

การปรับอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับ
ระบบ OFDM ไร้สาย

ADAPTIVE CLIPPING RATIO FOR WIRELESS OFDM SYSTEM

วิภาดา อินทร์เขียว
WIPHADA INKIEW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาด้านหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-010-094

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การปรับอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับ
ระบบ OFDM ไร้สาย

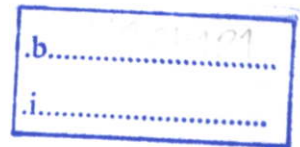
ADAPTIVE CLIPPING RATIO FOR WIRELESS OFDM SYSTEM



วิภาดา อินทร์เขียว

WIPHADA INKIEW

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 79833
วัน,เดือน,ปี 18 ส.ย. 2551



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2551

KMITL-2008-EN-M-010-034

ADAPTIVE CLIPPING RATIO FOR WIRELESS OFDM SYSTEM

WIPHADA INKIEW

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

2008

KMITL-2008-EN-M-010-034

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การปรับอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับระบบ OFDM ไร้สาย
นักศึกษา	น.ส. วิภาดา อินทร์เขียว
รหัสนักศึกษา	49060901
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2551
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอวิธีการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (Peak to Average Power Ratio: PAPR) สำหรับระบบ โอเอฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) ด้วยการตัดยอดสัญญาณ (Clipping) โดยใช้วิธีการปรับอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณ (Clipping Ratio: CR) ตามสภาพการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ เพื่อให้ได้สมรรถนะของระบบอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่กำหนด จากผลการทดลองพบว่า การใช้วิธีการปรับ CR ทำให้ค่า PAPR ลดลงและสมรรถนะของระบบดีขึ้น

Thesis Title	ADAPTIVE CLIPPING RATIO FOR WIRELESS OFDM SYSTEM
Student	Ms. Wiphada Inkiew
Student ID.	49060901
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Phichet Moungnoul

ABSTRACT

This thesis proposes the Peak to Average Power Ratio (PAPR) reduction scheme for wireless Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system by allocating clipping ratio of clipping technique according to channel propagation characteristic to achieve the target performance. The simulation results show that the allocation scheme of clipping can decrease the PAPR and increase the system performance.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา ศศ.ดร. พิเชฐ ม่วงนวล ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำและคำปรึกษา ช่วยแก้ไขปัญหาลดจนให้ความรู้และประสบการณ์ที่ดี ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา-มารดา ของข้าพเจ้า ที่ให้โอกาสและให้กำลังใจแก่ข้าพเจ้า มาโดยตลอด ขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ทุกคนในห้องปฏิบัติการระบบสื่อสารเคลื่อนที่ ที่เป็นกำลังใจให้ด้วยดี และขอขอบคุณพี่สาวที่น่ารักของข้าพเจ้าที่คอยเป็นแรงใจ แรงผลักดันและเป็นผู้สนับสนุนที่ดีเสมอมา

ประโยชน์อันใดที่เกิดจากงานวิจัยนี้ย่อมเป็นผลมาจากความกรุณาของท่านดังกล่าวข้างต้น ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งเป็นอย่างยิ่ง จึงใคร่ขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงไว้ ณ โอกาสนี้

วิภาดา อินทร์เขียว

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการศึกษา.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ระบบ OFDM พื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย.....	6
2.1 ระบบ OFDM พื้นฐาน.....	7
2.1.1 การสร้างคลื่นพาห่อย่อยสัญญาณ OFDM.....	7
2.1.2 แถบป้องกัน.....	10
2.1.3 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM กับสัญญาณอาร์เอฟ.....	12
2.1.4 การซิงโครไนซ์ (Synchronization).....	13
2.1.5 การตรวจจับข้อมูลแบบ โคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....	14
2.2 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดของสัญญาณ OFDM.....	15
2.3 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง.....	18
2.3.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง.....	20
2.3.1.1 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่.....	20
2.3.1.2 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตบิดข้อมูล.....	21
2.4 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดแบบพื้นฐาน.....	23

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ และ ระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม.....	27
3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ (AWGN).....	27
3.2 ช่องสัญญาณแบบหลายวิถี.....	28
3.3 รูปแบบของการจางหาย.....	36
3.3.1 สาเหตุของการเกิดการจางหาย.....	36
3.3.2 ผลกระทบจากการจางหายเนื่องจากการแผ่กว้างทางเวลา.....	38
3.3.2.1 การจางหายแบบราบหรือการจางหายแบบไม่เลือกความถี่.....	38
3.3.2.2 การจางหายแบบเลือกความถี่.....	40
3.3.3 ผลกระทบจากการจางหายเนื่องจากการแผ่กว้างของคอปเปอเรอร์.....	42
3.3.3.1 การจางหายแบบรวดเร็ว.....	42
3.3.3.2 การจางหายแบบช้า.....	43
3.4 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย.....	44
3.4.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ.....	44
3.4.2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี.....	45
3.4.3 ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ.....	45
3.4.4 แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบลือกนอร์มอล.....	45
3.4.5 แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่.....	46
3.5 ระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม.....	47
3.5.1 แบบจำลองของระบบส่งสัญญาณแบบปรับตัวให้เหมาะสม.....	48
3.5.2 เทอร์ชโฮลด์ที่ใช้ในการสับเปลี่ยนสำหรับเทคนิคการปรับให้เหมาะสม.....	50
3.5.3 เทคนิคการปรับให้เหมาะสม.....	51
3.5.3.1 เทคนิคการปรับเปลี่ยนอัตรา.....	51
3.5.3.2 เทคนิคการปรับเปลี่ยนกำลัง.....	52
บทที่ 4 แบบจำลองระบบOFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหาย	
ของช่องสัญญาณ.....	54
4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	54
4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	57

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.3 แบบจำลองเครื่องรับ.....	59
4.4 อัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม.....	62
4.5 ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร.....	64
4.6 อัตราบิดผิพลาตเฉลี่ย.....	64
บทที่ 5 ผลการหาค่าสมรรถนะของระบบ.....	65
5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	65
5.2 สมรรถนะของระบบ.....	66
5.2.1 ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร.....	66
5.2.2 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย.....	67
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	72
6.1 สรุปผลการวิจัย.....	72
6.2 สรุปปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	72
เอกสารอ้างอิง.....	74
ภาคผนวก.....	77
ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์.....	77
ประวัติผู้เขียน.....	83

