือ สัญญาณจากการสะท้อน (Reflect wave)

A_4 คือ สัญญาณจากการถูกดูดกลืน และหน่วงเวลา (Absorb and delay)



รูปที่ 4.2 แสดงลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากแหล่งกำเนิดเดียวกันแบบการรับอยู่กับที่

กล่าวคือจากตัวอย่างข้างต้น จะเห็นว่าผลรวมของสัญญาณที่ได้รับแบบอยู่กับที่นั้นมิได้แสดงถึงมุมที่รับสัญญาณเข้ามา ดังที่ได้แสดงไว้ในกรณีที่ 1 ของบทที่ผ่านมา การพิจารณาถึงมุมในการรับสัญญาณนั้นจะต้องมีการพิจารณาส่วนของความเร็วในการเคลื่อนที่ของจตุรรับด้วย เพราะหากจตุรรับไม่มีการเคลื่อนที่ สัญญาณที่เข้ามาจากหลายทิศทางนั้นจะถูกรับมาเพียงสัญญาณที่มีความถี่ตรงกับด้านส่งเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากระบบของการจูนสัญญาณในเครื่องรับนั้นเป็นตัวกำหนดความถี่และขนาดของสัญญาณ โดยวงจรควบคุมความถี่ และวงจรควบคุมระดับสัญญาณ แต่ปัญหาที่ทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่นั้น เป็นส่วนของความคลาดเคลื่อนของเวลา t ในสมการข้างต้นที่อาจไม่เท่ากัน หรือเข้ามาไม่พร้อมกันทำให้เกิดความผิดพลาดทางบิตข้อมูล (Bit Error Rate) ขึ้นส่งผลให้สัญญาณเกิดการจางหาย (Fading) ได้

การประมาณช่องสัญญาณเชิงเวลาสำหรับการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ เป็นไปตามสมการคือ

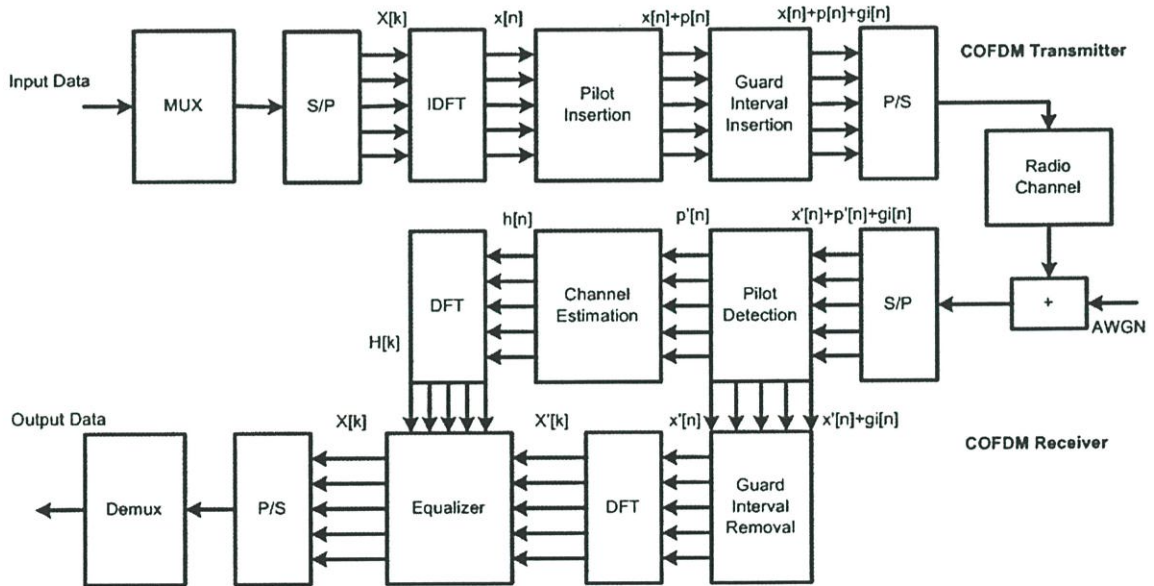
$$h[n] = \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{j\omega_i n} \quad (4.3)$$

เมื่อ

A_i = ขนาดของการประมาณช่องสัญญาณ

ω_i = เฟสของการประมาณช่องสัญญาณ

N = จำนวนทิศทางของสัญญาณ



รูปที่ 4.3 แสดงการประมาณช่องสัญญาณในเชิงเวลาของการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่

หลังจากมีการรับสัญญาณเข้ามา และมีการแปลงจากสัญญาณอนุกรมเป็นขนาน สมการของสัญญาณไพลอท จะถูกแยกออกไปเพื่อทำการประมาณช่องสัญญาณ ดังรูปที่ 4.3 ส่วนที่เหลือถูกแยกเอาสัญญาณกันชน (Guard Interval) ออก เหลือเพียงสัญญาณข้อมูลแต่ยังเป็นส่วนที่ยังไม่มีการแบ่งช่องสัญญาณตามตำแหน่งของสัญญาณไพลอท ดังนั้นหลังจากสัญญาณถูกเปลี่ยนจากเชิงเวลาเป็นเชิงความถี่แล้ว จึงต้องนำมาผ่านการจัดขบวนรวมกับสมการเชิงความถี่ของการประมาณช่องสัญญาณในส่วนของ Equalizer จนได้เป็นสัญญาณข้อมูลกลับคืนมาเช่นเดียวกับด้านส่ง

สำหรับในส่วนของ การประมาณช่องสัญญาณมีความสัมพันธ์กับสมการของสัญญาณไหลทอในเชิงเวลาเป็นดังนี้

$$p'[n] = p[n] \otimes h[n] \quad (4.4)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} p'[n] &= \text{สมการของสัญญาณไหลทอในด้านรับ} \\ p[n] &= \text{สมการของสัญญาณไหลทอจากด้านส่ง} \\ h[n] &= \text{สมการของการตอบสนองช่องสัญญาณเชิงเวลา} \\ \otimes &= \text{Convolution operator} \end{aligned}$$

โดยที่สมการของการตอบสนองช่องสัญญาณในเชิงเวลาสามารถอธิบายด้วยสมการแบบอิมพัลค์ดังนี้

$$h[n] = \delta[n] + \sum_{i=1}^N A_i \delta[n - \tau_i] \quad (4.5)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} A_i &= \text{ขนาดของสัญญาณการประมาณช่องสัญญาณ} \\ \delta[n] &= \text{สมการตอบสนองแบบอิมพัลค์} \\ \delta[n - \tau_i] &= \text{สมการตอบสนองแบบอิมพัลค์ที่มีการหน่วงเวลาในทิศทาง } i \\ N &= \text{เป็นจำนวนทิศทางที่รับสัญญาณทั้งหมด} \end{aligned}$$

หรืออาจเขียนได้เป็น

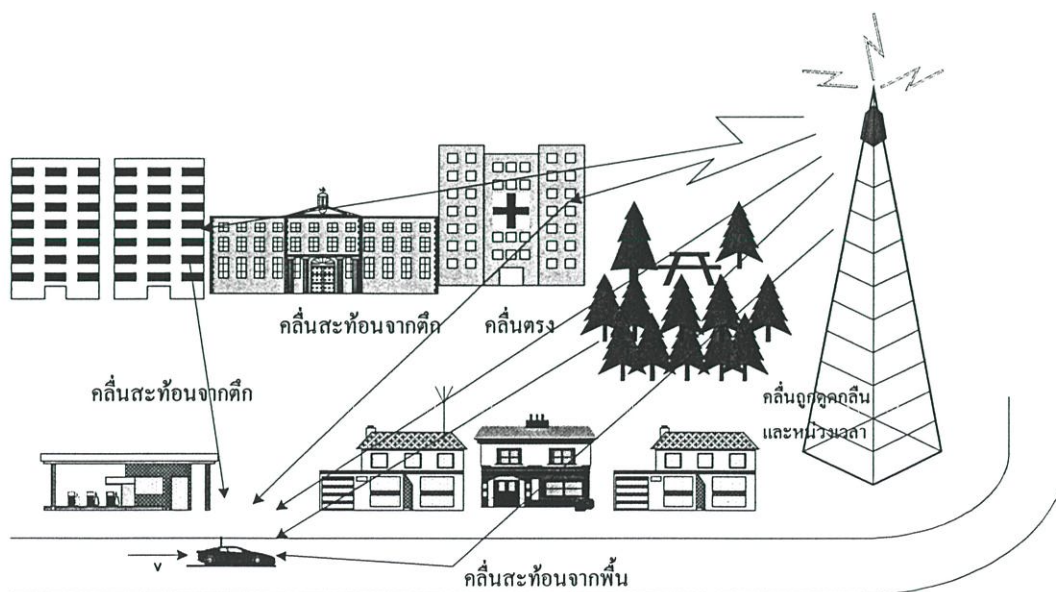
$$h[n] = \sum_{i=0}^N A_i \delta[n - \tau_i] \quad (4.6)$$

นั่นคือการตอบสนองช่องสัญญาณสำหรับการประมาณช่องสัญญาณของการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ ยังคงมีการพิจารณาถึงจำนวนของทิศทาง หรือผลรวมเกิดขึ้นในการรับสัญญาณจากหลายทิศทาง เพื่อให้มีประมวลผลสัญญาณทั้งหมด แต่การตอบสนองช่องสัญญาณนี้ยังมิได้ระบุถึงการเคลื่อนที่ของจุดรับรวมถึงมุมในการรับสัญญาณ เนื่องจากการพิจารณาสมการในเชิงเวลา หากแต่มีเพียงการแสดงถึงการหน่วงเวลา ซึ่งมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงในการประมาณช่องสัญญาณเช่นกันและมีความเกี่ยวข้องกับสัญญาณไหลตอให้ด้านรับ ดังนั้นจากสมการ (4.4) จะได้ว่า

$$p'[n] = p[n] + \sum_{i=1}^N A_{n,i} p[n - \tau_i] \quad (4.7)$$

เมื่อ $A_{n,i}$ = ขนาดของสัญญาณที่เส้นทางลำดับที่ i และเป็น symbol ลำดับที่ n
 $p[n - \tau_i]$ = สมการของสัญญาณไหลตอของเส้นทางลำดับที่ i และมีการหน่วงเวลา
 N = จำนวนของเส้นทางทั้งหมดที่เข้ามาทางด้านรับสัญญาณ

4.2 การประมาณช่องสำหรับการรับสัญญาณที่ได้เมื่อจุดรับมีการเคลื่อนที่



รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากแหล่งกำเนิดเดียวกันแบบเคลื่อนที่

จากสมการ (3.26) สามารถนำมาใช้เป็นสมการอ้างอิงในกรณีนี้ได้ เนื่องจากสัญญาณเข้ามาหาจุดรับที่กำลังเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว v มีหลายทิศทาง เมื่อแทนค่า β ลงในสมการการรับสัญญาณจะได้เป็น

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^N A_i \exp(j2\pi \cdot f_i \cdot t) \cdot \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} v t \cdot \cos \theta_i) \quad (4.8)$$

เมื่อ

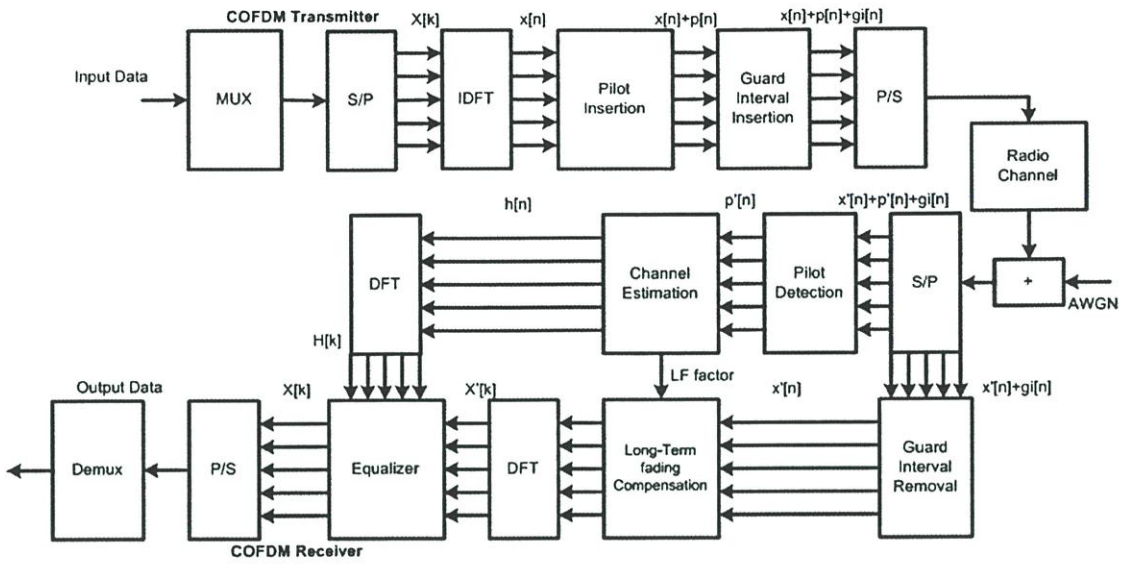
- A_i = ขนาดของสัญญาณในทิศทาง i
- f_i = ความถี่ของการส่ง
- v = ความเร็วในการเคลื่อนที่จุดรับสัญญาณ
- λ = ความยาวคลื่น
- θ_i = มุมของการตกกระทบจากทิศทาง i
- N = จำนวนทิศทางทั้งหมดที่รับสัญญาณเข้ามา

