

การวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

ANALYSIS OF OFDM-CDMA SYSTEM OVER AERONAUTICAL CHANNEL
MODELS

วันนิวัต กลิ่นงาม

WANNIWAT KLIN-NGAM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

ANALYSIS OF OFDM-CDMA SYSTEM OVER AERONAUTICAL CHANNEL
MODELS

วันนิวัต กลิ่นงาม

WANNIWAT KLIN-NGAM

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 74464

วัน,เดือน,ปี..... ๑ ต.ค. 2550

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2550

**ANALYSIS OF OFDM-CDMA SYSTEM OVER AERONAUTICAL CHANNEL
MODELS**

WANNIWAT KLIN-NGAM

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน
นักศึกษา	นาย วันนิวัต กลิ่นงาม
รหัสนักศึกษา	46061241
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอผลการวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน โดยเน้นในระบบสื่อสารเชื่อมโยงขาลง (Downlink) บนการจำลองแบบบนคอมพิวเตอร์ เพื่อที่จะศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำระบบ OFDM-CDMA ไปใช้งานจริงในการสื่อสารการบิน เนื่องด้วยคุณสมบัติของระบบ OFDM-CDMA ที่เป็นการนำข้อดีของระบบ OFDM และระบบ CDMA มารวมกัน ทำให้ระบบ OFDM-CDMA มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้แทนที่ระบบสื่อสารการบินในปัจจุบันที่มีข้อจำกัดหลายประการ นอกจากนี้ยังเหมาะสมต่อการใช้งานบนช่องสัญญาณสื่อสารการบินที่มีข้อแตกต่างจากช่องสัญญาณวิทยุหรือช่องสัญญาณไร้สายประเภทอื่นในแง่ของ สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive Noise) ความเร็วในการเคลื่อนที่ สัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานอื่น (Multi-Access-Interference: MAI) และผลกระทบจากปรากฏการณ์คอปเปิลเลอร์ (Doppler effect)

Thesis Title	Analysis of OFDM-CDMA system Over Aeronautical Channel Models
Student	Mr. Wanniwat Klin-ngam
Student ID	46061241
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

In this thesis, the analysis of Orthogonal Frequency Division Multiplexing and Code Division Multiple-Access (OFDM-CDMA) system over channel models for aeronautical communications is proposed in details, especially in downlink communication. Because of its particular abilities combined with advantages of OFDM and CDMA systems, OFDM-CDMA will be properly deployed as future aeronautical communication in which their channel parameters differ from other wireless or radio channels (e.g., impulsive noise, mobile speed, MAI, Doppler effect and so on). The results of the analysis in this thesis are simulated from different aeronautical channel scenarios typed by an aircraft's position and movement.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ดี ด้วยการแนะนำและการติดตามการทำวิจัยอย่างต่อเนื่อง ของ รศ.ดร. กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมการวิทยานิพนธ์ อีกทั้งท่านยังกรุณาให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ต่อการเรียน ข้าพเจ้าจึงรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์ของท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง นอกจากนี้ผู้วิจัยยังขอขอบคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้และคำปรึกษา บิดา-มารดาที่ให้อำนาจใจ คุณผานิต ละมุด และเพื่อนนักศึกษาทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องการเรียนและงานวิจัย และสุดท้ายพี่ๆบริษัท วิทยุการบินที่ช่วยจัดเวลาการทำงานให้ข้าพเจ้าสามารถเข้าเรียนได้ตลอดตามระยะเวลาของหลักสูตรการศึกษา

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วันนิวัต กลิ่นงาม

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	V
สารบัญรูป.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย.....	2
1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ.....	4
2.1 พื้นฐานช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย.....	4
2.1.1 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์.....	5
2.1.2 การเฟดดิ้งบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย.....	6
2.1.3 มัลติพาทเฟดดิ้ง.....	7
2.1.3.1 การเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ (Non-selective fading).....	11
2.1.3.2 การเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading).....	12
2.1.3.3 การเฟดดิ้งแบบเร็ว (Fast fading).....	12
2.1.3.4 การเฟดดิ้งแบบช้า (Slow fading).....	12
2.1.3.5 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งเชิงสถิติ.....	13
2.2 หลักการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	14
2.2.1 หลักการพื้นฐานของระบบ OFDM.....	17
2.3 หลักการของระบบ OFDM-CDMA.....	22
2.3.1 โครงสร้างสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA.....	25
2.3.2 หลักการดีเทกชันของระบบ OFDM-CDMA.....	28
บทที่ 3 แบบจำลองการทำงานของระบบ.....	36

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน.....	36
3.1.1 ช่องสัญญาณขณะเครื่องบินกำลังขึ้นบินหรือกำลังลงจอด.....	37
3.1.2 ช่องสัญญาณขณะเครื่องบินเคลื่อนที่เข้าหลุมจอด.....	38
3.1.3 ช่องสัญญาณขณะเครื่องบินจอดที่หลุมจอด.....	40
3.1.4 แบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive noise)	41
3.2 แบบจำลองระบบ OFDM-CDMA	42
บทที่ 4 ผลการวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลอง.....	45
4.1 ผลการวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลอง.....	46
4.2 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อระบบ OFDM-CDMA.....	50
4.3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA กับ VDLM2 (VHF Data Link Mode 2).....	52
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและแนวทางการศึกษาต่อไป.....	54
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	54
5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการศึกษาต่อไป.....	55
บรรณานุกรม.....	56
ภาคผนวก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	58
ประวัติผู้เขียน.....	66

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองช่องสัญญาณแบบต่างๆ.....	45
4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ OFDM-CDMA.....	45
4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ OFDM-CDMA (ตามพารามิเตอร์ VDLM2).....	52

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 สเปกตรัมในช่วงย่านความถี่ที่ใช้งานในการสื่อสารการบิน.....	1
2.1 แสดงลักษณะการส่งผ่านสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สาย.....	4
2.2 แสดงการเกิดคอปเปอเรซีฟตี.....	5
2.3 แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณเนื่องจากผลกระทบจากการลดทอนของสัญญาณ.....	7
2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันคอร์รีเลชันของช่องสัญญาณ (Channel correlation functions) และฟังก์ชันความหนาแน่นของกำลัง (Power Density Functions).....	8
2.5 แสดงถึงเงื่อนไขในการจำแนกลักษณะมัลติพาทเฟดดิ้ง.....	13
2.6 แสดงหลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	14
2.7 ภาคส่งของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	15
2.8 ภาครับของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	16
2.9 สัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมรายคาบ.....	17
2.10 สเปกตรัมของระบบ OFDM.....	18
2.11 โครงสร้างของระบบ OFDM.....	19
2.12 โครงสร้างการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์.....	21
2.13 หลักการของสเปกตรัมแบบโคเร็กซ์ิควเอนซ์.....	23
2.14 หลักการของการสเปกตรัมของ OFDM-CDMA ในกรณีผู้ใช้งานเดี่ยวและ $N = L$ ($T_s = T_d$ และ $T_c = T_d$).....	23
2.15 หลักการของการสเปกตรัมแบบ MC-DS-CDMA.....	24
2.16 โครงสร้างการสเปกตรัมของระบบ OFDM-CDMA.....	25
2.17 แสดงหลักการของภาคส่งของระบบ OFDM-CDMA ในการส่งสัญญาณแบบเชื่อมโยง ขาลงที่ $K_{\max} = L$ และ $N_c = L$	27
2.18 แสดงหลักการของภาคส่งของระบบ OFDM-CDMA ในการส่งสัญญาณแบบเชื่อมโยง ขาลงที่ $K_{\max} = L$ และ $N_c = ML$	28
2.19 แสดงวงจรภาครับของระบบ OFDM-CDMA โดยพิจารณาเป็นระบบย่อยสำหรับ ผู้ใช้งานลำดับที่ k	29
2.20 โครงสร้างของ SD ดีเทกชัน.....	32

สารบัญรูป(ต่อ)

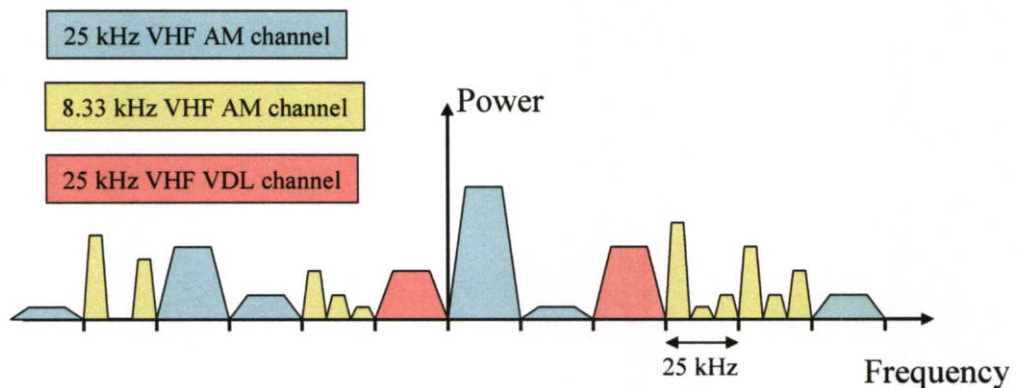
รูปที่	หน้า
2.21 โครงสร้างของระบบ OFDM-CDMA ที่ทำดีเทคชันแบบ SD.....	33
3.1 แสดงตำแหน่งของเครื่องบินในช่วงที่เครื่องบินกำลังลง.....	37
3.2 คุณสมบัติของช่องสัญญาณในช่วงที่เครื่องบินกำลังลง.....	38
3.3 แสดงตำแหน่งของเครื่องบินในช่วงที่เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่เข้าหลุมจอด.....	39
3.4 คุณสมบัติของช่องสัญญาณในช่วงที่เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่เข้าหลุมจอด.....	40
3.5 แสดงตำแหน่งของเครื่องบินในช่วงที่เครื่องบินจอด.....	40
3.6 คุณสมบัติของช่องสัญญาณในช่วงที่เครื่องบินจอด.....	41
3.7 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA.....	43
3.8 บล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA.....	44
4.1 สมรรถนะของระบบ OFDM บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน.....	46
4.2 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน.....	46
4.3 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อมีการทำแชนเนลอีควอลไลเซชัน (Channel equalization) บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน.....	47
4.4 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อใช้เทคนิคการทำแชนเนลอีควอลไลเซชัน ที่ต่างกันบนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Taxi.....	49
4.5 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานต่างกัน บนช่องสัญญาณ สื่อสารการบิน Arrival.....	49
4.6 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่ความแรงต่างกัน บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Arrival.....	50
4.7 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่ความน่าจะเป็นของการเกิด (Impulse probability) ต่างกัน บนช่องสัญญาณสื่อสาร การบิน Arrival.....	51
4.8 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับมอดูเลตแบบ D8PSK ของ VDLM2 บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Taxi.....	53

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เนื่องจากในอนาคตปริมาณการจราจรทางอากาศมีแนวโน้มที่จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในระยะเวลาอีกไม่กี่ปี ซึ่งนั่นหมายความว่าระบบการติดต่อสื่อสารระหว่างอากาศยานกับภาคพื้นดิน (Air/Ground Communication) ต้องมีความพร้อมที่จะรองรับการใช้งานที่มากขึ้น ในปัจจุบันย่านความถี่ที่ใช้งานในการสื่อสารการบินจะอยู่ในย่าน VHF (Very High Frequency) ที่มีความถี่ในช่วง 118-137 MHz โดยมีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (Channel spacing) อยู่ที่ 25 kHz ในการใช้งานที่เอเชียและอเมริกา และที่ 8.33 kHz ในยุโรป โดยนำมาใช้งานในหลายจุดประสงค์ เช่น ในการติดต่อด้วยเสียง (Voice communication) ระหว่างนักบินกับผู้ควบคุมการจราจรทางอากาศ ในการส่งข้อมูลระหว่างอากาศยานกับภาคพื้น (VHF Data Link : VDL) และในระบบนำร่องเครื่องบิน เป็นต้น อย่างไรก็ตามช่องสัญญาณเหล่านี้ไม่ได้ใช้งานตลอดเวลา อีกทั้งความถี่ที่ใช้ยังแตกต่างกันในแต่ละบริเวณที่เครื่องบินบินผ่าน โดยสเปกตรัมในย่านความถี่นี้ที่ตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 สเปกตรัมในช่วงย่านความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารการบิน

เพราะฉะนั้นจะเห็นได้ว่าช่วงความถี่ที่ใช้งานของการสื่อสารการบินยังใช้งานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ อีกทั้งระบบมอดูเลตที่มีใช้งานอยู่ในปัจจุบันเป็นระบบที่เป็นการมอดูเลตสัญญาณแบบคลื่นพาห์เดียว ตัวอย่างเช่น VDL ที่ประเทศไทยใช้อยู่ที่ความถี่คลื่นพาห์ 131.450 MHz ซึ่งไม่

เหมาะที่จะนำมาใช้งานบนช่องสัญญาณสื่อสารการบินที่มีสภาพแวดล้อมแบบมัลติพาท (Multipath environment) และได้รับผลกระทบจากดอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler shift) ที่ค่อนข้างรุนแรง

ด้วยเหตุนี้บางหน่วยงานที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการจราจรทางอากาศจึงได้เริ่มศึกษาหา ระบบสื่อสารใหม่หรือหันไปใช้ช่วงความถี่สื่อสารในย่านอื่นๆ เพื่อที่จะรองรับจำนวนผู้ใช้งานที่ มากขึ้นและรองรับข้อมูลที่เป็นกราฟฟิกได้ เช่น การนำเทคนิค OFDM (Orthogonal Division Multiplexing) ที่เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์เข้ามาใช้ในระบบ A-SMGCS (Advance Surface Movement Ground Control System) เพื่อใช้ในการควบคุมและแสดงตำแหน่ง การเคลื่อนที่ของพาหนะต่างๆในบริเวณสนามบิน [5] เป็นต้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

ระบบ OFDM-CDMA เป็นการนำเอาหลักการของระบบ OFDM มาประยุกต์ใช้ร่วมกับ ระบบ CDMA ในระบบ OFDM นั้นข้อมูลแต่ละชุดจะถูกส่งไปบนคลื่นพาห์ที่ต่างกัน แต่ระบบ OFDM-CDMA ข้อมูลจะถูกสเปรด (Spread) ไปบนคลื่นพาห์ย่อยจำนวนหนึ่งด้วยชุดรหัสสเปรด (Spreading code) ที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกัน (Orthogonal) ซึ่งหมายความว่าข้อมูลหนึ่งจะมีอยู่ใน คลื่นพาห์ย่อยมากกว่าหนึ่งคลื่นพาห์ย่อย [3,4] ดังนั้นในกรณีที่เกิดการจางหายของสัญญาณ (Fading) บนคลื่นพาห์ย่อยหนึ่ง ก็ยังสามารถทำการดีเทก (Detection) ข้อมูลกลับคืนมาได้จากข้อมูล ที่อยู่บนคลื่นพาห์ย่อยที่เหลือได้ นอกจากนี้ระบบ OFDM-CDMA ยังเป็นระบบที่ทนต่อผลกระทบ จากมัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath fading) อันเป็นผลมาจากการดีเลย์ของสัญญาณ (Delay signal) และ ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ ซึ่งเป็นลักษณะที่พบได้ในช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

ด้วยข้อดีของระบบ OFDM-CDMA ดังที่กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอผล การศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำระบบ OFDM-CDMA มาใช้ในการสื่อสารการบินในอนาคต โดยจะเป็นการวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน เพื่อ ศึกษาความเป็นไปได้ของการนำระบบ OFDM-CDMA ไปใช้งานในอนาคต

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

งานวิจัยของวิทยานิพนธ์นี้จะเน้นถึงการศึกษาประสิทธิภาพของระบบ OFDM-CDMA ที่ ใช้ในการสื่อสารเชื่อมโยงขาตลง (Downlink) บนแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ ที่มีลักษณะแตกต่างกันออกไป โดยอาศัยระยะทางระหว่างเครื่องบินกับตำแหน่งของสนามบินหรือ หอบังคับการบิน และความเร็วของเครื่องบินเป็นตัวกำหนด ซึ่งสามารถแบ่งช่องสัญญาณออกได้ ดังนี้ ช่องสัญญาณขณะที่เครื่องบินจอดอยู่ที่หลุมจอด (Parking scenario) ช่องสัญญาณขณะที่

เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่เข้าหุลมจอดหรือกำลังเคลื่อนที่ไปยังรันเวย์เพื่อขึ้นบิน (Taxi scenario) และสุดท้ายของสัญญาณขณะที่เครื่องบินกำลังลงจอด (Arrival scenario) โดยการสร้างแบบจำลองการทำงานจากระบบ OFDM-CDMA และแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆดังกล่าวจากการเขียนโปรแกรมคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อจะนำไปวิเคราะห์ถึงอัตราส่วนระหว่างสัญญาณที่ส่งต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ที่จะส่งผลกระทบต่ออัตราผิดพลาดบิตของข้อมูลในการส่ง (Bit Error Rate : BER) จำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้ ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อระบบ OFDM-CDMA สุดท้ายเป็นการเปรียบเทียบกับ การส่งข้อมูลการบินผ่านย่านความถี่ VHF (VHF Data Link Mode 2 : VDLM2)

1.4 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้จัดเนื้อหาออกเป็น 5 บทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา และอธิบายถึงขอบเขตของงานวิจัย

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ซึ่งได้แก่ พื้นฐานการส่งผ่านสัญญาณบนระบบสื่อสารไร้สาย ปรากฏการณ์คอปเปอเรชันเฟดดิ้ง ทฤษฎีการเฟดดิ้งบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย มัลติพาธเฟดดิ้ง เพื่อเป็นพื้นฐานเบื้องต้นในการศึกษาลักษณะของช่องสัญญาณสื่อสารการบิน จากนั้นจะเป็นหลักการพื้นฐานของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ หลักการของ OFDM และสุดท้ายทฤษฎีของระบบ OFDM-CDMA

บทที่ 3 กล่าวถึงแบบจำลองของระบบ โดยแบ่งออกเป็น ลักษณะของแบบจำลองของช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ ที่แบ่งตามตำแหน่งการเคลื่อนที่ของเครื่องบิน และแบบจำลองการทำงานจากระบบ OFDM-CDMA ทั้งภาคส่งและรับสัญญาณ

บทที่ 4 แสดงถึงผลการวิเคราะห์ลักษณะของแบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน และแสดงถึงผลการจำลองแบบการทำงานของระบบ OFDM-CDMA โดยศึกษาที่การเปลี่ยนแปลงของสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณสื่อสารการบินที่เป็นผลมาจากจำนวนผู้ใช้งาน ผลกระทบจากอิมพัลส์นอยซ์ (Impulsive noise) เทคนิคการดิเทกชันสัญญาณที่ภาครับ และการเปรียบเทียบระบบ OFDM-CDMA กับ VDLM2

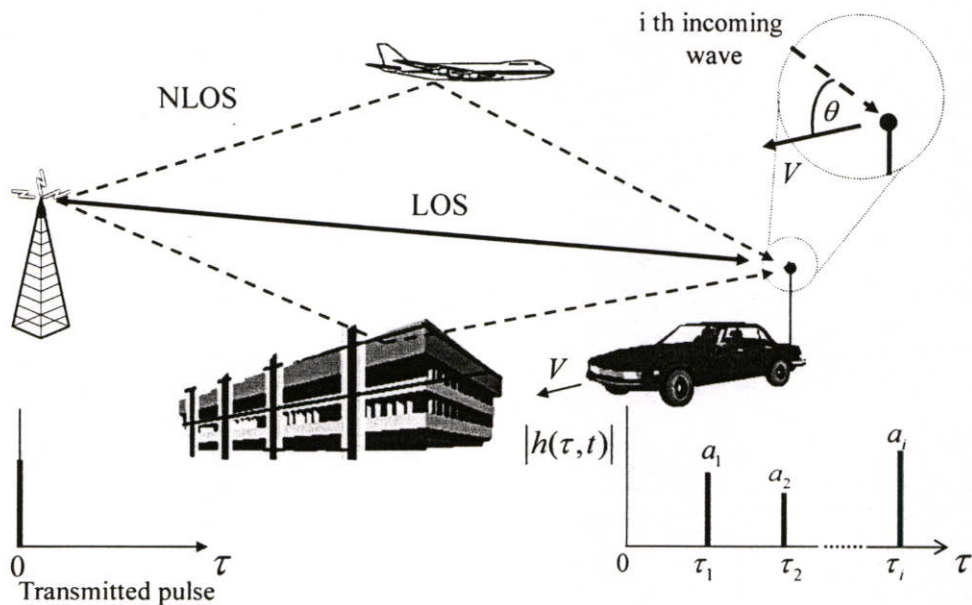
บทที่ 5 เป็นการสรุปผลการทำวิจัยและแนวทางที่จะสามารถนำงานวิจัยนี้ไปใช้ในทางปฏิบัติ และความเป็นไปได้ที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานที่เกี่ยวกับการสื่อสารการบิน

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 พื้นฐานของสัญญาณสื่อสารไร้สาย

ลักษณะของการส่งผ่านคลื่นสัญญาณในระบบไร้สายที่ภาครับหรือภาคส่งมีการเคลื่อนที่ จะมีความซับซ้อนและยุ่งยากมากกว่าการส่งสัญญาณในระบบสื่อสารอื่นๆ ซึ่งมีเหตุผลสองประการคือ ประการแรก สภาพแวดล้อมและสิ่งกีดขวางต่างๆ ในบริเวณที่สัญญาณเดินทางผ่านจากผู้ส่งไปยังผู้รับที่มีลักษณะที่แตกต่างกันออกไป เช่น ในสภาพที่มีความหนาแน่นของอาคารบ้านเรือน หรือในสภาพที่ไม่ค่อยมีสิ่งกีดขวางเช่นในพื้นที่ที่มีแต่ต้นไม้หรือเนินเขา และประการสุดท้ายคือเกิดจากการเคลื่อนที่ของผู้รับหรือส่งสัญญาณเอง นี่เองทำให้ภาครับได้รับสัญญาณที่มีความถี่เปลี่ยนแปลงไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งเดิม สภาพที่กล่าวมาจะส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณที่ได้รับและเกิดการลดทอนของสัญญาณ (Fading) ดังนั้นการคำนวณหรือวิเคราะห์คุณภาพของสัญญาณให้ถูกต้องจึงเป็นไปได้ยากและมีความซับซ้อน ด้วยเหตุนี้จึงต้องอาศัยวิธีการทางสถิติและกระบวนการการสุ่มเข้ามาช่วยในการพิจารณาการส่งผ่านสัญญาณ จากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่ผู้รับได้รับจะมาจากหลายเส้นทาง โดยสัญญาณที่สั้นที่สุดที่มาจากสถานีฐานหรือผู้ส่งโดยตรงจะเรียกว่า Line-of-Sight (LOS) ส่วนสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทางอื่นๆ ที่มาจากการสะท้อนจากสิ่งกีดขวางต่างๆ จะเรียกว่า None-Line-of-Sight (NLOS)



รูปที่ 2.1 แสดงลักษณะการส่งผ่านสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สาย

กลไกพื้นฐานของการแพร่กระจายของคลื่นที่ส่งผลกระทบต่อ การส่งผ่านคลื่นสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็นสามประเภทคือ

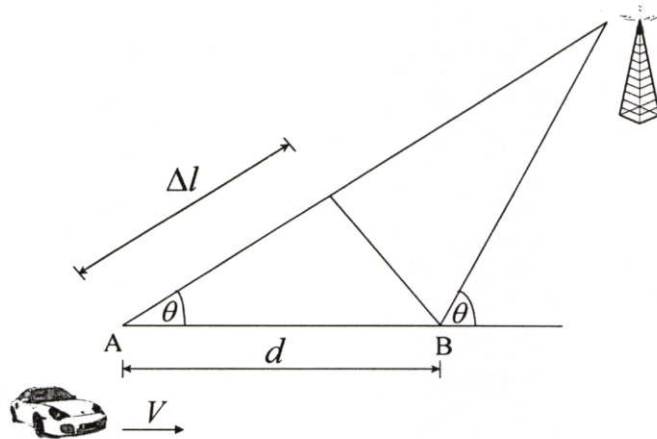
การสะท้อน (Reflection) เกิดขึ้นเมื่อคลื่นตกกระทบบนพื้นผิวที่เรียบ โดยพื้นผิวดังกล่าวต้องมีขนาดใหญ่กว่าเมื่อเทียบกับความยาวของคลื่นที่ตกกระทบ

การเลี้ยวเบน (Diffraction) เกิดขึ้นเมื่อมีวัตถุหรือสิ่งกีดขวางอยู่ระหว่างสายอากาศของภาคส่งสัญญาณกับอุปกรณ์รับสัญญาณหรือเส้นทางการเคลื่อนที่ของคลื่นสัญญาณ โดยขนาดของวัตถุมีขนาดใหญ่กว่าเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ซึ่งเมื่อคลื่นเดินทางถึงสิ่งกีดขวางจะทำให้เกิดคลื่นสัญญาณใหม่หลังสิ่งกีดขวาง จึงดูเหมือนว่าคลื่นสัญญาณเดินทางเลี้ยวอ้อมสิ่งกีดขวางนั้นด้วยเหตุนี้เองจึงสามารถกล่าวได้ว่าเส้นทางของคลื่นสัญญาณที่เดินทางมาถึงอุปกรณ์รับเป็นเส้นทางที่เป็น LOS

การกระเจิง (Scattering) เกิดขึ้นเมื่อคลื่นสัญญาณเดินทางตกกระทบบนพื้นผิวที่ขรุขระหรือบนพื้นผิวที่มีขนาดเท่ากับหรือน้อยกว่าเมื่อเทียบกับความยาวคลื่น ทำให้คลื่นสัญญาณเกิดการกระจายออกไปในทุกทิศทาง วัตถุที่ก่อให้เกิดการกระเจิงของคลื่นสัญญาณได้แก่ ป้ายจราจร เสาไฟ เป็นต้น

2.1.1 ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler shift)

ปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์เกิดจากการที่อุปกรณ์ภาครับหรือส่งสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วในระดับหนึ่ง ซึ่งจะมีผลทำให้สัญญาณที่ได้รับมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งผ่านเดิม



รูปที่ 2.2 แสดงการเกิดดอปเปลอร์ชิฟต์

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.2 สมมติให้ผู้รับเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ V จากจุด A ไปยังจุด B เป็นระยะทางเท่ากับ d และสมมติว่าอุปกรณ์หรือผู้ส่งอยู่ห่างไกลมากจากผู้รับจนทำให้เส้นทางการ

เคลื่อนที่ขนานกันไป จึงทำให้ค่า θ ที่ตำแหน่ง A และ B มีค่าเท่ากัน จากรูปที่ 2.2 สามารถหาระยะที่แตกต่างกันระหว่างระยะทางที่คลื่นเดินทางจากผู้ส่งไปยังจุด A กับจุด B ได้เท่ากับ

$$\Delta l = d \cos \theta = V \Delta t \cos \theta \quad (2.1)$$

เมื่อ Δt คือเวลาที่รถใช้ในการเคลื่อนที่จากจุด A ไปยังจุด B ดังนั้นเฟสของสัญญาณที่ได้รับที่เปลี่ยนแปลงไปเมื่อผู้รับเคลื่อนที่จากจุด A ไปยังจุด B สามารถหาได้จาก

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi V \Delta t \cos \theta}{\lambda} \quad (2.2)$$

และเมื่อคำนวณหาความถี่ที่เคลื่อนออกไปหรือความถี่คอปเปอเรอร์ f_D จะมีค่าเท่ากับ

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{V \cos \theta}{\lambda} = f_{D_{\max}} \cos \theta \quad (2.3)$$

เมื่อ $f_{D_{\max}}$ เป็นค่าคอปเปอเรอร์ชีพต์สูงสุดหรือความถี่คอปเปอเรอร์สูงสุด จากสมการที่ 2.3 จะเห็นได้ว่า ถ้าผู้รับเคลื่อนที่เข้าหาผู้ส่งสัญญาณจะได้ค่าคอปเปอเรอร์ชีพต์มีค่าเป็นบวกหรือความถี่เป็นบวก และถ้าผู้รับเคลื่อนที่ออกจากผู้ส่งสัญญาณจะได้ค่าคอปเปอเรอร์ชีพต์มีค่าเป็นลบหรือความถี่เป็นลบ