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 ค่าเทรชโฮลด์ของ SNR เมื่อ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}	63
4.2 ค่าเทรชโฮลด์ของ SNR เมื่อ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}	63
5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์.....	65

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบแบ่ง FDM และแบบ OFDM.....6	
(ก) การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM	
(ข) การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM	
2.2 ลักษณะการมอดูเลตแบบ OFDM.....8	
2.3 ตัวอย่างสัญญาณ OFDM หนึ่งสัญลักษณ์ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อย.....9	
2.4 สเปกตรัมสัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วย 5 คลื่นพาห่อย่อย ($N = 5$).....10	
2.5 แผนภาพผิเสื้อแบบเรดิคซ์-4.....11	
2.6 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาห่อย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณหลายวิถี.....11	
2.7 การใส่แถบป้องกัน.....11	
2.8 ตัวอย่างของสัญญาณ OFDM ที่รับจากช่องสัญญาณแบบหลายวิถี.....12	
2.9 สัญญาณ OFDM ที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมายังเครื่องรับ.....12	
2.10 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM กับสัญญาณ RF.....13	
2.11 การซิงโครไนซ์โดยใช้วิธี Cyclic Prefix.....14	
2.12 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM ที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบ โคฮีเรนต์.....15	
2.13 การตรวจจับข้อมูลแบบ โคฮีเรนต์ (Coherent Detection).....15	
2.14 ค่ารากกำลังสองของ PAPR ของสัญญาณ OFDM 16 ช่องสัญญาณ.....16	
2.15 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ OFDM หลังจากการขยายสัญญาณของ HPA.....21	
2.16 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ x , $g(x)$ และ $x - g(x)$22	
2.17 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR).....23	
2.18 การลดค่า PAPR โดยการตัดยอดคลื่น.....24	
2.19 ลักษณะสัญญาณที่ถูกตัดยอดคลื่นในแบบพื้นฐาน.....25	
2.20 สเปกตรัมของ $f(t)$ เมื่อเปลี่ยนค่า τ_h แต่รักษา T ให้คงที่.....26	
3.1 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์.....27	
3.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี.....29	
3.3 แสดงค่า MIP (Multipath Intensity Profile) ในโดเมนเวลา (Time Domain).....32	
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$34	

สารบัญรูปรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.5 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่.....	36
3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบหลายวิถีในสภาวะต่างๆ.....	37
3.7 กำล้างของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเมื่อเกิดการจางหายหลายวิถี.....	38
3.8 ชนิดของการจางหายแบบต่างๆ.....	39
3.9 คุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ.....	40
3.10 คุณลักษณะของสัญญาณจางหายแบบเลือกความถี่.....	41
3.11 ชนิดการจางหายแบบต่างๆเมื่อเป็นฟังก์ชันของ.....	44
(ก) คาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Period)	
(ข) ความกว้างแบนด์ของสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Signal Bandwidth)	
3.12 แบบจำลองของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม.....	50
4.1 แบบจำลองของระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหายของ ช่องสัญญาณ.....	54
4.2 แผนภาพการใส่แถบป้องกัน.....	56
4.3 ค่า pdf ของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ เมื่อ $m = 0.5, 0.75, 1, 1.5, 2,$ และ 3	58
4.4 BER ของระบบ OFDM ที่มีค่า CR ในการตัดยอดสัญญาณเป็น 1, 3, 5, และ ไม่ตัดยอดสัญญาณ.....	63
5.1 การเปรียบเทียบความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร เมื่อตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}	67
5.2 การเปรียบเทียบความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร เมื่อตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 2 และ 3 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}	68
5.3 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}	68
5.4 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 2 และ 3 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}	70

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.5 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ระหว่างระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมด คองที่โหมด 4 กับระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR โดยพารามิเตอร์การจางหายของช่อง สัญญาณมีค่าเท่ากับ 1 และ 2 และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}	70
5.6 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ระหว่างระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมด คองที่โหมด 4 กับระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR โดยพารามิเตอร์การจางหายของช่อง สัญญาณมีค่าเท่ากับ 2 และ 3 และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}	71

ระหว่างคลื่นพหุขั้วในสัญญาณ OFDM ได้ และจะส่งผลให้อัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM มีค่าต่ำลง

นอกจากนี้ ปัญหาที่เกิดขึ้นตามมาของการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงผ่านช่องสัญญาณวิทยุ คือ การเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference: ISI) และการเกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณด้วยกันเอง (Inter-Channel Interference: ICI) ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากการเกิดการจางหายหลายวิถี (Multipath Fading) ส่งผลให้เกิดการลดทอนของสัญญาณอย่างรุนแรง จนทำให้การตัดสินใจบิต ณ ภาครับมีความผิดพลาดอย่างมาก ดังนั้นสมรรถนะของระบบจึงมีค่าต่ำลง เนื่องจากสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะมีทั้งสัญญาณที่เป็นแบบทางตรง (Line Of Sight: LOS) และเป็นสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนกับวัตถุต่างๆตามเส้นทางที่สัญญาณวิทยุได้เดินทางผ่าน ทำให้สัญญาณที่รับได้ประกอบไปด้วยหลายๆสัญญาณที่เกิดการประวิงเวลาไป (Delay Time) จึงทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดความผิดพลาดขึ้นนั่นเอง

ดังนั้นเพื่อลดค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดในระบบ OFDM ให้ต่ำลงและแก้ปัญหาการเกิดการจางหายของช่องสัญญาณ จึงเกิดวิธีการตัดยอดสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณ (Clipping Ratio: CR) ไปตามการจางหายที่เกิดขึ้นเพื่อให้ระบบมีสมรรถนะดีที่สุด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาผลกระทบของปัญหา PAPR และผลกระทบของปรากฏการณ์การจางหายหลายวิถีที่มีต่อระบบ OFDM เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น หัวข้อที่ศึกษามีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1.2.1 ศึกษาการทำงานของระบบ OFDM และศึกษาผลกระทบของปัญหา PAPR ที่มีต่อระบบ OFDM เพื่อหาวิธีในการลดผลกระทบที่เกิดขึ้นซึ่งจะทำให้สมรรถนะของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น