ในส่วนของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นี้จำเป็นต้องพิจารณาส่วนของความเร็วในการเคลื่อนที่ที่มุมที่กระทำกับทิศทางต่างๆ ดังนั้นเทอมที่ 2 ของสมการจึงมีส่วนในการแปลงค่าของการรับสัญญาณ นอกจากนี้ยังสามารถแสดงถึงสมการของการเพิ่ม-ลดของความถี่ (Doppler Frequency) ดังแสดงในสมการ (3.9) ทำให้สมการ (4.8) อาจเขียนได้เป็น

$$s_r(t) = \sum_{i=0}^N A_i \exp(j2\pi \cdot f_i \cdot t) \cdot \exp(j2\pi \cdot f_d \cdot t) \quad (4.9)$$

เมื่อ

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \text{ เป็นค่าการเพิ่ม-ลดของความถี่}$$



รูปที่ 4.5 แสดงการประมาณช่องสัญญาณในเชิงเวลาของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่

จากรูปแสดงถึงการแยกเอา Long-Term Fading Factor ออกมาเพื่อชดเชยการจางหายที่เกิดจากสัญญาณที่เข้ามาเป็นหลายทิศทาง (Multi-path Fading) จากสภาวะแวดล้อมต่างๆทำให้ภายในระยะทางที่จุดรับมีการเคลื่อนที่ไปนั้นมีความเข้มของสัญญาณที่ไม่ราบเรียบ แต่เราสามารถหาค่าเฉลี่ยของความเข้มสัญญาณได้การประมาณค่า local mean, $\tilde{m}(x_i)$

โดยมีการสมมติค่าหนึ่งที่ระยะทางค่าหนึ่ง, x_i แล้วหาค่าความเข้มสัญญาณรวมเฉลี่ยที่ $x_i + L$ และ $x_i - L$ จากฟังก์ชันของ Short-Term Fading, $r_0(x)$ ดังตัวอย่างในสมการ (3.2) และ (3.4) จะได้ว่า

$$\tilde{m}(x_i) = m(x_i) \cdot \frac{1}{2L} \int_{x_i-L}^{x_i+L} r_0(x) dx \tag{4.10}$$

- เมื่อ $\tilde{m}(x_i)$ = ค่า Local mean ของการจางหายแบบ Long-Term ที่ระยะทาง x_i
- $m(x_i)$ = ฟังก์ชันของการจางหายแบบ Long-Term ที่ระยะทาง x_i
- $r_0(x)$ = ฟังก์ชันของการจางหายแบบ Short-Term ที่เส้นทางปกติ

หรืออาจเขียนสมการ (4.10) ได้เป็น

$$\tilde{m}(x_i) = m(x_i) \cdot \frac{1}{L} \int_0^{x_i+L} r_0(x) dx \quad (4.11)$$

หากแทนสมการ (4.11) ด้วยตัวแปรของเวลา เพื่อให้มีการแปรผันเกี่ยวเนื่องกับความถี่ในการเคลื่อนที่ ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาในการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ค่าหนึ่ง ดังนั้นสมการ (4.11) จะได้ว่า

$$\tilde{m}(t_i) = m(t_i) \cdot \frac{1}{L} \int_0^{t_i+L} r_0(t) dt \quad (4.12)$$

ตลอดช่วงของ $t_i + L$ จากสมการข้างต้น ถ้าเรากำหนดช่วงเวลานี้เป็นช่วงเวลาของสัญญาณไพลอทแต่ละตัวในเฟรมข้อมูลของ COFDM โดยแทนสมการเชิงเวลาของสัญญาณไพลอทเป็น $p'[n]$ และ $p'[n+1]$ ซึ่งเป็นด้านรับสัญญาณ สมการ (4.12) จะได้เป็น

$$\tilde{m}(t_i) = m(t_i) \cdot \frac{1}{R} \int_{p'[n]}^{p'[n+1]} r_0(t) dt \quad (4.13)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} p'[n] &= \text{สัญญาณไพลอทด้านรับลำดับที่ } n \\ p'[n+1] &= \text{สัญญาณไพลอทด้านรับลำดับที่ } n+1 \\ R &= \text{ช่วงระหว่างไพลอทเฟรมข้อมูล} \\ r_0(t) &= \text{ฟังก์ชันของการจางหายแบบ Short-Term ที่เส้นทางปกติ} \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่าค่าของ Local mean สำหรับการจางหายแบบ Long-Term เป็นประมวลสัญญาณที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาของหนึ่ง หรือช่วงเวลาระหว่าง pilot ของเฟรมข้อมูลใน COFDM หมายความว่าถ้าระยะเวลาของไพลอทมีค่าน้อยมากๆ ดังนั้น

$$\hat{m}(t \cong t_i) = m(t \cong t_i) \text{ ที่ } p'[n-1] < t < p'[n+1]$$

จะได้ว่า

$$\text{LF Factor} \equiv \frac{1}{R} \int_{p'[n]}^{p'[n+1]} r_0(t) dt \rightarrow 1 \quad (4.14)$$

เมื่อ

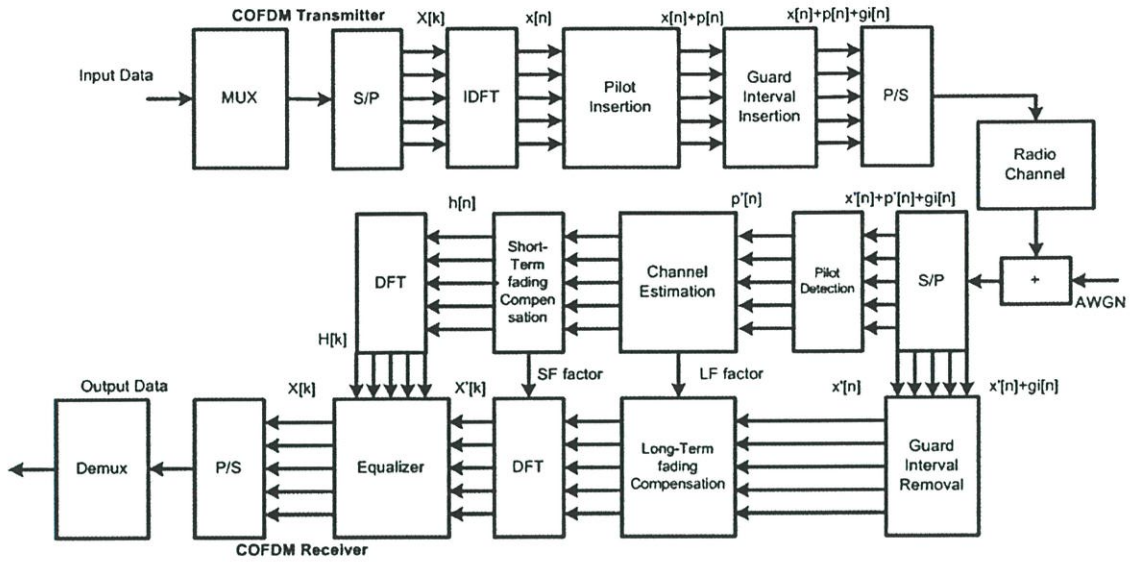
$$\begin{aligned} p'[n] &= \text{เวลาของสัญญาณไหลทอด้่านรับลำดับที่ } n \\ p'[n+1] &= \text{เวลาของสัญญาณไหลทอด้่านรับลำดับที่ } n+1 \\ R &= \text{ช่วงระหว่างไหลทอเฟรมข้อมูล} \\ r_0(t) &= \text{ฟังก์ชันของการจางหายแบบ Short-Term ที่เส้นทางปกติ} \end{aligned}$$

4.3 การชดเชยการจางหายของสัญญาณ ในการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่

เมื่อมีการเคลื่อนที่ของการรับสัญญาณ ทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณที่มาจากหลายทิศทาง (Multi-path Fading) ซึ่งมีส่วนประกอบหลายส่วน กล่าวคือ

- 1) สัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนของคลื่น เช่น ภูเขา ตึก พื้นถนน หรือบ้านเรือน
- 2) สัญญาณที่ถูกดูดกลืน ไปจากสิ่งกีดขวางที่เหลื่อมมุม เช่น ต้นไม้ เสา ไฟฟ้า รถยนต์
- 3) สัญญาณที่ถูกรบกวนจากความถี่ใกล้เคียงกัน จากแหล่งกำเนิดอื่น เช่นคลื่นความถี่ในย่าน UHF ด้วยกันเอง

ทั้งนี้ล้วนเป็นส่วนที่มัลติพาทของประสิทธิภาพของการรับสัญญาณระบบดิจิทัลทั้งสิ้น แต่อีกส่วนหนึ่งไม่ควรมองข้ามไป นั่นคือการเพิ่ม-ลดของความถี่หรือ Doppler Frequency ที่เกิดจากความเร็วในการเคลื่อนที่ของจุดรับเอง เมื่อความเร็วมีการเคลื่อนที่ไม่สม่ำเสมอทำให้เกิดค่าของ f_d ที่แตกต่างกันตามระยะทางของการเคลื่อนที่นั้น ถ้าเราสามารถควบคุมการเพิ่ม-ลดของความถี่นี้ให้อยู่ในลักษณะที่หยุดนิ่ง หรือกำจัดให้ส่วนการจางหายนี้ออกไปได้ คุณภาพของการรับสัญญาณน่าจะเทียบเท่ากับการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ โดยไม่มีปัญหาเกี่ยวกับการจางหายแบบ Long-Term และ Short-Term เกิดขึ้น สำหรับในบทที่ 3 ได้กล่าวถึง การชดเชยการจางหายแบบ Long-Term ไปแล้วในกรณีที่ภายในส่วนประกอบของการชดเชยนี้ยังมีสมการของการจางหายแบบ Short-Term อยู่ นั่นแสดงว่าการชดเชยการจางหายของการรับสัญญาณระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่ในข้างต้น ยังคงให้สมการของการจางหายแบบ Short-Term เป็นอิสระจากการควบคุม ซึ่งมีผลทำให้การประมาณช่องสัญญาณของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นี้ยังอาจมีความผิดพลาดไปได้จากการแปรปรวนของสัญญาณใน Short-Term ดังนั้นหากเรานำเอาสมการการจางหายที่ได้จากการเคลื่อนที่ และมีสัญญาณเข้ามาจากหลายทิศทางมาคิดเป็นค่าเฉลี่ย โดยการพิจารณาในช่วงเวลาที่ n และ $n+1$



รูปที่ 4.6 แสดงการชดเชยการจางหายที่เกิดขึ้นใน Long-Term และ Short-Term

สัญญาณที่ได้การจางหาย, $S_r(t)$ ซึ่งได้จากกรณีต่างๆ ของบทที่ 2 เป็นสิ่งที่แสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ที่เกิดขึ้นกับความเร็วในการเคลื่อนที่หรือ f_d จากสมการของการตอบสนองช่องสัญญาณ $h[n]$ ซึ่งสมการเชิงเวลา และมีความเกี่ยวพันกัน โดยตรงการสมการของการจางหายสัญญาณ เนื่องจากการพิจารณานำเอาสมการการตอบสนองช่องสัญญาณ หรือเพื่อเป็นการประมาณช่องสัญญาณในเชิงเวลานั้น ทำให้เราสามารถเปรียบเทียบสัญญาณการจางหาย และการตอบสนองช่องสัญญาณได้ ดังนั้นเมื่อนำเอาสมการ (4.6) มาทำเป็นรูปของสมการเชิงซ้อน (Complex Number) จะได้เป็น

$$h[n] = \sum_{i=0}^N A_{n,i} e^{j\omega_{n,i}} \quad (4.15)$$

เมื่อ

$h[n]$ = สมการการตอบสนองช่องสัญญาณ

$A_{n,i}$ = ขนาดของสัญญาณการจางหายของ Short-Term ที่ไพลอท ลำดับที่ n และทิศทางลำดับที่ i

$\omega_{n,i}$ = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาณการจางหายของ Short-Term ที่ไพลอท ลำดับที่ n และทิศทางลำดับที่ i

N = จำนวนของทิศทางที่เข้ามาทั้งหมด

ถ้าเราต้องการประมาณช่องสัญญาณให้กับการจางหายแบบ Short-Term ที่ต้องการให้เกิดการชดเชยขึ้น โดยการหาค่าเฉลี่ยของการประมาณช่องสัญญาณจากสมการข้างต้น เมื่อการรับสัญญาณที่เข้ามาในครั้งหนึ่งทีลาคับของสัญญาณไหลทที่ n และนำมาคิดเฉลี่ยกับการประมาณช่องสัญญาณในช่วงเวลาถัดไปคือทีลาคับที่ $n + 1$ แล้ว ค่าของการจางหายในสมการทั้งขนาด และความเร็วเชิงมุมจะถูกชดเชยกันได้ แต่ว่าช่วงจังหวะของสัญญาณไหลท, $p[n]$ ไม่มีช่วงเวลาที่สม่ำเสมอตลอดดังที่แสดงในตารางที่ 2.4 ดังนั้นจึงกำหนดให้แบ่งช่วงเวลาของการเฉลี่ยการประมาณช่องสัญญาณออกเป็น ส่วนๆ ที่เท่ากัน โดยในที่นี้กำหนดให้มีค่าเป็น R ส่วนหมายถึง การแบ่งสัดส่วนของสัญญาณไหลท ออกในแต่ละช่วงของสัญญาณเป็นจำนวนเท่ากันทุกช่วง นั่นคือความกว้างของช่วงที่ถูกแบ่งนี้อาจมีความกว้างที่ไม่เท่ากันตามจังหวะของสัญญาณที่มีมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับช่วงของสัญญาณไหลทนั้นๆ