2.1.2 การเฟดดิ้งบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย

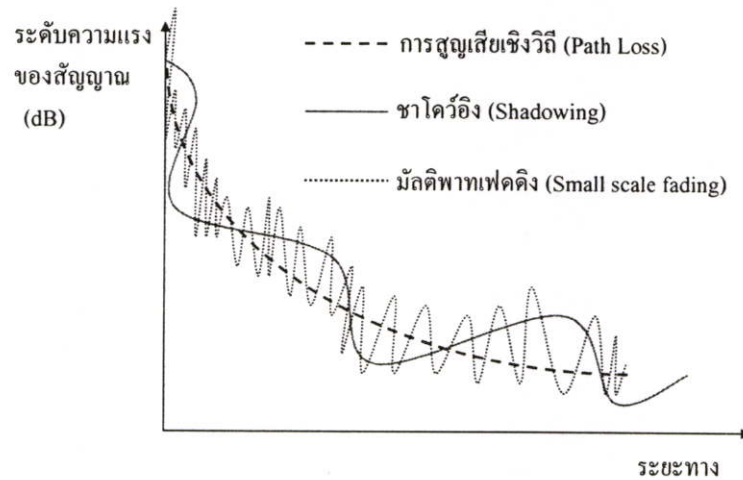
โดยทั่วไปคุณลักษณะการลดทอนของสัญญาณในระบบไร้สายนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภท [1] ได้แก่

การสูญเสียเชิงวิถี (Path loss) เป็นการลดทอนของสัญญาณที่แปรตามระยะทางระหว่างผู้ส่งและผู้รับ โดยที่ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณจะลดลงตามค่า d^n โดยที่ d เป็นระยะทางระหว่างผู้ส่งและผู้รับ และค่า n เป็นค่าคงที่ที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสภาพของช่องสัญญาณ

ชาโดว์อิ้ง (Shadowing หรือ Large-scale fading) เกิดจากการที่สัญญาณบางส่วนถูกบังไปชั่วขณะจากสภาพแวดล้อมและสิ่งกีดขวางเช่น อาคาร ภูเขา ส่งผลให้ระดับของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไปตามช่วงระยะตามขนาดของสิ่งกีดขวาง ซึ่งมีขนาดประมาณหลายสิบลเมตร

มัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath fading หรือ Small-scale fading) จะเกิดจากการที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศของเครื่องส่งและสายอากาศของเครื่องรับมีระยะห่างกันที่มากนักร ทำให้สัญญาณที่ได้รับที่วางจากรับจะประกอบจากหลายๆสัญญาณที่มีขนาดของแอมพลิจูดและเฟสของ

สัญญาณที่แตกต่างกัน ซึ่งสัญญาณเหล่านี้เกิดจากการสะท้อนและหักเหของสัญญาณในหลายทิศทางนั่นเอง นอกจากนี้ระดับสัญญาณที่ได้รับจะมีการเปลี่ยนแปลงที่ค่อนข้างจะรวดเร็ว



รูปที่ 2.3 แสดงลักษณะการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณเนื่องมาจากผลกระทบจากการลดทอนของสัญญาณ

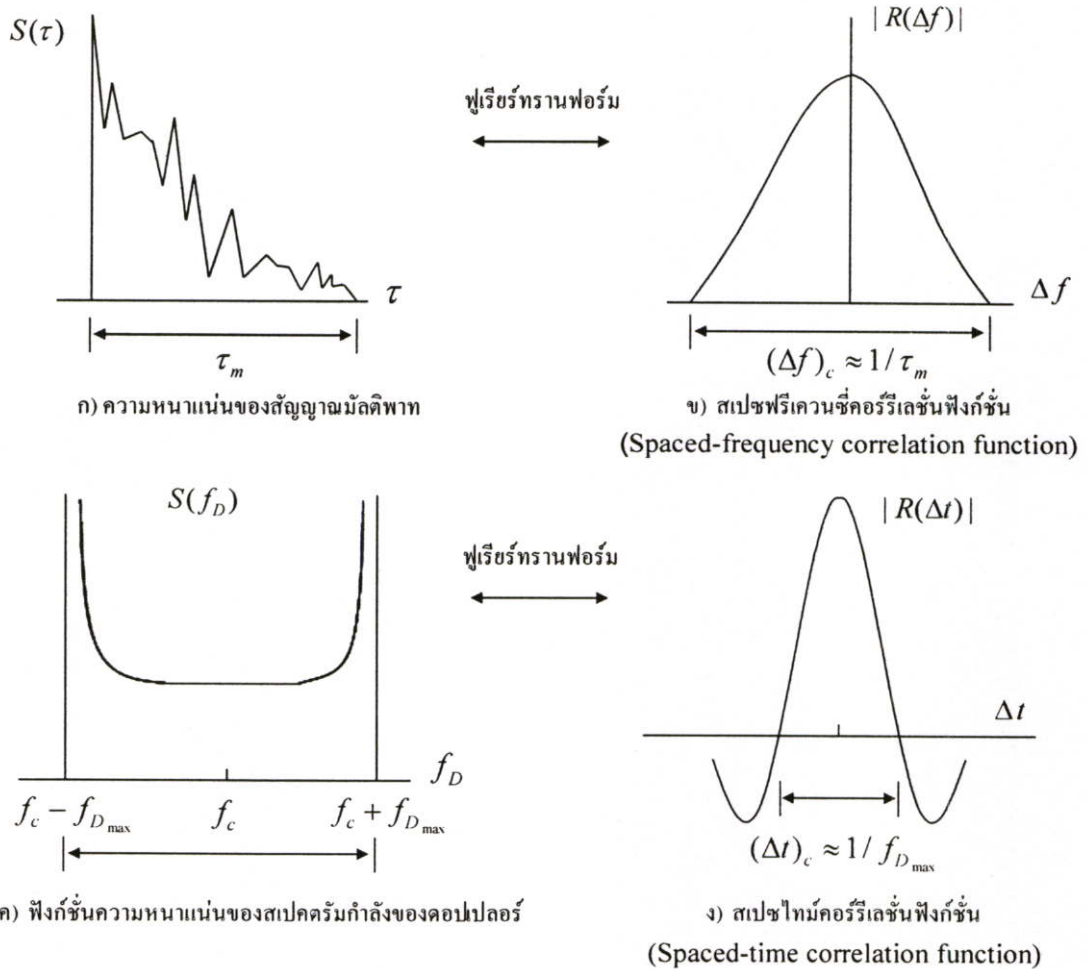
2.1.3 มัลติพาทเฟดดิ้ง

จากที่อธิบายมาแล้วว่าเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณจากเครื่องส่งไปถึงเครื่องรับบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย สามารถมีได้หลายทิศทาง ทำให้สัญญาณที่ส่งใช้เวลาในการเดินทางมาถึงภาครับไม่เท่ากัน (รูปที่ 2.1) ซึ่งเหมือนกับสัญญาณที่ส่งถูกสเปรด (Spread) บนแกนของเวลาเมื่อมาถึงที่ภาครับ ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า **ดีเลย์สเปรด (Delay spread)** แต่ในสภาพการใช้งานจริงนั้นเครื่องรับหรือส่งสัญญาณอาจจะมีการเคลื่อนที่ นี่เองทำให้ช่องสัญญาณมีคุณสมบัติที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time-variance) และเกิดปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ชิฟต์ขึ้นเมื่อพิจารณาเพียงสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางใดเส้นทางหนึ่ง แต่เนื่องจากสายอากาศที่ภาครับสามารถรับสัญญาณได้โดยรอบ (รูปที่ 2.1) สัญญาณมัลติพาทที่ได้รับจึงได้รับผลจากดอปเปลอร์ชิฟต์ที่แตกต่างกันซึ่งเรียกว่า **ดอปเปลอร์สเปรด (Doppler spread)** ในสภาพแวดล้อมที่มีการแพร่กระจายของสัญญาณแบบมัลติพาทผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะประกอบด้วยสัญญาณอิมพัลส์ที่มาจากหลายเส้นทางโดยสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.4 [4]

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^n a_i e^{j(2\pi f_{D,i} t + \phi_i)} \delta(\tau - \tau_i) \quad (2.4)$$

เมื่อ a_i คือแอมพลิจูด $f_{D,i}$ คือดอปเปลอร์ชิฟต์ ϕ_i คือค่าของเฟส และ τ_i คือค่าดีเลย์ ของเส้นทางที่ i จากสมการที่ 2.4 นั้น $h(\tau, t)$ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1

จากสมการที่ 2.4 กลไกในเกิดเฟดดิ้งแบบ Small-scale หรือมัลติพาทเฟดดิ้งของสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบคือ การเฟดดิ้งที่เกิดจากไทม์สเปรดดิ้ง (Time-spreading) ของสัญญาณ และการเฟดดิ้งที่เกิดจากคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณ ถ้ากำหนดให้สัญญาณมัลติพาทที่ได้รับมีค่าเวลาดีเลย์ที่ต่างกันและไม่มีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน จะสามารถกล่าวได้ว่าคุณสมบัติของช่องสัญญาณจะมีคุณสมบัติเป็นสเตชันนารีในมุมมองกว้าง (WSS: Wide-Sense Stationary) ทั้งบนแกนความถี่และเวลา[9] ด้วยเงื่อนไขนี้ทำให้สามารถนิยามฟังก์ชันที่ใช้ในการอธิบายคุณสมบัติของช่องสัญญาณได้



รูปที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างฟังก์ชันคอร์ริเลชันของช่องสัญญาณ (Channel correlation functions) และฟังก์ชันความหนาแน่นของกำลัง (Power density functions)

จากรูปที่ 2.4(ก) แสดงถึงฟังก์ชันความหนาแน่นของสัญญาณมัลติพาท หรือสเปกตรัมกำลังของดีเลย์ (Multipath intensity profile หรือ Delay power spectrum : $S(\tau)$) ที่มีค่าดีเลย์ τ เป็นตัวแปร

ฟังก์ชันจะบอกถึงกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้รับเมื่อสัญญาณที่ส่งเป็นสัญญาณอิมพัลส์ โดยที่ค่าเวลาเฉลี่ยสูงสุด (Maximum excess delay : τ_{\max}) คือค่าของช่วงเวลาตั้งแต่ ณ เวลาที่ได้รับสัญญาณมัลติพาทครั้งแรกจนถึงเวลาที่ได้รับสัญญาณมัลติพาทสัญญาณสุดท้าย ในกรณีระบบที่เป็นอุดมคติหรือค่าเวลาเฉลี่ยเป็นศูนย์ ฟังก์ชัน $S(\tau)$ จะประกอบด้วยสัญญาณอิมพัลส์เดียวที่มีขนาดเท่ากับกำลังเฉลี่ยรวมของสัญญาณที่ได้รับสำหรับค่า τ_{\max} นี้เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับคาบเวลาซิมโบล (Data symbol time : T_s) จะใช้ในการจำแนกประเภทของการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณได้ ซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดต่อไป

การแพร่ของสัญญาณมัลติพาทนอกจากจะอธิบายในเชิงของเวลาแล้วยังสามารถอธิบายในรูปของความถี่ได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.4(ข) แสดงฟังก์ชันสหสัมพันธ์ในปริภูมิความถี่ (Space-frequency correlation : $|R(\Delta f)|$) ที่เป็นฟูเรียร์ทรานฟอร์มของฟังก์ชัน $S(\tau)$ โดยที่ $R(\Delta f)$ แสดงถึงสหสัมพันธ์ (Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ได้รับที่มีช่วงความถี่ห่างกัน $\Delta f = f_1 - f_2$ และเรียกค่าของช่วงของความถี่ที่องค์ประกอบความถี่ยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ (Coherence bandwidth : $(\Delta f)_c$) สำหรับความสัมพันธ์โดยประมาณระหว่าง $(\Delta f)_c$ และ τ_{\max} สามารถอธิบายได้ถึงความสัมพันธ์ดังนี้

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{\tau_{\max}} \quad (2.5)$$

อย่างไรก็ตามค่าเวลาเฉลี่ยสูงสุด τ_{\max} ที่กล่าวมาแล้วข้างต้นก็ยังไม่สามารถนำมาใช้อธิบายถึงลักษณะของช่องสัญญาณหรือจำแนกประเภทของการเฟดดิ้งได้อย่างถูกต้อง เนื่องจากช่องสัญญาณที่แตกต่างกันมีค่า τ_{\max} ที่เท่ากันไม่ได้บ่งบอกว่าระดับความหนาแน่นของสัญญาณมัลติพาทจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นในการวัดค่าเฉลี่ยสเปรดจึงนิยมที่จะใช้ในรูปแบบของ RMS ดีเลย์สเปรด (Root Means Square delay spread : σ_τ) โดยสามารถนิยามได้จากรูปที่ 2.1 ได้ดังนี้

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2.6)$$

เมื่อ $\bar{\tau}$ คือค่าเฉลี่ยของดีเลย์ (Average delay) และ $(\bar{\tau})^2$ คือค่าเฉลี่ยกำลังสอง โดยที่

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (2.7)$$

เมื่อ $P(\tau_i)$ คือกำลังของสัญญาณดีเลย์ที่ i โดยค่าเฉลี่ยของดีเลย์นิยามให้มีค่าเท่ากับ

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i^2 \tau_i}{\sum_{i=1}^n a_i^2} = \frac{\sum_{i=1}^n P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=1}^n P(\tau_i)} \quad (2.8)$$

ในความเป็นจริงนั้นไม่สามารถที่จะบอกถึงความสัมพันธ์ระหว่างโคฮีเรนซ์ $(\Delta f)_c$ และคิเลียสเปรดได้ ต้องใช้วิธีในการวิเคราะห์สัญญาณ โดยจะใช้ฟูเรียร์เทคนิค ส่วนใหญ่การประมาณค่าโคฮีเรนซ์แบบควิตท์นั้นนิยมที่จะใช้ค่าสหสัมพันธ์ของช่วงความถี่ที่มีค่าน้อย 0.5 ซึ่งสามารถประมาณ $(\Delta f)_c$ ได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.9)$$

สำหรับรูปที่ 2.4(ค) นั้นจะแสดงถึงฟังก์ชันความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของดอปเปลอร์ (Doppler power spectral density) หรือ $S(f_D)$ ซึ่งก็คือฟังก์ชันที่แสดงถึงสเปกตรัมของกำลังของสัญญาณที่ความถี่ f_c ที่ได้รับผลกระทบจากดอปเปลอร์ชิฟต์ โดยที่ $S(f_D)$ ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ดอปเปลอร์ f_D ในกรณีของ Dense-scatter Model สายอากาศอยู่ในตำแหน่งที่ตั้งฉากกับระนาบด้วยอัตราขยาย Azimuthal คงที่ สัญญาณที่ได้รับมาถึงในทุกทิศทาง (0 ถึง 2π) และสัญญาณที่ส่งเป็นสัญญาณที่ต่อเนื่อง (Continuous wave) ที่ยังไม่ผ่านการมอดูเลต สเปกตรัมของสัญญาณที่ได้รับ จะสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S(f_D) = \frac{1}{\pi f_{D_{\max}} \sqrt{1 - \left(\frac{f_D}{f_{D_{\max}}}\right)^2}} \quad (2.10)$$

โดยที่ $S(f_D)$ จะมีค่าอยู่เฉพาะในช่วง $f_c - f_{D_{\max}} \leq f_c \leq f_c + f_{D_{\max}}$ และ $f_{D_{\max}} = \frac{V}{\lambda}$ เป็นค่าความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด และเมื่อนำสมการที่ 2.10 มาวาดเป็นกราฟจะได้ผลดังรูปที่ 2.4 (ค) สำหรับสมการที่ (2.10) นั้นจะเหมาะกับการคำนวณในสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณวิทยุสื่อสารไร้สาย

สำหรับรูปที่ 2.4 (ง) แสดงถึงฟังก์ชันสหสัมพันธ์แบบไขว้ (Spaced-time correlation: $|R(\Delta t)|$) ซึ่งเป็นฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของผลตอบสนองของช่องสัญญาณต่อสัญญาณไซน์ซอซอิดัล (Sinusoidal signal) ที่มีช่วงเวลา $\Delta t = t_2 - t_1$ เป็นตัวแปร หรือกล่าวคือเป็นฟังก์ชันที่แสดงสหสัมพันธ์ระหว่างผลตอบสนองของช่องสัญญาณต่อสัญญาณไซน์ซอซอิดัลที่ส่ง ณ เวลา t_1 และผลตอบสนองของช่องสัญญาณต่อสัญญาณเดียวกันที่ส่ง ณ เวลา t_2 นอกจากนี้ยังเป็นฟู-

เรียกรูปร่างพอร์มของฟังก์ชัน $S(f_D)$ อีกด้วย โดยมีค่าเวลาโคฮีเร้นซ์ (Coherence time: $(\Delta t)_c$) ที่เป็นค่าในแกนเวลาของคอปเปลอร์สเปรด เป็นค่าที่ใช้อธิบายลักษณะการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time varying) ของการกระจายความถี่ (Frequency dispersiveness) ของช่องสัญญาณบนแกนเวลา ซึ่งคอปเปลอร์สเปรดและเวลาโคฮีเร้นซ์จะมีความสัมพันธ์โดยประมาณดังนี้

$$(\Delta t)_c \approx \frac{1}{f_{D_{\max}}} \quad (2.10)$$

นอกจากนี้แล้วถ้ากำหนดให้ค่าสมการสหสัมพันธ์ระหว่างสองสัญญาณมีค่ามากกว่า 0.5 จะสามารถประมาณค่าเวลาโคฮีเร้นซ์ได้ดังสมการที่ได้จากการทดลองดังต่อไปนี้ [9]

$$(\Delta t)_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{D_{\max}}}} \quad (2.11)$$

ค่าเวลาโคฮีเร้นซ์เป็นช่วงเวลาระหว่างสัญญาณที่ได้รับสองสัญญาณที่ทั้งสองสัญญาณยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอ ดังนั้นถ้าส่วนกลับของแบนด์วิธของสัญญาณมีค่ามากกว่าค่า $(\Delta t)_c$ ของช่องสัญญาณจะสามารถกล่าวได้ว่า ลักษณะของช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงระหว่างช่วงการส่งสัญญาณหรือข้อมูล ตรงนี้เองที่จะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เครื่องรับ

2.1.3.1 การเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ (Non-selective fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นและมีอัตราการขยายคงที่ในช่วงแบนด์วิธหนึ่ง โดยที่แบนด์วิธของช่องสัญญาณนี้กว้างกว่าแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่ง ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$(\Delta f)_c > W \approx \frac{1}{T_s} \text{ หรือ } T_s > \tau_{\max} \quad (2.12)$$

เมื่อ W คือ แบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งและ T_s คือคาบเวลาซิมโบล ลักษณะเช่นนี้จะกล่าวได้ว่าช่องสัญญาณมีการเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่หรือการเฟดดิ้งแบบแฟลท (Flat) โดยเมื่อพิจารณาบนแกนเวลาสามารถอธิบายได้ว่าสัญญาณมัลติพาท์ทั้งหมดจะสามารถเดินทางมาถึงผู้รับได้ในช่วงคาบเวลาซิมโบลซึ่งไม่ทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference :ISI) และเมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ สเปกตรัมของสัญญาณจะมีลักษณะที่เหมือนเดิมเมื่อถูกส่งผ่าน

ช่องสัญญาณแต่อาจจะมีขนาดหรือระดับของสัญญาณที่ได้รับเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของอัตราการขยายของช่องสัญญาณ

2.1.3.2 การเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading)

ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราการขยายคงที่และการตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงแบนด์วิดท์ที่มีช่วงแคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่ง ซึ่งก็คือสเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณที่เหมือนกัน ช่องสัญญาณที่มีเงื่อนไขดังกล่าวเป็นช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$(\Delta f)_c < W \approx \frac{1}{T_s} \text{ หรือ } T_s < \tau_{\max} \quad (2.13)$$

ดังนั้นค่าโคฮีเร้นซ์แบนด์วิดท์ $(\Delta f)_c$ จะเป็นข้อกำหนดอัตราในการส่งข้อมูลเพื่อป้องกันการเกิด ISI และเพื่อที่จะให้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณมีความกว้างที่พอเหมาะสำหรับแบนด์วิดท์ของสัญญาณ จึงได้นำแนวคิดของพัลส์เชพ (Pulse-shaping) มาใช้ หลักการของ OFDM ก็เช่นเดียวกันที่เป็นการแบ่งแบนด์วิดท์ของสัญญาณออกเป็นย่อยๆ เพื่อที่สัญญาณที่ถูกแบ่งออกจะได้ไม่ได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

2.1.3.3 การเฟดดิ้งแบบเร็ว (Fast fading)

ในกรณีของการเฟดดิ้งแบบเร็ว ผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วในช่วงคาบเวลาซิมโบล นั่นก็หมายความว่าค่าเวลาโคฮีเร้นซ์ของช่องสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าช่วงคาบเวลาของซิมโบลของสัญญาณที่ส่ง ดังนั้นเงื่อนไขของการเกิดเฟดดิ้งแบบเร็วสามารถอธิบายได้ดังความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

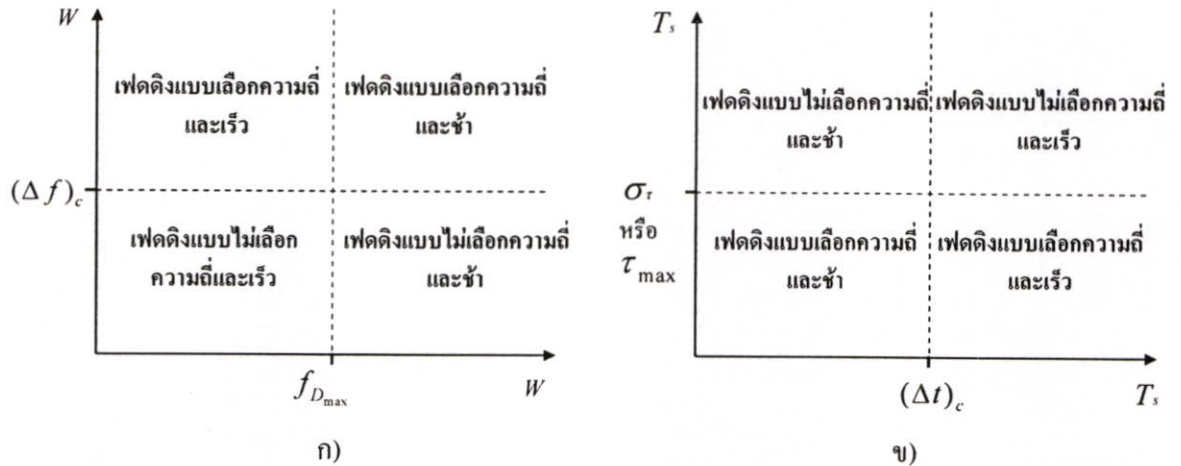
$$T_s > (\Delta t)_c \text{ หรือ } f_{D_{\max}} > W \quad (2.14)$$

2.1.3.4 การเฟดดิ้งแบบช้า (Slow fading)

ในกรณีของการเฟดดิ้งแบบช้า ผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงอย่างช้ามากเมื่อเปรียบเทียบกับช่วงเวลาของซิมโบล ซึ่งหมายความว่าคอปเปอร์สเปรดหรือเฟดดิ้งแบนด์วิดท์ (Fading Bandwidth) ของช่องสัญญาณจะมีช่วงแคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ เมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ โดยเงื่อนไขของการเกิดเฟดดิ้งแบบเร็วสามารถอธิบายได้ดังความสัมพันธ์ดังต่อไปนี้

$$T_s < (\Delta t)_c \text{ หรือ } f_{D_{\max}} < W \quad (2.15)$$

จากเงื่อนไขการเกิดเฟดดิ้งแบบช้าและเร็ว อาจกล่าวได้ว่าค่า $(\Delta f)_c$ หรือ $f_{D_{max}}$ เป็นค่าที่บอกอัตราการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ และด้วยเงื่อนไขจากค่าตัวแปรต่างๆ ที่กล่าวมาแล้วสามารถนำมาสรุปถึงประเภทของการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ ได้ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงถึงเงื่อนไขในการจำแนกลักษณะมัลติพาทเฟดดิ้งเมื่อ รูป ก) เป็นการพิจารณาบนแกนความถี่ และรูป ข) เป็นการพิจารณาบนแกนเวลา

จากเงื่อนไขของตัวแปรต่างๆ ที่ใช้บอกถึงลักษณะของการเฟดดิ้งของช่องสัญญาณ จะเห็นได้ว่าค่าโคฮีเร็นซ์แบนด์วิดท์ $(\Delta f)_c$ จะเป็นเงื่อนไขในการกำหนดอัตราเร็วสูงสุดในการส่งข้อมูล เพื่อให้ช่องสัญญาณมีลักษณะการเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ และค่าคอปเปอเรเตอร์สเปรด $f_{D_{max}}$ จะเป็นเงื่อนไขในการอัตราเร็วต่ำสุดในการส่งข้อมูล เพื่อป้องกันไม่ให้ช่องสัญญาณมีลักษณะการเฟดดิ้งแบบเร็ว

2.1.3.5 ช่องสัญญาณเฟดดิ้งเชิงสถิติ

โดยทั่วไปการเฟดดิ้งบนช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายมักจะจำลองด้วยตัวแปรแรนดอมของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่มีการกระจาย (Distribution function) ที่แตกต่างกัน ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงรูปแบบการกระจายที่สำคัญสองแบบคือ

การกระจายแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) สามารถใช้ในการจำลองแอมพลิจูดของสัญญาณมัลติพาทบนช่องช่องสัญญาณแบบเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ โดยอาศัยหลักการที่ว่าถ้ามีจำนวนเส้นทางของสัญญาณที่มากพอก็จะสามารถใช้ทฤษฎีบทเซ็นทรัลลิมิต (Central limit theorem) มาเพื่อใช้สรุปว่าตัวแปรแรนดอมของสัญญาณส่วนที่เป็นจำนวนจริงและจำนวนจินตภาพจะมีการกระจายแบบเกาส์ (Gaussian distribution) จากนั้นทำการแปลงฟังก์ชันการกระจายเพื่อให้อยู่ในรูปของตัวแปรแรนดอมของสัญญาณกับเฟส และเมื่อเฟสมีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม

(Uniform distribution) ในช่วง 0 ถึง 2π สัญญาณที่ได้รับ r จะมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: PDF) ที่มีฟังก์ชันการกระจายดังสมการที่ 2.16

$$p(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-(r^2/\Omega)} \text{ เมื่อ } r \geq 0 \tag{2.16}$$

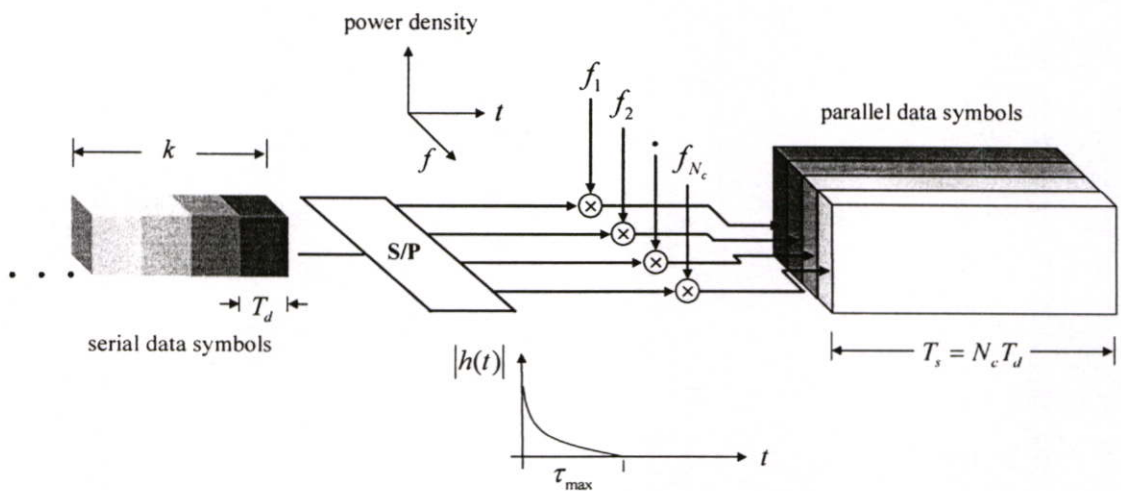
เมื่อ Ω คือ $E[r^2]$ หรือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ โดยทั่วไป PDF ที่มีการกระจายแบบเรย์ลีจะใช้แทนช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณจากเส้นทาง NLOS เท่านั้น

การกระจายแบบไรเซียน (Ricean distribution) ในกรณีที่ได้รับสัญญาณจากเส้นทาง LOS สัญญาณที่ได้รับ r จะมีฟังก์ชัน PDF ที่มีฟังก์ชันการกระจายดังสมการที่ 2.17

$$p(r) = \frac{2r}{\Omega} e^{-(K_{Rice} + r^2/\Omega)} I_0 \left(2r \sqrt{\frac{K_{Rice}}{\Omega}} \right) \text{ เมื่อ } r \geq 0 \tag{2.17}$$