1.2.2 ศึกษาวิธีการลดค่า PAPR ด้วยเทคนิคการตัดยอดสัญญาณ (Clipping Technique) ซึ่งเป็นเทคนิคที่มีความซับซ้อนต่ำและนำมาใช้งานได้ง่ายที่สุด

1.2.3 ศึกษาการทำงานของช่องสัญญาณสื่อสารไร้สายที่มีแบบจำลองการจางหายแบบนาคากามิ ซึ่งเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่ได้จากการทดลอง โดย m คือพารามิเตอร์ที่แสดงถึงความรุนแรงของการจางหาย (Fading Parameter)

1.2.4 ศึกษาการทำงานของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม (Adaptive Transmission System) ซึ่งเป็นระบบที่มีการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เครื่องรับแล้วส่งค่าที่ประมาณได้กลับไปยังเครื่องส่งเพื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่งสัญญาณให้เหมาะสมกับค่าประมาณของช่องสัญญาณ ดังนั้นระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมจึงเป็นระบบที่มีการ

ปรับค่าพารามิเตอร์ของการส่งสัญญาณให้เหมาะสมและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณ เช่น ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายหลายวิธี ส่งผลให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น

1.2.5 นำระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมมาพัฒนาใช้ร่วมกับระบบ OFDM ที่ลดค่า PAPR ด้วยการตัดยอดสัญญาณ โดยการปรับค่า CR ของระบบให้สอดคล้องกับการจางหายของช่องสัญญาณเพื่อให้ได้ระบบที่มีสมรรถนะดีที่สุด

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

สัญญาณ OFDM มีค่า PAPR สูง ทำให้สัญญาณที่ผ่านการขยายถูกตัดทางแอมพลิจูด (Amplitude) เนื่องจากสัญญาณอินพุต (Input) ของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่า PAPR สูงเกินกว่าค่าที่เหมาะสมต่อคุณสมบัติการขยายสัญญาณของเครื่องขยายกำลังสูง ซึ่งถ้าหากสามารถลดค่า PAPR ให้มีค่าที่เหมาะสมก่อนทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง ก็จะสามารถลดการตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณลงได้ วิธีลดค่า PAPR ที่ง่ายที่สุดได้แก่ วิธีตัดยอดสัญญาณ

หลังจากลดค่า PAPR ด้วยการตัดยอดสัญญาณแล้ว สัญญาณ OFDM จะถูกขยายด้วยเครื่องขยายกำลังสูง จากนั้นจึงส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งเกิดการจางหายหลายวิธี ทำให้สัญญาณที่รับได้มีลักษณะซ้อนทับกันในแต่ละเส้นทาง ดังนั้นบางครั้งสัญญาณรวมอาจเสริมกันหรือหักล้างกันก็ได้ ส่งผลให้สัญญาณมีการแกว่งขึ้นลง จึงทำให้ความผิดพลาดสัญญาณของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นหากมีการปรับค่าอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณให้สอดคล้องกับการจางหายของช่องสัญญาณจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอระบบ OFDM ที่มีการลดค่า PAPR ด้วยวิธีการตัดยอดสัญญาณ โดยจะมีการปรับค่า CR ที่ใช้ในการตัดยอดสัญญาณให้สอดคล้องกับการจางหายหลายวิธีของช่องสัญญาณเพื่อให้ระบบสามารถทำงานได้ตามเป้าหมายที่ต้องการ โดยแบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายที่ใช้คือ ช่องสัญญาณการจางหายนาคาгами ที่มีพารามิเตอร์ m เป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของการจางหายซึ่งสามารถบ่งบอกได้ว่าช่องสัญญาณการจางหายมีแบบจำลองของการจางหายเป็นแบบใด เช่น $m = 0.5$ ช่องสัญญาณการจางหายจะเป็นแบบเกาส์เซียนข้างเดียว (One-Side Gaussian Fading Channel) และ เมื่อ $m = 1$ ช่องสัญญาณการจางหายจะเป็นแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading Channel) เป็นต้น

ปรากฏการณ์การจางหายหลายวิธีจะทำให้สัญญาณ OFDM ที่รับได้ที่เครื่องรับมีลักษณะซ้อนทับกันในแต่ละเส้นทาง ซึ่งบางครั้งสัญญาณรวมอาจเสริมกันหรือหักล้างกันก็ได้ ส่งผลให้สัญญาณมีการแกว่งขึ้นลง ดังนั้นถ้าหากมีการปรับระดับสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งให้สอดคล้อง

กับการจางหายก็จะทำให้ระบบมีสมรรถนะดีขึ้น เช่น เมื่อสัญญาณจากหลายเส้นทางหักล้างกันจะทำให้สัญญาณรวมมีแอมพลิจูดต่ำ ทำให้มีค่าพีเอชอาร์ต่ำ ดังนั้นในการตัดยอดสัญญาณจะตัดแอมพลิจูดออกไปน้อยกว่า ในทางกลับกัน หากสัญญาณจากหลายเส้นทางเสริมกันจะทำให้สัญญาณรวมมีแอมพลิจูดสูง ทำให้ PAPR มีค่าสูงตามไปด้วย ดังนั้นในการตัดยอดสัญญาณจะตัดแอมพลิจูดออกไปมากกว่า

1.5 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาและวิจัยเกี่ยวกับการลดค่า PAPR ของระบบ OFDM โดยวิธีการตัดยอดสัญญาณเพื่อให้ PAPR มีค่าเหมาะสมกับคุณสมบัติการขยายสัญญาณของเครื่องขยายกำลังสูง จากนั้นจะส่งสัญญาณ OFDM ที่ถูกตัดยอดสัญญาณแล้วไปยังเครื่องรับภายใต้สภาพแวดล้อมช่องสัญญาณการจางหายนาคากามิ โดยที่เครื่องรับมีการประมาณค่าช่องสัญญาณแล้วส่งค่าประมาณนี้กลับมายังเครื่องส่งเพื่อให้เครื่องส่งควบคุมระดับการตัดสัญญาณซึ่งก็คืออัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณให้สอดคล้องกับการจางหายของช่องสัญญาณ จากนั้นวัดประสิทธิภาพของระบบจากความเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร (Outage Probability) และอัตราความผิดพลาดเฉลี่ย (Average Bit Error Rate) แล้วเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอกับระบบที่ไม่มีการปรับอัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณตามการจางหายของช่องสัญญาณ