ผลรวมของการประมาณช่องสัญญาณนี้เป็นการแสดงถึงการชดเชยส่วนของการจางหายแบบ Short-Term ได้ โดยที่กำหนดให้มีค่าผลรวมของ $m = 0, 1, 2, 3, \dots, R - 1$ เพื่อช่วยในการประมาณช่องสัญญาณในส่วนนี้ ดังจากสมการข้างต้น ได้มีการพิจารณาช่วงของการประมาณช่องสัญญาณที่ $h[n]$ และ $h[n + 1]$ จากนั้นจึงนำเอาตัวแปรของส่วนที่ถูกแบ่งซอยออกนี้เข้าไประหว่างช่วงเวลาดังกล่าวจะได้ขนาดของจางหายแบบ Short-Term ว่า

$$A_{n,i,m} = \frac{-m}{R} A_{n,i} + A_{n,i} + \frac{m}{R} A_{n+1,i} \quad (4.16)$$

และ

$$\omega_{n,i,m} = \frac{-m}{R} \omega_{n,i} + \omega_{n,i} + \frac{m}{R} \omega_{n+1,i} \quad (4.17)$$

ดังนั้นสมการ (4.15) จึงกลายเป็น

$$h[n, i, m] = \sum_{i=0}^N \sum_{m=0}^{R-1} A_{n,i,m} e^{j\omega_{n,i,m}} \quad (4.18)$$

เมื่อ

$$h[n, i, m] = \text{การตอบสนองช่องสัญญาณของการประมาณช่องสัญญาณไหลท ลาคับที่ } n \text{ ทิศทางลาคับที่ } i \text{ และเป็นสัญญาณส่วนย่อยลาคับที่ } m$$

$A_{n,i,m}$ = ขนาดของสัญญาการจ่ายของ Short-Term ที่ช่องสัญญา
ไพลอท ลำดับที่ n ทิศทางลำดับที่ i และเป็นสัญญาส่วนย่อย
ลำดับที่ m

$\omega_{n,i,m}$ = ความเร็วเชิงมุมของสัญญาการจ่ายของ Short-Term ที่
ช่องสัญญาไพลอท ลำดับที่ n ทิศทางลำดับที่ i และเป็น
สัญญาส่วนย่อยลำดับที่ m

ซึ่งค่าที่ได้นี้ถือเป็นเฟคเตอร์ของการจ่ายแบบ Short-term หรือ

$$h[n, i, m] \equiv \text{SF factor} \quad (4.19)$$

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นว่าหลังจากที่มีค่าของการชดเชยออกมาจากการประมาณช่องสัญญาแล้ว จะต้องนำมาแปลงส่วนของจุดต่างๆบนค่าของ m ที่อยู่บนการตอบสนองนั้นออกมาเพื่อเป็นการระบุถึงความถี่ที่กำลังพิจารณาอยู่ ซึ่งไม่ใช่ความถี่คลื่นพาหะของสัญญาไพลอท ทั้งนี้ต้องให้มีการประมวลผลของการตอบสนองความถี่ที่ได้มาเป็นการตอบสนองช่องสัญญาเชิงความถี่อีกครั้ง

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์และเปรียบเทียบ

5.1 ผลการวิเคราะห์ประสิทธิภาพการรับสัญญาณ

เมื่อการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลมีการส่งผ่านมาในบรรยากาศโดยที่ขณะมีการรับสัญญาณ ตามมาตรฐานของ DVB-T [3] ในกรณีที่จุดรับมีการเคลื่อนที่ไปด้วยความเร็วค่าหนึ่งที่เกิดจากการทดลองเพื่อจำลองการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ในลักษณะเป็นกรณีที่ 5 ดังที่ได้กล่าวในบทที่ 2 คือมีการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ เมื่อมีสัญญาณที่เข้ามาในหลายทิศทาง (Multi-path fading) หรือมีการพิจารณาในส่วนของการจางหายแบบ Rayleigh

การตอบสนองช่องสัญญาณสำหรับการรับสัญญาณในแบบเคลื่อนที่ ซึ่งมีผลมาจากความเร็วในการเคลื่อนที่นั้น จึงต้องการทดสอบถึงค่าความเข้มของการรับสัญญาณ (Received Field Intensity) ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาขณะหนึ่ง เพื่อเป็นการวิเคราะห์ถึงค่าความเข้มสัญญาณที่รับได้ว่าการเปลี่ยนแปลงไปมาเล็กน้อยเพียงใด เนื่องจากปริมาณของความเข้มสัญญาณนี้จะเป็นสิ่งที่แสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการรับสัญญาณในระบบดิจิทัลว่ามีเสถียรภาพดีหรือไม่

เงื่อนไขที่ต้องการให้มีการทดสอบในที่นี้ประกอบด้วยค่าต่างๆดังนี้

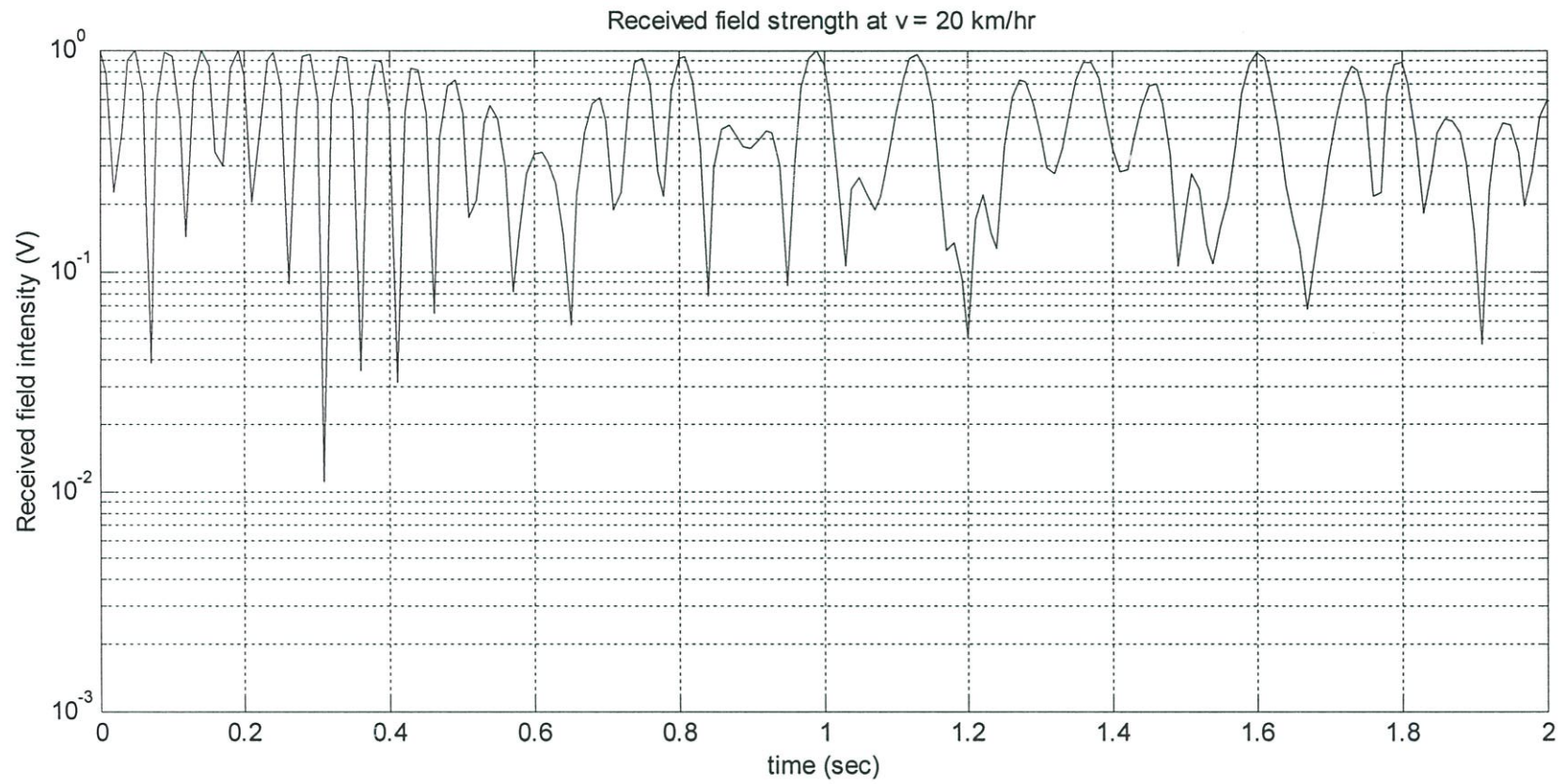
ตารางที่ 5.1 แสดงเงื่อนไขสำหรับการทดสอบประสิทธิภาพการประมาณช่องสัญญาณ

ตัวแปร	ปริมาณ
ความถี่สัญญาณพาหะ, f_c	573.513 MHz
จำนวนทิศทางของสัญญาณ, N	1000
ความเร็วในการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณ, v	20km/hr, 60km/hr, 120km/hr, 180km/hr

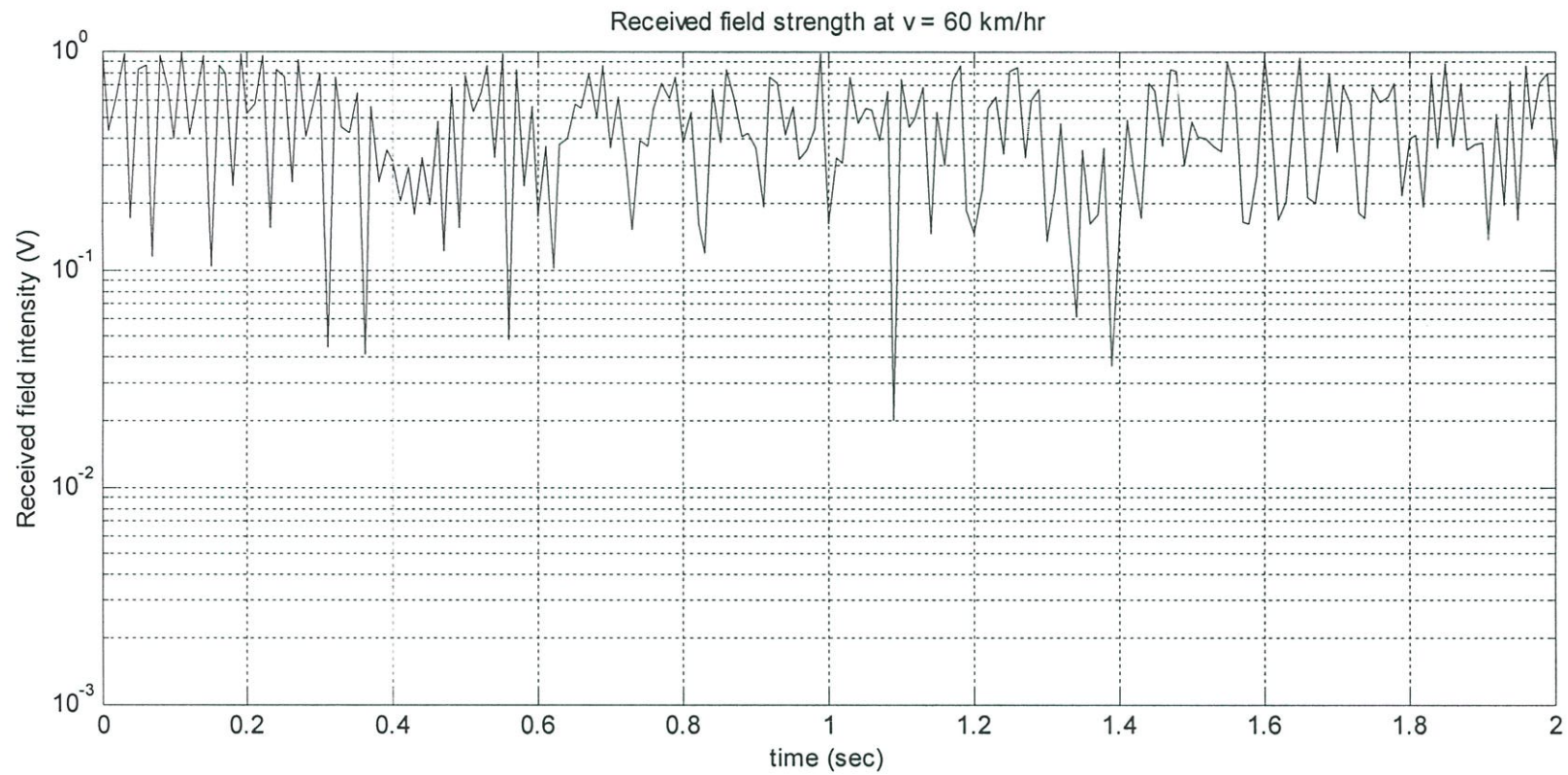
เมื่อส่วนเคลื่อนที่วิ่งด้วยความเร็วค่าต่างๆที่ได้ในตารางที่ 5.1 โดยใช้การมอดูเลทในโหมดของ QPSK หรือ 4-QAM ซึ่งเป็นย่านที่ต้องการใช้ศึกษาในที่นี้ สามารถนำมาวิเคราะห์หาค่าความเข้มของการรับสัญญาณที่มีผลจากการเพิ่ม-ลดของความถี่และการจางหายแบบหลายทิศทางได้ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ถึง 5.4

จากรูปแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของความเข้มของการรับสัญญาณกับระยะเวลาที่เปลี่ยนไปที่ค่าของความเร็วต่างกัน ในรูปที่ 5.1 ที่ความเร็ว 20 km/hr ลักษณะของรับสัญญาณที่ได้ในช่วงเวลา ระหว่าง 0 – 2 sec เริ่มมีการเปลี่ยนแปลงของความเข้มสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Short-Term ซึ่งมีการขึ้น-ลงของค่าความเข้มสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปตามความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.26) ที่ค่าของ $N = 1000$ ในขณะที่ในรูปที่ 5.2 ถึง 5.4 เป็นไปตามค่าความเร็ว 60, 120 และ 180 km/hr ตามลำดับ ค่าของการจางหายแบบ Short-Term มีความเปลี่ยนแปลงไป-มามากขึ้น รวมถึงความถี่ของการเกิดการจางหายมีค่าที่เปลี่ยนแปลงมากขึ้นเนื่องจากค่าความเร็วในการเคลื่อนที่ที่ต่างกันในช่วงเวลาเดียวกัน นั่นคือ ถ้าในสภาวะที่ไม่มีสิ่งรบกวนใดๆ เกิดขึ้น ความเข้มของการรับสัญญาณที่ได้นี้เกิดขึ้นจากการจางหายแบบ Short-Term และการเพิ่ม-ลดของความถี่

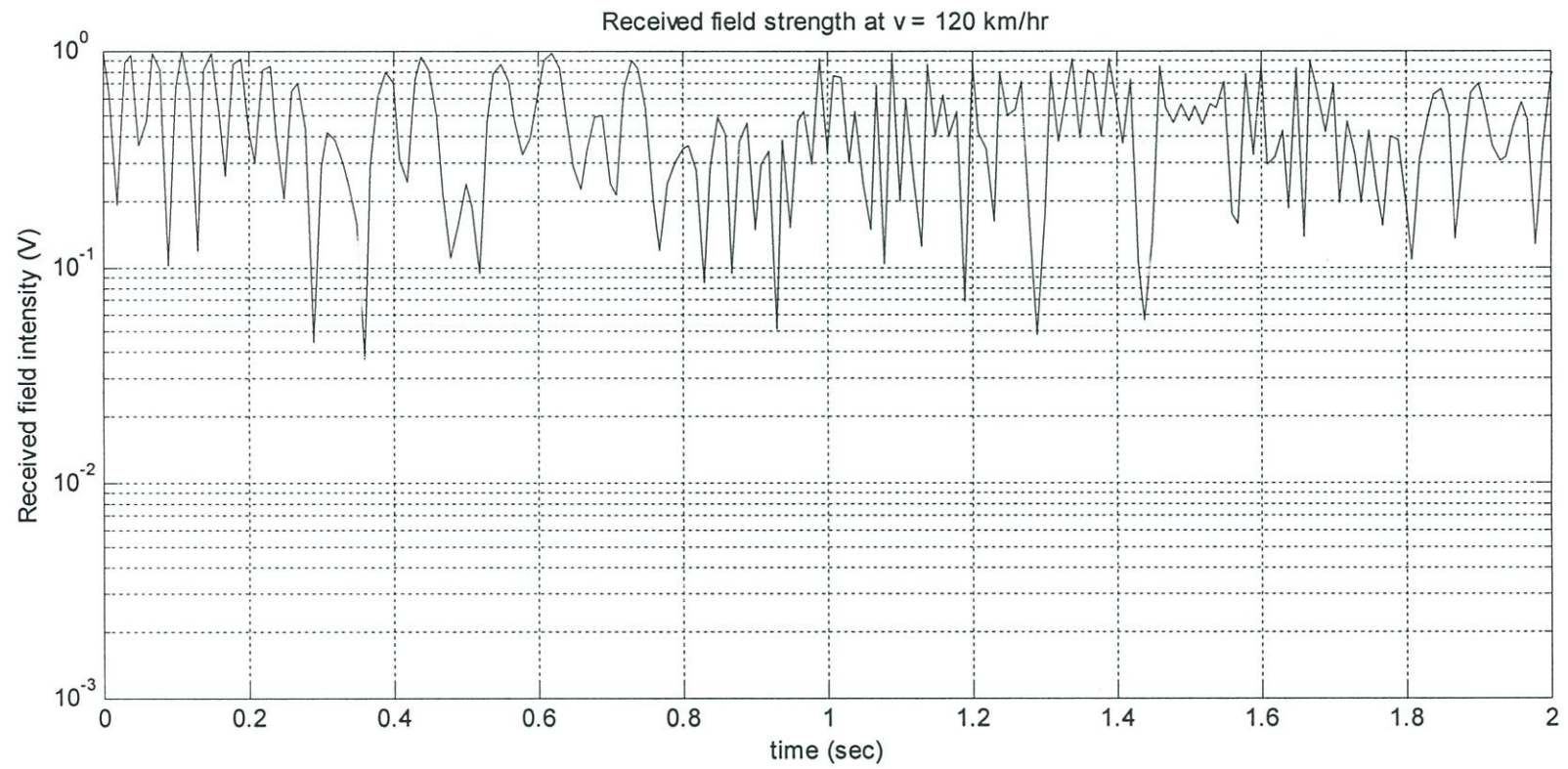
เมื่อความเร็วของการเคลื่อนที่ของจุดสัญญาณดังที่แสดงในรูปที่ 5.1 ถึง 5.4 มีผลต่อประสิทธิภาพของการรับสัญญาณกล่าวคือช่วงของการเปลี่ยนแปลงความเข้มสัญญาณจึงแปรปรวนไปเช่นกัน ดังนั้นจะเห็นว่าช่วงของการเปลี่ยนแปลงในรูปที่ 5.1 ความเร็ว 20 km/hr แต่ละช่วงเวลามีความสม่ำเสมอมากที่สุด ในขณะที่รูปที่ 5.2 หรือที่ความเร็ว 60 km/hr จะมีความสม่ำเสมอน้อยกว่า จนกระทั่งรูปที่ 5.3 ที่ความเร็ว 120 km/hr นั้นความไม่สม่ำเสมอเริ่มสามารถเห็นได้ชัดเจนขึ้น เช่นระหว่างช่วงที่ 0.4-0.8 sec และ ช่วงที่ 0.8-1.4 sec มีการเพิ่มขึ้น และลดลงของความถี่ที่แตกต่างกัน ในคาบของเวลาที่เท่ากัน ซึ่งอาจมีผลต่อการรับสัญญาณได้ จากนั้นในรูปที่ 5.4 ที่ความเร็ว 180 km/hr จะเห็นว่าผลกระทบเนื่องจากความเร็วนั้นทำให้ค่าที่ได้จากการวิเคราะห์มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาด และความถี่ในช่วงเวลาที่แคบลง ตัวอย่างเช่นในช่วงเวลาที่ 0.4-1.2 sec กล่าวคือมีจำนวนของการลดลงทางขนาดของสัญญาณมากกว่าในรูปที่ผ่านมา และทำให้ค่าความเข้มสัญญาณเฉลี่ยของช่วงเวลาที่เท่ากันในแต่ละความเร็วมีค่าต่ำที่สุดจากที่ได้มีการทดลองข้างต้น



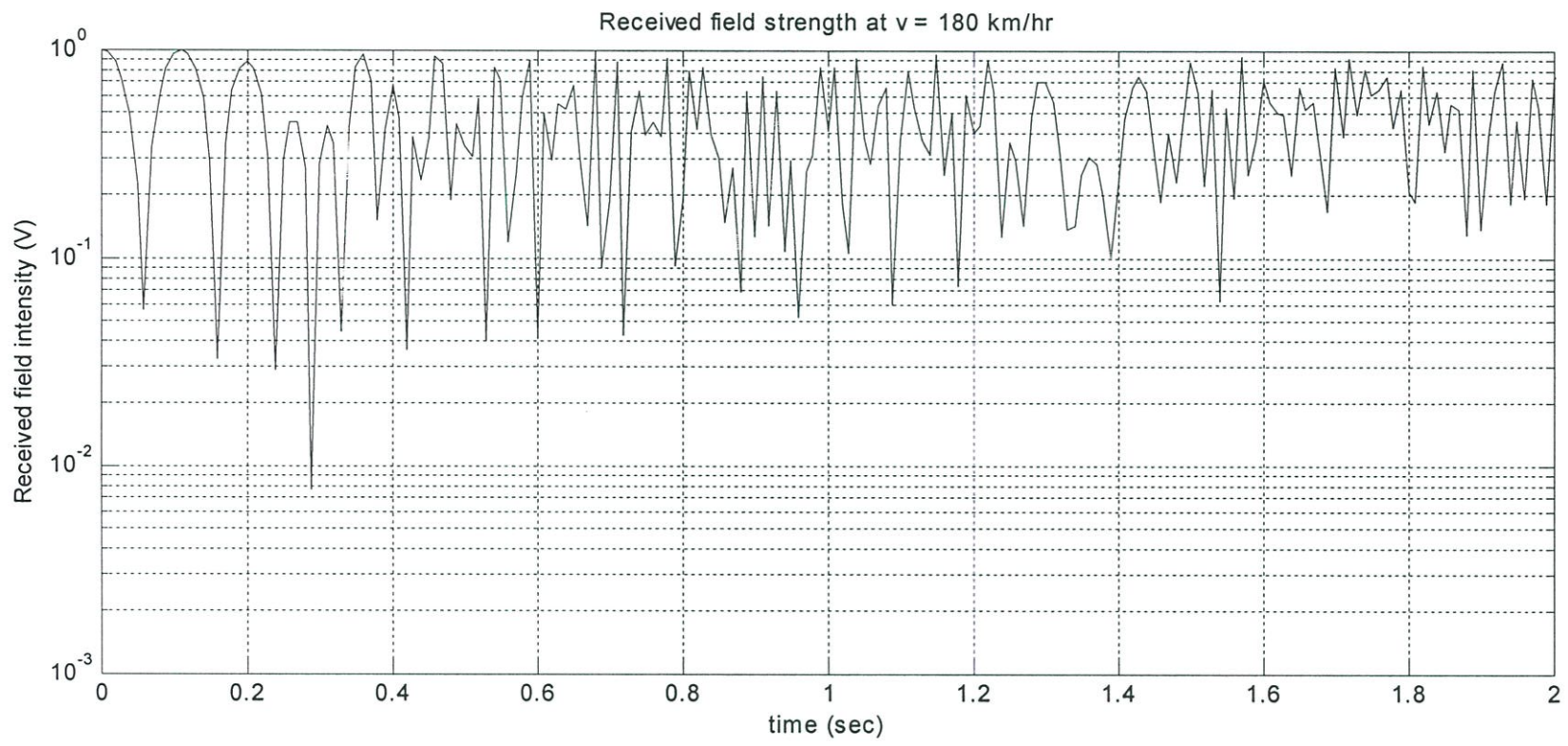
รูปที่ 5.1 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 20 km/hr