เมื่อ $I_0(\cdot)$ เป็นฟังก์ชันเบสเซลอันดับที่ศูนย์ (Bessel function of order 0) และ K_{Rice} คือ ไรเซียนแฟกเตอร์ ซึ่งก็คืออัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทาง LOS กับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทางที่ผ่านการสะท้อน โดยเฟสของสัญญาณต้องมีการกระจายแบบยูนิฟอร์ม เช่นเดียวกับการกระจายแบบเรย์ลี

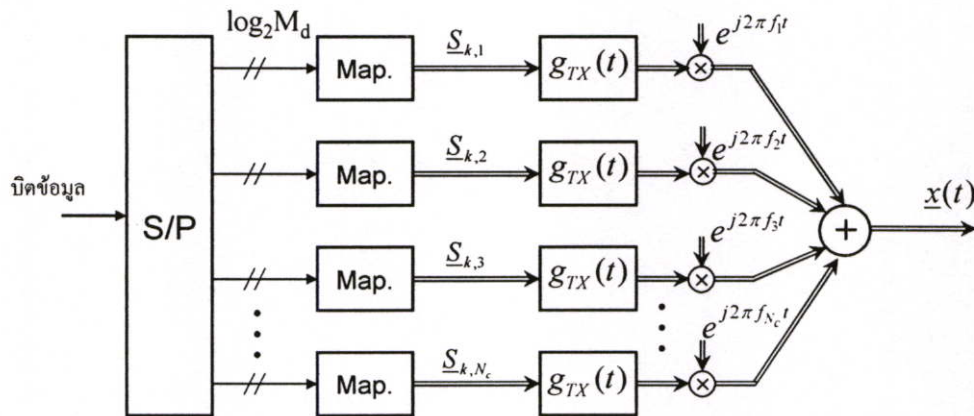
2.2 หลักการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์



รูปที่ 2.6 แสดงหลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

หลักการของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้ (ดังรูปที่ 2.6) คือการเปลี่ยนอัตราของชุดข้อมูลที่มีอัตราข้อมูลสูงเป็นชุดข้อมูลที่มีอัตราข้อมูลต่ำ โดยอาศัยการแบ่งออกเป็นชุดข้อมูลย่อย N_c ชุด เมื่อ N_c คือจำนวนคลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ในการส่งข้อมูล และแต่ละชุดข้อมูลย่อยที่มีอัตราข้อมูลต่ำจะถูกมอดูเลตบนคลื่นพาห้ย่อย f_n เมื่อ $n=1$ ถึง N_c ดังนั้นจึงสามารถกล่าวได้ว่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณย่อย N_c ช่องสัญญาณ จะเห็นได้ว่าอัตราข้อมูลต่อคลื่นพาห้ย่อยจะถูกลดลงด้วยเฟกเตอร์ N_c

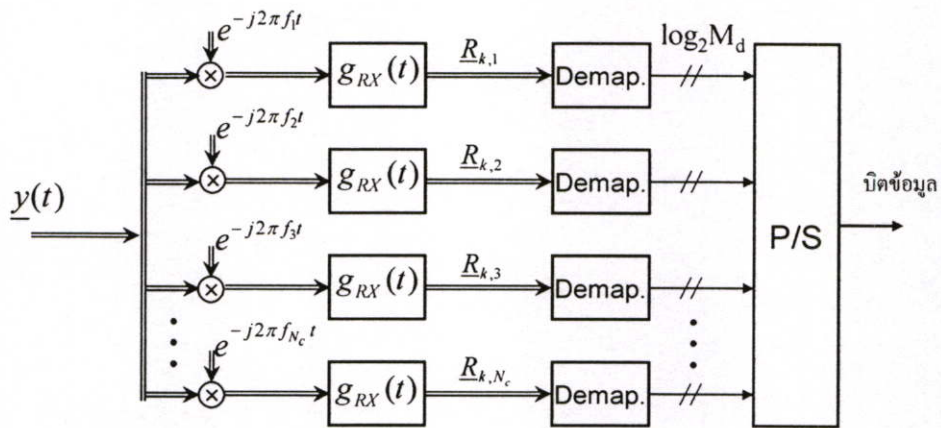
ตัวอย่างเช่น ถ้าพิจารณาการส่งสัญญาณแบบคลื่นพาห้เดียวที่อัตราการส่งข้อมูลที่ $R_s = 0.5$ Msymbols/s ดังนั้นช่วงเวลาในการส่งสัญญาณหนึ่งซิมโบลหรือคาบเวลาซิมโบล $T_s = 1/R_s = 2\mu s$ ถ้ามีการแบ่งการส่งสัญญาณไปบนหลายคลื่นพาห้หรือแบ่งออกเป็นแบนด์วิดท์ย่อยๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าแบ่งออกเป็น 10 ช่องสัญญาณย่อย จะได้ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อย $\Delta f_n = B/N_c = 50$ kHz ดังนั้นคาบเวลาซิมโบลที่ได้ใหม่จะมีค่าเป็น $T_s = 1/\Delta f_n = N_c/B = N_c \Delta T_s = 20\mu s$ จะเห็นได้ว่าถ้าสมมุติให้ช่องสัญญาณแบบมัลติพาห้มีค่าเวลาดีเลย์สูงสุด $\tau_{max} = 7\mu s$ การส่งข้อมูลแบบคลื่นพาห้เดียวจะทำให้ช่องสัญญาณถูกพิจารณาเป็นช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ตามเงื่อนไขที่กล่าวมาแล้วข้างต้น แต่ถ้าเป็นการส่งข้อมูลแบบหลายคลื่นพาห้จะมีผลทำให้ช่องสัญญาณถูกพิจารณาเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ ดังนั้นก็จะไม่มีโอกาสที่จะเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ ISI โดยภาคส่งของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ภาคส่งของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้

จากรูปที่ 2.7 หลังจากชุดบิตข้อมูลที่ผ่านการแปลงจากอนุกรมเป็นแบบขนานแล้วก็จะถูกจัด (Mapping) ให้อยู่ในรูปของสัญลักษณ์หรือซิมโบลที่เป็นจำนวนเชิงซ้อน $\underline{S}_{k,n}$ ที่ถูกส่งพร้อมกันที่เวลา k ใดๆ เมื่อ $n=1, \dots, N_c$ และ N_c คือจำนวนคลื่นพาห้ย่อย จากนั้นแต่ละ $\underline{S}_{k,n}$ จะผ่านกระบวนการอิมพัลส์แชปปิง (Impulse shaping) ด้วยสัญญาณพัลส์ $g_{TX}(t)$ ต่อไป แต่ละซิมโบลที่ผ่านการทำอิมพัลส์แชปปิงก็จะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาห้ย่อยที่มีความถี่ตั้งแต่ f_1 ถึง f_{N_c} ซึ่งสามารถมอง

ได้ว่าเป็นการมอดูเลตแบบคลื่นพาท้เดี่ยวของแต่ละช่องสัญญาณย่อย
ทั้งหมดก็จะถูกนำมาาร่วมกัน



รูปที่ 2.8 ภากรับของการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาท้

ในส่วนของภากรับนั้นจะมีกระบวนการที่เป็นสมมาตรกับภาคส่ง (รูปที่ 2.8) กล่าวคือ ช่องสัญญาณย่อยจะถูกแยกออกด้วยการคิมอดูเลต (Demodulation) แต่ละคลื่นพาท้ย่อยและทำการฟิลเตอร์ด้วยสัญญาณพัลส์ $g_{RX}(t)$ เมื่อ $g_{RX}(t)$ และ $g_{TX}(t)$ มีความสัมพันธ์กันตามหลักการออกแบบแมทช์ฟิลเตอร์ (Match filter) เพื่อที่จะได้ค่าอัตราส่วนระหว่างกำลังของสัญญาณกับกำลังของสัญญาณรบกวน (S/N) ที่สูง จากนั้นนำซิมโบล $R_{k,n}$ ไปทำการดีแมปปิง (Demapping) สุดท้ายนำบิตข้อมูลที่ได้มาจัดาร่วมกันใหม่

อย่างไรก็ตามเนื่องจากความชันที่จำกัดของค่า roll-off เฟกเตอร์ของฟิลเตอร์ ทำให้ช่วงระยะช่องสัญญาณจะต้องมากกว่าแบนด์วิดท์ตามทฤษฎีบทของไนควิสต์ (Nyquist criterion) เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดกันระหว่างช่องสัญญาณ (Interchannel Interference: ICI) ระหว่างช่องสัญญาณย่อย ด้วยเงื่อนไขการเกิด ICI นี้เองที่ทำให้สเปกตรัมของช่องสัญญาณย่อยไม่สามารถซ้อนทับกันได้ แต่ ICI ก็สามารถหลีกเลี่ยงได้ ถ้าสัญญาณบนแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีคุณสมบัติที่ตั้งฉากกัน (Orthogonality) ด้วยสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมคุณสมบัติตั้งฉากระหว่างสัญญาณจะเกิดขึ้นเมื่อเลือกระยะห่างคลื่นพาท้ย่อยเท่ากับ $1/T_s$ การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาท้ย่อยโดยใช้คุณสมบัติดังกล่าวจึงเรียกว่า OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งจะอธิบายในรายละเอียดในหัวข้อต่อไป

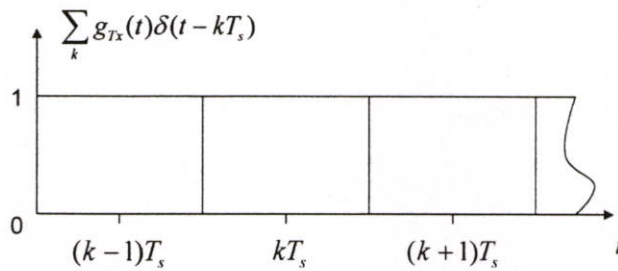
จากอธิบายมาแล้วข้างต้น จะเห็นได้ว่าระบบที่เป็นแบบหลายคลื่นพาท้ย่อยจะมีโอกาสที่จะเกิดการซ้อนทับกันระหว่างสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมและจากคลื่นพาท้ย่อย ตรงนี้เองที่ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณ (Distortion) ในสองลักษณะ โดยเมื่อพิจารณาบนแกนความถี่ก็คือการแทรก

สอดคล้องระหว่างช่องสัญญาณ (ICI) และเมื่อพิจารณาบนแกนเวลาก็คือการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) นั่นเองซึ่งปัญหาตรงนี้สามารถแก้ไขได้

2.2.1 หลักการพื้นฐานของระบบ OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เป็นเทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ที่ถูกออกแบบขึ้นเพื่อแก้ไขการเกิด ISI และ ICI โดยการเลือกใช้ฟังก์ชันของฟิลเตอร์ที่ทำให้เป็นไปตามทฤษฎีบทของโนควิสต์บนแกนของเวลา ซึ่งทำให้สเปกตรัมมีคุณสมบัติที่ตั้งฉากกัน ระบบ OFDM นั้นจะใช้สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม (Rectangular pulse) ที่มีความยาวเท่ากับคาบเวลาของซิมโบล T_s ทั้งในส่วนที่เป็นภาคส่งและภาครับโดยสามารถแสดงได้สมการที่ 2.18 และรูปที่ 2.9

$$g_{Tx}(t) = g_{Rx}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_s} - \frac{1}{2}\right) \tag{2.18}$$



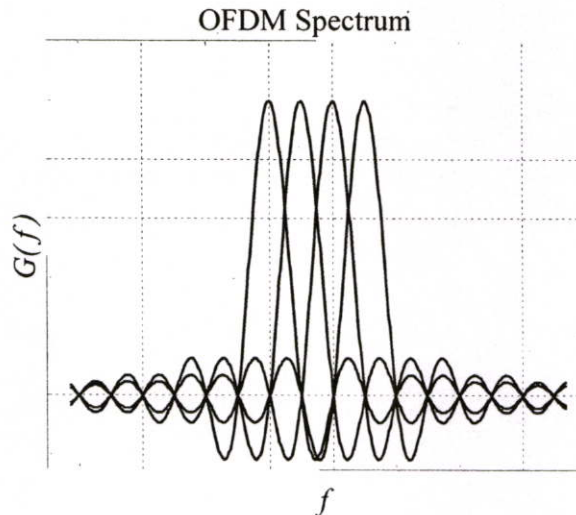
รูปที่ 2.9 สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมรายคาบ

เมื่อพิจารณาสมการที่ 2.18 บนแกนความถี่จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$G_{Tx}(f) = G_{Rx}(f) = T_s \text{sinc}(\pi f T_s) \tag{2.19}$$

จะเห็นได้ว่าตำแหน่งที่มีค่าเป็นศูนย์ของซิงค์ฟังก์ชัน (Sinc-function) จะอยู่ที่ตำแหน่งความถี่ $f_n = n/T_s$ เพื่อเป็นการออกแบบระบบให้ปราศจากผลกระทบจาก ISI สเปกตรัมของช่องสัญญาณย่อยจะต้องอยู่ในตำแหน่งที่เป็นศูนย์ของสเปกตรัมของช่องสัญญาณย่อยข้างเคียง ซึ่งหมายความว่า จะต้องกำหนดระยะระหว่างช่องสัญญาณย่อยหรือคลื่นพาห์ย่อยเป็น $\Delta f_n = 1/T_s$ สำหรับรูปแบบของภาคส่งของระบบ OFDM นั้นสามารถอธิบายได้จากรูปที่ 2.7 ดังนั้นอินเวิลโลปของสัญญาณ OFDM ที่ได้คือ

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_s} S_{k,n} \cdot g_{Tx}(t - kT_s) e^{j2\pi f_n t} \tag{2.20}$$



รูปที่ 2.10 สเปกตรัมของสัญญาณ OFDM ณ เวลา k

และเมื่อให้ $g_{Tx}(t)$ เป็นสมการของสัญญาณพัลส์ตามสมการที่ 2.18 จะได้

$$\underline{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N_c} S_{k,n} \cdot \text{rect}\left(\frac{t - kT_s}{T_s}\right) e^{j2\pi f_n t} \quad (2.21)$$

และเมื่อพิจารณาเฉพาะสัญญาณ OFDM ที่เวลา $k = 0$ จากสมการที่ 2.21 สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\underline{x}(t) = \sum_{n=1}^{N_c} S_n e^{j2\pi f_n t} \quad \text{เมื่อ } 0 \leq t \leq T_s \quad (2.22)$$

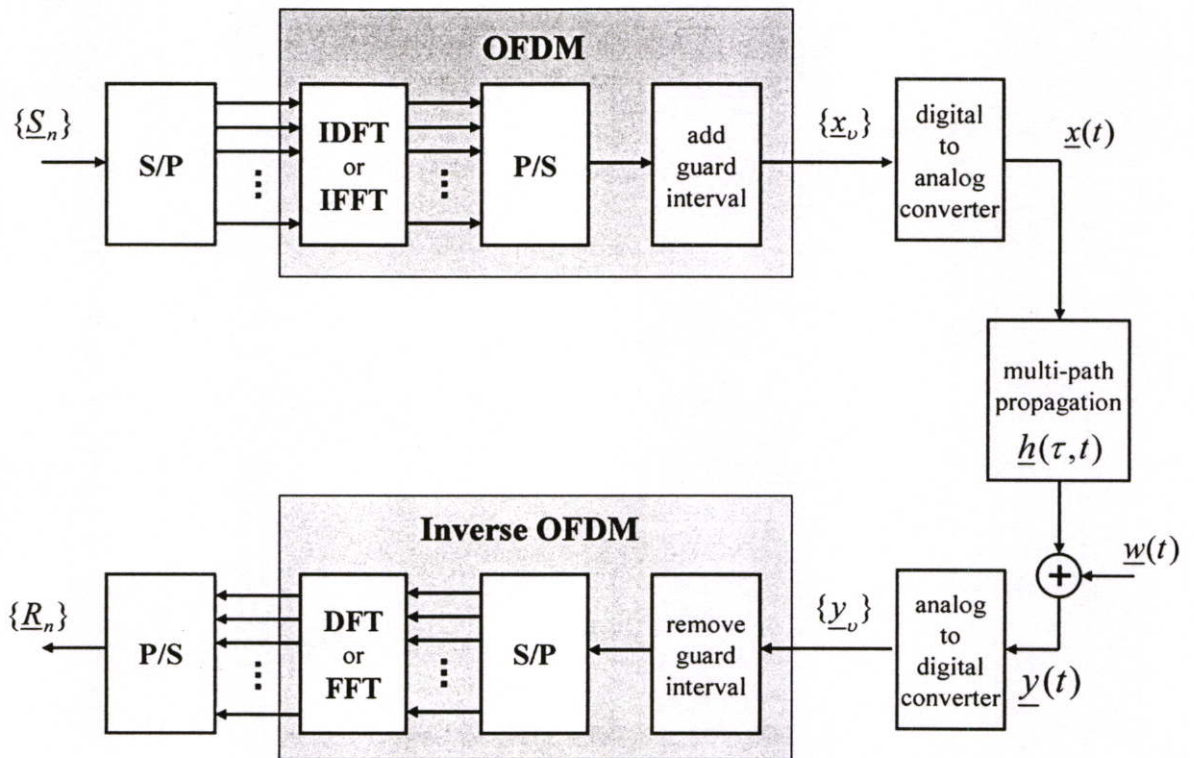
ในกระบวนการดิสคริตทางเวลา (time-discrete) คาบเวลาของซิมโบล T_s จะถูกแซมเปิล (Sample) N_c ครั้ง ($t = (\nu - 1) \frac{T_s}{N_c}$) ด้วยระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย $f_n = (n - 1) \Delta f_n = (n - 1) \frac{1}{T_s}$ สัญญาณที่ผ่านการทำแซมเปิลแล้วจะมีลักษณะดังสมการต่อไปนี้

$$\underline{x}_\nu = \underline{x}\left((\nu - 1) \frac{T_s}{N_c}\right) \quad \text{เมื่อ } \nu = 1, \dots, N_c \quad (2.23)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาที่ $f_n = (n - 1) \frac{1}{T_s}$ จะได้ (เมื่อไม่มีการพิจารณาค่า k)

$$\underline{x}_\nu = \sum_{n=1}^{N_c} S_n e^{j2\pi f_n (\nu - 1) T_s / N_c} = \sum_{n=1}^{N_c} S_n e^{j2\pi (\nu - 1)(n - 1) / N_c} \quad \text{เมื่อ } \nu = 1, \dots, N_c \quad (2.24)$$

ถ้าพิจารณาจากสมการที่ 2.24 สามารถแปลงให้อยู่ในรูปของการแปลง IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) และสามารถแสดงโครงสร้างของระบบ OFDM ได้ดังสมการและรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.11 แสดงโครงสร้างของระบบ OFDM

$$\underline{x} = N_c \cdot IDFT_{N_c} \underline{s} \quad (2.25)$$

เมื่อ เวกเตอร์ $\underline{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_{N_c}]^T$ แทนลำดับของ $\{s_n\}$ เมื่อ $n = 1, \dots, N_c$

เวกเตอร์ $\underline{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_c}]^T$ แทนลำดับของ $\{x_v\}$ เมื่อ $v = 1, \dots, N_c$

เมื่อจำนวนคลื่นพาห่อย่อยมีจำนวนมากขึ้น คาบเวลาของ OFDM ซิมโบลจะกว้างขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเวลาเฉลี่ยสูงสุดของช่องสัญญาณ ตรงนี้เองทำให้ผลกระทบจากการเกิด ISI ลดลง อย่างไรก็ตามเพื่อที่จะมั่นใจได้ว่าโอกาสที่จะเกิด ISI จะมีความเป็นไปได้น้อยที่สุดและรักษาคุณสมบัติการตั้งฉากกันระหว่างสัญญาณบนแต่ละคลื่นพาห่อย่อย จึงต้องมีการใส่ช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) ที่มีขนาดของคาบเวลาตามสมการที่ 2.27 โดยจะใส่ไว้ระหว่าง OFDM ซิมโบล

$$T_g \geq \tau_{\max} \quad (2.27)$$

ดังนั้นคาบเวลาของ OFDM ซิมโบลที่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกันจะมีความยาวของคาบเวลาเป็น

$$T'_s = T_s + T_g \quad (2.28)$$

โดยเมื่อเทียบเป็นจำนวนแซมเปิล (Sample) จะสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ 2.29

$$L_g \geq \left\lceil \frac{\tau_{\max} N_c}{T_s} \right\rceil \quad (2.29)$$

ดังนั้นเมื่อพิจารณาจากสมการที่ 2.24 OFDM ซิมโบลที่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกันคือ

$$\underline{x}_\nu = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{n=1}^{N_c} S_n e^{j2\pi(\nu-1)(n-1)/N_c} \quad \text{เมื่อ } \nu = 1 - L_g, \dots, N_c \quad (2.30)$$

โดยที่เฟกเตอร์ $1/\sqrt{N_c}$ เป็นการทำนอร์มอลไลซ์ (Normalize) พลังงาน เมื่อส่งผ่านสัญญาณ OFDM ผ่านช่องสัญญาณ สัญญาณที่ภาครับ $y(t)$ สามารถแสดงได้ตามสมการต่อไปนี้

$$\underline{y}(t) = \int_0^{\tau_{\max}} \underline{x}(t-\tau) \underline{h}(\tau, t) d\tau + \underline{w}(t) \quad (2.31)$$

เมื่อ $\underline{h}(\tau, t)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

$\underline{w}(t)$ คือ สัญญาณรบกวนแบบไวท์เกาส์เซียน

เมื่อสัญญาณ $\underline{y}(t)$ ผ่านการแปลงจากอนาล็อกเป็นดิจิตอล แล้วลำดับของข้อมูล $\{y_\nu\}$ ที่

$\nu = 1 - L_g, \dots, N_c$ จะผ่านกระบวนการเอาแซมเปิลจำนวน L_g ออก ดังนั้นซิมโบลที่ได้หลังจากการแปลง DFT หรือ FFT แล้วคือ

$$\underline{R}_n = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\nu=1}^{N_c} y_\nu e^{-j2\pi(n-1)(\nu-1)/N_c} \quad \text{เมื่อ } n = 1, \dots, N_c \quad (2.32)$$

ถ้าการเฟดดิ้งที่เกิดขึ้นบนแต่ละช่องสัญญาณย่อยมีลักษณะแบบไม่เลือกความถี่ และไม่เกิด ISI ซิมโบลที่ได้รับ \underline{R}_n สามารถแสดงให้อยู่ในบนแกนของความถี่ได้ดังสมการต่อไปนี้

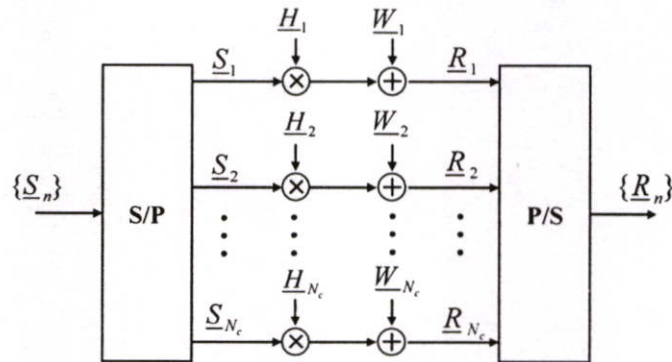
$$\underline{R}_n = \underline{H}_n \underline{S}_n + \underline{W}_n \quad \text{เมื่อ } n = 1, \dots, N_c \quad (2.33)$$

เมื่อ \underline{H}_n คือเฟกเตอร์ของช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ของคลื่นพาห่อยุ่ลำดับที่ n และ \underline{W}_n แทน AWGN ของคลื่นพาห่อยุ่ลำดับที่ n โดยส่วนที่เป็นจำนวนจริงและจินตภาพของสัญญาณรบกวน \underline{W}_n จะถูกสมมุติว่ามีความเป็นอิสระเชิงสถิติ (Statistically Independent) และเป็นตัวแปร

แรนคอมที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และแวนเรียนซ์มีค่าเท่ากัน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.34

$$\sigma^2 = E\{|W_n|^2\} \text{ เมื่อ } n=1, \dots, N_c \quad (2.34)$$

จากสมการที่ 2.33 นั้น สามารถใช้อธิบายรูปที่ 2.11 ให้อยู่ในรูปของระบบคิสริตทางเวลาและความถี่ (Discrete-time/frequency system) ได้ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงถึงโครงสร้างการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้

หรือจัดให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์และเมตริกซ์จะสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\underline{\mathbf{r}} = \underline{\mathbf{H}}\underline{\mathbf{s}} + \underline{\mathbf{w}} \quad (2.35)$$

เมื่อ เวกเตอร์ $\underline{\mathbf{s}} = [S_1 \ S_2 \ \dots \ S_{N_c}]^T$

เวกเตอร์ $\underline{\mathbf{r}} = [R_1 \ R_2 \ \dots \ R_{N_c}]^T$

เวกเตอร์ $\underline{\mathbf{w}}$ แทน เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวนรบกวนของแต่ละช่องสัญญาณย่อยหรือ

$\underline{\mathbf{w}} = [W_1 \ W_2 \ \dots \ W_{N_c}]^T$

และเมตริกซ์ $\underline{\mathbf{H}}$ คือ

$$\underline{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} H_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & H_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & H_{N_c} \end{bmatrix}$$

นอกจากนี้ลำดับของ $\{x_\nu\}$ เมื่อ $\nu=1-L_g, \dots, N_c$ ของ หนึ่ง OFDM ซิมโบลที่รวมกับช่วงเวลาป้องกัน ที่เอาพุทของมอดูเลเตอร์ (Modulator) สามารถแสดงในรูปของเวกเตอร์

$$\underline{\mathbf{x}} = [x_{1-L_g} \ x_{2-L_g} \ \dots \ x_{N_c}]^T \quad (2.36)$$

ซึ่งเป็น IDFT ของเวกเตอร์ $\underline{\mathbf{s}}$ (สมการที่ 2.30) สำหรับลำดับของ $\{y_\nu\}$ เมื่อ $\nu=1-L_g, \dots, N_c$ ที่อินพุทของมอดูเลเตอร์ ที่รวมกับช่วงเวลาป้องกัน ก็สามารถแสดงได้ในรูปของเวกเตอร์

$$\underline{\mathbf{y}} = [y_{1-L_g} \ y_{2-L_g} \ \dots \ y_{N_c}]^T \quad (2.37)$$

โดยที่เวกเตอร์ $\underline{\mathbf{r}}$ คือ DFT ของเวกเตอร์ $\underline{\mathbf{y}}$ ที่ไม่รวมช่วงเวลาป้องกัน (ตามสมการที่ 2.32) อย่างไรก็ตามการใส่ช่วงเวลาป้องกันนั้นจะทำให้ต้องใช้พลังงานในการส่งสัญญาณ OFDM เพิ่มขึ้นกว่าการส่งสัญญาณ OFDM ที่ไม่มีการใส่ช่วงเวลาป้องกัน โดยพลังงานที่สูญเสียในหน่วย dB สามารถแสดงได้ดังนี้

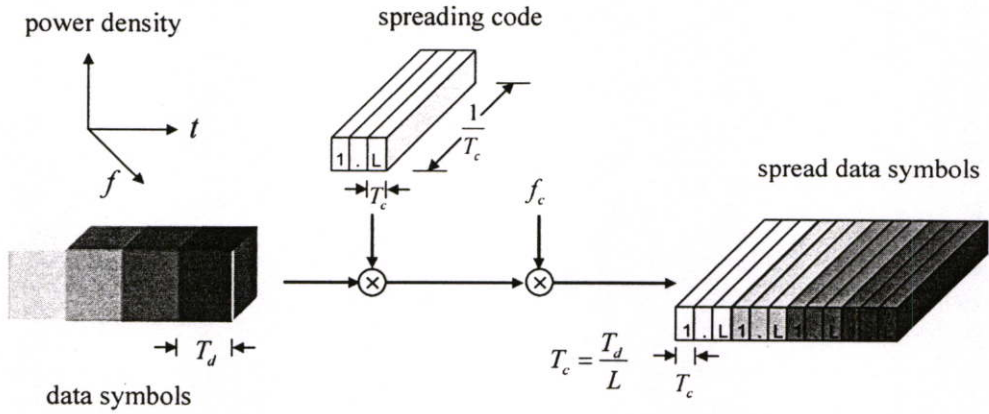
$$V_{guard} = 10 \log_{10} \left(\frac{T_g}{T_s} + 1 \right) \quad (2.38)$$