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์เล่มนี้จัดเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และ ขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงระบบ OFDM พื้นฐานและทฤษฎีในการวิจัย ซึ่งประกอบไปด้วย การสร้างคลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณ OFDM โดยใช้การแปลงกลับฟูริเยร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transformation: IFFT) การมอดูเลต การใส่แถบป้องกัน (Guard time) ให้กับสัญลักษณ์ OFDM การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ (RF Modulation) การซิงโครไนซ์ (Synchronization) การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection) การหาค่า PAPR ของสัญญาณ OFDM คุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังสูง ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตบิตข้อมูล และการลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดด้วยวิธีการตัดยอดสัญญาณแบบพื้นฐาน

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ ได้แก่ ช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ ช่องสัญญาณการจางหายหลายวิถี รูปแบบของการจางหาย สาเหตุของการเกิดการจางหาย ผลกระทบจากการจางหายเนื่องจากการแผ่กว้างของคอปเปิลอร์ แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบต่างๆ นอกจากนี้ยังกล่าวถึงระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม แบบจำลองระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม เทรชโฮลด์ที่ใช้ในการสับเปลี่ยนสำหรับเทคนิคการปรับให้เหมาะสม และเทคนิคการปรับให้เหมาะสมแบบต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึง แบบจำลองระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณ ซึ่งประกอบด้วย แบบจำลองเครื่องส่ง แบบจำลองช่องสัญญาณ แบบจำลองเครื่องรับ อัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม และการหาค่าสมรรถนะของระบบ

บทที่ 5 แสดงผลการหาค่าสมรรถนะของระบบ ซึ่งประกอบไปด้วย ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร และอัตราบิดผิดพลาดเฉลี่ยของระบบ

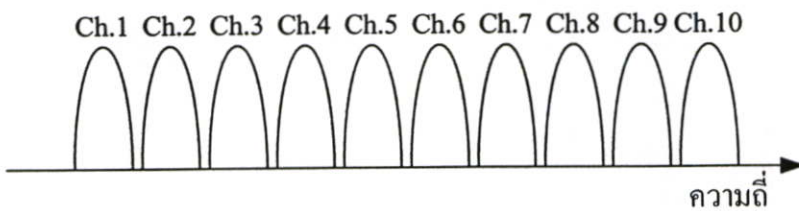
บทที่ 6 เป็นบทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง โดยกล่าวถึง ผลสรุปของการเปรียบเทียบระบบที่นำเสนอกับระบบพื้นฐาน สรุปปัญหาที่เกิดขึ้นและข้อเสนอแนะของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2

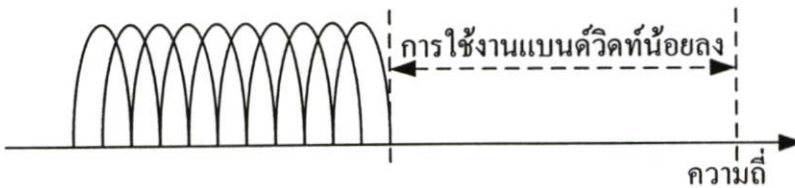
ระบบ OFDM พื้นฐาน และทฤษฎีในการวิจัย

การสื่อสารในอนาคตมีความต้องการจัดส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูง เพื่อรองรับกับปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอันเนื่องมาจากรูปแบบของการให้บริการในการสื่อสารนั้น ได้เปลี่ยนแปลงออกไป เช่น การสื่อสารแบบมัลติมีเดียเคลื่อนที่ (Mobile Multimedia) ที่มีการส่งทั้งข้อมูลภาพและข้อมูลเสียงไปพร้อมๆกัน โดยทำการส่งผ่านไปในช่วงสัญญาณเดียวกัน ในความต้องการดังกล่าวนี้ การส่งข้อมูลในระบบ OFDM เป็นเทคนิคหนึ่งที่สามารถตอบสนองความต้องการดังกล่าวได้ ซึ่งการส่งข้อมูลในระบบ OFDM นั้น จะทำการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นหลายๆขบวน ข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนาน แล้วจึงทำการมอดูเลต (Modulate) ข้อมูลที่ทำการแยกออกมานั้นด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่มีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonality) ซึ่งกันและกันของความถี่คลื่นพาห่อย่อย แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและทำการส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน โดยผ่านทางช่องสัญญาณเดียวกัน

ในการสื่อสารข้อมูลแบบไร้สายนั้น ย่านความถี่ที่ใช้งานหรือแบนด์วิดท์จะมีอยู่จำกัด ซึ่งในการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือแบบ FDM นั้น แต่ละช่องสัญญาณจะมีความถี่พาหุที่แตกต่างกันออกไป โดยมีการกำหนดระยะห่างของความถี่ระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่าเพียงพอที่จะไม่เกิดการทับซ้อนกันทางสเปกตรัม (Spectrum) ของแต่ละช่องสัญญาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.1



(ก) การมัลติเพล็กซ์แบบ FDM



(ข) การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM

รูปที่ 2.1 การมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบแบ่ง FDM และแบบ OFDM

ในการมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM นั้น ระยะห่างของความถี่พาห้ระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงนั้นมีความน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่หรือแบบ FDM เนื่องจากสเปกตรัมของแต่ละช่องสัญญาณนั้นสามารถทับซ้อนกันได้โดยไม่เกิดการรบกวนกันระหว่างช่องสัญญาณใช้งาน โดยอาศัยคุณสมบัติของการตั้งฉากกันของความถี่พาห้ใกล้เคียง และจากรูปที่ 2.1 แสดงให้เห็นว่าที่จำนวนช่องสัญญาณใช้งานเท่ากันแล้ว การมัลติเพล็กซ์แบบ OFDM จะใช้ขนาดของแบนด์วิดท์ที่น้อยกว่าเมื่อเทียบกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