รูปที่ 5.2 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 60 km/hr



รูปที่ 5.3 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 120 km/hr



รูปที่ 5.4 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว 180 km/hr

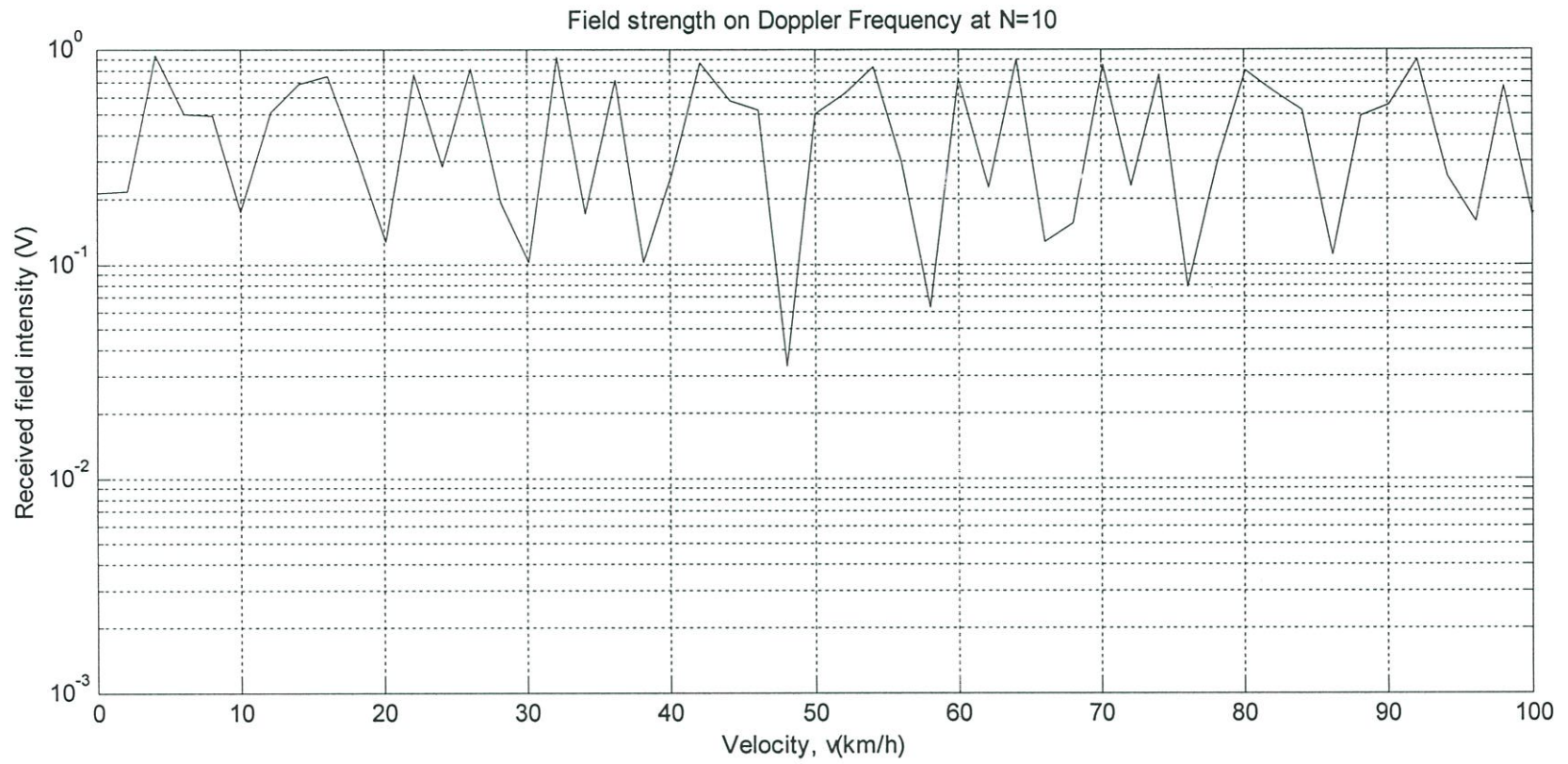
5.2 ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของความเร็วในการเคลื่อนที่

ลักษณะที่แสดงให้เห็นในรูปที่ 5.5 และ รูปที่ 5.6 นั้น คือการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วในการเคลื่อนที่ของจตุรัสสัญญาณที่เปลี่ยนไปกับจำนวนทิศทางของการรับสัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งมีความแตกต่างกันตามตารางที่ 5.2 โดยจะเห็นว่าค่าความเข้มสัญญาณที่แสดงมานั้นมีการเปลี่ยนแปลงไปมาที่ต่างกันตามความเร็วที่เปลี่ยนไป ในขณะที่ระดับของสัญญาณยังเปลี่ยนแปลงขึ้นลงใกล้เคียงกัน

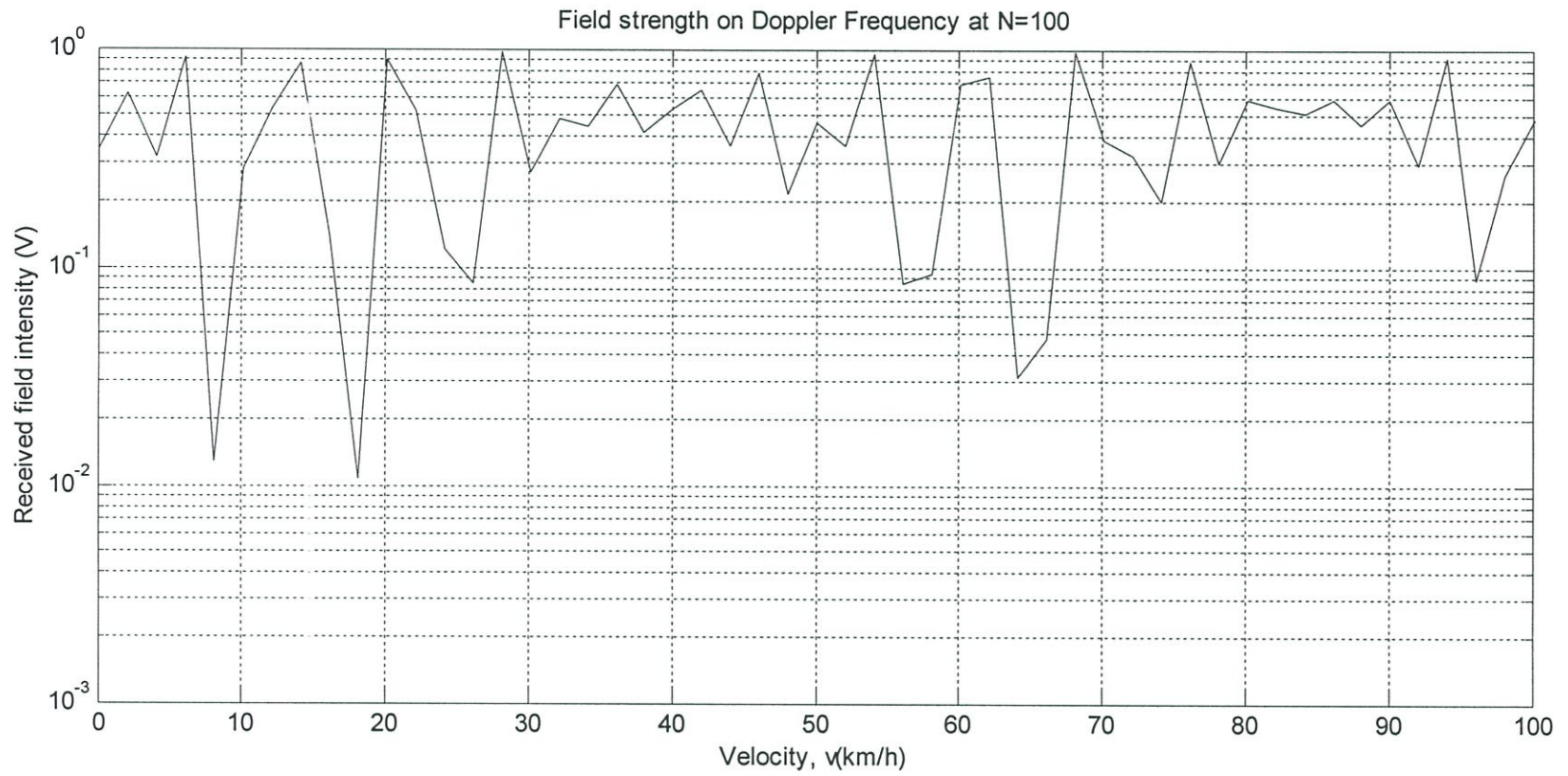
ตารางที่ 5.2 แสดงเงื่อนไขสำหรับการทดสอบความสัมพันธ์ของความเร็วและจำนวนทิศทาง

ตัวแปร	ปริมาณ
ความถี่สัญญาณพาหะ	573.513 MHz
จำนวนทิศทางของสัญญาณ, N	10, 100
ความเร็วในการเคลื่อนที่ของจตุรัสสัญญาณ, v	0 km/hr – 100 km/hr

ในรูปที่ 5.5 เมื่อจำนวนทิศทางของการรับสัญญาณที่ค่าเป็น $N=10$ จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของค่าความเข้มสัญญาณมีความสม่ำเสมอ ในขณะที่รูปที่ 5.6 ที่ค่าของทิศทาง $N=100$ นั้นความเข้มสัญญาณมีความสม่ำเสมอลดลง เนื่องจากจำนวนของทิศทางที่ที่เข้าจะเป็นผลรวมที่เป็นขึ้นค้างสมการ (4.15) ดังนั้นจำนวนของทิศทางที่เข้ามาในช่วงอัตราของการเปลี่ยนแปลงความเร็วที่เท่ากันนั้นจำนวนของทิศทางมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการรับสัญญาณเช่นกัน



รูปที่ 5.5 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ในความเร็วที่เปลี่ยนแปลงไป จำนวนทิศทาง $N=10$



รูปที่ 5.6 แสดงการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ในความเร็วที่เปลี่ยนแปลงไป จำนวนทิศทาง N=100

5.3 ผลการวิเคราะห์และเปรียบเทียบการชดเชยการจางหายของสัญญาณ

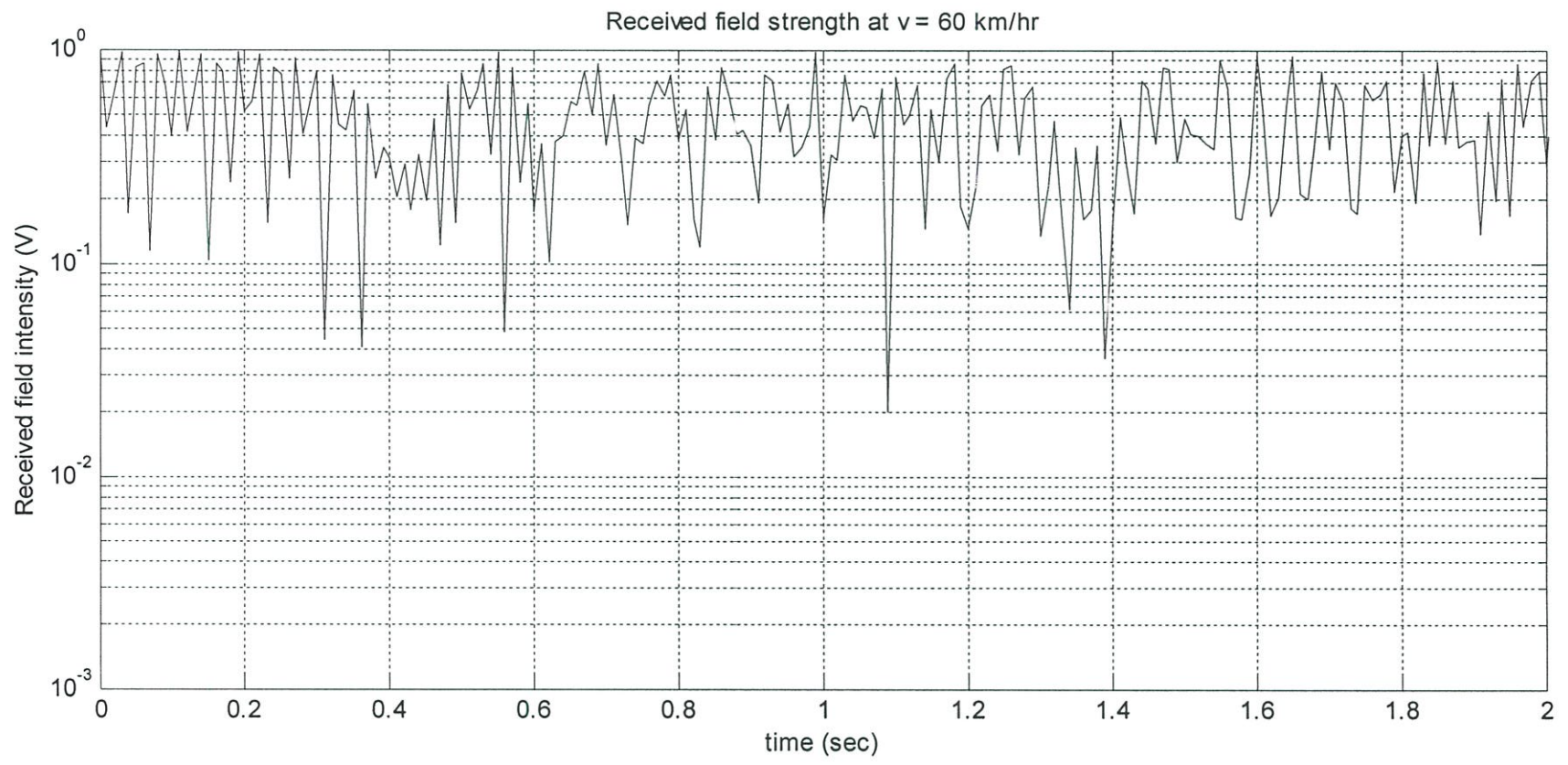
จากการวิเคราะห์เพื่อชดเชยการจางหายของสัญญาณทั้งในแบบ Long-Term และ Short-Term ดังที่ได้แสดงไปในบทที่ 4 นั้น เมื่อนำมาจำลองหลักการดังกล่าวแล้ว ภายใต้ความเร็วคงที่ค่าหนึ่ง และสมมติให้มีจำนวนของทิศทางสัญญาณที่เข้ามาคงที่ตลอด แล้วนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพที่ช่วงเวลาเดียวกัน