จากสมการ 2.38 จะเห็นได้ว่าถ้าช่วงเวลาป้องกันเป็น 20% ของคาบเวลาของ OFDM ซิมโบล T_s พลังงานที่สูญเสีย V_{guard} จะมีค่าน้อยกว่า 1dB นอกจากนี้การที่เพิ่มช่วงเวลาป้องกันเข้าไปยังเป็นการสูญเสียอัตราในการส่งข้อมูลลงไปด้วย อย่างไรก็ตามถ้าเปรียบเทียบกับ การส่งสัญญาณแบบคลื่นพาห์เดี่ยวซึ่งมีการสูญเสียอัตราในการส่งข้อมูลเช่นกันแล้ว แต่ก็ยังสามารถกล่าวได้ว่าการเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM ที่มีช่วงเวลาป้องกันให้ผลที่ดีมากกว่าเนื่องจากสามารถที่จะป้องกันผลกระทบที่เกิดจาก ISI และ ICI ได้

2.3 หลักการของระบบ OFDM-CDMA

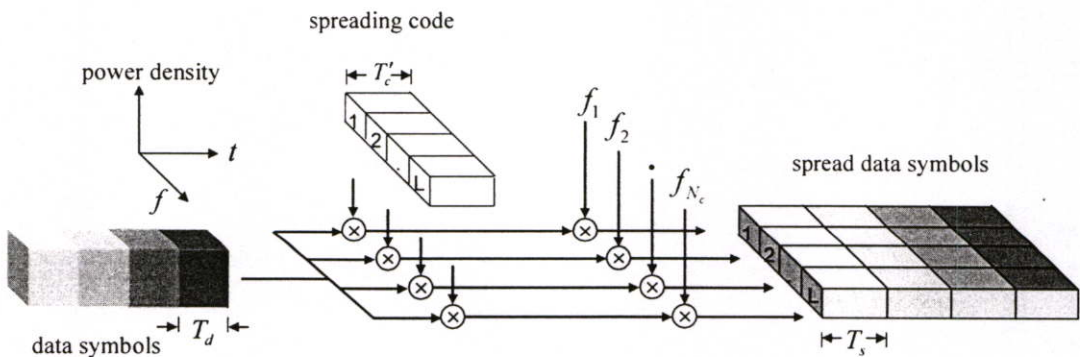
OFDM-CDMA (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Code Division Multiple Access) หรือ MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA) เป็นระบบการส่งผ่านสัญญาณที่กำลังเป็นที่สนใจในการนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย โดย OFDM-CDMA เป็นเทคนิคหนึ่งของ มัลติเคเรียร์สเปรดสเปกตรัม (Multi-Carrier Spread-Spectrum : MC-SS) ซึ่ง MC-SS ได้นำเอาเทคนิค DS-SS (Direct Sequence-SS) มาใช้ แต่แทนที่จะมอดูเลตข้อมูลบนสัญญาณ

คลื่นพาห์เดียว ก็จะทำการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi-Carrier Modulation : MC) ซึ่งการนำเอาเทคนิคทั้งสองมารวมกันนั้น ทำให้ MC-SS มีประสิทธิภาพการใช้งานสเปกตรัมที่ดีขึ้นและสามารถรองรับได้หลายผู้ใช้งานพร้อมกัน



รูปที่ 2.13 หลักการของสเปรดสเปกตรัมแบบไคเร็กซ์เควซ์

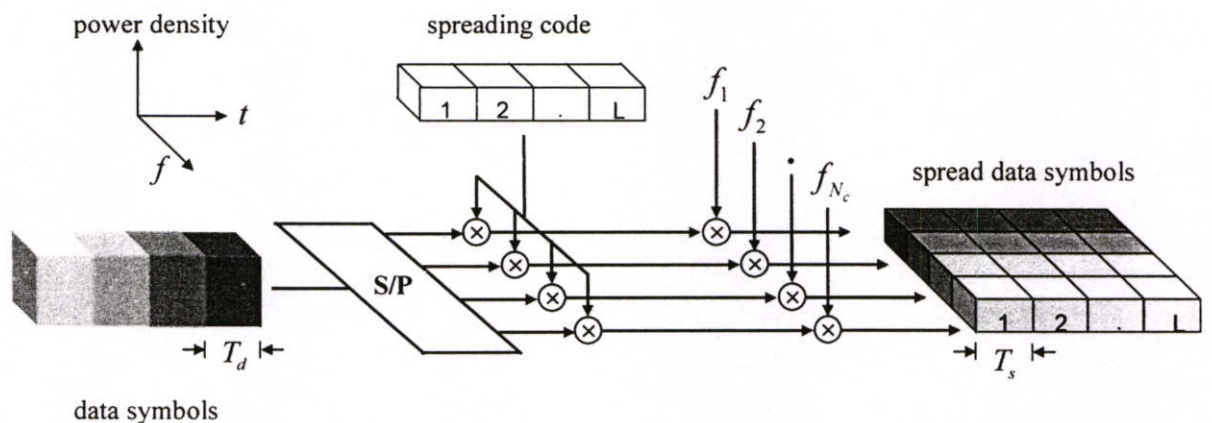
สำหรับหลักการทำสเปรดสเปกตรัมแบบไคเร็กซ์เควซ์ (ดังรูปที่ 2.13) นั้นสามารถทำได้โดยนำรหัสแผ่ (Spreading Code) เฉพาะแต่ละผู้ใช้งาน มาคูณกับซิมโบลข้อมูลของผู้ใช้งานนั้น โดยซิมโบลข้อมูลที่ผ่านการสเปรดแล้วจะมีจะประกอบด้วย L ชิพ (Chip) แต่ชิพมีความกว้างของชิพหรือคาบเวลาเท่ากับ T_c โดยที่อัตราชิพ $1/T_c$ (Chip rate) จะมีค่ามากกว่าอัตราซิมโบลของข้อมูล $1/T_d$ อยู่ L เท่า ทั้งนี้ L เท่ากับความยาวของรหัสแผ่หรืออัตราการขยายการประมวลผล (Processing gain) ด้วยระบบ DS-SS หลายผู้ใช้งานจะใช้งานบนแบนด์วิดท์ได้พร้อมกัน และสามารถแยกสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ที่ภาครับ ด้วยรหัสแผ่ที่เป็นชุดเดียวกับที่ภาคส่งที่ออกแบบเฉพาะแต่ละผู้ใช้งาน



รูปที่ 2.14 หลักการของการสเปรดข้อมูลของ OFDM-SS ในกรณีผู้ใช้งานเดียวและ $N = L$

$$(T_s = T_d \text{ และ } T'_c = T_d)$$

สำหรับ OFDM-CDMA นั้น จากรูปที่ 2.14 จะเห็นได้ว่าซิมโบลข้อมูลของผู้ใช้งานจะถูกคัดลอกออกเป็น L ซิมโบล แล้วคูณกับรหัสแผ่ ในลักษณะซิมโบลข้อมูลต่อหนึ่งชิป ของรหัสแผ่ โดยแต่ละชิปของรหัสแผ่ใน OFDM-CDMA นั้นจะถูกจัดเป็นกลุ่มตามแกนความถี่และมีคาบเวลาเท่ากับ T_c' ซึ่ง T_c' จะมีช่วงกว้างมากกว่า T_c ที่เป็นคาบเวลาของชิปของรหัสแผ่ของ DS-CDMA เนื่องจากถูกคูณด้วยเฟกเตอร์ N_c เมื่อ N_c เป็นจำนวนของจำนวนคลื่นพาห่อย่อย ในกรณีที่ N_c มีจำนวนเท่ากับ L ดังแสดงในรูปที่ 2.14 จะทำให้คาบเวลาของซิมโบลข้อมูล T_d คาบเวลาของชิป T_c' และคาบเวลาของ OFDM ซิมโบลหรือซิมโบลข้อมูลที่ผ่านการสเปรดมีคาบเวลาเท่ากัน การที่รหัสแผ่ถูกจัดอยู่บนแกนของความถี่นั้นหมายความว่าซิมโบลข้อมูลจะถูกสเปรดไปบนแกนของความถี่ ทำให้ทุกซิมโบลข้อมูลถูกสเปรดไปบนทุกคลื่นพาห่อย่อย และเมื่อเปรียบเทียบกับ DS-CDMA (รูปที่ 2.13) การตีเทคสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA จะสามารถทำได้ง่ายกว่า[4] โดยส่วนมากนั้น OFDM-CDMA จะถูกนำไปใช้งานในการส่งสัญญาณแบบขาลง (Downlink) เนื่องจากต้องการลดความความซับซ้อนที่ภาครับของสถานีโมบาย



รูปที่ 2.15 หลักการของการสเปรดข้อมูลแบบ MC-DS-CDMA

นอกจากเทคนิค OFDM-CDMA แล้วการทำ MC-SS ยังมีหลักการสเปรดอีกแบบคือการสเปรดบนแกนของเวลาโดยการจัดรหัสแผ่ตามแกนของเวลา ซึ่งเทคนิคแบบนี้ได้นำไปใช้ใน MC-DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA) และ MT-CDMA (Multi-Tone CDMA) โดยมีหลักในการสเปรดคือ เริ่มจากชุดซิมโบลข้อมูลอนุกรมจะถูกแปลงเป็นชุดซิมโบลข้อมูลย่อยขนาดที่มีอัตราข้อมูลต่ำก่อนที่จะทำการสเปรดแบบ DS แต่ละชุดข้อมูลย่อย จากรูปที่ 2.15 สังเกตได้ว่าถ้าจำนวนคลื่นพาห่อย่อย N_c มีค่าเป็นหนึ่ง จะทำให้ระบบในรูปเหมือนกับ DS-CDMA

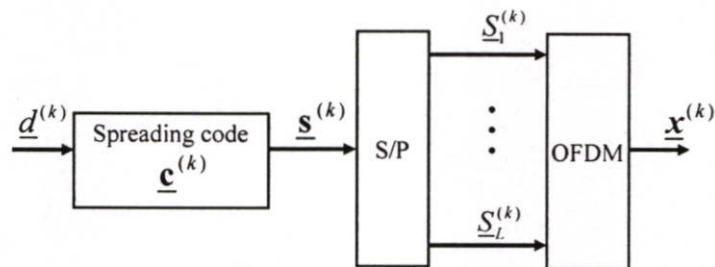
MC-DS-CDMA นั้นจะมอดูเลตซิมโบลข้อมูลย่อยในแต่ละคลื่นพาห่อย่อยที่มีระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่เป็นส่วนกลับของความกว้างของชิปของรหัสแผ่ เพื่อให้ซิมโบลมีคุณสมบัติตั้งฉากกันหลังจากผ่านการสเปรดแล้ว โดยที่ชิปของรหัสแผ่ใน MC-DS-CDMA มีขนาดเท่ากับช่วง

T_c' ของชิปใน OFDM-CDMA ถ้า $L = N_c$ แล้วหลักการสเปรดจะสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 ในการออกแบบของ MC-DS-CDMA ให้มีจำนวนช่องสัญญาณย่อยจำนวนมากโดยที่แต่ละช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ นั้นจะมีประโยชน์อย่างมากเมื่อใช้ไคเวอซีตีเชิงเวลา (Time diversity) อย่างไรก็ตามในช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ ไคเวอซีตีเชิงความถี่ (Frequency diversity) ก็จะสามารถใช้งานได้ถ้ามีชิมโบลเหมือนกันปรากฏอยู่บนบางคลื่นพาห้ย่อยหรือทั้งหมดจำนวนทั้งหมดของคลื่นพาห้ย่อยโดยอาศัยการใช้เทคนิคอินเทอร์ลีฟิง (Interleaving) หรือใช้ ซับแคเรียร์ฮอปปีง (Subcarrier hopping) [4]

สำหรับ MT-CDMA จะมีหลักในการสเปรดเหมือนกับ MC-DS-CDMA แต่อย่างไรก็ตามเมื่อเปรียบเทียบกับ MC-DS-CDMA MT-CDMA จะมีระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อยจะน้อยกว่าส่วนกลับของความกว้างของชิปของรหัสแผ่ ดังนั้นจึงมีโอกาสเกิด ICI แต่ในทางกลับกันด้วยระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อยที่น้อยลงทำให้สามารถใช้รหัสแผ่ที่ยาวกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับรหัสแผ่ของ DS-CDMA เมื่อเปรียบเทียบที่การใช้งานแบนด์วิดท์เท่ากัน ดังนั้นในสถานะที่มีผลกระทบจาก ICI เหมือนกันระบบ MT-CDMA จะสามารถรองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-CDMA

2.3.1 โครงสร้างของสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA

ระบบ OFDM-CDMA นั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 โดยเป็นพื้นฐานที่สามารถนำมาใช้ในการอธิบายได้ทั้งระบบ OFDM-CDMA ที่เป็นการส่งสัญญาณแบบขาขึ้น (Uplink) และแบบขาลง (Downlink) เมื่อ K คือจำนวนทั้งหมดของผู้ใช้งานในระบบที่เวลาเดียวกัน และลำดับที่ของผู้ใช้งานจะแทนด้วย k เมื่อ $k = 1, \dots, K$



รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างการสเปรดข้อมูลของระบบ OFDM-CDMA

จากรูปที่ 2.16 ชิโมบลข้อมูลที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนของผู้ใช้งานลำดับที่ k ซึ่งแทนด้วย $d^{(k)}$ จะผ่านการทำแมปปิง (Mapping) จากบิตข้อมูลที่มีจำนวนเท่ากับ $\log_2(M_d)$ โดยที่อัตราชิโมบล $d^{(k)}$ เท่ากับ $1/T_d$ สำหรับกระบวนการส่งสัญญาณ OFDM-CDMA ชิโมบลข้อมูล $d^{(k)}$ จะถูกสเปรดด้วยรหัสแผ่

$$\underline{\mathbf{c}}^{(k)} = [\underline{\mathbf{c}}_1^{(k)} \ \underline{\mathbf{c}}_2^{(k)} \ \dots \ \underline{\mathbf{c}}_L^{(k)}]^T \quad (2.39)$$

ที่อัตราชีพของรหัสแผ่เท่ากับ

$$\frac{1}{T_c} = \frac{L}{T_d} \quad (2.40)$$

ซึ่งจากสมการที่ 2.40 หมายความว่าอัตราชีพของรหัสแผ่นั้นจะมีค่ามากกว่าอัตราชีพโบลข้อมูล $1/T_d$ อยู่ L เท่า สำหรับชีพโบลข้อมูลที่ผ่านการสเปรดจะสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (2.41)

$$\underline{s}^{(k)} = \underline{d}^{(k)} \underline{c}^{(k)} = [\underline{S}_1^{(k)} \underline{S}_2^{(k)} \dots \underline{S}_L^{(k)}]^T \quad (2.41)$$

โดยอัตราชีพโบลข้อมูลที่ผ่านการสเปรด $\underline{S}_l^{(k)}$ เมื่อ $l=1, \dots, L$ จะมีค่าเท่ากับ $1/T_c$ จากนั้นแต่ละชีพโบล $\underline{S}_l^{(k)}$ ในรูปของชุดข้อมูลแบบขนานจะถูกมอดูเลตไปบน L คลื่นพาห้อย่อย (ตามสมการที่ 2.30) ดังนั้นแต่ละชีพโบลข้อมูล $\underline{d}^{(k)}$ จะถูกสเปรดไปบน L คลื่นพาห้อย่อย สำหรับคาบเวลาของสัญญาณที่ได้จะเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณ OFDM รวมกับช่วงเวลาดำเนินการ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.42

$$T_s' = T_g + N_c T_c \quad (2.42)$$

ถ้าต้องการส่งหนึ่งชีพโบลข้อมูลต่อผู้ใช้งานต่อ OFDM ชีพโบล นั้นจะต้องใช้จำนวนคลื่นพาห้อย่อย

$$N_c = L \quad (2.43)$$

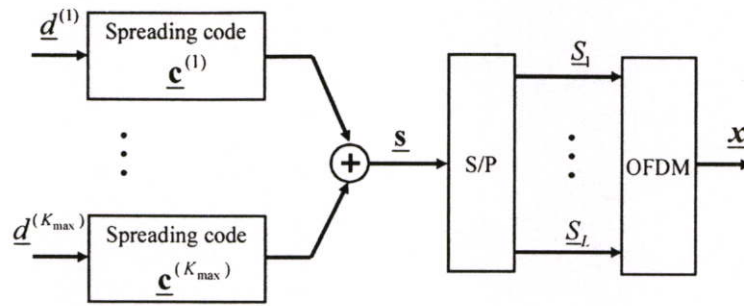
ดังนั้นคาบเวลาของชีพโบล OFDM ที่รวมกับช่วงเวลาดำเนินการคือ

$$T_s' = T_g + T_d \quad (2.44)$$

เมื่อใช้รหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติตั้งฉาก $\underline{c}^{(k)}$ เช่นลำดับของชุดข้อมูล Walsh-Hadamard ที่มีความยาว L ชีพ จำนวนผู้ใช้งานในระบบที่เวลาเดียวกันสูงสุด K_{\max} จะสามารถอธิบายได้ดังสมการ

$$K_{\max} = L \quad (2.45)$$

เมื่อพิจารณาระบบ OFDM-CDMA ที่เป็นการส่งสัญญาณเชื่อมโยงขาลง จะต้องมีการพิจารณาถึงชีพโบลข้อมูลของผู้ใช้งานจำนวน K ก่อนที่จะผ่านการแปลงจากอนุกรมเป็นแบบขนาน ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงหลักการของภาคส่งของระบบ OFDM-CDMA ในการส่งสัญญาณแบบเชื่อมโยงขาลงที่ $K_{\max} = L$ และ $N_c = L$

ในกรณีที่มีผู้ใช้งานพร้อมกัน ชิมโบลข้อมูลของแต่ละผู้ใช้งานที่ผ่านการสปรดด้วยรหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้งานเอง จะรวมกันเป็นเวกเตอร์

$$\underline{s} = \sum_{k=1}^{K_{\max}} \underline{s}^{(k)} = [\underline{s}_1 \ \underline{s}_2 \ \dots \ \underline{s}_L]^T \quad (2.46)$$

ดังนั้นจะเห็นได้ว่า K_{\max} จะเป็นตัวแปรที่กำหนดความซับซ้อนของวงจรที่ภากรับและยังเป็นตัวกำหนดจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย (ดังสมการที่ 2.45 และ 2.43) เพื่อที่จะรองรับผู้ใช้งานได้จำนวนมากขึ้น ในขณะที่มีความซับซ้อนของวงจรภากรับน้อยและมีจำนวนคลื่นพาห่ที่เพียงพอเพื่อที่จะทำให้ช่องสัญญาณย่อยเป็นการเฟดคิงแบบไม่เลือกความถี่ จึงจำเป็นต้องมีการปรับปรุงระบบ OFDM-CDMA โดยถ้าให้แต่ละผู้ใช้งานส่งชิมโบลข้อมูลมากกว่าหนึ่งชิมโบลข้อมูลต่อหนึ่ง OFDM ชิมโบล จำนวนคลื่นพาห่อย่อยของ OFDM-CDMA จะเปลี่ยนเป็น

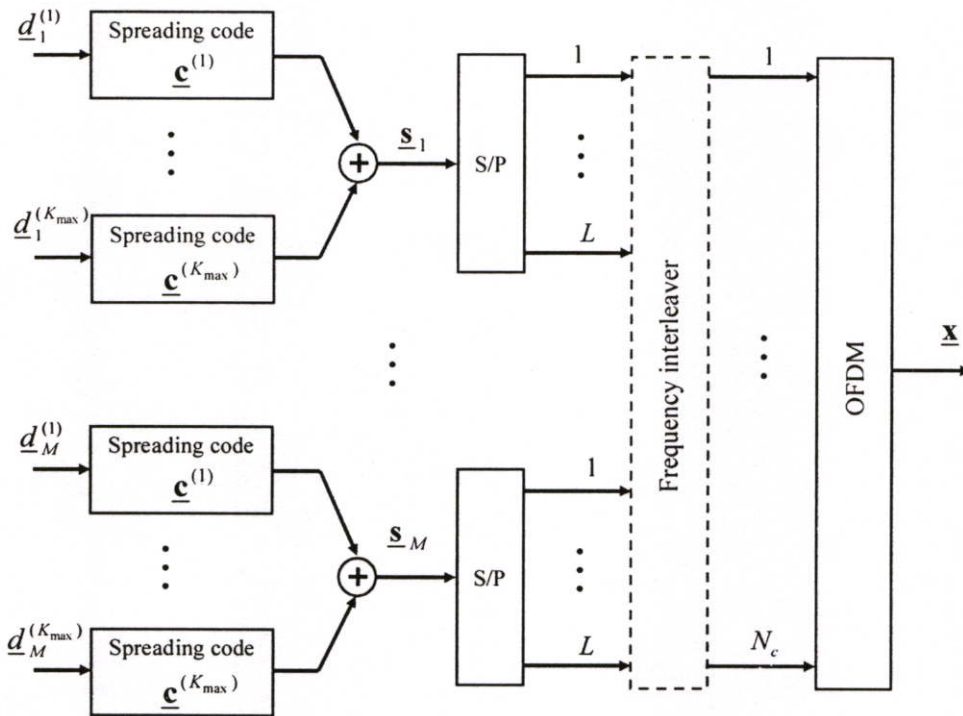
$$N_c = ML \quad (2.47)$$

แต่ละผู้ใช้งานจะใช้ N_c คลื่นพาห่อย่อยในการส่งข้อมูล ดังนั้นคาบเวลา OFDM ชิมโบลที่รวมช่วงเวลาป้องกันจะเพิ่มขึ้นเป็น

$$T_s' = T_g + MLT_c \quad (2.48)$$

จากสมการที่ 2.47 และ 2.48 จะเห็นได้ว่ากาที่ส่งชิมโบลข้อมูลมากกว่าหนึ่งชิมโบล จะเป็นการเพิ่มจำนวนของคลื่นพาห่อย่อยในขณะที่ความยาวของรหัสแผ่และจำนวนผู้ใช้งานสูงสุดยังมีจำนวนที่คงที่ ดังนั้นคาบเวลาของ OFDM ชิมโบลจะเพิ่มขึ้น ทำให้การสูญเสียในการใช้งานแบนด์วิดท์ลดลง เนื่องจากช่วงเวลาป้องกันลดลง ยิ่งไปกว่านั้นจากระยะระหว่างคลื่นพาห่อย่อยที่ลดลงยังเป็นการ

รับรองได้ว่าช่องสัญญาณย่อยจะมีคุณสมบัติเป็นการเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ [4] สำหรับจำนวนผู้ใช้งานได้สูงสุด K_{\max} ยังคงนิยามได้ตามสมการที่ 2.45

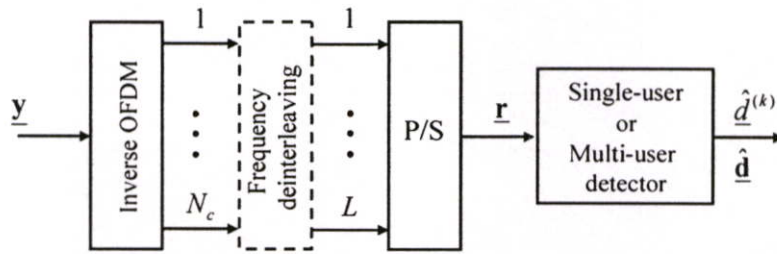


รูปที่ 2.18 แสดงหลักการของภาคส่งของระบบ OFDM-CDMA ในการส่งสัญญาณแบบเชื่อมโยงขาลงที่ $K_{\max} = L$ และ $N_c = ML$

จากรูปที่ 2.18 ซิมโบลข้อมูล $d_m^{(k)}$ คือซิมโบลข้อมูลลำดับที่ m เมื่อ $m=1, \dots, M$ ของผู้ใช้งานลำดับที่ k เมื่อ $k=1, \dots, K_{\max}$ โดยที่ส่งข้อมูลพร้อมกัน M ซิมโบลต่อผู้ใช้งาน สำหรับค่า M นั้นจะถูกจำกัดด้วยค่าเวลาโคฮีเร้นซ์ $(\Delta t)_c$ ของช่องสัญญาณ (สมการที่ 2.11) เนื่องจากคาบเวลาของ OFDM ซิมโบล T_s' ที่เพิ่มขึ้นจากค่า M (สมการที่ 2.47) จะต้องน้อยกว่า $(\Delta t)_c$ เพื่อให้มั่นใจว่าช่องสัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time-invariant) เพื่อเป็นการใช้โคเวอริจี้ทางความถี่ให้เกิดประโยชน์ ลำดับข้อมูล s_m เมื่อ $m=1, \dots, M$ ที่ถูกส่งไปบน OFDM ซิมโบลเดียวกันจะถูกทำอินเทอลีฟวิงบนแกนของความถี่ สำหรับคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในการส่ง s_m ควรมีระยะห่างกันมากกว่าโคฮีเร้นซ์แบนด์วิดท์ $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ

2.3.2 หลักการตีเทคชันของระบบ OFDM-CDMA

เนื่องจากการตีเทคชันของแต่ละระบบย่อยนั้นมีความเป็นอิสระต่อกัน ดังนั้นจึงสามารถที่จะพิจารณาได้เพียงระบบย่อยเดียว สำหรับภาครับของระบบ OFDM-CDMA สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรภาครับของระบบ OFDM-CDMA โดยพิจารณาเป็นระบบย่อยสำหรับ
ผู้ใช้งานลำดับที่ k

จากรูปที่ 2.19 ลำดับซิมโบลที่ได้รับ \underline{y} หลังจากผ่านกระบวนการแปลงกลับ OFDM (Inverse OFDM) จะได้เป็นเวกเตอร์ \underline{r} แต่ถ้ามีการทำอินเทอร์ลีฟิงทางความถี่ที่ภาคส่งก็จะต้องมีการใช้ทำดีอินเทอร์ลีฟิง (Deinterleaving) โดยเวกเตอร์ \underline{r} สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\underline{r} = \underline{H}\underline{s} + \underline{w} = [R_1 R_2 \dots R_L]^T \quad (2.49)$$

เมื่อ \underline{s} คือเวกเตอร์สัญญาณที่ส่ง \underline{r} คือเวกเตอร์ที่ได้รับที่ภาครับ \underline{H} คือเมตริกซ์ของช่องสัญญาณ และ \underline{w} คือเวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน โดยสมการที่ 2.49 จะเหมือนกับสมการที่ 2.35 ยกเว้นค่า n เมื่อ $n=1, \dots, N_c$ ที่แสดงคลื่นพหุย่อย จะแทนด้วยค่า l เมื่อ $l=1, \dots, L$ ที่แสดงถึงความยาวของรหัสแผ่ เนื่องจากระบบ OFDM-CDMA ที่ผ่านการปรับปรุงสัญญาณ \underline{s} จะถูกส่งเฉพาะบนซับเซตของคลื่นพหุย่อย N_c จำนวน สำหรับกรณีที่เป็นระบบสื่อสารเชื่อมโยงขาลงนั้น สัญญาณของผู้ใช้งานทั้งหมดจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเดียวกันดังนั้นเวกเตอร์ของสัญญาณที่ได้รับที่วงจรภาครับจะสามารถแสดงได้ดังสมการ 2.50

$$\underline{r} = \underline{H} \sum_{k=1}^K \underline{s}^{(k)} + \underline{w} = \underline{H} \sum_{k=1}^K \underline{d}^{(k)} \underline{c}^{(k)} + \underline{w} \quad (2.50)$$

ถ้าพิจารณาสัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ k จากสมการที่ 2.50 จะได้

$$\underline{r} = \underline{H}^{(k)} (\underline{d}^{(k)} \underline{c}^{(k)}) + \underbrace{\underline{H}^{(k)} \sum_{g=1, g \neq k}^K \underline{d}^{(g)} \underline{c}^{(g)}}_{\text{MAI}} + \underline{w} \quad \text{เมื่อ } g=1, \dots, K \text{ และ } k \in g \quad (2.51)$$

แต่สำหรับในกรณีระบบสื่อสารเชื่อมโยงขาขึ้นสัญญาณแต่ละผู้ใช้งานจากสถานีโมบายจะส่งผ่านช่องสัญญาณที่แตกต่างกันดังนั้นสัญญาณที่ภาครับของสถานีฐานจะประกอบด้วยหลายสัญญาณมารวมกัน

$$\mathbf{r} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}^{(k)} \mathbf{s}^{(k)} + \mathbf{w} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}^{(k)} (\mathbf{d}^{(k)} \mathbf{c}^{(k)}) + \mathbf{w} \quad (2.52)$$

และเมื่อพิจารณาสัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ k จากสมการที่ 2.52 จะได้

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}^{(k)} (\mathbf{d}^{(k)} \mathbf{c}^{(k)}) + \underbrace{\sum_{g=1, g \neq k}^K \mathbf{H}^{(g)} (\mathbf{d}^{(g)} \mathbf{c}^{(g)})}_{\text{MAI}} + \mathbf{w} \quad \text{เมื่อ } g=1, \dots, K \text{ และ } k \in g \quad (2.53)$$