2.1 ระบบ OFDM พื้นฐาน

หลักการพื้นฐานของระบบ OFDM คือการแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนานหลายๆขบวน แล้วทำการมอดูเลตข้อมูลแบบขนานเหล่านั้นด้วยคลื่นพาห้ย่อยหลายความถี่ และนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและทำการส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน ซึ่งเทคนิคดังกล่าวสามารถช่วยลดผลกระทบที่เกิดจากการกระจายคลื่นแบบหลายทิศทางในช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (Multipath Channel) ได้ เนื่องจากข้อมูลแบบความเร็วต่ำนั้นจะมีค่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Duration) เพิ่มขึ้น และในแต่ละสัญลักษณ์นั้นจะมีการป้องกันการเกิดการซ้อนทับของสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) โดยการเพิ่มแถบป้องกัน (Guard Time Interval: GI) เข้าไปในทุกๆสัญลักษณ์ OFDM (OFDM Symbol) ซึ่งข้อมูลที่อยู่ในแถบป้องกันนั้นก็คือข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งถูกคัดลอกและนำมาไว้ข้างหน้าสัญลักษณ์ OFDM เดิม และจะช่วยป้องกันการรบกวนเนื่องจากการทับซ้อนระหว่างความถี่คลื่นพาห้ย่อย (Inetrcarrier Interference: ICI) ในสัญญาณ OFDM

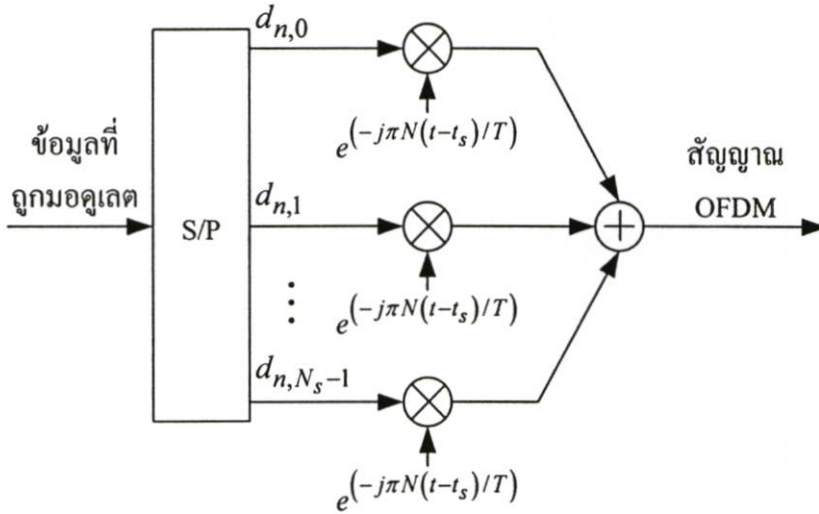
ในการออกแบบระบบ OFDM นั้น พารามิเตอร์ (Parameter) ที่ต้องนำมาพิจารณา ได้แก่ จำนวนของคลื่นพาห้ย่อย, แถบป้องกัน, ช่วงเวลาของสัญลักษณ์, ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อย, วิธีการมอดูเลตของข้อมูลในแต่ละคลื่นพาห้ย่อย และวิธีในการแก้ไขข้อผิดพลาดข้อมูล เป็นต้น

2.1.1 การสร้างคลื่นพาห้ย่อยสัญญาณ OFDM

สัญญาณ OFDM นั้นเป็นผลรวมของหลายคลื่นพาห้ย่อยซึ่งถูกมอดูเลตแบบพีเอสเค (Phase Shift Keying: PSK) หรือแบบคิวเอเอ็ม (Quadrature Amplitude Modulation: QAM) เมื่อกำหนดให้ d_i คือ สัญลักษณ์ข้อมูลเชิงซ้อนที่ถูกมอดูเลตแล้ว N คือจำนวนของคลื่นพาห้ย่อย และ T คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ โดยในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM นั้นจะเริ่มต้นเวลา $t = t_s$ ดังนั้นสามารถเขียนสมการของสัญญาณ OFDM ในหนึ่งสัญลักษณ์ได้สมการ (2.1) [1]

$$s(t) = \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) \quad , t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

โดย $s(t) = 0$, $t < t_s \wedge t > t_s + T$ และในรูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการมอดูเลตแบบ OFDM ซึ่งจะทำให้การแยกขบวนข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงออกเป็นขบวนข้อมูลความเร็วต่ำแบบขนาน และทำการมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยหลายความถี่ที่มีคุณสมบัติการตั้งฉากของความถี่คลื่นพาห่ แล้วนำสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมารวมกันและส่งไปยังเครื่องรับพร้อมกัน



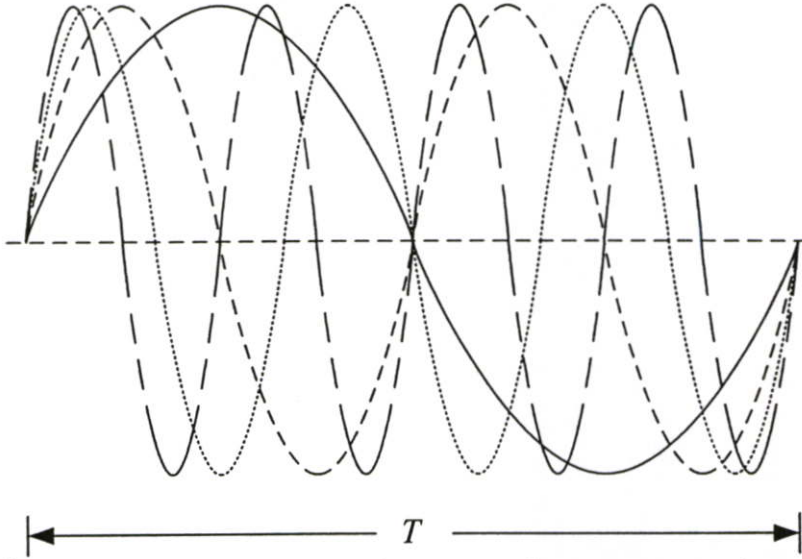
รูปที่ 2.2 ลักษณะการมอดูเลตแบบ OFDM

ในรูปที่ 2.3 แสดงตัวอย่างสัญญาณ OFDM ใน 1 สัญลักษณ์ซึ่งประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อยที่มีเฟส (Phase) และแอมพลิจูด (Amplitude) เท่ากัน โดยมีจำนวนไซเคิล (Cycle) ของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยในหนึ่งช่วงเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Duration Time) เป็นจำนวนเต็ม โดยจำนวนไซเคิลของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยในช่วงเวลา T นั้นจะต่างกันที่หนึ่งไซเคิลระหว่างคลื่นพาห่ข้างเคียง ซึ่งเป็นคุณสมบัติการตั้งฉากกันของความถี่ระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