ดังนั้น เงื่อนไขที่ต้องการให้มีการทดสอบในที่นี้ประกอบด้วยค่าต่างๆดังนี้

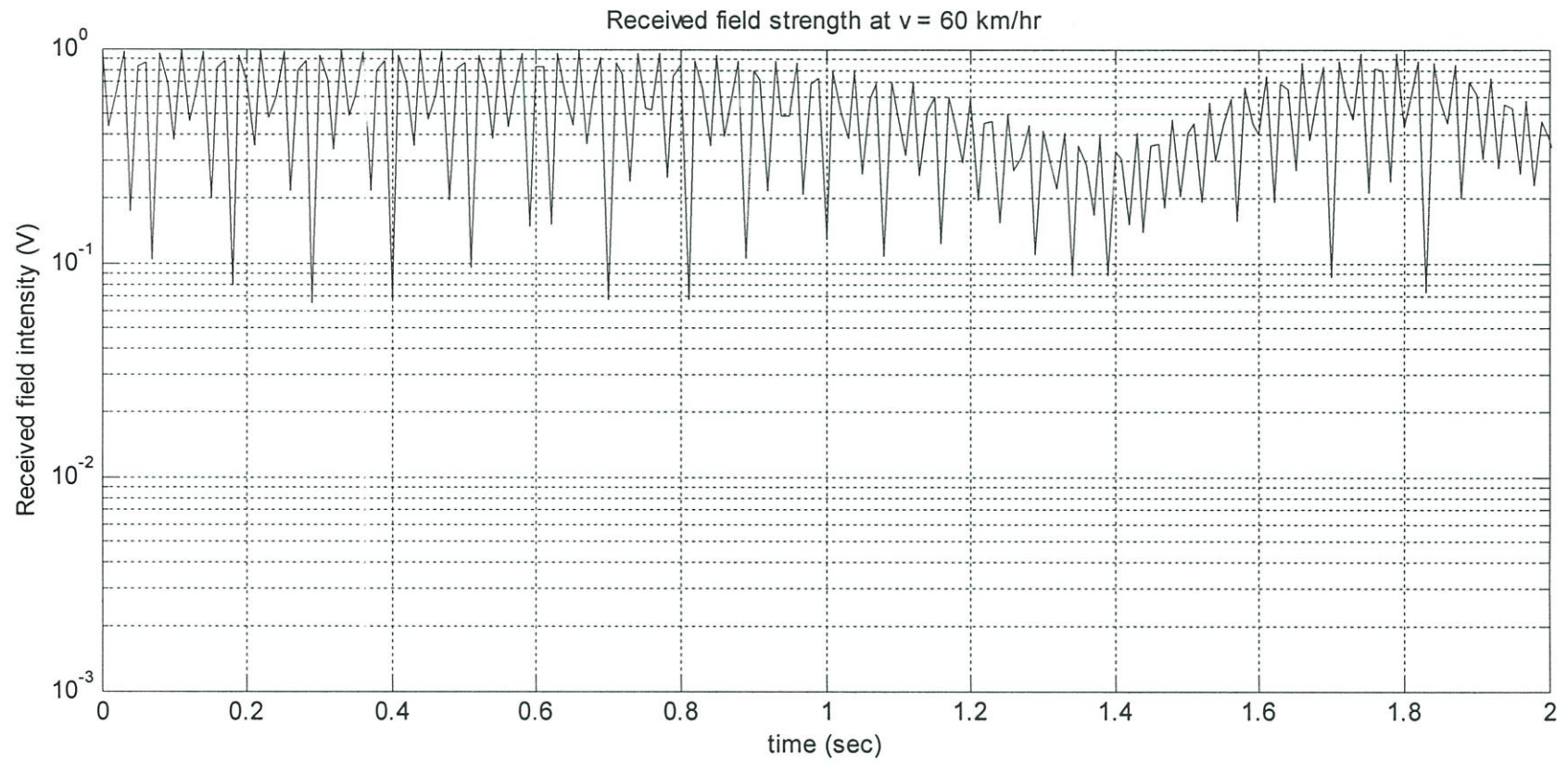
ตารางที่ 5.3 แสดงเงื่อนไขสำหรับการทดสอบประสิทธิภาพการประมาณช่องสัญญาณ

ตัวแปร	ปริมาณ
ความถี่สัญญาณพาหะ	573.513 MHz
จำนวนทิศทางของสัญญาณ, N	1000
ความเร็วในการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณ, v	60 km/h
ช่วงเวลาของการทดสอบ, t	0 - 2 sec.

จากรูปที่ 5.7 และรูปที่ 5.8 เป็นการเปรียบเทียบให้เห็นถึงความแตกต่างการแก้ปัญหาการจางหายที่เกิดขึ้นแบบ Short-Term ที่ความเร็ว 60 km/hr ตามวิธีการของการแบ่งช่วงของสัญญาณไหลทออกเป็นย่อย เนื่องจากช่วงของการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้ COFDM นั้นมีจำนวนของ sub-symbol ที่ใช้เป็นจำนวน 67 sub-symbol ดังนั้นเมื่อเราวิธีการของสหสัมพันธ์ (Correlation) มาช่วยในการแก้ไขความคาดเคลื่อนของการรับสัญญาณจากการจางหายแบบ Short-Term จากรูปจะเห็นว่า การเปลี่ยนแปลงไป-มาของการจางหายแบบ Short-Term มีความสม่ำเสมอมากขึ้นเนื่องจากช่วงของการนำมาพิจารณาของสัญญาณไหลทจะนำเอาสัญญาณในช่วงการเปลี่ยนแปลงของเวลามาเฉลี่ยเพื่อให้การจางหายของสัญญาณมีความแปรปรวนน้อยลงนั่นเอง และเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพของการรับสัญญาณอีกวิธีการหนึ่งเพื่อแสดงให้เห็นถึงแฟคเตอร์ของการจางหายแบบ Short-Term ที่ได้มีการแสดงให้เห็นในสมการ (4.19) และสามารถนำเอาวิธีการนี้เป็นแนวทางในการออกแบบเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบเคลื่อนที่อันมีผลมาจากความเร็วในการเคลื่อนที่ของจุดรับและการเพิ่ม-ลดของความถี่



รูปที่ 5.7 แสดงการรับสัญญาณขณะยังไม่ได้มีการชดเชยการจางหายที่ความเร็ว 60 km/hr



รูปที่ 5.8 แสดงการรับสัญญาณเมื่อมีการได้รับการชดเชยการจางหายแล้วที่ความเร็ว 60 km/hr

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

การศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการวิจัยเกี่ยวกับการปรับปรุงประสิทธิภาพของการประมาณช่องสัญญาณที่ใช้สำหรับเครื่องรับโทรทัศน์ในระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่ ซึ่งหมายถึงการนำเอาเครื่องรับโทรทัศน์ติดตั้งภายในรถยนต์ หรือรถโดยสารประจำทาง ซึ่งถือเป็นการให้บริการต่อสาธารณชนอีกด้านหนึ่งที่กำลังเป็นทั้งปัจจุบัน และอนาคต การศึกษาวิจัยนี้มีขอบเขตเฉพาะในส่วนของการออกอากาศแบบไมโครเวฟ (Multiple Multi-channel Distribution System, MMDS) ซึ่งในประเทศไทยมีการส่งกระจายคลื่นสัญญาณในย่าน UHF มาเป็นเวลานานแล้ว แต่สำหรับระบบ MMDS ดิจิตอลนั้นได้นำเสนอในส่วนของมอดูเลทแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) และรวมการเข้ารหัสสัญญาณแก้ไขสัญญาณผิดพลาดเข้าด้วยจึงกลายเป็น COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ที่ใช้สำหรับงานด้านการส่งกระจายสัญญาณโทรทัศน์ ตามมาตรฐานของ DVB-T หรือ Digital Video Broadcasting – Terrestrial) ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในยุโรป ออสเตรเลีย มาเลเซีย สิงคโปร์ รวมถึงการทดลองออกอากาศของประเทศไทยด้วย

การนำหลักการของ COFDM มาใช้งานในระบบการส่งกระจายสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิทัลที่มีการทดลองการรับสัญญาณทั้งแบบอยู่กับที่ (Stationary Reception) และแบบเคลื่อนที่ (Mobile Reception) แต่ในที่นี้จะพิจารณาในส่วนของระบบการรับแบบเคลื่อนที่ ซึ่งมีการศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความเร็วในการเคลื่อนที่ของจตุรับ หรือเพิ่ม-ลดของความถี่ที่อาจมีการเป็นบวกเมื่อมีการเคลื่อนที่เข้าหาจุดส่ง และมีค่าเป็นลบเมื่อมีการเคลื่อนที่ออกจากจุดส่ง ดังแสดงในกรณีของการจางหายแบบ Short-Term และมีผลถึงการจางหายแบบ Long-Term เช่นกัน ดังแสดงในบทที่ 2 ที่กล่าวถึงหลักการสำหรับการมอดูเลทแบบ COFDM ซึ่งเป็นการใช้ประโยชน์จากการรวมเอาส่วนย่อยจำนวนมากมาแปลงเป็นสัญญาณเชิงเวลาโดยผ่านการ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) เพื่อให้มีการเข้ารหัสสัญญาณแบบดิจิทัลเชิงเวลา และมีการเพิ่มสัญญาณไพลอท และสัญญาณกันชน (Guard Interval) แล้วจึงส่งสัญญาณไปในช่องความถี่ที่ได้กำหนดไว้เมื่อรับสัญญาณกลับมาแล้ว จำเป็นต้องมีการแยกส่วนของสัญญาณกันชนออก และนำเอาสัญญาณไพลอทมาประมาณช่องสัญญาณ แล้วแปลงสัญญาณกลับมาด้วยการแปลง Fast Fourier Transform (FFT) เป็นสัญญาณเชิงความถี่อีกครั้ง แต่เนื่องจากปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นข้างต้นทำให้ตำแหน่งของสัญญาณไพลอทมีการผิดเพี้ยนไป อันเนื่องจากการจางหายของสัญญาณแบบ Long-Term อันเนื่องมาจากสภาพทางภูมิศาสตร์ เช่น ต้นไม้ ภูเขา หรือบ้านและตึกต่างๆ ทำให้เกิดการสะท้อน หรือการ

เบี่ยงเบน หรือเกิดการคุดคูลของสัญญาณ ทั้งนี้ล้วนทำให้ช่วงเวลาของการรับสัญญาณมีการคลาดเคลื่อนไป และยังมีปัญหาจากการจางหายแบบ Short-Term ที่เป็นส่วนประกอบของการจางหายแบบ Long-Term มีสาเหตุมาจากการเคลื่อนที่ของสิ่งแวดล้อมจากรับสัญญาณ เช่นรถยนต์ที่อยู่ด้านข้างหรือแหล่งกำหนดความถี่อื่นที่เข้ามารบกวนการรับสัญญาณ ด้วยแสดงในบทที่ 3 รวมถึงการแสดงให้เห็นถึงกรณีต่างๆที่เกิดขึ้นกับการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ จะเห็นว่าแม้การหยุดนิ่งของจูดรับในกรณีที่ 1 แต่สมการของการจางหายจึงให้ค่าของความเร็วในการเคลื่อนที่เป็นศูนย์ ทำให้การเพิ่ม-ลดของความถี่ (Doppler Frequency) มีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน การสะท้อนของสัญญาณที่เข้ามายังเครื่องรับจึงควรมีมากกว่าการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ตามบ้านอาคารเรือน เนื่องจากระดับความสูงของการรับสัญญาณ และมีผลต่อคุณภาพการสูญเสียของสัญญาณ (Path loss) แต่ในที่นี้ได้มีการพิจารณาสำหรับการรับสัญญาณบนรถยนต์ในกรณีที่ 5 ซึ่งเป็นกรณีหลักที่นำมาพิจารณาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นั่นคือการที่มีสัญญาณเข้ามาในหลายทิศทางจนทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณขึ้น โดยมิได้พูดถึงความสัมพันธ์ของระดับความสูงของสายอากาศด้านรับและความสูงของสายอากาศด้านส่ง ทั้งนี้ได้มีการชดเชยส่วนของการจางหายแบบ Long-Term แล้ว โดยแสดงไว้เป็นค่าของ factor ของ Long-Term fading แต่วิทยานิพนธ์นี้ได้มีการนำเสนอส่วนของการชดเชยการจางหายของการรับสัญญาณแบบ Short-Term ร่วมด้วยดังแสดงในบทที่ 4 โดยการแบ่งส่วนของสัญญาณพาหะย่อย (Sub-symbol) ออกเป็น R ส่วนเพื่อพิจารณาตามหลักการของการสหสัมพันธ์ (Correlation) มาช่วยสนับสนุนวิธีการนี้ สำหรับค่าของ R ที่นำมาใช้เป็นส่วนย่อยนั้นจะต้องมีค่าไม่เกินกว่าครึ่งหนึ่งของจำนวน 68 sub-symbol หรือเป็นทั้งหมดของเฟรมใน COFDM