การที่แต่ละสัญญาณที่ส่งได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณที่ต่างกันจะทำให้คุณสมบัติที่ตั้งฉากกันของสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งานเปลี่ยนไป จากสมการที่ 2.51 และ 2.53 จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ผ่านการคิสแปรคทีภากรับ นอกจากจะมีสัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการยังมีสัญญาณที่มาจากผู้ใช้งานอื่นอีกด้วย การที่เกิดสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานอื่นที่ไม่ต้องการนั้นเรียกว่า MAI (Multiple Access Interference)

หลักของเทคนิคการคิสแปรคชันสัญญาณนั้นสามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบคือ การคิสแปรคชันแบบผู้ใช้งานเดี่ยว (Single User Detection: SD หรือ SUD) และ การคิสแปรคชันแบบหลายผู้ใช้งาน (Multi-User Detection: MD หรือ MUD) สำหรับจุดประสงค์ในการทำคิสแปรคชันนั้นก็เพื่อประมาณหาซิมโบลข้อมูลที่ส่งมา $\mathbf{d}^{(k)}$ ของผู้ใช้งานที่ k ในกรณีของ SD หรือ แบบ MD ที่ใช้ IC (Interference Cancellation) นั้น ซิมโบล $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ จะเป็นซิมโบลที่ได้จากการประมาณของซิมโบลที่ส่ง $\mathbf{d}^{(k)}$ แต่ในกรณีการคิสแปรคชันแบบ MD นั้นเวกเตอร์ของซิมโบลข้อมูลของผู้ใช้งานทั้งหมด K ที่ถูกส่งมาพร้อมกันในหนึ่ง OFDM ซิมโบลในหนึ่งระบบย่อยจะแทนด้วย

$$\mathbf{d} = [\mathbf{d}^{(1)} \mathbf{d}^{(2)} \dots \mathbf{d}^{(K)}]^T \quad (2.54)$$

นอกจากนี้เมตริกซ์ของรหัสแผ่ขนาด $L \times K$ ที่ประกอบด้วยรหัสแผ่ของ K ผู้ใช้งาน สามารถแทนได้ดังสมการ

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}^{(1)} \mathbf{c}^{(2)} \dots \mathbf{c}^{(K)}] = \begin{bmatrix} \underline{C}_1^{(1)} & \underline{C}_1^{(2)} & \dots & \underline{C}_1^{(K)} \\ \underline{C}_2^{(1)} & \underline{C}_2^{(2)} & \dots & \underline{C}_2^{(K)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{C}_L^{(1)} & \underline{C}_L^{(2)} & \dots & \underline{C}_L^{(K)} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

ในกรณีที่รหัสแผ่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันนั้น K จะมีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่า L สำหรับเวกเตอร์ที่ถูกส่ง \mathbf{s} ตามที่นิยามดังสมการที่ 2.46 จะสามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\mathbf{s} = \mathbf{C}\mathbf{d} = [\underline{S}_1 \ \underline{S}_2 \ \dots \ \underline{S}_L]^T \quad (2.56)$$

และที่ถ้ากรับเวกเตอร์ที่ใช้การดีเทคชันแบบ MD จะให้เวกเตอร์

$$\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}^{(1)} \ \hat{d}^{(2)} \ \dots \ \hat{d}^{(K)}]^T \quad (2.57)$$

สำหรับค่าเฉลี่ย SNR ต่อคลื่นพหุข้อย่อยที่อินพุทของวงจรถ่ายรับนั้นสามารถนิยามได้ดังสมการ

$$\gamma_c = \frac{E\{|\underline{H}_l \underline{S}_l|^2\}}{\sigma^2} \quad (2.58)$$

เมื่อ \underline{H}_l แทนแชนเนลของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณของคลื่นพหุข้อย่อยที่มีซิมโบล \underline{S}_l อยู่ ส่วนแชนเนลของสัญญาณรบกวนสามารถหาได้ตามสมการที่ 2.34 เมื่อสมมติให้กำลังหรือขนาดของช่องสัญญาณผ่านการทำนอร์มอลไลซ์

$$E\{|\underline{H}_l|^2\} = 1 \quad (2.59)$$

และ \underline{H}_l มีความเป็นอิสระเชิงสถิติจาก (Statistically Independent) \underline{S}_l ในทุกค่า l ค่าเฉลี่ย SNR ต่อคลื่นพหุข้อย่อย จากสมการที่ 2.58 จะได้ว่า

$$\gamma_c = \frac{E\{|\underline{S}_l|^2\}}{\sigma^2} \Big|_{E\{|\underline{H}_l|^2\}=1} \quad (2.60)$$

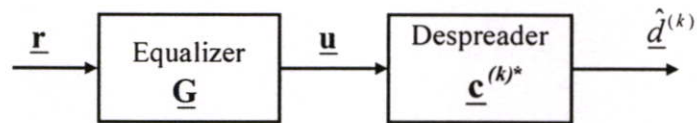
ถ้าสมมติให้ซิมโบลข้อมูลของผู้ใช้งานในการส่งสัญญาณเชื่อมโยงขาลง มีพลังงานเฉลี่ยเท่ากัน หรือ $E\{|\underline{d}^{(k)}|^2\}$ ต่อผู้ใช้งานเท่ากัน ค่า SNR ต่อซิมโบลข้อมูล γ_s จะมีความสัมพันธ์กับ ค่า SNR ต่อคลื่นพหุข้อย่อย γ_c ดังนี้

$$\gamma_s = \frac{L\gamma_c}{K} = \frac{E\{|\underline{d}^{(k)}|^2\}}{\sigma^2} \Big|_{E\{|\underline{H}_l|^2\}=1} \quad (2.61)$$

เทคนิคการทำดีเทคชันบางประเภทนั้นจำเป็นต้องรู้ค่า SNR ที่อินพุทของวงจรถ่ายรับเหล่านี้ สำหรับใช้ในการประมาณช่องสัญญาณ โดยค่า SNR นี้สามารถประมาณได้ด้วยการส่ง ไฟล์อักษ-

โบล (Pilot symbol) หรือการส่ง OFDM ซิมโบลที่มีพลังงานเป็นศูนย์ ในตำแหน่งเริ่มต้นของแต่ละ OFDM เฟรม

การตีเทคชันแบบ SD นั้นจะไม่สนใจสัญญาณในส่วนของ MAI จะสนใจเพียงสัญญาณของผู้ใช้งานที่ต้องการเท่านั้น โครงสร้างของ SD ในการทำตีเทคชันข้อมูลของผู้ใช้งานลำดับที่ k สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.20 กล่าวคือหลังจากที่สัญญาณที่ได้รับผ่านกระบวนการแปลงกลับ OFDM เวกเตอร์ลำดับข้อมูล \underline{r} (ตามสมการที่ 2.49) จะผ่านการทำอีควอไลเซชัน (Equalization) โดยที่เอาพุท \underline{u} สามารถเขียนในรูปของสมการได้ตามสมการที่ 2.62



รูปที่ 2.20 แสดงโครงสร้างของ SD ตีเทคชัน

$$\underline{u} = \underline{G} \underline{r} = [U_1 \ U_2 \ \dots \ U_L]^T \quad (2.62)$$

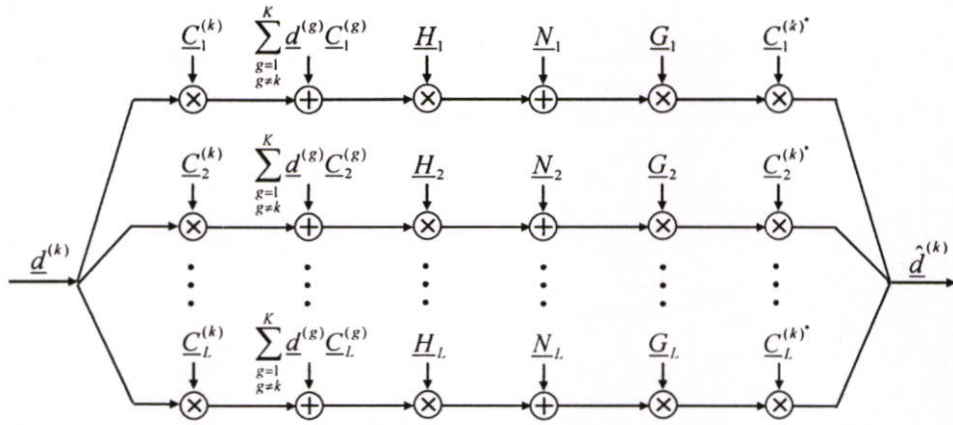
เมื่อ Diagonal อีควอไลเซอร์เมตริกซ์ \underline{G} ขนาด $L \times L$ คือ

$$\underline{G} = \begin{bmatrix} G_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & G_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & G_L \end{bmatrix} \quad \text{เมื่อ } l = 1, 2, \dots, L$$

เมตริกซ์ \underline{G} นี้จะแทนสัมประสิทธิ์ที่เป็นจำนวนเชิงซ้อนจำนวน L ของคลื่นพาย์ย่อยที่ s ถูกส่งมาจากนั้นเวกเตอร์เอาพุท \underline{u} จะผ่านการตีสเปรดด้วยคู่สังยุค (Conjugate) ของรหัสแม่ $\underline{c}^{(k)*}$ (ตามสมการที่ 2.39) ดังนั้น

$$\hat{d}^{(k)} = \underline{c}^{(k)*} \underline{u}^T \quad (2.63)$$

ด้วยสมมุติฐานตามสมการที่ 2.33 ระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้การตีเทคชันแบบ SD สามารถแสดงได้ตามรูปที่ 2.21 สำหรับการหาสัมประสิทธิ์ของอีควอไลเซอร์หรือค่าถ่วงน้ำหนักของเมตริกซ์ \underline{G} นั้นจะมีเทคนิคดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.21 แสดง โครงสร้างของระบบ OFDM-CDMA ที่ทำดีเทคชันแบบ SD

เทคนิคแบบ **Maximum Ratio Combining (MRC)** ค่าถ่วงน้ำหนักจะมีค่าเท่ากับคู่สังยุคของสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ โดยสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$\underline{G}_i = \underline{H}_i^* \quad (2.64)$$

ในกรณีของการดีเทคชันแบบผู้ใช้งานเดียวนั้น MRC จะให้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุดเนื่องจากไม่ได้มีการพิจารณา MAI แต่ข้อเสียของ MRC ในระบบ OFDM-CDMA คือทำให้คุณสมบัติตั้งฉากของรหัสหายไป ซึ่งทำให้ผลกระทบที่เกิดจาก MAI มีมากขึ้น

เทคนิคแบบ **Phase correction (PC)** หรือ **Equal Gain Combining (EGC)** จะเป็นการชดเชยเปลี่ยนแปลงของเฟสที่เกิดจากช่องสัญญาณ โดยการใช้สัมประสิทธิ์ของอีควอลไลเซอร์เท่ากับ

$$\underline{G}_i = \frac{\underline{H}_i^*}{|\underline{H}_i|} \quad (2.65)$$

อย่างไรก็ตามเทคนิคแบบ PC นั้นไม่สามารถที่จะช่วยคงคุณสมบัติตั้งฉากระหว่างรหัสแม่ เมื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งได้ จึงไม่ได้ช่วยลดผลกระทบจาก MAI ที่ภาครับ

เทคนิคแบบ **Zero Forcing (ZF)** หรือ **Othogonal Restoring Combining (ORC)** เป็นเทคนิคที่ลดผลกระทบจาก MAI โดยการให้ สัมประสิทธิ์ของอีควอลไลเซอร์เท่ากับ

$$\underline{G}_i = \frac{1}{\underline{H}_i} \quad (2.66)$$

แต่เทคนิคนี้จะมีข้อเสียคือในกรณีที่แอมพลิจูดของ \underline{H}_i มีค่าน้อยจะเป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวน \underline{N}_i

เทคนิคแบบ Minimum Mean Square Error (MMSE)

เป็นเทคนิคการหาค่าถ่วงน้ำหนักที่จะลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดระหว่างค่าของสัญญาณที่ส่งกับสัญญาณที่ได้จากเอาพุทของอีควอลไลเซอร์ ซึ่งค่าความผิดพลาดดังกล่าวคือ

$$\underline{\varepsilon}_l = \underline{S}_l - \underline{G}_l \underline{R}_l \quad (2.67)$$

โดยที่ค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาด

$$J_l = E\{|\underline{\varepsilon}_l|^2\} \quad (2.68)$$

สามารถที่จะลดลงได้โดยการใช้หลักของคุณสมบัติการตั้งฉากกัน กล่าวคือค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาด J_l สามารถที่จะลดค่าลงได้ถ้าเลือกค่าสัมประสิทธิ์ของค่าถ่วงน้ำหนัก \underline{G}_l ที่ทำให้ค่าความผิดพลาด $\underline{\varepsilon}_l$ มีคุณสมบัติตั้งฉากกับสัญญาณที่ได้รับ \underline{R}_l^* ดังนั้น

$$E\{\underline{\varepsilon}_l \underline{R}_l^*\} = 0 \quad (2.69)$$

จากสมการที่ 2.58 2.68 และ 2.69 จะสามารถหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เป็นไปตามเงื่อนไขข้างต้นได้คือ

$$\underline{G}_l = \frac{\underline{H}_l^*}{|\underline{H}_l|^2 + 1/\gamma_c} \quad (2.70)$$

ดังนั้นจากสมการที่ 2.70 จะเห็นได้ว่าการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของอีควอลไลเซอร์หรือค่าถ่วงน้ำหนักนั้นจะต้องมีการประมาณค่า SNR ต่อคลื่นพหุข้อย γ_c สำหรับในกรณีที่ γ_c เข้าใกล้ ∞ นั้นจะเห็นได้ว่าค่าถ่วงน้ำหนักที่ได้จากเทคนิค MMSE จะเหมือนกับค่าที่ได้จากเทคนิคแบบ ZF

สำหรับหลักการของการตีเทกชันแบบหลายผู้ใช้งาน (Multi-user Detection: MD) นั้น จะสามารถใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพได้ เมื่อภาครับทราบชุดรหัสแม่ของผู้ใช้งานทุกราย ซึ่งในทางปฏิบัติจะมีเพียงสถานีฐานเท่านั้นที่จะทราบชุดรหัสแม่ทั้งหมด ในขณะที่วงจรภาครับของสถานีโมบายจะทราบแค่รหัสแม่ของตนเท่านั้น ดังนั้นการประยุกต์ใช้งานของภาครับสำหรับหลายผู้ใช้งานจึงมักจะถูกเลือกใช้ที่สถานีฐาน นอกจากนี้แล้วสถานีฐานยังไม่มีข้อจำกัด ในแง่ของความซับซ้อนของการประมวลผลสัญญาณ และความสามารถของแหล่งจ่ายไฟ ซึ่งแตกต่างกับสถานีโมบายที่มีข้อจำกัดทางความจุและขนาดของแบตเตอรี่หรือแหล่งจ่ายไฟ ดังนั้นการทำตีเทกชันแบบ MD จึงเหมาะกับการสื่อสารเชื่อมโยงขาขึ้น ส่วนการตีเทกชันแบบ SD จะมีความเหมาะสมกับการ

สื่อสารเชื่อมโยงขาด สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะแสดงเพียงแต่เทคนิคการตีเทกชันแบบผู้ใช้งาน
เดียวเท่านั้น

บทที่ 3

แบบจำลองการทำงานของระบบ

3.1 แบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

ความแตกต่างระหว่างของตำแหน่งและความเร็วของเครื่องบินมีผลทำให้ช่องสัญญาณสื่อสารการบินแต่ละช่วงมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป โดยช่องสัญญาณเหล่านี้จะถูกแบ่งตามลักษณะของการเฟดดิ้ง การดอปเปลอร์ และค่าเวลาดีเลย์ของระบบ นอกจากนี้ยังมีอัตราส่วนของกำลังระหว่างสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทาง LOS กับสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทางที่ผ่านการสะท้อน ที่เรียกว่าค่าไรเซียนเฟกเตอร์ เป็นค่าที่ใช้ในการกำหนดคุณสมบัติของช่องสัญญาณเหล่านี้ด้วย ซึ่งค่าไรเซียนเฟกเตอร์สามารถอธิบายได้ดังสมการดังที่ 3.1 และ 3.2

$$K_{Rice} = \frac{a^2}{c^2} \quad (3.1)$$

หรือ

$$K_{Rice} = 10 \cdot \log_{10} \frac{a^2}{c^2} \text{ dB} \quad (3.2)$$

เมื่อ a คือค่าแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทาง LOS และ c^2 คือค่าแวนเรียนซ์ของสัญญาณที่มาจาก การแพร่กระจายที่มี zero-mean quadrature component เพื่อเป็นการง่ายต่อการจำลองแบบช่องสัญญาณจึงต้องการให้ ค่าเฉลี่ยทฤษฎี (Throughput) ของกำลังงานคงที่ นั่นคือ

$E|h(\tau, t)|^2] = a^2 + c^2 = 1$ จากเงื่อนไขนี้สามารถหาค่า a และ c ได้ดังนี้

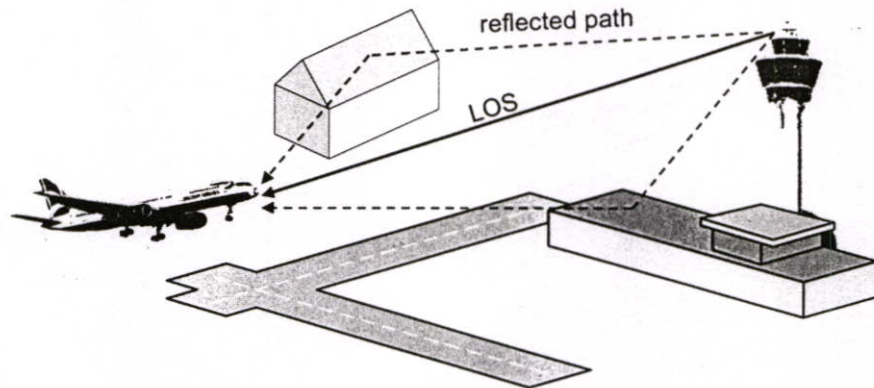
$$a = \sqrt{\frac{K_{Rice}}{K_{Rice} + 1}} \quad (3.3)$$

$$c = \sqrt{\frac{1}{K_{Rice} + 1}} \quad (3.4)$$

ดังนั้นถ้า K_{Rice} เป็นศูนย์ ($K_{Rice} = 0$) หรือ เป็นการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี จะได้ค่า $a = 0$ และ $c = 1$ ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่ได้รับจะมาจากเส้นทางที่ได้จากการสะท้อนเท่านั้น แต่ถ้า K_{Rice} มีค่าเป็นอนันต์ ($K_{Rice} \rightarrow \infty$) จะได้ค่า $a = 1$ และ $c = 0$ ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่ผู้รับได้รับจะมาจากเส้นทาง LOS

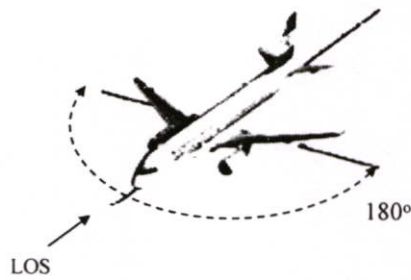
3.1.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณขณะเครื่องบินกำลังขึ้นบินหรือกำลังลงจอด (Arrival scenario)

เป็นช่วงที่เครื่องบินกำลังจะบินลงสู่พื้น (Landing) หรือกำลังที่จะบินขึ้นเพื่อออกจากสนามบิน (Take off) ซึ่งทั้งสองช่วงนี้จะแตกต่างกันที่ความถี่ดอปเปลอร์เท่านั้น

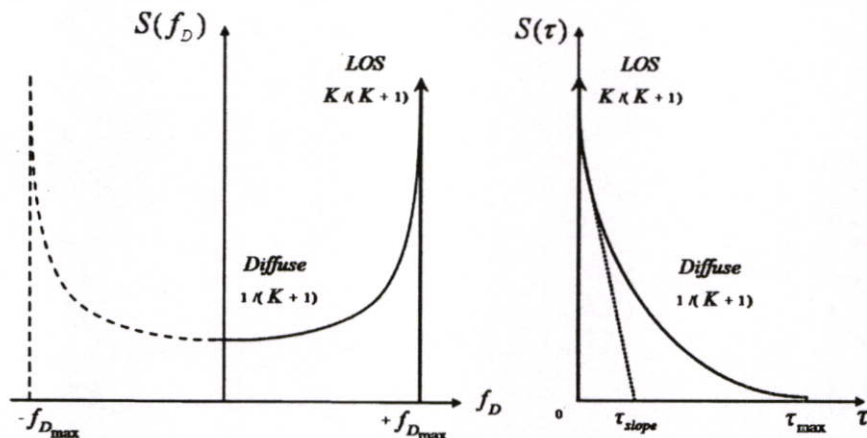


รูปที่ 3.1 แสดงถึงตำแหน่งของเครื่องบินในช่วงที่เครื่องบินกำลังลง

สมมติให้ในขณะที่เครื่องบินบินอยู่เหนือรันเวย์ (Runway) ได้รับสัญญาณจากเส้นทาง LOS และสามารถรับสัญญาณที่เกิดจากการกระเจิง (Scattering) เนื่องจากตัวอาคารของสนามบิน หรือสิ่งกีดขวางอื่นๆ โดยที่ค่าไรซ์เฟกเตอร์ กำหนดให้เท่ากับ 15 dB ซึ่งหมายความว่ากำลังของสัญญาณที่ได้รับในเส้นทาง LOS มีค่าอยู่ในระดับสูง โดยค่าที่กำหนดขึ้นมานี้ได้พิสูจน์จากการวัดที่สนามบินต่างๆ [5] ซึ่งค่าเฉลี่ยของไรซ์เฟกเตอร์ที่ได้จะมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 15 dB เมื่อพิจารณาถึงความเร็วของเครื่องบินที่บินในช่วงนี้โดยทั่วไปเครื่องบินจะบินด้วยความเร็วประมาณ 25 ถึง 150 เมตรต่อวินาที ($v = 25 \dots 150 \text{ ms}$) และเมื่อพิจารณาในส่วนของสัญญาณที่ได้รับจากเส้นทางการกระเจิงนั้นจะไม่ได้เป็นในลักษณะของ Isotropically Distribution แต่สมมุติจะว่าสัญญาณส่วนนี้สามารถรับได้จากส่วนหน้าของเครื่องบินในช่วงบีมวิดท์ (Beamwidth) ที่มีขนาด 180 องศา ($\beta = 180^\circ$) ส่วนสัญญาณที่มาจากเส้นทาง LOS สามารถรับได้ตรงด้านหน้าของเครื่องบิน ดังแสดงดังรูปที่ 3.2 (ก) เหตุนี้เองทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์ที่เลื่อนออกไปของสัญญาณที่รับได้จากเส้นทาง LOS มีค่าเท่ากับความถี่ดอปเปลอร์สูงสุด ($f_{D_{LOS}} = f_{D_{max}}$) โดยสามารถแสดงคอปเปลอร์สเปกตรัมได้ดังรูปที่ 3.2 (ข)



(ก)



(ข)

(ค)

รูปที่ 3.2 (ก) แสดงถึงตำแหน่งที่เครื่องบินได้รับสัญญาณ (ข) ลักษณะของคอปเพลอร์สเปกตรัม และ (ค) ดีเลย์สเปกตรัมของช่องสัญญาณ ในช่วง Arrival

สำหรับค่าเวลาดีเลย์สูงสุดสมมุติให้มีค่าเท่ากับ $7\mu s$ ($\tau_{max} = 7\mu s$) ซึ่งหมายถึง $\Delta d = 2100$ เมตร โดยสเปกตรัมกำลังของดีเลย์สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.5 และรูปที่ 3.2 (ค)

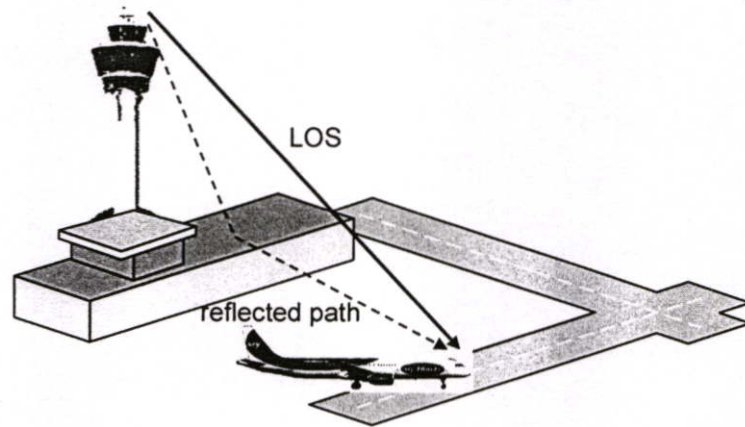
$$S(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\tau_{slope} (1 - e^{-\tau_{max}/\tau_{slope}})} e^{-\tau/\tau_{slope}}, & \text{if } 0 < \tau \leq \tau_{max} \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (3.5)$$

เมื่อ $\tau_{slope} = 1\mu s$

3.1.2 แบบจำลองของช่องสัญญาณขณะเครื่องบินเคลื่อนที่เข้าหุลุมจอด (Taxi scenario)

เป็นช่วงที่เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่อยู่บนพื้นและเคลื่อนที่เข้าหรือออกจากหลุมจอดหรืออาคาร ผู้โดยสารตามที่แสดงในรูปที่ 3.3 โดยค่าไรซ์เฟกเตอร์จะเท่ากับ 6.9 dB ซึ่งค่านี้ได้จากการคำนวณซึ่ง

อาศัยการสมมุติว่าลักษณะของช่องสัญญาณในช่วงนี้เป็นช่องสัญญาณที่มีสภาพแวดล้อมเป็นแบบพื้นผิวเรียบ (Nonhilly) [5]

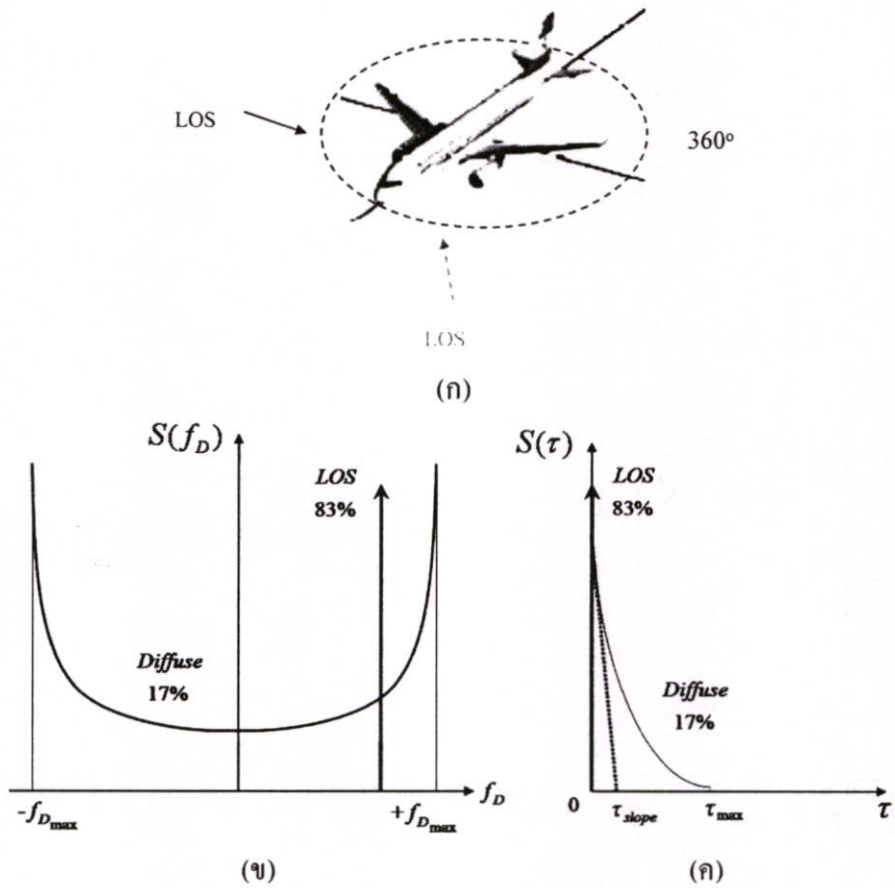


รูปที่ 3.3 แสดงถึงตำแหน่งของเครื่องบินในช่วงที่เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่เข้าหุลุมจอด

ในช่วงนี้เครื่องบินจะมีความเร็วทั่วไปอยู่ที่ $v = 0 \dots 15 \text{ m/s}$ และเครื่องบินสามารถรับสัญญาณที่มาจาก การกระเจิงของสัญญาณได้รอบทิศทาง โดยมีมุมที่มีค่าเท่ากับ 360 องศา ($\beta = 360^\circ$) ส่วนสัญญาณ ที่มาจากเส้นทาง LOS ถูกสมมุติให้เข้ามาในทิศทางที่ทำมุมเดียวกับด้านหน้าของเครื่องบินดังแสดงได้ ดังสมการที่ 3.6