เมื่อคลื่นพาห่อย่อยที่ j^{th} ของสัญญาณ OFDM ตามสมการที่ (2.1) ผ่านกระบวนการดีมอดูเลต (Demodulate) ที่ทางด้านเครื่องรับด้วยความถี่ j/T ตามสมการที่ (2.2) จะได้ข้อมูล PSK หรือ QAM ทางเอาท์พุท (Output) คือ $d_{j+N/2}$ คูณด้วยค่าที่ T โดยจะอยู่ในรูปสัญลักษณ์ PSK หรือ QAM ของคลื่นพาห่อย่อย สำหรับคลื่นพาห่อย่อยอื่นนั้น ค่าผลรวมของการอินทิเกรต (Integration) คลื่นพาห่จะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห่อย่อย $(i-j)/T$ มีค่าเป็นจำนวนเต็ม ซึ่งจะทำให้จำนวนรอบของการอินทิเกรตในช่วงเวลา T มีค่าเป็นจำนวนเต็ม ดังนั้นผลที่ได้จากการอินทิเกรตจะมีค่าเท่ากับศูนย์

และจากสมการที่ (2.1) แต่ละสัญลักษณ์ OFDM จะประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่ตั้งฉากกัน โดยจะสามารถหาค่าของข้อมูลได้ในช่วงเวลา T และที่ความถี่อื่นนั้นค่าแอมพลิจูดจะมีค่าเป็นศูนย์ และสามารถแสดงลักษณะสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยได้ดังรูปที่ 2.4 จะเห็นว่าสเปกตรัมของแต่ละสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยนั้นจะมีการทับซ้อนกัน โดยที่ตำแหน่งสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยตัวหนึ่ง

ตัวใดมีกำลังงานสูงสุด สเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยตัวอื่นๆทั้งหมดที่ตำแหน่งเดียวกันจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นทางเครื่องรับระบบ OFDM จะสามารถคำนวณเพื่อทำการดีมอดูเลตแต่ละคลื่นพาห่ได้ โดยอาศัยค่าสูงสุดของสเปกตรัมแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งจะไม่มีการรบกวนจากคลื่นพาห่อย่อยอื่น



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างสัญญาณ OFDM หนึ่งสัญลักษณ์ที่ประกอบด้วย 4 คลื่นพาห่อย่อย

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)\right) \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right) dt \\
 &= \sum_{i=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} d_{i+N/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)\right) dt \\
 &= d_{j+N_s/2T}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

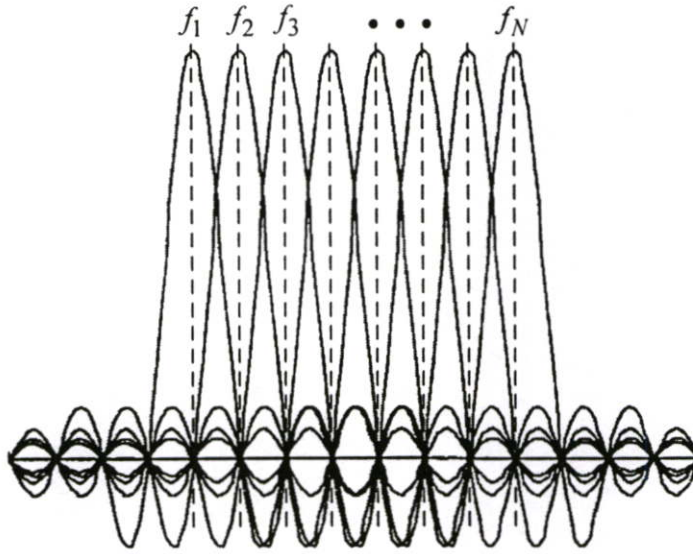
การตั้งฉากกันของคลื่นพาห่อย่อยนั้น สามารถพิสูจน์ได้ตามสมการที่ (2.3) โดยฟังก์ชัน $\phi_m(x)$ และ $\phi_n(x)$ จะตั้งฉากซึ่งกันและกัน ก็ต่อเมื่อ

$$\int_0^T \phi_m(x)\phi_n(x) dx = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ C & m = n \end{cases} \tag{2.3}$$

สัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Signal) OFDM ในรูปเชิงซ้อนดังสมการที่ (2.1) นั้น สามารถหาได้จากการแปลงกลับดิสครีตฟูเรียร์ (Inverse Discrete Fourier Transform: IDFT) โดยสามารถหาได้จากสมการที่ (2.4) เมื่อค่าเวลา t จาก (2.1) จะถูกแทนด้วยจำนวนของการสุ่มตัวอย่าง

$$s(k) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j2\pi \frac{nk}{N}\right), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.4)$$

การแปลงกลับคิคริตฟูเรียร์นั้น สามารถปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นได้โดยใช้วิธีการแปลงกลับฟาสต์เรียร์ (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) โดยในการหาค่าของ IFFT จำนวน 4 จุดนั้น สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณได้โดยการใช้อัลกอริทึมแบบเรดิคซ์-4 (radix-4 algorithm) ซึ่งในแต่ละจุดนั้นจะประกอบด้วยค่า $\{1, -1, j, -j\}$ ดังรูปที่ 2.5 แสดงแผนภาพผีเสื้อแบบเรดิคซ์-4 (Radix-4 Butterfly) ซึ่งมีอินพุต (Input) ของ IFFT คือ x_0, x_1, x_2 และ x_3 จะได้เอาต์พุตคือ y_0, y_1, y_2 และ y_3 เช่น y_1 จะมีค่าเท่ากับ $x_0 + jx_1 - x_2 - jx_3$ ซึ่งค่าที่ได้นั้นสามารถนำมาคำนวณหาเฟสของสัญญาณเอาต์พุตได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\exp(j2\pi nk/N)$