จากผลการวิเคราะห์ที่ได้แสดงให้เห็นว่าการรับสัญญาณ โทรศัพท์ระบบดิจิทัลภายในความเร็วในการเคลื่อนที่ที่ต่างจากการรับสัญญาณแบบคงที่ในส่วนของกาเกิดปรากฏการณ์เนื่องจากความเร็วในการเคลื่อนที่ของจูดรับจนทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณน้อยลง จากการวิเคราะห์เบื้องต้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ซึ่งมีพิจารณาในส่วนของกาโมดูลแบบ COFDM และพบว่าในโหมดของ QPSK มีอัตราการส่งข้อมูล และใช้จำนวนของบิตข้อมูลน้อยที่ ดังนั้นค่าของอัตราความผิดพลาดทางบิต (Bit Error Rate, BER) มีค่าที่ต่ำสุดเมื่อเทียบกับ 16-QAM และ 64-QAM จึงทำให้สามารถสรุปถึงหลักการหรือรูปแบบในการปรับปรุงประสิทธิภาพของการรับสัญญาณที่วีระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่ โดยการแสดงให้เห็นถึงความเข้มในการรับสัญญาณที่มีความสม่ำเสมอมากขึ้นดังแสดงในบทที่ 5 จะเห็นว่าผลของการวิเคราะห์ที่ค่าของความเข้มสัญญาณที่แตกต่างกันรวมทั้งความแปรปรวนของสัญญาณในช่วงเวลาต่างๆอันมีผลจากการเพิ่ม-ลดของความถี่ โดยที่มีการเปรียบเทียบที่ค่าความเร็วต่างกัน พบว่าที่ค่าความเร็วที่ต่ำกว่านั้นความแปรปรวนของระดับสัญญาณ และการจางหายที่เกิดขึ้นน้อยกว่าที่ค่าความเร็วที่สูงขึ้น และจำนวนของทิศทางที่มีผลต่อการรับสัญญาณเช่นกัน ตลอดจนการแสดงให้เห็นถึงผลการทดสอบการชดเชยการจางหายของสัญญาณในหลายทิศทาง (Multi-path fading) ว่าสามารถชดเชยความเข้มของสัญญาณที่

ช่วงต่างๆ ให้มีเสถียรภาพมากขึ้นและเป็นการปรับปรุงประสิทธิภาพในการรับสัญญาณที่วีระบบดิจิทัลแบบเคลื่อนที่อีกวิธีหนึ่ง นอกจากการชดเชยการจางหายแบบ Short-Term ที่ได้มีการนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แล้ว ระบบการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ที่ยังอาจมีการปรับปรุงในส่วนของการทำ Diversity เพื่อช่วยในการรับสัญญาณที่เกิดจากการจางหายแบบหลายทิศทางได้

คั้งนั้นค่าของความเร็วที่มีความสัมพันธ์กับจำนวนทิศทางเคลื่อนที่ซึ่งบางครั้งจำนวนทิศทางที่เข้ามาอาจมีการเสริมหรือหักล้างกัน ทำให้ ค่าความเร็วค่าหนึ่งนั้นอาจมีประสิทธิภาพของการรับสัญญาณที่ไม่เท่ากัน ทั้งนี้เนื่องจากสิ่งกีดขวางที่เกิดขึ้นรอบๆ จุดรับมีการเปลี่ยนแปลงได้ทุกเมื่อ และส่งผลให้ไม่สามารถระบุถึงค่าของความเร็วที่แน่ชัดในการแสดงถึงความสามารถในการรับสัญญาณได้ นอกจากการใช้ค่าของอัตราความผิดพลาดของบิตตามมาตรฐานของ DVB [3] ได้กำหนดไว้ที่ 10^{-4} ซึ่งค่าที่สามารถยอมรับได้ และไม่ควรมีค่าของความผิดพลาดทางบิตที่มากกว่านี้ โดยที่เครื่องรับที่วีระบบดิจิทัลมีการแสดงค่านี้ไว้เช่นกัน เพื่อประโยชน์ในการติดตั้งและบ่งบอกถึงคุณภาพของสัญญาณ ซึ่งในสถานะของความเป็นจริงนั้นยังสามารถรับสัญญาณได้ขึ้นอยู่กับโหมดของการรับ-ส่งสัญญาณเอง หากมีการวิธีการของ Diversity มาใช้ในระบบสายอากาศรับสัญญาณด้วย นั้นหมายถึงแนวโน้มในการพัฒนาระบบสายอากาศการรับสัญญาณ โทรศัพท์แบบเคลื่อนที่อาจต้องใช้จำนวนของสายอากาศการรับสัญญาณเพิ่มขึ้นมากกว่าหนึ่งจุดบนรถยนต์ ซึ่งอาจเป็นสิ่งที่ไม่พึงประสงค์สำหรับรูปลักษณะของการออกแบบรถยนต์ในอนาคต หรือการพัฒนาระบบการส่งสัญญาณที่นอกเหนือจากการทำการส่งแบบเครือข่ายความถี่เดียว (Single Frequency Network, SFN) [5] เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณ โทรศัพท์ที่ดีที่สุด และสามารถทำให้การสื่อสารแบบกระจายสัญญาณเป็นการสื่อสารที่ไม่มีขอบเขตที่สิ้นสุดในอนาคตข้างหน้า

เอกสารอ้างอิง

- [1] William C.Y. Lee. 1993. **Mobile Communications Design Fundamental**. 2nd ed. Singapore: John Wiley & Sons.
- [2] Jochim S. Hammerschmidt, Andreas. A. Hutter, Christian Drewes. "Comparison of Single Antenna, Selection Combining, and Optimum Combining Reception at the Vehicle" IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), Amsterdam, September 1999. pp. 11-16.
- [3] ETSI. 1999. EN300 744 Digital Video Broadcasting (DVB) Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. V 1.2.1. Valbonne-France.
- [4] Ye (Geoffrey) Li. "Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas" IEEE Trans. on Wireless Communication, Vol. 1, No. 1, January 2002. pp. 67-75.
- [5] ETSI. 1997. TR101 190 Digital Video Broadcasting (DVB) Implementation guideline for DVB terrestrial services, Transmission aspects. V 1.1.1. Valbonne-France.
- [6] Yiyang Wu, William Y. Zou. "Orthogonal Frequency Division Multiplexing: Multi-Carrier Modulation Scheme" IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 41, No 3, August 1995. pp. 392-399.
- [7] Che-Shen Yeh, Yinyi Lin. "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems" IEEE Trans. on Broadcasting, Vol. 45, No. 4, December 1999. pp. 400-409.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ตัวอย่าง โปรแกรม MATLAB การจำลองความเข้มของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ โดยกำหนดให้จำนวนของทิศทางกรรับสัญญาณเท่า 1000 ทิศทาง และที่ความเร็วในการรับเท่ากับ 60 km/hr

```

clc;
N=1000;
t=0.0001:10/N:10;
fc=573.513*10.^6;
wc=2*pi*fc;
v=60/3600;
c=300*10.^3;
wm=wc*(v/c);
fm=wm/(2*pi);
    for i=1:N
        A(i)=(2*pi/N)*i;
        wn(i)=wm*cos(A(i));
        O(i)=(pi*i)/(N+1);
        xc(i)=2*cos(wn(i)*t(i)).*cos(O(i))+cos(wm*t(i));
        xs(i)=2*cos(wn(i)*t(i)).*sin(O(i));
        T(i)=(1/(2*N+1).^0.5).*(xc(i)+j*xs(i));
    end
M=mean(abs(T));
MdB=20*log10(M);
TdB=floor(20*log10(abs(T)));
semilogy(t,abs(T)/max(abs(T)),'b')
title('Received field strength');
ylabel('Received field intensity, (V)');
xlabel('time, (sec)');
grid on

```

ภาคผนวก ข.

ตัวอย่างโปรแกรม MATLAB การจำลองความเข้มของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่เมื่อมีการชดเชยแบบสหสัมพันธ์ โดยกำหนดให้จำนวนของทิศทาง การรับสัญญาณเท่า 1000 ทิศทาง และที่ความเร็วในการรับเท่ากับ 60 km/hr

```

clc;
N=1000;
R=32;
t=0.0001:10/N:10;
fc=573.513*10.^6;
wc=2*pi*fc;
v=60/3600;
c=300*10.^3;
wm=wc*(v/c);
fm=wm/(2*pi);
for i=1:N
    for m=0:R-1;
        A(i)=(2*pi/N)*i;
        B(i)=(-m/R)*A(i);
        C(i)=(m/R)*(A(i)*(10/N));
        D(i)=A(i)+B(i)+C(i);
        wna(i)=wm*cos(A(i));
        wnb(i)=(-m/R)*wna(i);
        wnc(i)=(m/R)*wm*cos(A(i)*(10/N));
        wnd(i)=wna(i)+wnb(i)+wnc(i);
        O(i)=(pi*i)/(N+1);
        xc(i)=2*cos(wnd(i)*t(i))*cos(O(i))+cos(wm*t(i));
        xs(i)=2*cos(wnd(i)*t(i))*sin(O(i));
        T(i)=(1/(2*N+1).^0.5)*(xc(i)+j*xs(i));
    end
end
M=mean(abs(T));
MdB=20*log10(M);
TdB=floor(20*log10(abs(T)));
semilogy(t,abs(T)/max(abs(T)),'b')
title('Received field strength');
ylabel('Received field intensity, (V)');
xlabel('time, (sec)');
grid on

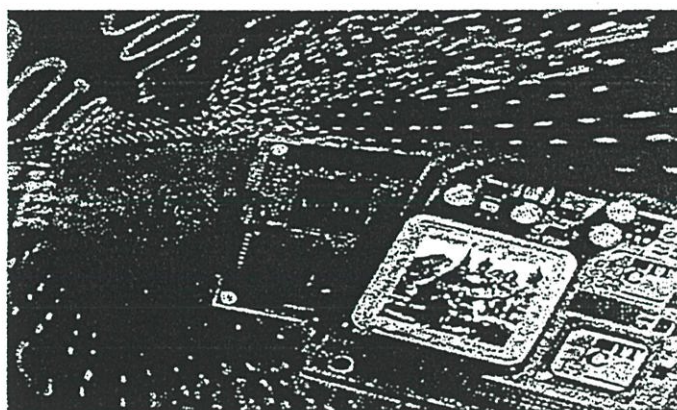
```

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

- [1] Rungsaenggen A., Nopnakeepong S. "The Evaluation of Channel Estimations for Digital TV Mobile Reception." Proc. 2001 International Symposium on Communications and Information Technology (ISCIT 2001), Chiangmai, Thailand, Nov. 2001. pp. 369 – 372.

PROCEEDINGS
2001 International Symposium on
Communications and Information Technology
ISCIT 2001



*The Merging Decade of
Communication Systems and Information Technology*

November 14 - 16, 2001

Chiang Mai Orchid Hotel, Chiang Mai, Thailand



THE EVALUATION OF CHANNEL ESTIMATIONS FOR DIGITAL TV MOBILE RECEPTION

Assawin Rungsaengngan and Suthichai Nopnakeepong

Telecommunication Engineering Department
King's Mongkut Institute of Technology
Ladkrabang
ReCCIT
Phone: +66-2-523-8142, +66-1-643-3807
Email: s1061016@kmitl.ac.th

Telecommunication Engineering Department
King's Mongkut Institute of Technology
Ladkrabang
ReCCIT
Phone: +66-2-737-2500 Ext.3354
Email: knsuthic@kimitl.ac.th

ABSTRACT

This paper presents the channel estimation for digital broadcasting video terrestrial (DVB-T) especially stationary and mobile receptions by using time-domain sequence. Which are introduced the OFDM and COFDM system [1]. The evaluation concerns with reduction of BER by forward error correction and importance conditions of channel estimation response. The new technique can improve fast fading cause by mobile reception and the necessary to design DTV receivers.

1. INTRODUCTION

Recently, in Thailand have some research about digital broadcast for every FreeTV channels include PayTV companies which are trying to use digital MMDS (Multi-channel Microwave Distribution System). In this paper study possibility to using time-domain sequence correct short-term and long-term fading are occurred by multipath or natural environment [2,3]. Long-term means attenuation or reflection in the surrounding transmitter area. In case of mobile receptions have problem more than stationary receptions because the short-term fading include the term of fast fading that depend on mobile unit velocity. Short-term fading configurations concern trees or urban buildings they make the scattering or reflection surround the receiver in both of fix or mobile. It is not caused by natural structure such as a hill or mountain located between the transmitter and receiver site. But reasons are happened from the other moving objects surrounding mobile receivers, there is no single scatterer around the mobile unit assuming an incoming signal arrive at an angle with respect to the motion especially the reflected waves but no direct waves come from N directions. The signal received at the mobile receiver [2] is

$$S_r = \sum_{i=1}^N A_i e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{j\beta V t \cos \theta_i} \quad (1)$$

when

- f_t is the transmitting frequency,
- V is the velocity of the mobile unit,
- θ_i is the direction of i th wave arrival,
- β is the wave number = $2\pi / \lambda$ (λ is the wavelength)

Therefore the effective of channel estimation for mobile receiving signal was to investigate the methods in time-domain sequence that can improve the problem from the both fading. In Fig.1 shows the mobile unit if is moving with velocity, V and the value of θ_i increase following the time varying. Then receiving signal equals the summation of amplitude and phase in several direction of i th wave arrive to mobile unit. The channel estimation techniques have to process for fast fading channel reduction under COFDM (Coded Orthogonal Frequency Multiplexing) the modulation following DVB-T. Although between COFDM and OFDM its different in forward error correction but there are something importance for result of mobile reception when Doppler shift of the echo occur about incident angle or depend on the frequency of carrier and speed of mobile unit. Therefore, the velocity effects with maximum fading frequency, f_{max} and wavelength, λ which relative of $V = \lambda \cdot f_{max}$. Then in Eq. (1) become

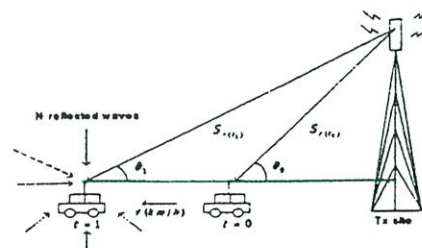


Fig.1. The mobile unit are moving with velocity

$$S_r = \sum_{i=1}^N A_i \cdot e^{j2\pi \cdot f_i \cdot t} \cdot e^{j2\pi \cdot f_{max} \cdot t \cdot \cos \theta} \quad (2)$$

There are two techniques in this paper such as Time domain Pilot Time Cross-correlation (TPTC) and Time domain Pilot Time Cross-correlation and Time varying Estimation (TPTCTE) [3] they are presented and analysis in section 2 include the possibility if use it in mobile reception.