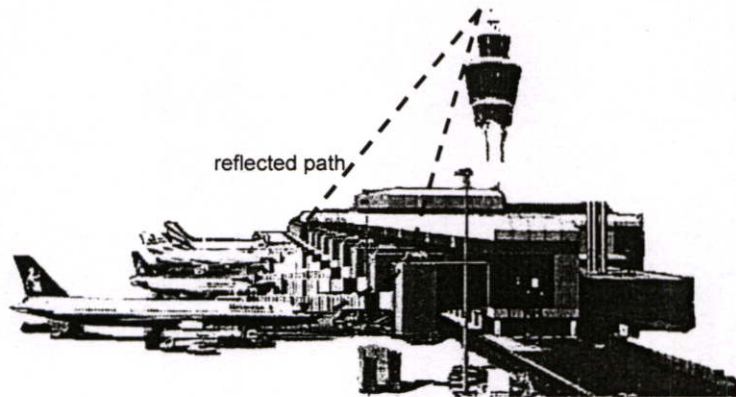
$$f_{D_{LOS}} = 0.7 \cdot f_{D_{max}} \quad (3.6)$$

พิจารณาคิเล็สเปกตรัมสามารถอธิบายได้ตามสมการที่ 3.5 เพียงแต่ค่า $\tau_{slope} = 1/9.2 \mu\text{s}$ และมีค่าเวลา คิเล็สูงสุด $\tau_{max} = 0.7 \mu\text{s}$ โดยค่าต่างๆที่กล่าวมาสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 ในแบบจำลองช่วงนี้ ถึงแม้ว่าคิเล็สูงสุดและความถี่คอปเปอเรอร์สูงสุดจะมีค่าที่ลดลง เมื่อเปรียบเทียบกับแบบจำลอง ช่องสัญญาณสื่อสารการบินช่วงเครื่องบินอยู่เหนือรันเวย์หรือช่วงที่เครื่องบินกำลังลงสู่รันเวย์ แต่ด้วยค่า ไรซ์เฟกเตอร์ที่มีค่าน้อยกว่าทำให้ช่องสัญญาณช่วงนี้มีผลต่อการเฟดดิ้งของสัญญาณที่ส่งรุนแรงกว่า



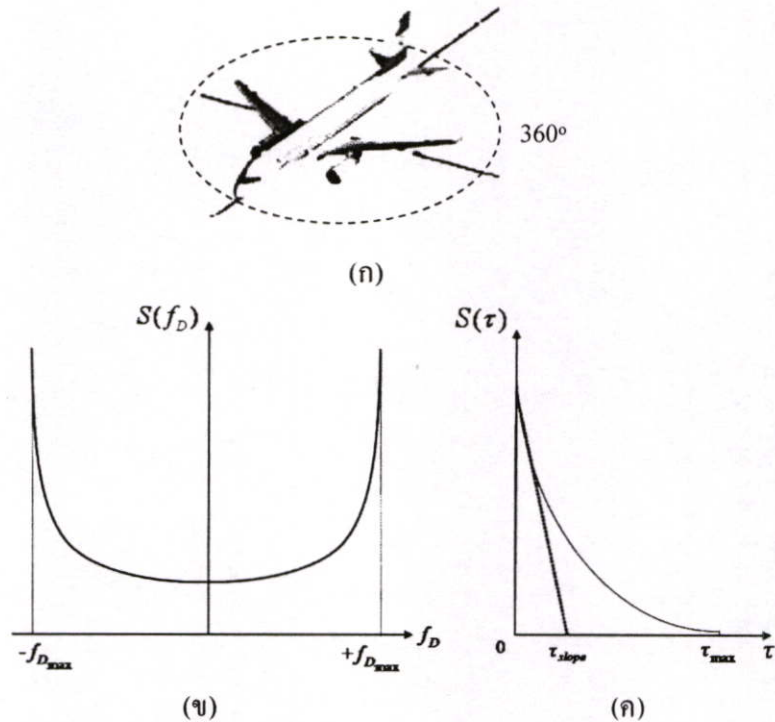
รูปที่ 3.4 (ก) แสดงถึงตำแหน่งที่เครื่องบินได้รับสัญญาณ (ข) ลักษณะของคอปเปอเรตอร์สเปกตรัม และ (ค) ดีเลย์สเปกตรัมของช่องสัญญาณ ในช่วง Taxi

3.1.3 แบบจำลองของช่องสัญญาณขณะเครื่องบินจอดที่หลุมจอด (Parking scenario)



รูปที่ 3.5 แสดงถึงตำแหน่งของเครื่องบินในช่วงที่เครื่องบินจอด

เป็นช่วงที่เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่อยู่บนพื้นด้วยความเร็วช้ามากใกล้อาคารผู้โดยสาร หรือจอดอยู่ที่หลุมจอดดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.6 (ก) แสดงถึงตำแหน่งที่เครื่องบินได้รับสัญญาณ (ข) ลักษณะของคอปเพลอร์สเปกตรัม และ (ค) ดีเลย์สเปกตรัมของช่องสัญญาณ ในช่วง Parking

ในช่วงนี้จะสมมุติว่าไม่ได้รับสัญญาณจากเส้นทาง LOS หรืออาจกล่าวได้ว่าแบบจำลองช่องสัญญาณช่วงนี้เป็นการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี เนื่องจากเครื่องบินช่วงนี้จะวิ่งด้วยความเร็วที่ช้าหรือจอดอยู่กับที่ จึงทำให้มีความเร็วที่ช้าและมีการเฟดดิ้งของสัญญาณที่เกิดขึ้นช้ากว่าช่วงที่เครื่องบินกำลังวิ่งเข้าสู่หลุมจอด (taxi) โดยเครื่องบินจะมีความเร็วทั่วไปในช่วงนี้อยู่ที่ $v = 0 \dots 5.5 \text{ m/s}$ นอกจากนี้ได้กำหนดให้ $\tau_{\max} = 7 \mu\text{s}$ และดีเลย์สเปกตรัมมีความสัมพันธ์ตามสมการเอ็กโพเนนเชียลที่มี $\tau_{\text{slope}} = 1 \mu\text{s}$ โดยดีเลย์สเปกตรัมและคอปเพลอร์สเปกตรัมสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 (ข) และ (ค) ตามลำดับ

3.1.4 แบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive noise)

โดยทั่วไปแล้วพารามิเตอร์ที่ใช้อธิบายถึงสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณสื่อสารการบิน นอกจากส่วนที่เป็น MAI และ AWGN จะยังมีส่วนที่เป็นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulsive

noise) อีกด้วย ในการกำหนดรูปแบบและลักษณะที่แน่นอนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มาจากแหล่งกำเนิดต่างๆ นั้นจะเป็นไปได้ยาก อย่างไรก็ตามจากผลการศึกษาและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ สามารถระบุถึงคุณสมบัติพื้นฐานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้สองคุณสมบัติ คือ พลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะสูงกว่าสัญญาณรบกวน (Background noise) ที่มีในระบบ และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีค่าพลังงานมากในช่วงคาบเวลาที่สั้นๆ เท่านั้น [12]

การจำลองแบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กำหนดให้สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีคุณสมบัติดังกล่าว โดยใช้แบบจำลองเบอูลิ-เกาส์เซียน (Bernoulli-Gaussian model) ตามสมการที่ 3.7

$$u_k = b_k g_k \quad (3.7)$$

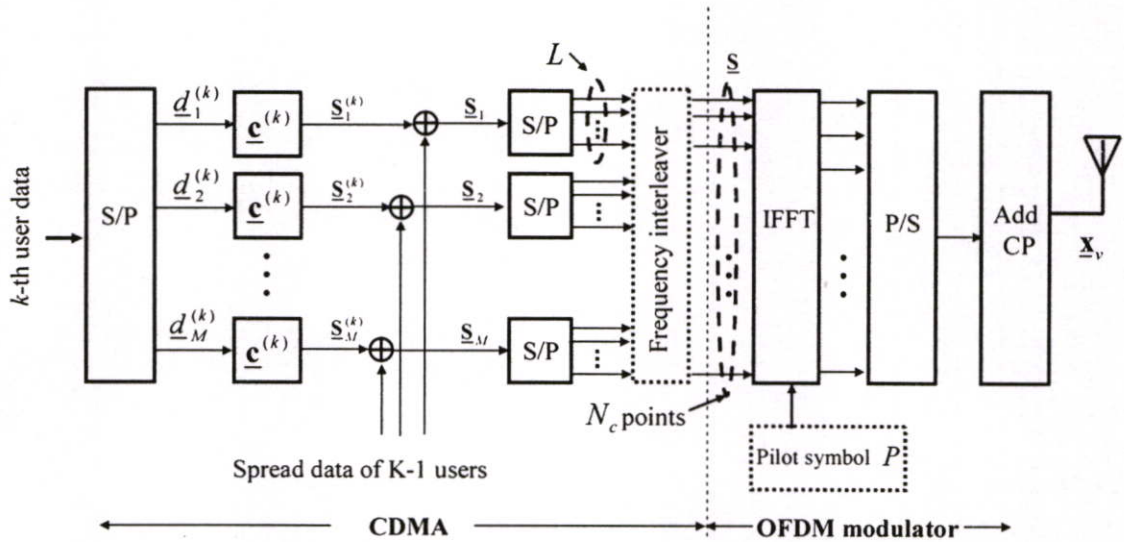
เมื่อ b_k คือกระบวนการสุ่มแบบเบอูลิ (Bernoulli) ที่มีค่าตัวแปรสุ่มเป็น 0 และ 1 โดยกำหนดให้ค่าความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มค่า 1 เท่ากับ p และ g_k คือกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าแวกเรียนซ์ (variance) เท่ากับ $q \cdot \sigma_w^2$ เมื่อ σ_w^2 คือค่าแวกเรียนซ์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก q คือจำนวนเลขจำนวนเต็ม และ k แทนจำนวนซิมโบล

3.2 แบบจำลองระบบ OFDM – CDMA

บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA ในระบบการสื่อสารเชื่อมโยงขาลงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7 สัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตแล้วของผู้ใช้งานลำดับที่ k จะถูกแปลงจากแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน โดยที่ทุกๆ M ชุดข้อมูลจะถูกจัดกลุ่มให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ $\underline{d}_m = [d_1^{(k)} \ d_2^{(k)} \ \dots \ d_M^{(k)}]^T$ เมื่อ $m=1, \dots, M$ จากนั้นแต่ละชุดข้อมูลจะถูกสเปรดด้วยรหัสแผ่ (Spreading code) ชุดเดียวกันเมื่อรหัสแผ่เป็นลำดับข้อมูลของ Walsh-Hadamard ที่มีความยาวลำดับข้อมูลเท่ากับ L โดยที่ $\underline{c}^{(k)} = [C_1^{(k)} \ C_2^{(k)} \ \dots \ C_L^{(k)}]^T$ ซึ่งสัญญาณหลังจากการสเปรดสามารถแสดงได้ดังสมการที่ 3.8

$$\underline{S}_m^{(k)} = \underline{c}^{(k)} \underline{d}_m^{(k)} \quad (3.8)$$

เมื่อ $m=1, 2, \dots, M$ โดยที่ m แทนลำดับที่ของชุดข้อมูล และ $ML = N_c$ คลื่นพาห่อย่อย จากนั้นสัญญาณที่ผ่านการสเปรดทั้งหมด M ชุดของผู้ใช้งานที่ k จะนำมาพร้อมกับสัญญาณที่ผ่านการสเปรดแล้วของผู้ใช้งานในที่เหลือทั้งหมดในขณะนั้นจำนวน $K-1$ สามารถแสดงให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังสมการที่ 3.9



รูปที่ 3.7 บล็อกไดอะแกรมของภาคส่งสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA

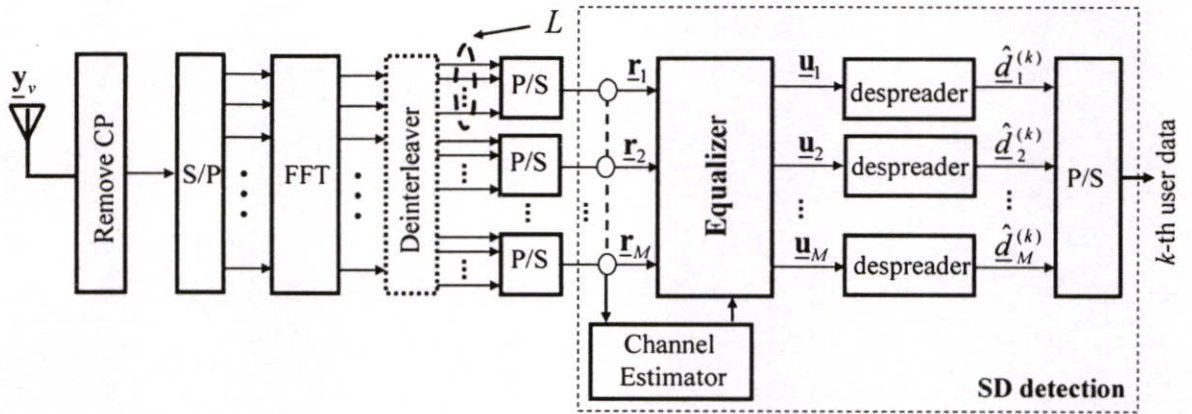
$$\underline{s}_m = \sum_{k=1}^K \underline{s}_m^{(k)} \tag{3.9}$$

จากนั้นเวกเตอร์ \underline{s}_m แต่ละชุด จะถูกจัดให้อยู่ในรูปของหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM หรือหนึ่ง OFDM ซิมโบล ที่แทนด้วย \underline{s} ที่เป็นเวกเตอร์ขนาด $N \times 1$ แล้วนำไปจัดให้อยู่ในรูปของเฟรมข้อมูล (Frames) โดยจะใส่สัญลักษณ์ปริเอมเบิล (Preamble) ไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ เฟรม โดยที่ \underline{s} มีค่าตามสมการที่ 3.10

$$\underline{s} = [\underline{s}_1 \ \underline{s}_2 \ \dots \ \underline{s}_m]^T \tag{3.10}$$

สัญลักษณ์เหล่านี้จะถูกเปลี่ยนจากแกนความถี่ไปอยู่ในแกนเวลาด้วยกระบวนการ IFFT แล้วแปลงข้อมูลจากแบบขนานเป็นแบบอนุกรม เพื่อเป็นการจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbols Interference : ISI) ที่เกิดบนช่องสัญญาณมัลติพาธ จึงต้องใส่ช่วงเวลาป้องกันแบบวน (Cyclic prefix) หรือที่เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าช่วงเวลาป้องกัน (Guard time) ข้อมูลที่ออกจากเสาของภาคส่งจะแทนด้วย

$$\underline{x}_v = \left[\underline{x}_{1-L_g} \ \underline{x}_{2-L_g} \ \dots \ \underline{x}_{N_c} \right]^T \text{ เมื่อ } v = 1 - L_g, \dots, N_c \tag{3.11}$$



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของภาครับสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA

สำหรับแบบจำลองทางภาครับจะมีกระบวนการตรงข้ามกับภาคส่ง ดังแสดงในรูปที่ 3.8 โดยเริ่มจากสัญญาณที่ได้รับ \underline{y} ผ่านกระบวนการแปลงกลับ OFDM จากนั้นเอาต์พุตที่ได้จะผ่านกระบวนการดีเทกชัน สุดท้ายทำการดีสเปรดด้วยรหัสแผ่ชุดเดียวกับที่ภาคส่ง ก็จะได้ข้อมูลแต่ละชิมโบล ของผู้ใช้งานที่ k

บทที่ 4

ผลการวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลอง

ในการจำลองแบบการทำงานของระบบที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ไว้ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองช่องสัญญาณแบบต่างๆ (ตามพารามิเตอร์ [5])

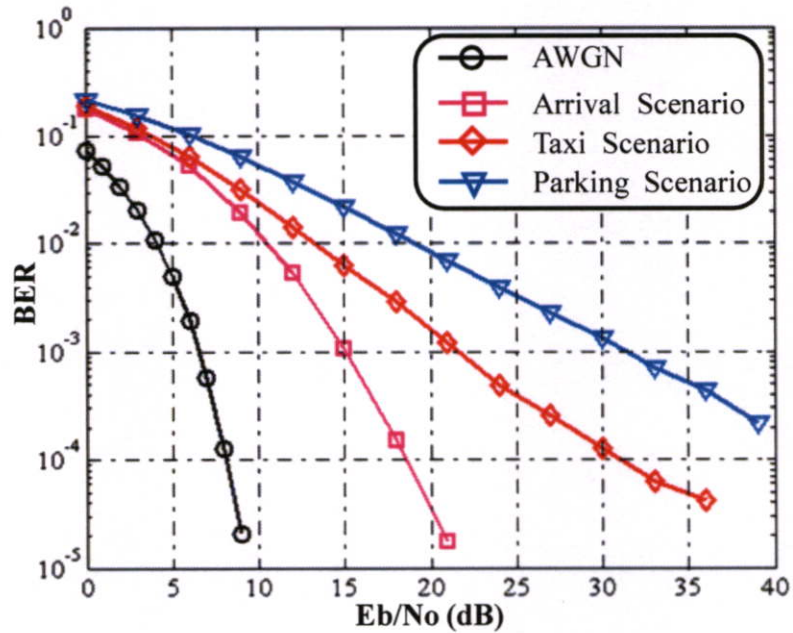
	Parking channel model	Taxi channel model	Arrival channel model
Maximum velocity $v_{\max} (m/s)$	5.5	15.0	150
Maximum delay $\tau_{\max} (\mu s)$	7.0	0.7	7.0
Rice Factor $K_{Rice} (dB)$	0	6.9	15.0
Number of echo paths	20	20	20
Delay Model	Exponential	Exponential	Exponential
Slope time τ_{slope} for exponential delay (s)	1.0×10^{-6}	$1/9.2 \times 10^{-6}$	1.0×10^{-6}

ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ OFDM-CDMA (ตามพารามิเตอร์ [5])

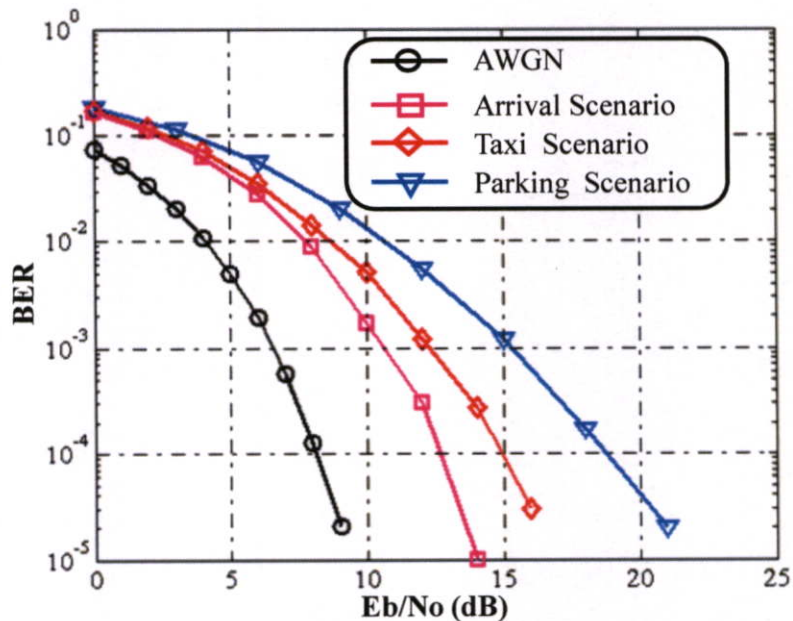
Parameters	Values
Carrier Frequency	5 GHz
Bandwidth	492 kHz
Number of FFT points	64
Symbol period	146.34 μs
Guard interval	16.26 μs
Frame length	1 Preamble symbol + 10 OFDM symbols
Walsh Hadamard size	8
Modulation scheme	QPSK

4.1 ผลการวิเคราะห์ระบบ OFDM-CDMA บนแบบจำลอง

ผลของการวิจัยในส่วนนี้ จะเป็นการแสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของระบบ โดยการพิจารณาอัตราผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) กับอัตราพลังงานเฉลี่ยบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) ที่เกิดขึ้นจากการการจำลองแบบ

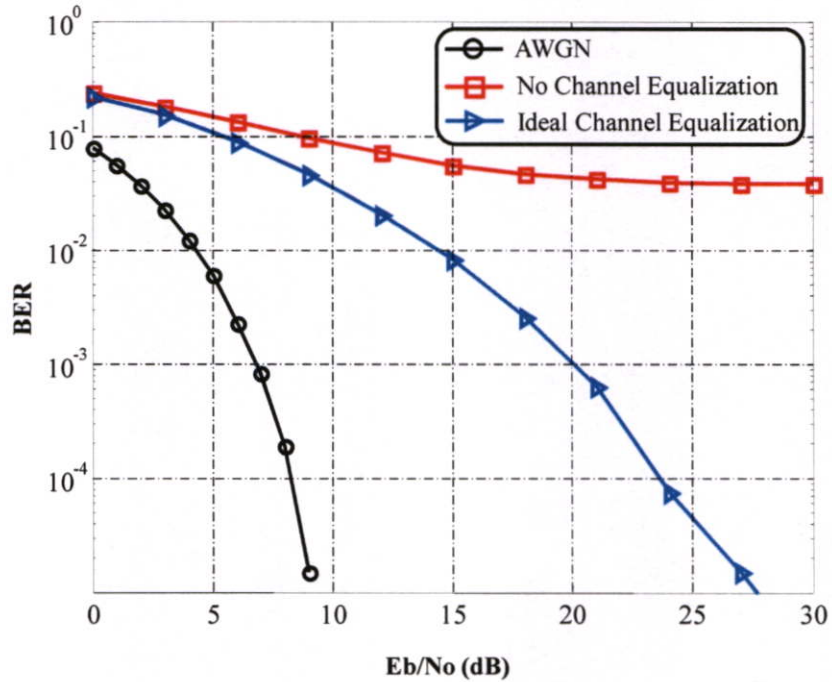


รูปที่ 4.1 สมรรถนะของระบบ OFDM บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

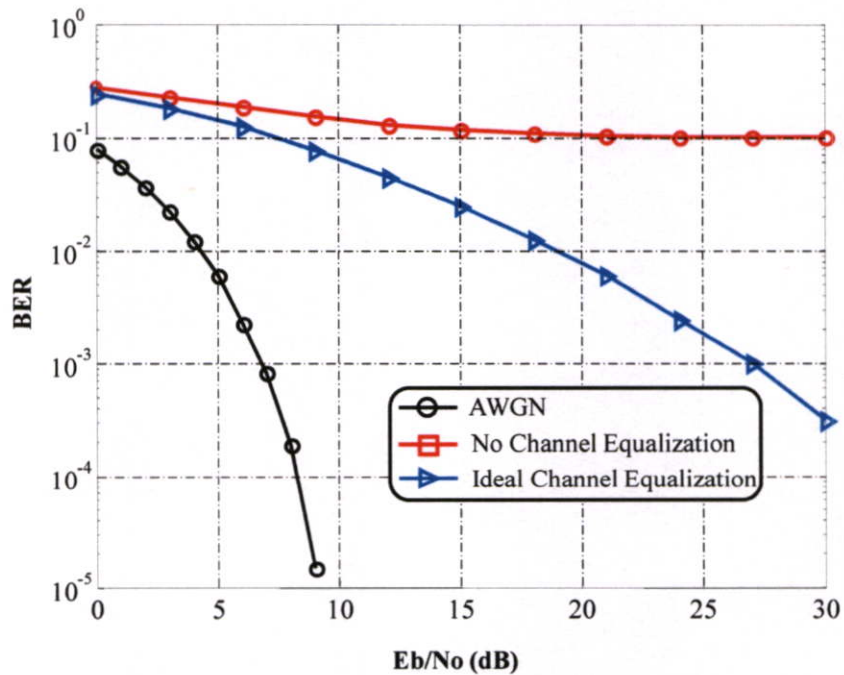


รูปที่ 4.2 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

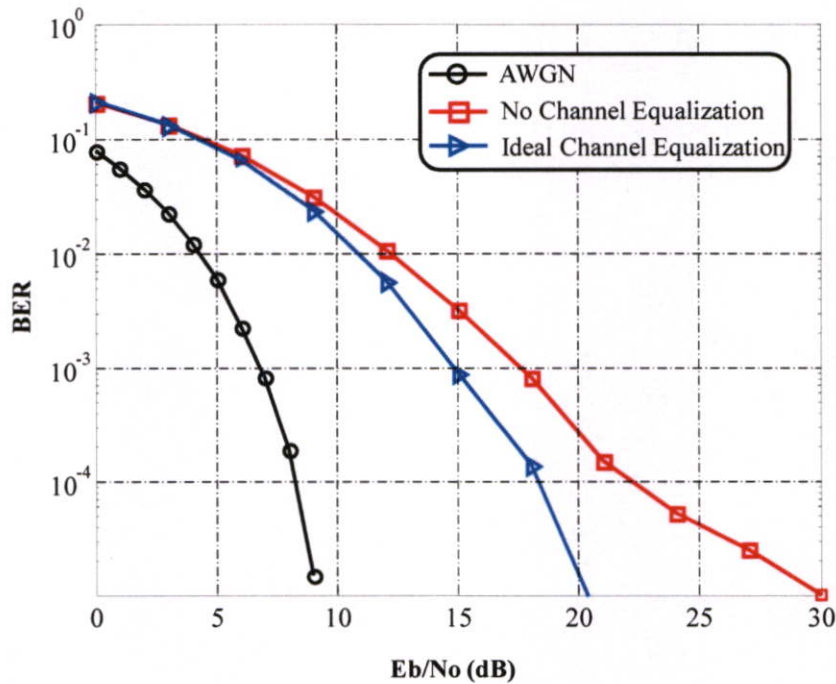
ในรูปที่ 4.1 แสดงสมรรถนะของระบบ OFDM บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิณแบบต่าง ๆ ส่วนในรูปที่ 4.2 นั้น จะแสดงสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิณเช่นกัน ซึ่งพบว่าสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA จะดีกว่าของระบบ OFDM ในทุก ๆ ช่องสัญญาณสื่อสารการบิณ



(ก)



(ข)



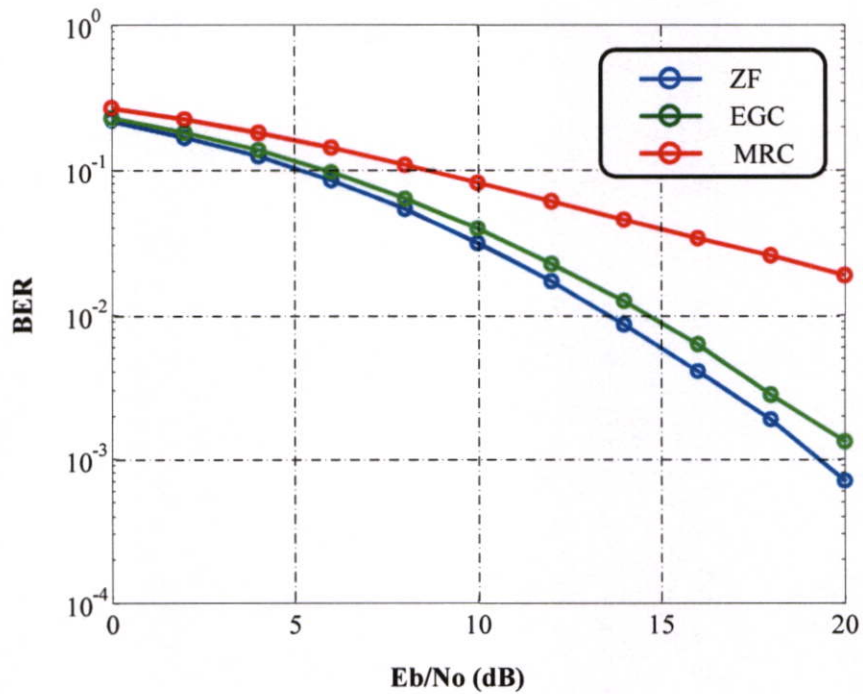
(ค)

รูปที่ 4.3 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อมีการทำแชนเนลอีควอลไลเซชัน (Channel equalization) บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ

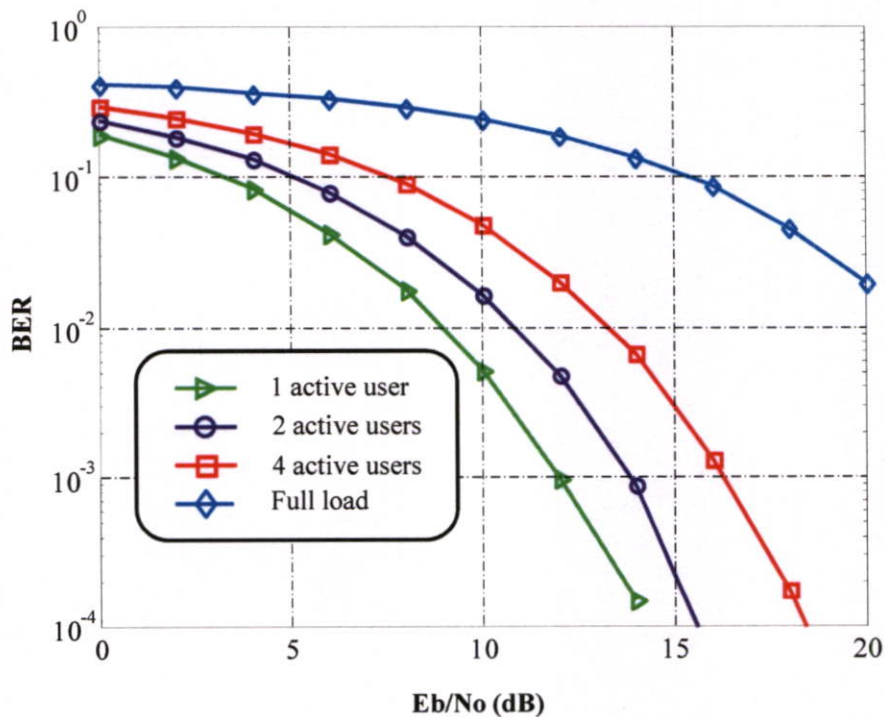
- (ก) ช่องสัญญาณแบบ Taxi
- (ข) ช่องสัญญาณแบบ Parking
- (ค) ช่องสัญญาณแบบ Arrival

สำหรับรูปที่ 4.3 (ก) ถึง (ค) นั้นจะแสดงสมรรถนะระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ เมื่อมีผู้ใช้งานเต็มตามความสามารถในการรองรับของระบบ (Full load) โดยเป็นการเปรียบเทียบระหว่างการดีเทกชันสัญญาณ เมื่อทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ กับกรณีที่ไม่ทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ

เห็นได้ว่าในกรณีช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Taxi ถ้าใช้การประมาณช่องสัญญาณ (Channel estimation) จะช่วยให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นมากกว่าช่องสัญญาณอื่น โดยสังเกตได้จากค่าอัตราผิดพลาดบิตที่ลดลงอย่างมากเมื่อเปรียบเทียบกับค่า E_b/N_0 ใดๆก็ตามการประมาณช่องสัญญาณบนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Arrival จะไม่ช่วยให้สมรรถนะของระบบดีขึ้นมากนัก



รูปที่ 4.4 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อใช้เทคนิคการทำแชนเนลอีควอไลเซชันที่ต่างกัน บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Taxi เมื่อมีผู้ใช้งานเต็มตามความสามารถของระบบ

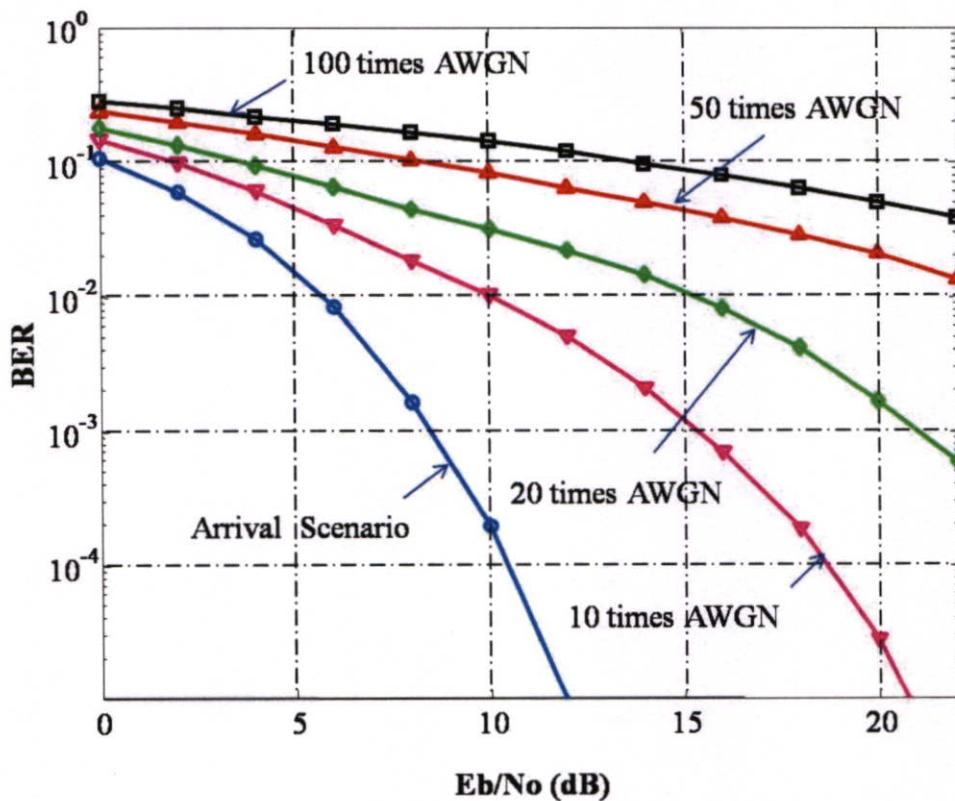


รูปที่ 4.5 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานต่างกัน บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Arrival

เนื่องจากช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Taxi เมื่อมีการทำแชนแนลอีควอไลเซชันจะทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA ดีขึ้นมากที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับช่องสัญญาณอื่น จึงได้เลือกช่องสัญญาณแบบ Taxi มาใช้ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบเมื่อใช้เทคนิคอีควอไลเซชันในการตี-เทกซ์สัญญาณที่แตกต่างกันออกไป โดยผลที่ได้ เทคนิคแบบ MRC (Maximum Ratio Combining) จะให้ค่า E_b/N_0 มากที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับเทคนิคแบบ EGC (Equal Gain Combining) และ ZF (Zero Forcing) ที่เทคนิคทั้งคู่ให้ค่า E_b/N_0 ที่ใกล้เคียงกัน โดยที่ BER เท่ากับ 10^{-2} เทคนิคแบบ ZF จะให้ค่า E_b/N_0 ที่น้อยกว่า EGC อยู่ประมาณ 1 dB (เมื่อมีผู้ใช้งานเต็มตามความสามารถรองรับของการใช้งานในระบบ OFDM-CDMA)

สำหรับรูปที่ 4.5 นั้นเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Arrival เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานหรือส่งข้อมูลในเวลาเดียวกันเพิ่มขึ้น จากรูปจะเห็นได้ว่า เมื่อมีผู้ใช้งานพร้อมกันมากขึ้น สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA จะลดลง

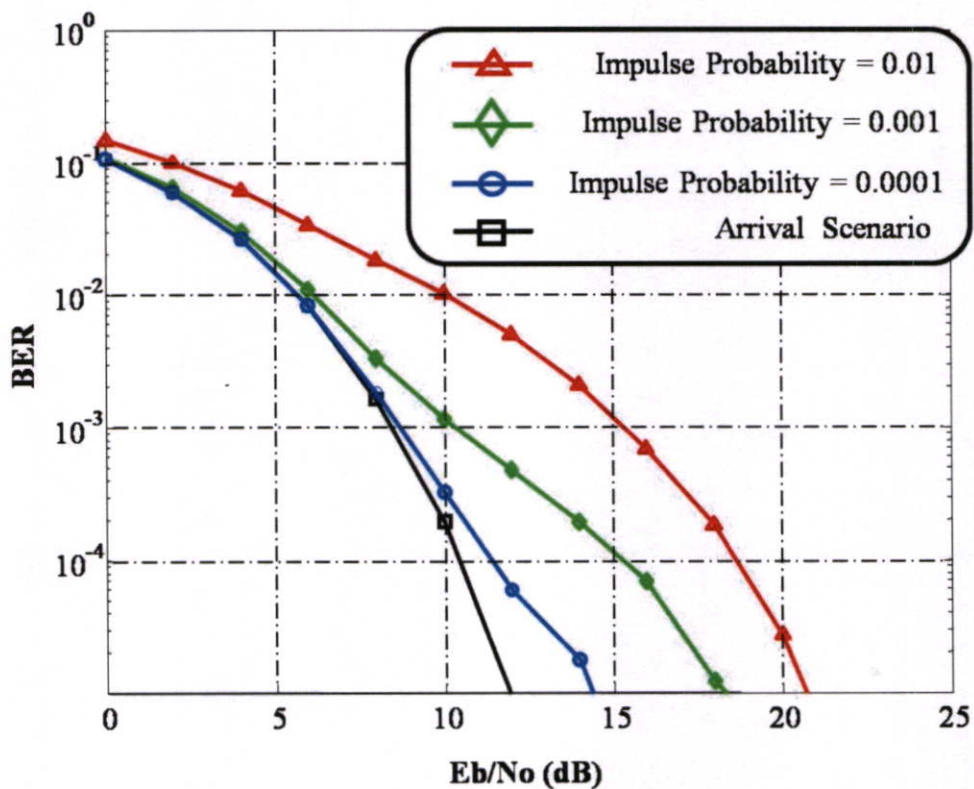
4.2 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulse Noise) ต่อระบบ OFDM-CDMA



รูปที่ 4.6 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่ความแรงต่างกัน บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Arrival

ผลของการวิจัยในส่วนนี้ เป็นการแสดงให้เห็นผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อพิจารณาอัตราผิดพลาดบิตกับอัตราพลังงานเฉลี่ยต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน บนช่องสัญญาณแบบ Arrival ที่เกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยพิจารณาในสองลักษณะคือ ผลกระทบที่เกิดจากความแรงของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และที่เกิดจากความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulse probability)

จากรูปที่ 4.6 จะเห็นได้ว่าเมื่อความแรงของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่ามาก สมรรถนะของระบบจะลดลง โดยที่ BER เท่ากับ 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ OFDM-CDMA ที่มีผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีความแรงเป็น 10 เท่าของค่าแวลเรียนซ์ของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) กับระบบที่ไม่ได้ผลกระทบ ค่า E_b/N_0 ของระบบที่ได้รับผลกระทบจะมีค่ามากกว่าถึงประมาณ 6.5 dB



รูปที่ 4.7 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อได้รับผลกระทบจาก สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่ความน่าจะเป็นของการเกิด (Impulse probability) ต่างกัน บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Arrival

สำหรับรูปที่ 4.7 แสดงให้เห็นถึงผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ เมื่อมีความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่างกัน เห็นได้ว่าเมื่อความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณ

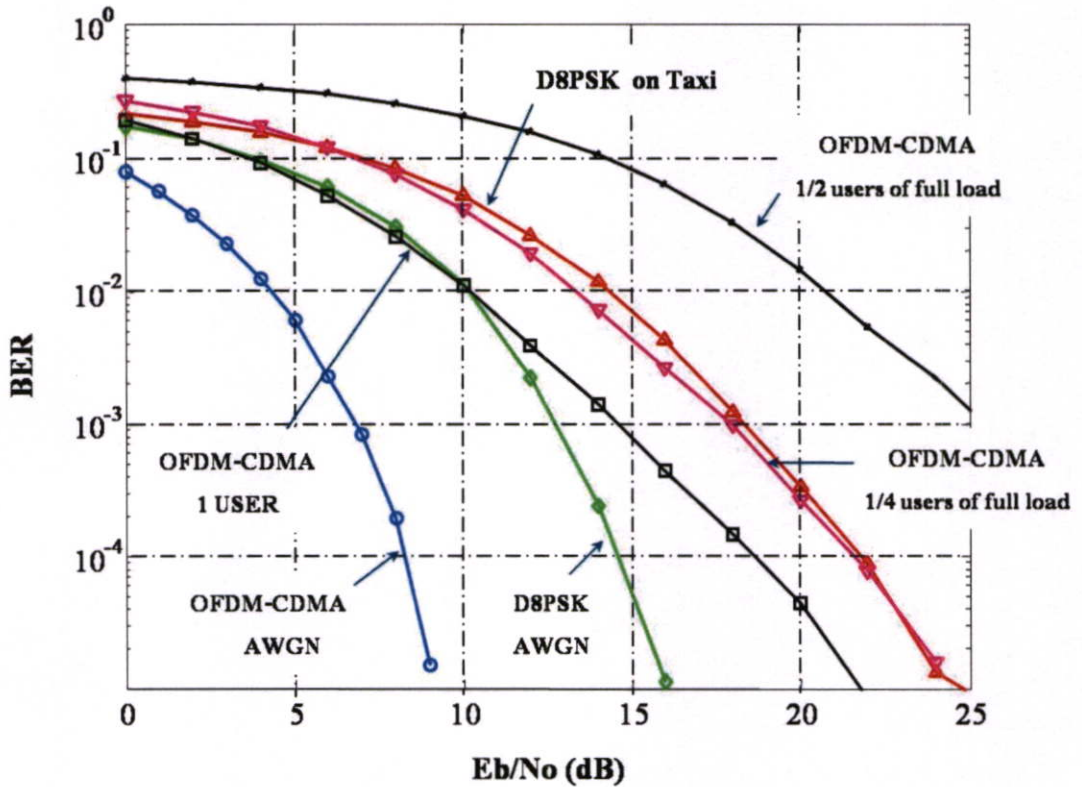
รบกวนแบบอิมพัลส์มีค่ามากขึ้นสมรรถนะของระบบจะลดลง เช่น (รูปที่ 4.7) ที่ความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่าเท่ากับ 0.0001 (เกิดสัญญาณรบกวนอิมพัลส์ 1 บิต จากบิตที่ส่ง 1,000 บิต) จะมีค่า E_b/N_0 ($E_b/N_0=11$ dB) น้อยกว่าระบบที่มีความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เท่ากับ 0.001 ($E_b/N_0=15$ dB) และ 0.01($E_b/N_0=18$ dB) เมื่อค่า BER เท่ากับ 10^{-4} อย่างไรก็ตามผลกระทบจากความแรงของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบมากกว่าอย่างชัดเจน

4.3 ผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA กับ VDLM2 (VHF Data Link Mode 2)

ในส่วนนี้จะเป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะ โดยพิจารณาที่อัตราผิดพลาดบิตกับอัตราพลังงานเฉลี่ยบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน ของระบบ OFDM-CDMA กับระบบการมอดูเลตแบบ D8PSK (Differential 8 Phase Shift Keying) ซึ่งเป็นการมอดูเลตที่กำหนดในการสื่อสารข้อมูลการบินบนย่านความถี่ VHF (VHF Data Link Mode 2: VDLM2) บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Taxi นอกจากนี้การส่งข้อมูลใน VDLM2 ยังกำหนดให้อัตราบิตเท่ากับ 31500 บิตต่อวินาที ดังนั้นในการจำลองแบบระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้ในการเปรียบเทียบในหัวข้อนี้ จะใช้เกณฑ์ตาม VDLM2 (ตามตารางที่ 4.3)

ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ OFDM-CDMA (ตามพารามิเตอร์ VDLM2)

Parameters	Values
Carrier Frequency	131.450 MHz (VDLM2)
Bit rate	31500 bps (VDLM2)
Subcarrier Spacing	25kHz
Number of FFT points	64
Frame length	1 Preamble symbol + 5 OFDM symbols
Walsh Hadamard size	16
Modulation scheme	QPSK



รูปที่ 4.8 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อเปรียบเทียบกับการมอดูเลตแบบ D8PSK ของ VDL M2 บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Taxi

จากรูปที่ 4.8 จะเห็นได้ว่า

- ระบบ OFDM-CDMA จะให้ค่า E_b/N_0 น้อยกว่า D8PSK อยู่ประมาณ 5 dB ที่อัตราผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-3}
- ระบบ OFDM-CDMA ที่มีผู้ใช้งานพร้อมกันเท่ากับ 1/4 ของจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมดที่ระบบสามารถรองรับได้ จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับระบบ D8PSK (ที่ BER เท่ากับ 10^{-3} ค่า E_b/N_0 จะมีค่าใกล้เคียงกัน) แต่เมื่อมีผู้ใช้งานเดียวระบบ OFDM-CDMA จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ D8PSK (ที่ BER เท่ากับ 10^{-3} ค่า E_b/N_0 ของระบบ OFDM-CDMA ผู้ใช้งานเดียวจะน้อยกว่าค่า E_b/N_0 ของการมอดูเลตแบบ D8PSK อยู่ประมาณ 4 dB)
- เมื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้งานเป็น 1/2 เท่าของจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบ OFDM-CDMA สามารถรองรับได้พร้อมกัน ที่อัตราผิดพลาดบิตเท่ากับ 10^{-3} ค่า BER จะมากกว่า ที่มีผู้ใช้งาน 1/4 เท่า อยู่ถึงประมาณ 7.5 dB

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและแนวทางในการศึกษาต่อไป

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆบนแบบจำลอง เพื่อศึกษาหาความเป็นไปได้ในการนำระบบ OFDM-CDMA มาใช้งานในระบบสื่อสารการบิน โดยผลที่ได้สามารถแบ่งออกได้เป็น การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ การเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA กับระบบ OFDM สมรรถนะของระบบในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้งาน ประสิทธิภาพของการทำแชนเนลอีควอลไลเซชัน (Channel equalization) บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Taxi ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จากสภาพแวดล้อมในสนามบิน และผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA กับ VDLM2 (VHF Data Link Mode2) จากผลการทำวิจัยทั้งหมดที่กล่าวมาสามารถสรุปได้ดังนี้

1. จากผลการเปรียบเทียบค่าอัตราบิดผิพลาตของสัญญาณในระบบ OFDM-CDMA ในช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ จะให้ค่าอัตราบิดผิพลาตบิตที่ต่ำกว่าระบบ OFDM (ที่มีการนำมาใช้งานใน Surface Movement Ground Control System: SMGCS ในสนามบิน) ในทุกช่องสัญญาณ เมื่อเทียบที่อัตราพลังงานเฉลี่ยบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้เนื่องมาจากระบบ OFDM-CDMA เป็นการส่งข้อมูลไปบนทุกคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งการจางหายของสัญญาณไปคลื่นพาห่อย่อยหนึ่ง การตีเทกชั้นสัญญาณก็ยังสามารถทำได้จากคลื่นพาห่อย่อยอื่นได้

เมื่อเปรียบค่าอัตราบิดผิพลาตของสัญญาณที่ช่องสัญญาณต่างกันจะเห็นได้ว่า ค่าอัตราบิดผิพลาตของสัญญาณบนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบ Arrival จะมีค่าต่ำสุดเนื่องจากสัญญาณในส่วนที่เป็น LOS มีกำลังค่อนข้างแรงกว่าช่องสัญญาณแบบอื่น ส่วนค่าอัตราบิดผิพลาตบิตจะมีค่าที่สูงสุดบนช่องสัญญาณแบบ Parking หรือกล่าวได้ว่าสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA จะค่อยลงเมื่อใช้งานในช่วงที่เครื่องบินจอดอยู่ที่หลุมจอด ทั้งนี้เนื่องจาก ในการตีมอดูเลตสัญญาณ สัญญาณที่รับจะมาจากส่วนที่เป็น NLOS เท่านั้น ถึงแม้ว่าช่องสัญญาณแบบนี้จะมีความถี่คอปเปอเรอร์ ที่ต่ำที่สุดก็ตาม

2. จากผลการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ เมื่อการตีเทกชั้นทราบและไม่ทราบผลคอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณสามารถสรุปได้ว่าการประมาณช่องสัญญาณจะช่วยให้สมรรถนะของระบบ OFDM-

CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารแบบ Taxi ในรูปของอัตราผิดพลาดบิตดีขึ้นอย่างมาก เมื่อเปรียบเทียบกับ การประมาณบนช่องสัญญาณแบบอื่น

3. สำหรับการเปรียบเทียบระหว่างเทคนิคของการทำแชนแนลอีควอไลเซชันแบบต่างๆของระบบ OFDM-CDMA ที่มีจำนวนผู้ใช้งานเท่ากับความสามารถของระบบที่รองรับได้ (Full load) จะพบว่า เทคนิคแบบ ZF จะช่วยให้สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิตดีขึ้นมากที่สุด ทั้งนี้เนื่องจาก ZF จะช่วยให้คุณสมบัติตั้งฉาก (Orthogonality) ระหว่างสัญญาณยังคงอยู่ แต่สำหรับเทคนิคแบบ EGC และ MRC ไม่ได้ช่วยให้คุณสมบัติตั้งฉากกันของสัญญาณคงอยู่ ซึ่งการสูญเสียคุณสมบัติตั้งฉากกันนี้ทำให้ระบบได้รับผลกระทบจาก MAI มากขึ้น สมรรถนะของระบบจึงลดลง
4. จำนวนผู้ใช้งานในระบบมีผลต่อสมรรถนะของระบบ โดยเมื่อมีผู้ใช้งานพร้อมกันมากขึ้น สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA จะลดลง อย่างไรก็ตามสามารถแก้ปัญหาได้โดยการเลือกใช้เทคนิคการทำแชนแนลอีควอไลเซชัน
5. การเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA โดยเมื่อความแรงและความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนอิมพัลส์มีค่ามากขึ้น สมรรถนะของระบบจะลดลง แต่ความแรงของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะส่งผลกระทบต่อที่มากกว่า
6. ที่เกณฑ์การส่งข้อมูลการบิตแบบ VDLM2 ระบบ OFDM-CDMA ที่มีผู้ใช้งานเดียว จะให้สมรรถนะที่ดีกว่า D8PSK แต่เมื่อมีผู้ใช้งานพร้อมกันบนระบบ OFDM-CDMA เท่ากับ 1/4 เท่าของจำนวนผู้ใช้งานที่ระบบสามารถรองรับได้ (ขึ้นอยู่กับจำนวนรหัสแผ่) สมรรถนะของระบบจะใกล้เคียงกัน D8PSK ถึงแม้ว่าสมรรถนะจะมีความใกล้เคียงกัน แต่ระบบ OFDM-CDMA ก็สามารถรองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า (Multiple Access)

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการศึกษาต่อไป

ถึงแม้ว่าผลการวิจัยจะบ่งชี้ว่า ระบบ OFDM-CDMA มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานในด้านสื่อสารการบิตในอนาคต แต่ยังคงต้องมีการศึกษาผลกระทบทางด้านอื่นเพิ่มเติม เช่น ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บริเวณสนามบิน จากการศึกษาพบว่ายังไม่มีการวิจัยใดที่กล่าวถึงรายละเอียด มีแต่เพียงกล่าวว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในช่องสัญญาณสื่อสารการบิตจะคุณสมบัติที่แตกต่างจากช่องสัญญาณอื่นเท่านั้น

นอกจากนี้เครื่องบินโดยสารรุ่นปัจจุบันจะมีสายอากาศติดตั้งอยู่ 2 จุด ซึ่งอาจจะศึกษาเพิ่มเติม ถึงสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA เมื่อมีการรับส่งข้อมูลมากกว่าหนึ่งสายอากาศ บนช่องสัญญาณสื่อสารแบบต่าง ๆ ได้

บรรณานุกรม

- [1] สัญฉกร วุฒิสัทธาภักดิ์. **หลักการโทรศัพท์เคลื่อนที่**. กรุงเทพมหานคร : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.
- [2] G. L. Stuber, **Principles of Mobile Communication**. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] K. Fazel and S. Kaiser, **Multi-Carrier Spread Spectrum & Related Topics**. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [4] S. Kaiser, "**Multi-carrier CDMA Mobile Radio Systems Analysis and Optimization of Detection, Decoding and Channel Estimation**," Ph.D. Thesis of University of Kaiserslautern Germany, 1998.
- [5] E. Haas, "**Aeronautical Channel Modeling**," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 51, No. 2, pp. 254-264, March 2002.
- [6] Jean-Paul M.G. Linnartz, "**Performance Analysis of Synchronous MC-CDMA in Mobile Rayleigh Channel With Both Delay and Doppler Spreads**," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 50, No. 6, November 2001.
- [7] J. H. Painter, S. C. Gupta, and L. R. Wilson, "**Multipath Modeling for Aeronautical Communications**," IEEE Trans. Communications, May 1973.
- [8] Q. Shi and M. Latva-aho, "**Simple spreading code allocation scheme for downlink MC-CDMA**," Electronic Letters, Vol. 38, No. 15, pp. 807-809, 18th July 2002.
- [9] P. Hoehner, "**A Statistical Discrete-Time Model for the WSSUS Multipath Channel**," IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 41, No. 4, November 1992.
- [10] B. Sklar, "**Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I : Characterization**," IEEE Communication Magazine, pp. 90-100, July 1997.
- [11] B. Sklar, "**Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part II : Mitigation**," IEEE Communication Magazine, pp. 90-100, July 1997.
- [12] Y. H. You, W. G. Jeon, J. H. Paik, D. K. Hong and H. K. Song, "**Training Sequence Design and Channel Estimation of OFDM-CDMA Broadband Wireless Access Network With Diversity Techniques**," IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 49, No. 4, pp. 354-361, December 2003.

- [13] S. V. Zhidkov, "**Impulsive Noise Suppression in OFDM Based Communication Systems,**" IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 944-948, November 2003.
- [14] W. R. Lauber and J. M. Bertrand, "**Statistic of Motor Vehicle Ignition Noise at VHF/UHF,**" IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 41, No. 3, pp. 257-259, August 1999.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

วันนิวัต กลิ่นงาม และกอบชัย เศรษฐาญ. 2548. “การประมาณช่องสัญญาณสำหรับการเชื่อมโยงขา
ขึ้นของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน.” วิศวกรรมลาดกระบัง. 22(1) : 31-
36.