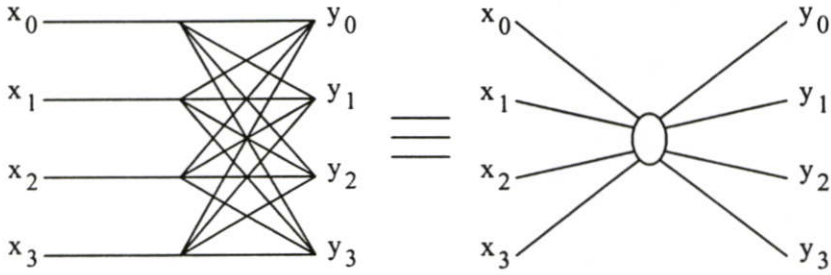
รูปที่ 2.4 สเปกตรัมสัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วย 8 คลื่นพาห่อย่อย ($N = 8$)

2.1.2 แลบบป้องกัน

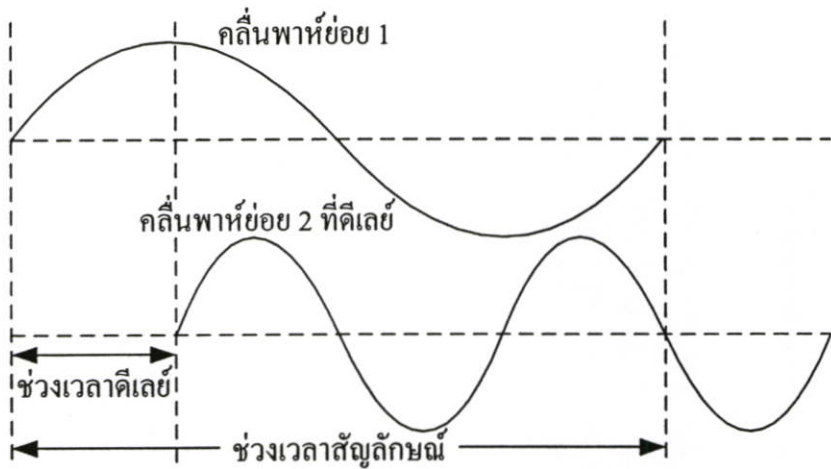
ปัญหาหนึ่งที่สามารถเกิดขึ้นได้กับระบบที่มีการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห่อย่อย คือ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่อย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณแบบหลายวิถี (Multipath Fading Channel) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งจะเห็นว่าค่าความแตกต่างระหว่างจำนวนไซเคิลในหนึ่งสัญลักษณ์ของคลื่นสัญญาณพาห่อย่อยที่หนึ่งและที่สองนั้นไม่เท่ากับจำนวนเต็ม อาจทำให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห่อย่อยได้

ระบบ OFDM นั้นมีข้อดีอย่างหนึ่งคือ มีความทนทานต่อการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณพาห่อย่อย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณหลายวิถี เนื่องจากในสัญญาณ OFDM นั้นจะมีการเพิ่มแลบบป้องกัน (GI) ให้กับทุกๆ

สัญลักษณ์ ซึ่งแถบป้องกันที่เพิ่มเข้าไปนั้นจะใช้วิธีการคัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์ OFDM แล้วนำไปวางไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์เพื่อเป็นแถบป้องกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.5 แผนภาพสี่เหลี่ยมแบบเรดิคซ์-4

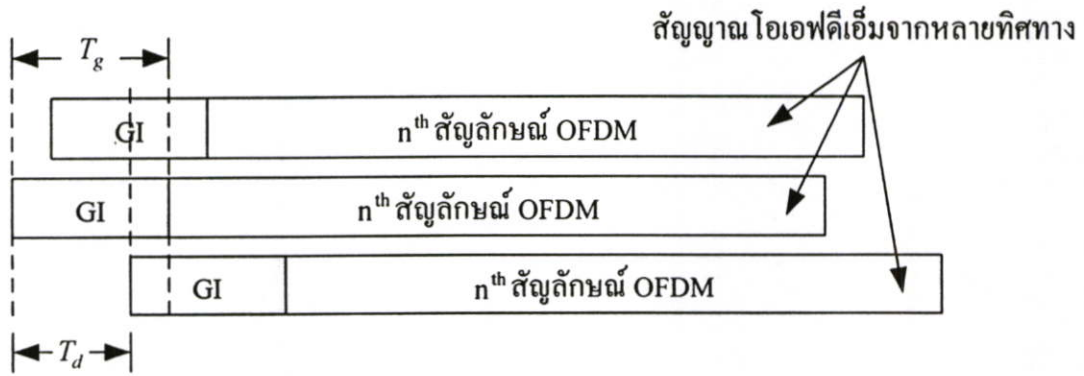


รูปที่ 2.6 การเลื่อนเฟสของคลื่นพาห่อย่อย เนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณหลายวิถี

แถบป้องกันที่ใส่เพิ่มเข้าไปในส่วนหน้าของทุกๆสัญลักษณ์ OFDM นั้นมีค่าเท่ากับ T_g ซึ่ง จะกำหนดให้มีค่าเวลามากกว่าขนาดค่าการแผ่กว้างของการประวิง (Delay Spread) สูงสุด T_d ของ ช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่คาดว่าจะเกิดขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.8