In section 3 provides the effective results when compare the configurations of mobile under the different velocity by simulation results and conclusion in section 4.

2. CHANNEL ESTIMATION ANALYSIS

In this paper study for channel estimation in time domain which necessary to be IFFT after multiplexer. Thus the data of video/audio were compressed from $D[k]$ to $d[n]$ following in Fig. 2. Addition of guard interval between process or the function $g[n]$ in order to time dividing of OFDM symbol each data frame yield:

$$t_{tot} = t_g + t_s \quad (3)$$

Where

- t_{tot} is total duration
- t_g is guard interval duration
- t_s is useful symbol duration

In Fig. 2. Describe the channel estimation in TPTC technique. Determine time domain function of $g[n]$ and $d[n]$ are added with training sequence, $ts[n]$ before into transmission system to be RF channel. For $ts[n]$ consist by transmitted pilot [4], $p[n]$ and estimated channel response, $h[n]$. In reception have to separate training signal for take $ts[n]$ through TPTC estimation in cross-correlation to be channel response, $h[n]$ and defined long-term fading estimation, LF_esti for being pilot signal to compensate this fading. The n th pilot and $n + 1$ are processed in log-normal as

$$LF_{esti} = \left[\frac{P_{n+1}}{P_n} \right]^{1/R} \quad (4)$$

Where

- P_n is pilot signal in n duration
- P_{n+1} is pilot signal in $n + 1$ duration
- R is the number of sub-symbols in an OFDM symbol duration

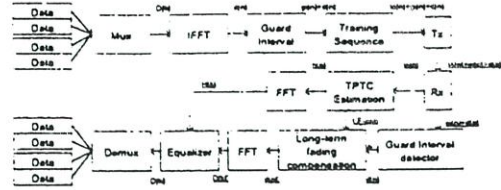


Fig.2. Time domain Pilot Time Cross-correlation

The result in Eq.(4) is added with data function become

$$d'[n]' = d[n] + LF_{esti} \quad (5)$$

Where

$d'[n]'$ is data function after compensation

$d[n]$ is data function

LF_{esti} is Long-term fading estimation factor

The estimated channel response, $h[n]$ and $d'[n]'$ are transformed to frequency domain by FFT. After that through equalizer and demultiplex defined receiving data, $D[k]$.

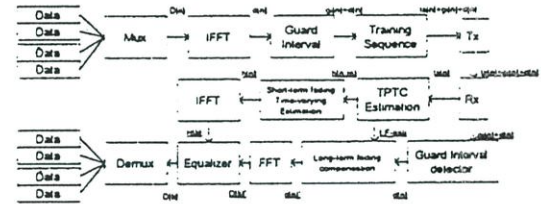


Fig. 3. Time domain Pilot Time Cross-correlation and Time varying Estimation

In Fig.3.compare with Fig.2. there are compensate for short-term fading by using Time domain Pilot Time Cross-correlation and Time varying Estimation (TPTCTE). They concentrate for time varying which mainly cause in short-term fading. Therefore, incoming signals echo from N directions which are following speed of mobile unit make change phase and Doppler shift. If we can correct of compensate the time varying due to mobile reception which problems are improved. But receiving parameter of it should be suitable with the velocity however, TCTP technique can not do that except using forward error correction in COFDM then the estimated channel response of TPTC defined

$$h[n] = \sum_{i=1}^N A_{n,i} \cdot e^{j\omega_{n,i}} \quad (6)$$

Where

$A_{n,i}$ is amplitude of estimation

$\omega_{n,i}$ is phase of estimation

In long-term fading estimation factor its determine in model of Eq. (4) when the maximum amplitude, $P_n = |A_{n,i}|$ following i th echo from N th OFDM symbol. Then the process of TPTCTE have varied in time domain to provide $h[n+1]$ and P_{n+1} , respectively. In sub-symbol is divided to the number of m and we can get $P_{n,m} = P_n^{(m \cdot L F_{\text{max}})}$ when $m = 0, 1, 2, \dots, R-1$ while $h[n, m]$ is yield normalize of $h[n]$ and $h[n+1]$. Therefore, the i th echo in duration of m th sub-symbol become

$$h[n, m] = \sum_{m=0}^{R-1} \sum_{i=1}^N A_{n,i,m} \cdot e^{j\omega_{n,i,m}} \quad (7)$$

Where

$$A_{n,i,m} = \left(\frac{R-m}{R}\right)A_{n,i} + \left(\frac{m}{R}\right)A_{n+1,i}$$

$$\omega_{n,i,m} = \omega_{n,i} + \left(\frac{m}{R}\right)(\omega_{n+1,i} - \omega_{n,i})$$

In Eq. (7) can compensate in the both long-term and short-term fading which occur from a transmitter and receiver, respectively. While $A_{n,i,m}$ and $\omega_{n,i,m}$ is linear interpolation of echo's amplitude and phase. Especially in mobile reception, short-term fading or fast fading is importance condition for channel estimation.

3. COMPARISONS AND SIMULATION

In OFDM performance, in-band fading will still exist therefore some of the sub-carriers are enhanced and others are attenuated. For TPTC and TPTCTE techniques when compare under the estimated channel response, $h[n]$ by terms of $g[n]$ and $d[n]$ as the same. But $ts[n]$ term is separated and re-analysis in section of receiver. However, the evaluate signal for TCTP is defined by number of sub-symbol, R all of OFDM symbol duration while TPTCTE technique is defined m or consider in sub-section of R . Then effect in the result of estimated channel response during to compensate for long-term and short-term fading which cause by previous reasons. OFDM can convert a wide-band frequency selective fading channel into a series of narrow-band frequency non-selective fading sub-channels as implement trellis coded modulation (TCM) [5]. The trellis coded OFDM system is usually called COFDM. In digital television performance which requires strictly low bit error rate (BER). However, the case of mobile reception parameter can show in

Table 1 for necessary specification. Especially depend on velocity different and signal constellation.

Table 1
The necessary OFDM parameters for reception

Parameters	Descriptions
Transmission mode	2k, 8k
Constellation	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Guard Interval	1/4, 1/8, 1/16, 1/32
Forward Error Correction	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8
RF Channel	UHF (CH 21 to 69)

During to the parameters of the reception, when vary for each transmission mode 2k or 8k that mean we are setting the number of carrier signals for 1704 and 6816 carrier numbers, respectively. Actually, the constellation in this paper desire to present for QPSK or 4-QAM which is the best for mobile reception because there is the least effects of phase noise. In practice, for guard interval relative with linear distortions such as multipath fading and reflection cause inter-symbol interference (ISI) between OFDM symbol [5]. The parameter of forward error correction (FEC) [6] is employed, the information rate R_i is increased up to the transmission rate R_c by adding the FEC information following:

$$R_c = \frac{R_i}{R_t} \quad (8)$$

In a Rayleigh fading environment, the received C/N varies due to multipath fading and duration of fade is related to the velocity of the mobile unit. Then the BER cannot be based on one constant C/N level γ . An average BER [2] is used in the Rayleigh fading is

$$\langle P_e \rangle = \int_0^\infty P_e \cdot p(\gamma) d\gamma \quad (9)$$

Where $p(\gamma)$ is the probability density function (pdf) of Rayleigh fading as

$$p(\gamma) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma/\Gamma} \quad (10)$$

When Γ is the average C/N ratio of channel receiver.

In general, in a Rayleigh fading environment the BER of digital receptions is as follows:

$$\langle P_e \rangle \propto \frac{1}{\Gamma} \quad (11)$$

In the Gaussian noise environment the BER is a function of signal level. The binary waveform in digital system is overlay on a carrier and the phase modulation is commonly employed. Because of the two-level nature of the carrier modulation signal, that is referred to as QPSK. The BER of this schemes are listed as follows:

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\gamma} \quad (12)$$

When substituting Eq.(12) into Eq.(9) yield:

$$\langle P_e \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\Gamma} \right) \quad (13)$$

Where $\langle P_e \rangle$ is average BER in Rayleigh fading

In case of TPTC, when time domain pilot and cross-correlation can reduce a few long-term fading. However, average BER vs. CNR when receive signal while mobile unit with diversity scheme [2] by using microscopic diversity to reduce long term and short-term fading. Therefore M separated antenna sites to receive two signal and combine them from co-locate site. Then if using TPTCTE, the diversity scheme can should time varying estimation select it include we defined the average BER for different systems with a maximal ratio combiner operating, M in mobile fading environment. Eq.(13) becomes:

$$\langle P_e \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\Gamma} \right)^M \quad (14)$$

Where M is maximal ratio combiner operating

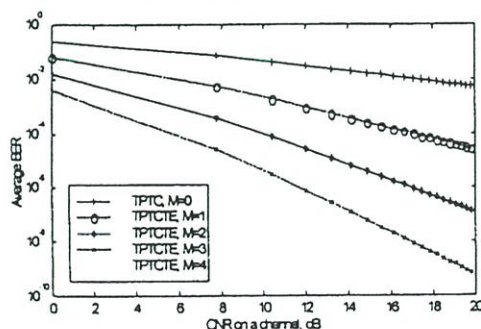


Fig.4. Average BER vs. CNR, Γ for compare with TPTC and TPTCTE in mobile reception, QPSK

The BER improvement resulted from multiple echoes was indicated by the computer simulations to compare them in Fig.4. COFDM might allow

using of omni-directional antenna in urban areas and mobile reception where CNR is high enough.

4. CONCLUSION

In OFDM and COFDM, the channel estimations by using TPTC and TPTCTE techniques are different in term of time varying estimation. Which are defined as reducing of BER but TPTCTE is better than because it flexible to apply in both of stationary and mobile reception are shown in Fig.4. That is useful for improving fast fading case if the mobile speed approaches infinity however, it impossible to be. Thus receiving signal in Eq.(1) have to become infinity either. In Eq.(4) is long-term fading estimation using the average of pilot signal and it depend on the number of sub-symbol in an OFDM symbol duration. In Eq.(6) and (7) it comparison of TPTC and TPTCTE techniques in estimated channel response, respectively. When we consider in term of time varying and sub-section of R in the number of m. For average BER and CNR it effect with the quality of reception when we use it in mobile unit and QPSK is more suitable than 16-QAM or 64-QAM because it have less phase noise [6] which might be occur from non-stabilize of local oscillator in modulation. Then DTV receiver design have to concentrate in long-term and short-term fading, location, maximum velocity of mobile unit which concern in using kind of antenna to receive signal.

REFERENCES

- [1] "Digital Video Broadcasting (DVB) framing structure, channel coding and modulation digital terrestrial television (DVB-T)", EN 300 744, v1.2.1, July 1999.
- [2] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamental*, New York, NY: John Wiley, & Sons, 1993.
- [3] Che-Shen Yeh, "OFDM System Channel Estimation Using Time-Domain Training Sequence for Mobile Reception of Digital Terrestrial Broadcasting," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol.46, no. 3, September 2000.
- [4] Che-Shen Yeh, "Channel Estimation Using Pilot Tones in OFDM Systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol.45, no. 4, December 1999.
- [5] Yiyuan Wu, "Orthogonal Frequency Division Multiplexing: A Multi-Carrier Modulation Scheme," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol.41, no. 3, August 1995.
- [6] "Measurement guidelines for DVB system", ETR 290, v1, May 1997.

ประวัติผู้เขียน

นายอัศวิน รุ่งแสงเงิน เกิดวันที่ 19 พฤษภาคม 2516 ที่จังหวัดกรุงเทพฯ สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ
ทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2539 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (อิเล็กทรอนิกส์) จากสถาบัน
เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2535

ปี พ.ศ. 2540 เข้าทำงานกับบริษัท UTV Company Limited ตำแหน่ง Broadcast Engineer

ปี พ.ศ. 2542 ร่วมงานกับบริษัท UBC ตำแหน่ง Broadcast Engineer

ปี พ.ศ. 2544 เข้าทำงานกับบริษัท MSI ตำแหน่ง RF Engineer

ปี พ.ศ. 2545 ถึงปัจจุบันร่วมงานกับบริษัท Loxleywireless ในตำแหน่ง RF Engineer