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

ปีที่ 22 ฉบับที่ 1

มีนาคม 2548

1. การศึกษาการปลูกฟิล์มบางอะมอร์ฟิออสซิลิคอนชนิดบริสุทธิ์ด้วยวิธีพลาสมาซีวีความถี่สูง	1
อัศวิน หงษ์สิงห์ทอง วิชาญ ฐิติรุ่งเรือง พอลพันธ์ สีชนบุญฤทธิ์	
2. การพัฒนาฟิล์มบางซิลิคอนชนิดตัวชี้วัด PECVD เพื่อประยุกต์ใช้เป็นเซ็นเซอร์รับแสงในเซลล์แสงอาทิตย์ชนิดอะมอร์ฟิออสซิลิคอน	7
อัศวิน หงษ์สิงห์ทอง วิชาญ ฐิติรุ่งเรือง พอลพันธ์ สีชนบุญฤทธิ์	
3. การเกิดกระแสแสงของโพลีไดออกไซด์ Al/n-Si/Al แบบพลาสมาที่ระเหยไอโอดีฟิสิกส์	13
ธเนศ ไชยะเพน มานีสา คังแสง สุวศักดิ์ เมียมเจริญ	
4. ระบบวัดผลภาวะแบบเรียลไทม์ของอนุภาค โดยการตรวจนับกระแสไอออน	19
สุศักดิ์ มาพันธุ์ มณฑล นีลาวิชากรฤกษ์	
5. การคำนวณหาผลกระทบและขนาดของสายเคเบิลแรงดันไฟฟ้าต่ำ และแรงดันไฟฟ้าขนาดกลาง โดยคำนึงถึงลักษณะการติดตั้งแรงดันตกในสาย และผลกระทบจากฮาร์มอนิก	25
พิชญ์ ดิษสุธรรม ศุภี บรรจงจิตร ประภาพรรณ เฉลิมบรรณวัฒน์ บุญเลิศ นี้อเจย อธิวิทย์ ทัดสวน	
6. การประมวลผลสัญญาณสำหรับการเชื่อมโยงฮาร์ดแวร์ของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบับ	31
วันนิวัต กลิ่นงาม กอบชัย เตชะหาญ	
7. การรู้จำใบหน้าโดยใช้หลักการของ 2DLDA	37
สิทธิพันธ์ คงสมทนา สุทธพงษ์ วิจิตรศรี	
8. การจัดการประเภทแพ็กเก็ตตามกฎตัวชี้วัด Bitmap Intersection Lookup (BIL) พร้อมการปรับปรุงกฎ	43
ณัฐไชยดี พรหมฤทธิ์ ตัศวินทร์ คุณกิติ	
9. บล็อกกรองความถี่ที่ทำงานในโหมดกระแสรับกำลังโดยวิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ด้วย CCCII แบบหลายเข้าพุท	49
ทรงพล กิ่งสุคนธ์ มนตรี สำเงิน กอบชัย เตชะหาญ พิพัฒน์ ทรหมณี ณรงค์ อาจฤทธิ์	
10. วงจรตรวจจับค่าสูงสุดใช้แรงดันต่ำโดยใช้เทคโนโลยีซีมอส	54
กฤษณ์ อ่างแก้ว สุวัชร์ จันทร์ฉาย พิพัฒน์ ทรหมณี กอบชัย เตชะหาญ มนตรี สมุดอกนก	
11. วงจรคูณสัญญาณอนาล็อกแบบซีมอส ความถี่สูงต่ำโดยไอซีไฟเลี้ยงต่ำสุดเดี่ยว	59
มนตรี สมุดอกนก พิพัฒน์ ทรหมณี กอบชัย เตชะหาญ กฤษณ์ อ่างแก้ว	
12. การตรวจจับฮาร์มอนิกโดยการใส่โครงข่ายประสาทเทียมเพื่อระบุการรบกวน	65
เอกวิทย์ ชาญกิจวัฒน์ วิจิตร กิณเวศ	
13. วงจรกรองกำลังแอกทีฟสามเฟสที่สวิตช์หลักการของกำลังไฟฟ้าที่แอกทีฟที่ลดความดันด้วยตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	71
สันนิภาพ โสตนะเดา วิจิตร กิณเวศ	
14. The Management of Lead Waste Water Using Power Source 1440 Watts with Microcontroller	77
Sincerot Kollacw	

การประมาณช่องสัญญาณสำหรับการเชื่อมโยงขาขึ้นของ ระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน Channel Estimation for Uplink OFDM-CDMA System on Aeronautical Channel

วันนิวัต กลิ่นงาม^{*} กอบชัย เศรษฐาญ^{**}

^{*}คณะวิศวกรรมศาสตร์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

^{**}บริษัทวิทยุการบินแห่งประเทศไทย

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันระบบ OFDM-CDMA เป็นทางเลือกหนึ่งที่ถูกนำมาใช้งานในระบบการสื่อสาร ไม่เฉพาะในระบบการสื่อสารไร้สายทั่วไปเท่านั้น แต่รวมถึงเป็นตัวเลือกใหม่ของการสื่อสารการบิน ดังนั้นบทความนี้จึงได้นำเสนอเทคนิคการประมาณช่องสัญญาณในระบบ OFDM-CDMA ที่เป็นระบบเชื่อมโยงขาขึ้นบนช่องสัญญาณการบิน ในเทคนิคที่นำเสนอนี้จะเป็นการออกแบบปริมาตรที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันในแกนเวลาของแต่ละผู้ใช้งาน และใช้อัลกอริทึมแบบ LS (Least Square) ในการประมาณช่องสัญญาณ ด้วยการออกแบบปริมาตรในลักษณะนี้ ผลตอบสนองของสมการกำลังสองของแต่ละผู้ใช้งานจะสามารถแยกและประมาณได้ง่าย จากผลการจำลองในบทความเทคนิคการประมาณช่องสัญญาณนี้ยังให้ค่าสมรรถนะในรูปของอัตราผิดพลาดบิตได้ใกล้เคียงกับการประมาณช่องสัญญาณที่เป็นช่องสัญญาณในอุดมคติ

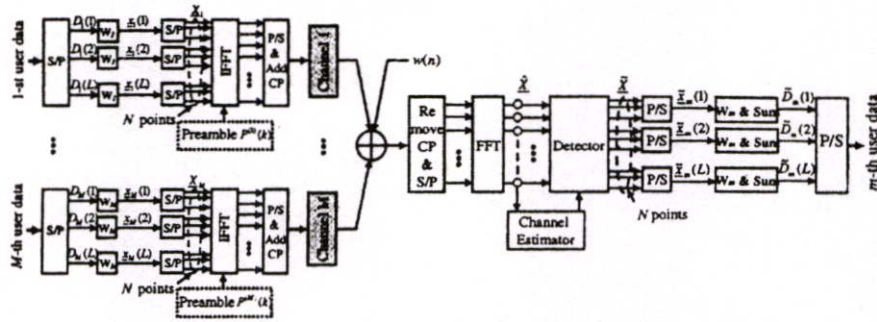
Abstract

In the present, Orthogonal Frequency Division Multiplexing-Code Division Multiple Access (OFDM-CDMA) is considered as one of choices for communication systems not only for general wireless communication but also for aeronautical communication. Therefore, this paper proposes a channel estimation technique for an uplink of OFDM-CDMA system on aeronautical channels. In the proposed technique, orthogonal preambles are designed on time domain for each users and a Least Square (LS) algorithm is selected as an estimator. With well-designed preambles, channel impulse responses of each user can be easily separated and estimated. Simulation results in the paper demonstrate that this channel estimation technique also gives BER performance near perfect channel estimation

1. บทนำ

เนื่องจากในอนาคตรอบปริมาณของการจราจรทางอากาศมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งหมายความว่าระบบ

การติดต่อสื่อสารระหว่างอากาศยานกับภาคพื้นดินหรือการควบคุมการจราจรทางอากาศ จะต้องมีความพร้อมที่จะรองรับปริมาณการใช้งานที่เพิ่มมากขึ้น ในขณะที่จำนวน



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM-CDMA ที่ใช้ในระบบการสื่อสารเชื่อมโยงขาขึ้น

ช่องสัญญาณที่ใช้อุปกรณ์ปัจจุบันก็มีเท่าเดิม ดังนั้นจึงได้เริ่มศึกษานำระบบการสื่อสารแบบใหม่มาประยุกต์ใช้ในระบบสื่อสารการบิน เมื่อเร็ว ๆ นี้ได้มีการนำระบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) เข้ามาใช้ในระบบ A-SMGCS (Advance Surface Movement Ground Control System) [1] ซึ่งเป็นระบบที่ใช้ในการควบคุมและแสดงถึงตำแหน่งการเคลื่อนที่ของพาหนะต่างๆ ในบริเวณสนามบิน ซึ่งจะสามารถแก้ปัญหาดังกล่าวได้

บทความนี้จะนำเสนอการหาค่าสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA ที่ประยุกต์ใช้กับการสื่อสารการบิน ด้วยข้อดีของระบบ OFDM-CDMA ที่สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราความเร็วสูงเมื่อเทียบกับระบบอื่นๆ อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่อย่างมีประสิทธิภาพ ลดผลกระทบจากการเฟด ดังแบบหลายเส้นทาง (Multi-path fading) ของช่องสัญญาณ และสามารถรองรับการใช้งานแบบหลายผู้ใช้งาน ระบบ OFDM-CDMA จึงมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานในระบบสื่อสารการบินในอนาคต ซึ่งในบทความนี้เป็นการศึกษาการประมาณช่องสัญญาณในระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) โดยเป็นการสื่อสารจากเครื่องบินไปยังหอบังคับการบิน ซึ่งระบบเชื่อมโยงขาขึ้นจะมีการออกแบบสัญลักษณ์ปริมาตร (Preamble symbol) สำหรับประมาณช่องสัญญาณที่มีความซับซ้อนมากกว่าระบบเชื่อมโยงขาลง (Downlink) เพราะการนำเครื่องลงจอดจะต้องมีการสื่อสารที่มีความแน่นอนสูงมาระหว่างนักบินและหอบังคับการบิน ดังนั้นบทความนี้จะเลือกศึกษาการประมาณช่องสัญญาณในระบบเชื่อมโยงขาขึ้น โดยเสนอเทคนิคการ

ประมาณช่องสัญญาณของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

2. ทฤษฎี

2.1 แบบจำลองของระบบ OFDM-CDMA

บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM-CDMA ในระบบการสื่อสารเชื่อมโยงขาขึ้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1 สัญญาณอินพุตที่ผ่านการมอดูเลตแล้วของผู้ใช้งานลำดับที่ m จะถูกแปลงจากแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน โดยที่ทุกๆ L ชุดข้อมูลจะถูกจัดกลุ่มให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ $\underline{D}_m = [D_m(1) D_m(2) \dots D_m(L)]^T$ จากนั้นแต่ละชุดของข้อมูลจะถูกสเปรดด้วยรหัสสเปรด (Spreading Code) ชุดเดียวกัน เมื่อรหัสสเปรดเป็นลำดับข้อมูลของ Walsh-Hadamard ที่มีความยาวลำดับข้อมูลเท่ากับ M โดยที่ $W_m = [w_{m1} w_{m2} \dots w_{mM}]$ สัญญาณหลังจากการสเปรดสัญญาณสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (1)

$$\underline{x}_m(l) = D_m(l)W_m \tag{1}$$

เมื่อ $l = 1, 2, \dots, L$ และ $LM = N$ คลื่นพาห่อย่อยสัญญาณที่ผ่านการสเปรดทั้งหมด L ชุดจะถูกจัดให้อยู่ในรูปของ 1 สัญลักษณ์ OFDM แทนด้วย \underline{X}_m ที่เป็นเวกเตอร์ขนาด $N \times 1$ แล้วนำไปจัดให้อยู่ในรูปของเฟรมข้อมูล (Frames) โดยจะใส่สัญลักษณ์ปริมาตรไว้ที่จุดเริ่มต้นของทุกๆ เฟรม โดยที่ \underline{X}_m มีค่าตามสมการที่ (2)

$$\underline{X}_m = [\underline{x}_m(1) \underline{x}_m(2) \dots \underline{x}_m(L)]^T \tag{2}$$

สัญลักษณ์เหล่านี้จะถูกเปลี่ยนจากแกนความถี่ไปอยู่ในแกนเวลาด้วยกระบวนการ IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) แล้วแปลงข้อมูลจากแบบขนานเป็นแบบอนุกรม เพื่อเป็นการจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbols Interference) ที่เกิดขึ้นของสัญญาณมัลติพาธ จึงต้องใส่ช่วงเวลาป้องกันแบบวน (Cyclic prefix) [3] ข้อมูลเหล่านี้จะถูกส่งไปยังห้องบังคับการบิน บนช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน สัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ m ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณสามารถแสดงในแกนเวลา (Time domain) ได้ดังนี้

$$y_m(n) = x_m(n) \otimes h_m(n) + w(n) \quad (3)$$

โดยที่ $x_m(n) = \sum_{i=0}^{N-1} X_m(i) e^{j2\pi i n / N}$ เมื่อ $n = 0, 1, \dots, N-1$

สัญลักษณ์ \otimes แทนการคูณประสาน (Convolution) และ $\{w(n)\}$ เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์เซียน (AWGN) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่ากำลังงานเป็น σ^2

ที่ภาครับของห้องบังคับการบินจะมีการทำงานที่กลับกันกับภาคส่งของเครื่องบิน โดยสัญญาณที่ได้รับจะผ่านขั้นตอนการแปลงข้อมูลแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน แล้วขจัดช่วงเวลาป้องกันแบบวนออก สัญญาณที่รับได้จะเปลี่ยนจากแกนเวลากลับไปเป็นสัญญาณในแกนความถี่ด้วยกระบวนการ FFT (Fast Fourier Transform) สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\hat{X}(i) = \sum_{m=1}^M X_m(i) H_m(i) + W(i) \quad (4)$$

เมื่อ $W(i) = FFT_N \{w(n)\}$ เป็นสัญญาณรบกวนในแกนความถี่ และ $H_m(i)$ เป็นผลคูณของสองความถี่ของช่องสัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ m สัญญาณ $\hat{X}(i)$ จากสมการที่ (4) จะถูกคูณด้วย $H_m^*(i)$ ซึ่งเป็นการรวมสัญญาณแบบอัตราส่วนสูงสุด (MRC: Maximum Ratio Combining) [4] โดยที่ $(\bullet)^*$ แทนการหาคู่สังยุค (conjugate) จากนั้นทำการแปลงข้อมูลจากแบบขนานเป็นอนุกรมและจัดเป็นกลุ่มเวกเตอร์ $\hat{x}(i)$ เพื่อทำการทดสอบด้วยรหัสตรวจหาข้อผิดพลาดของผู้ใช้งานลำดับที่ m ซึ่งเป็นการตีความ (detection) สัญญาณแบบหนึ่ง ผู้ใช้สามารถแสดงได้ดังสมการที่ (5)

$$\hat{S}_m(i) = \sum_M \hat{x}(i) W_m \quad (5)$$

2.2. การออกแบบสัญลักษณ์ปริมาตรเปิด (Preamble) และการประมาณช่องสัญญาณ

การออกแบบสัญลักษณ์ปริมาตรเปิดจะออกแบบให้สัญลักษณ์ปริมาตรเปิดของแต่ละผู้ใช้งานมีคุณสมบัติที่ตั้งฉาก (Orthogonal) ในแกนเวลา [5] โดยสัญลักษณ์ปริมาตรเปิดของผู้ใช้งานลำดับที่ m สามารถอธิบายในแกนความถี่ได้ดังนี้

$$P_m(i) = P_1(i) e^{j2\pi(m-1)N_G i / N} \quad (6)$$

โดยที่ $i = 0, 1, \dots, N-1$ และ $m = 0, 1, \dots, M$ เมื่อ N_G คือจำนวนแชนเนลเปิดของช่วงเวลาที่ป้องกัน N คือจำนวนคลื่นพาห่อย่อย และ $P_1(i)$ คือสัญลักษณ์ปริมาตรเปิดของผู้ใช้งานลำดับแรก จากสมการที่ (6) เมื่อผ่านกระบวนการ IFFT จะเป็นสัญลักษณ์ปริมาตรเปิดในแกนเวลาแสดงได้ดังสมการที่ (7)

$$p_m(n) = p_1((n - (m-1)N_G))_N \quad (7)$$

ในสมการที่ (7) แสดงให้เห็นว่าสัญลักษณ์ปริมาตรเปิดของผู้ใช้งานลำดับที่ m คือสัญลักษณ์ปริมาตรเปิดของผู้ใช้งานลำดับแรก ที่ถูกเลื่อนออกไปจากเดิม $(m-1)N_G$

หลังจากเฟรมข้อมูลในรูปของสัญญาณ OFDM ของ M ผู้ใช้งาน ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณแบบมัลติพาธ สัญญาณ OFDM ที่ได้รับในแกนเวลาจะสามารถอธิบายได้เช่นเดียวกับสมการที่ (3) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (9) โดยพิจารณาเฉพาะส่วนที่เป็นสัญลักษณ์ปริมาตรเปิด

$$\hat{p}(n) = \sum_{m=1}^M p_m(n) \otimes h_m(n) + w(n) \quad (9)$$

สัญลักษณ์ปริมาตรเปิดที่รับได้ที่เครื่องรับ เมื่อผ่านกระบวนการ FFT สามารถอธิบายในแกนความถี่ได้ตามสมการที่ (10)

$$R(i) = \sum_{m=1}^M P_m(i) H_m(i) + W(i) \quad (10)$$

เมื่อ $W(i) = FFT_N \{w(n)\}$ เป็นสัญญาณรบกวนในแแกนความถี่ และ $H_m(i)$ เป็นผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณที่คลื่นพลาห์ยอส์ลำดับที่ i ของผู้ใช้งานลำดับที่ m ดังนั้นผลรวมของผลตอบสนองทางความถี่ของช่องสัญญาณของผู้ใช้งานทั้งหมดจะสามารถประมาณได้โดยใช้ อัลกอริทึมแบบ LS (Least Square) [6] แสดงได้ดังสมการที่ (11)

$$\hat{H}_{total}(i) = R(i) / P_i(i) \tag{11}$$

เพื่อง่ายต่อการแยกผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ออกจากกัน จะทำการแปลงสมการที่ (11) ให้อยู่ในแแกนเวลาซึ่งจะสามารถอธิบายได้ตามสมการที่ (12)

$$\hat{h}_{total}(n) = \sum_{m=1}^M h_m(n - W(m-1)) + \tilde{w}(n) \tag{12}$$

ถ้าจำนวนอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมีความยาวไม่เกินจำนวน N_G แชนเนลของช่วงเวลาที่ป้องกัน ดังนั้นผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณของแต่ละผู้ใช้ลำดับที่ m จะสามารถจัดให้อยู่ในแแกนเวลาโดยไม่มีการซ้อนทับกันตามรูปที่ 2 และแสดงได้ดังการที่ (14)

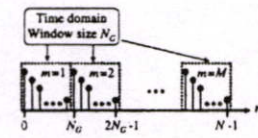
$$\hat{h}_m(n) = \hat{h}_{total}(n + (m-1)N_G) \tag{14}$$

จากสมการที่ (14) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณที่ได้ นี้สามารถนำไปใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณของผู้ใช้งานลำดับที่ m โดยการแปลงกลับไปอยู่ในแแกนความถี่

2.3 แบบจำลองช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

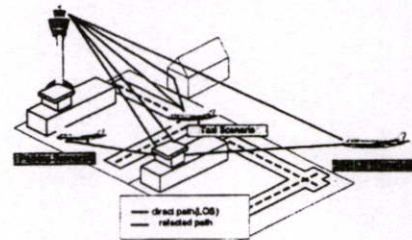
ช่องสัญญาณสื่อสารการบินที่ใช้ในการจำลองจะมีรูปแบบที่แตกต่างกันออกไปแสดงได้ดังรูปที่ 3 โดยจะจำแนกจากตำแหน่งและความเร็วในการเคลื่อนที่ของเครื่องบินที่ระยะต่างๆ เมื่อเปรียบเทียบกับที่ตั้งของสนามบิน สำหรับในบทความนี้จะนำเสนอแบบจำลองการสื่อสารการบินเพียง 3 แบบเท่านั้น [1-2] เนื่องจากในช่วงระยะเหล่านี้จะมีจำนวนเครื่องบินอยู่มาก

โดยรูปแบบช่องสัญญาณแรก คือ ช่องสัญญาณขณะที่เครื่องบินกำลังบินอยู่เหนือรันเวย์ (Arrival Scenario)



รูปที่ 2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของสัญญาณของแต่ละผู้ใช้งาน

เพื่อเตรียมลงสู่พื้น โดยมีความเร็วอยู่ที่ 25-150 m/s เมื่อมีการติดต่อกับสื่อสารระหว่างเครื่องบินกับหอบนังคับการบินจึงสามารถพิจารณาได้ว่ามีเส้นทางทางสื่อสารที่เป็น LOS (Line of Site) และจะมีเส้นทางที่มาจากการสะท้อนจากอาคารและสิ่งกีดขวางอื่นๆ อีกด้วย



รูปที่ 3 รูปแบบของช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

รูปแบบช่องสัญญาณที่สอง คือ ช่องสัญญาณขณะที่เครื่องบินกำลังเคลื่อนที่อยู่บนรันเวย์เพื่อที่จะเข้าสู่อุโมงจอด (Taxi Scenario) โดยเครื่องบินจะเคลื่อนที่ด้วยความเร็วปานกลาง (0-15 m/s) เนื่องจากเครื่องบินจะอยู่ในบริเวณของสนามบิน การติดต่อกับสื่อสารระหว่างเครื่องบินและหอบนังคับการบิน จึงมีทั้งส่วนที่เป็น LOS และส่วนที่มาจาก การสะท้อน โดยจะแตกต่างกับช่องสัญญาณแรกที่ความแรงของสัญญาณในส่วนที่มาจาก LOS ซึ่งแบบแรกมีความแรงของสัญญาณมากกว่า

รูปแบบช่องสัญญาณแบบสุดท้ายที่จะนำเสนอในบทความนี้ คือ ช่องสัญญาณขณะที่เครื่องบินจอดอยู่ในอุโมงจอดหรือกำลังเคลื่อนที่เข้าอุโมงจอดด้วยความเร็วต่ำมากประมาณ 0-5.5 m/s (Parking Scenario) ด้วยเงื่อนงำของตำแหน่งของเครื่องบินจึงสามารถสมมุติได้ว่าการติดต่อกับสื่อสารระหว่าง

เครื่องบินและหอบังคับการบินจะไม่มีส่วนที่เป็น LOS สำหรับพารามิเตอร์ต่างๆของแบบจำลองแบบช่องสัญญาณสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 1

ตารางที่ 1 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองช่องสัญญาณแบบต่างๆ

	Parking Scenario	Taxi Scenario	Arrival Scenario
Maximum Velocity V_{max} [m/s]	5.5	15.0	150
Maximum Delay τ_{max} [μ s]	7.0	0.7	7.0
Rice Factor K_{Rice} [dB]	0	6.9	15.0
Delay Model	Exponential	Exponential	Exponential

3. ผลการจำลองการทำงานของระบบ

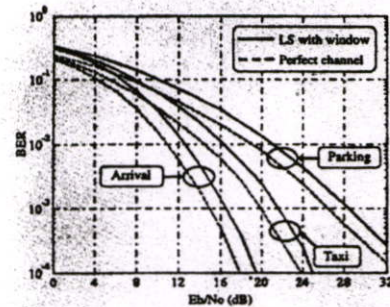
การจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม MATLAB ในการสร้างแบบจำลอง โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบช่องสัญญาณสื่อสารการบินแบบต่างๆ จะใช้พารามิเตอร์ตามตารางที่ 1 ในส่วนของแบบจำลองระบบ OFDM-CDMA จะใช้พารามิเตอร์ตามตารางที่ 2 โดยใช้ความถี่ของคลื่นพาหามีค่าเท่ากับ 5 GHz ทำให้ความถี่ของเพลอร์สูงสุดมีค่าเป็น 91.7 Hz 250 Hz และ 2500 Hz สำหรับการสื่อสารการบินที่ใช้ช่องสัญญาณแบบ Parking Taxi และ Arrival ตามลำดับโดยคำนวณจากค่าความเร็วสูงสุดของเครื่องบิน

ตารางที่ 2 พารามิเตอร์ที่ใช้จำลองระบบ OFDM-CDMA

Parameters	Values
Carrier Frequency	5 GHz
Bandwidth	492 kHz
Number of FFT points	64
Symbol period	146.34 μ s
Guard interval	16.26 μ s
Frame length	1 Preamble symbol + 10 OFDM symbols
Walsh Hadamard size	8
Modulation scheme	QPSK

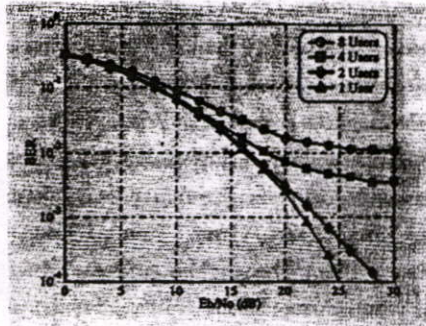
รูปที่ 4 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณ โดยใช้สัญลักษณ์รีมเบิ้ลที่ออกแบบในหัวข้อที่ 2.2

สำหรับระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินในกรณีที่ไม่มีผู้ใช้งาน โดยเปรียบเทียบระหว่างกรณีที่เครื่องรับทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ กับการใช้อัลกอริทึมแบบ LS ที่ความยาวของวินโดว์เท่ากับจำนวนแชนเนลเปิดของช่วงเวลาป้องกัน ผลการจำลองจะแสดงในรูปอัตราผิดพลาดบิต (BER) เทียบกับค่ากำลังงานบิตต่อกำลังงานสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) จากรูปที่ 4 จะเห็นได้ว่าที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-3} วิธีการที่นำเสนอจะให้ค่า E_b/N_0 ต่างกับกรณีที่ทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณอยู่ประมาณ 1.5 dB ทั้ง 3 รูปแบบของช่องสัญญาณสื่อสารการบิน

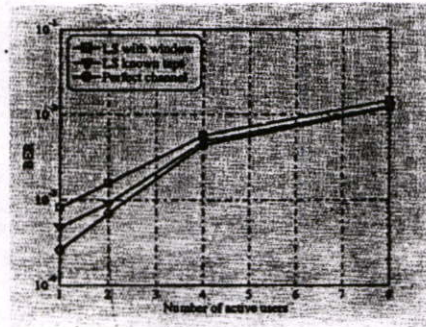


รูปที่ 4 การเปรียบเทียบสมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณสำหรับการสื่อสารการบินแบบต่างๆ

รูปที่ 5 และรูปที่ 6 เป็นการหาค่าสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารการบินช่วง Taxi ในกรณีที่มีการส่งข้อมูลพร้อมกันหลายผู้ใช้งานในเวลาเดียวกัน โดยในรูปที่ 5 ใช้ความยาวของวินโดว์เท่ากับจำนวนแชนเนลเปิดของช่วงเวลาป้องกัน จากรูปจะเห็นได้ว่าเมื่อผู้ใช้งานในระบบมีมากขึ้นจะทำให้สมรรถนะของระบบลดลง สำหรับรูปที่ 6 แสดงสมรรถนะในรูปของอัตราผิดพลาดบิตเปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้งาน ที่ค่า E_b/N_0 เท่ากับ 22 dB โดยจะเปรียบเทียบกัน 3 กรณี กรณีแรกใช้วินโดว์ยาวเท่ากับจำนวนแชนเนลเปิดของช่วงเวลาป้องกัน กรณีที่ 2 ใช้วินโดว์ที่มีความยาวเท่ากับจำนวนอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ และกรณีที่สามยอมุติให้เครื่องรับทราบผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ



รูปที่ 5 สมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณสื่อสารกรบินช่วง Taxi ในกรณีที่ มี m ผู้ใช้งาน



รูปที่ 6 สมรรถนะในรูปของอัตราผิดพลาดเปรียบเทียบ กับจำนวนผู้ใช้งาน ที่ค่า E_b/N_0 เท่ากับ 22 dB

จากรูปที่ 6 จะเห็นได้ว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเป็นครั้งหนึ่งของความสามารถในการรองรับผู้ใช้งานสูงสุดในระบบ ($M=8$) สมรรถนะของการประมาณช่องสัญญาณในสองกรณีแรกจะมีค่าใกล้เคียงกับระบบ OFDM-CDMA ที่สมมุติให้เครื่องรับทราบผลตอบสนองผิดพลาดของช่องสัญญาณ

4. สรุป

จากผลการจำลองการหาค่าสมรรถนะของระบบ OFDM-CDMA บนช่องสัญญาณการสื่อสารการบินแบบต่างๆ ด้วยวิธีการออกแบบสัญญาณวีเอ็มบีให้ต่างกัน ในแกนเวลา และการประมาณช่องสัญญาณด้วยวิธีการที่นำเสนอนี้เปรียบเทียบกับ การประมาณช่องสัญญาณในอุดมคติ

ในกรณีที่ มีหนึ่งผู้ใช้งานจะให้ค่าสมรรถนะที่ต่างกัน 1.5 dB เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ 10^{-3} และในกรณีที่ เครื่องบินอยู่ในช่วง Taxi Scenario การตั้งข้อมูลพร้อมกันในช่วงเวลาเดียวกัน ค่าสมรรถนะในรูปของอัตราผิดพลาดปิดจะให้ค่าที่ใกล้เคียงและคงที่เมื่อจำนวนผู้ใช้งานเป็นครั้งหนึ่งของความสามารถในการรองรับผู้ใช้งานสูงสุดของระบบ ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าเทคนิคการประมาณช่องสัญญาณที่นำเสนอ นี้จะให้ค่าสมรรถนะในรูปของอัตราผิดพลาดปิดได้ใกล้เคียงกับการประมาณช่องสัญญาณที่เป็นช่องสัญญาณในอุดมคติ ซึ่งหมายความว่าคุณภาพในการติดต่อสื่อสารจะดีขึ้นด้วย

5. เอกสารอ้างอิง

- [1] E. Haas, "Aeronautical Channel Modeling," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 51, no. 2, March 2002.
- [2] P. Hoehner and E. Haas, "Aeronautical Channel Modeling at VHF- Band". Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., pp.1961-1966, Sept. 1999.
- [3] S.Dachporn, T.Pattanatadapong, H Kobayashi and T. Paungma, "Performance Analysis of Burst Mode OFDM-QPSK System in Multi-path Fading Channel," Int. Sym. on Commun. and Info. Technol., pp.37-40, 2002.
- [4] S. Kaiser, "OFDM Code-Division Multiplexing in Fading Channel," IEEE. Trans. Commun., vol. 50, no 8, pp. 1266-1273, Aug. 2002
- [5] Y. H. You, W. G. Jeon, J. H. Paik, D. K. Hong and H. K. Song, "Training Sequence Design and Channel Estimation of OFDM-CDMA Broadband Wireless Access Networks With Diversity Techniques," IEEE Trans. Broadcast., vol. 49, no. 4, pp. 354-361, Dec. 2003.
- [6] J. V. Beek, O. Edfors and M. Sandell, "On Channel Estimation in OFDM Systems." IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, pp. 815 -819, July 1995

ประวัติผู้เขียน

นายวันนิวัต กลิ่นงาม เกิดเมื่อวันที่ 23 พฤษภาคม พ.ศ.2520 ที่จังหวัดนครสวรรค์ สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม จากภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในปีการศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2546 ปัจจุบันทำงานในตำแหน่งวิศวกรระบบอาวุโส สังกัดกองบริการขายสื่อสารสายการบิน บริษัท วิทยุการบินแห่งประเทศไทย จำกัด