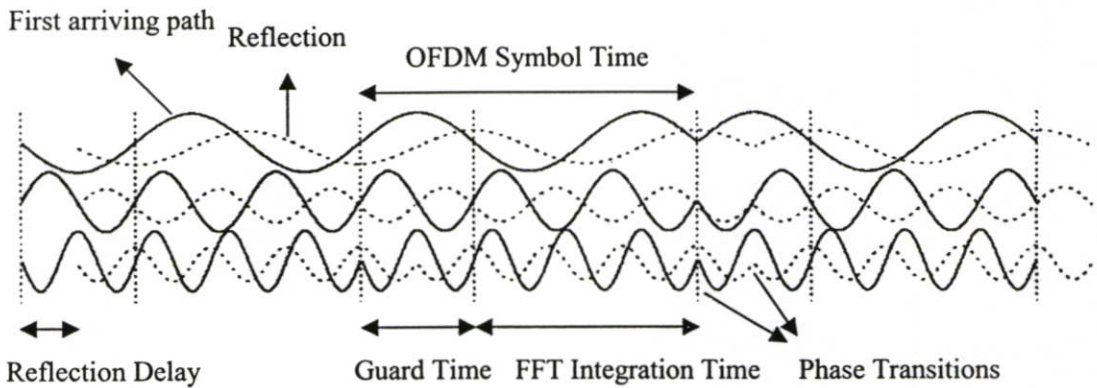


รูปที่ 2.7 การใส่แถบป้องกัน



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างของสัญญาณ OFDM ที่รับจากช่องสัญญาณแบบหลายวิถี

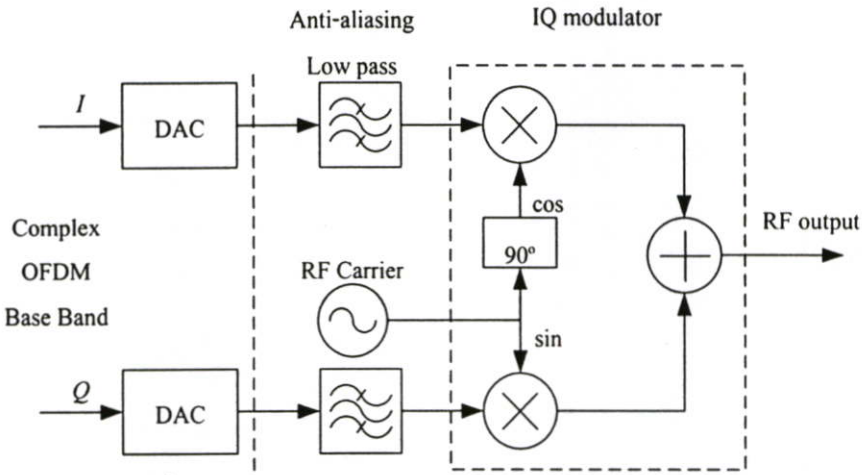
และรูปที่ 2.9 แสดงตัวอย่างสัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วย 3 คลื่นพาห่อย่อยที่มีการใส่แถบป้องกันให้กับทุกๆสัญลักษณ์ และทำการส่งผ่านทางช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมายังเครื่องรับ โดยค่าประวิงของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่เกิดขึ้นกับแต่ละคลื่นพาห่อย่อยนั้นมีค่าน้อยกว่าค่าเวลาของแถบป้องกันทำให้เครื่องรับสามารถทำการดีมอดูเลตและให้ข้อมูลเดิมที่ถูกต้องออกมาได้ [1]



รูปที่ 2.9 สัญญาณ OFDM ที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมายังเครื่องรับ

2.1.3 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM กับสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณเบสแบนด์ OFDM นั้นยังขาดความเหมาะสมที่จะใช้ส่งผ่านทางช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับ เนื่องด้วยสาเหตุสำคัญคือ มีสเปกตรัมของความถี่อยู่ในย่านที่แตกต่างไปจากย่านความถี่ของช่องสัญญาณที่มีอยู่ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการเคลื่อนย้ายย่านความถี่ของสัญญาณเบสแบนด์ให้ไปอยู่ในช่วงความถี่ของช่องสัญญาณ เพื่อให้สามารถส่งสัญญาณ OFDM ผ่านช่องสัญญาณไปได้ จึงต้องทำการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ OFDM กับคลื่นอาร์เอฟ (RF Carrier) ที่มีความถี่ตรงกับช่องสัญญาณ [2] ดังสมการในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM กับสัญญาณ RF

จากสมการ (2.4) เมื่อ $f_n = \frac{n}{NT_b}$ และ $t = kT_b$ สามารถแสดงสัญญาณ OFDM ได้ดัง

สมการ (2.5)

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (2.5)$$

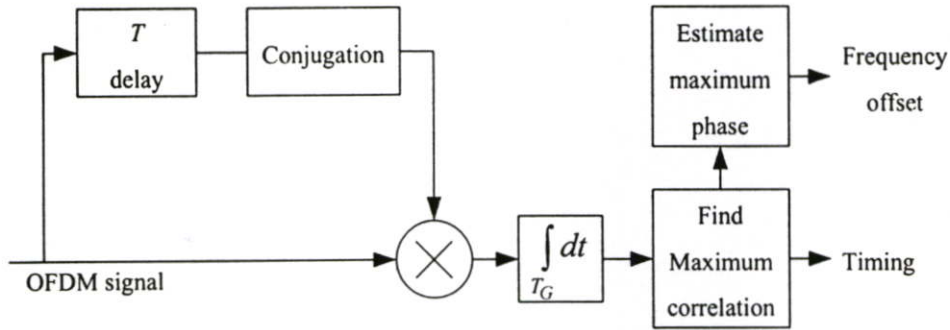
เมื่อ $f_c \gg f_n$ ดังนั้น จะได้สัญญาณ RF เอาท์พุท คือ

$$x_c(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.6)$$

2.1.4 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

ก่อนที่เครื่องรับจะสามารถดีมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อยต่างๆ ได้นั้น สิ่งที่ต้องจำเป็นต้องทำเป็นอันดับแรกคือ การหาจุดเชื่อมต่อของแต่ละสัญลักษณ์และช่วงเวลาที่เหมาะสมในการจับค่าสัญลักษณ์ เพื่อลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดระหว่างสัญญาณพาห์ย่อย และสิ่งที่ต้องการทำต่อมาคือหาค่าความถี่ออฟเซต (Offset Frequency) เพื่อชดเชยความถี่สัญญาณ OFDM ที่รับเข้ามา เพื่อให้มีค่าตรงกับความถี่ของสัญญาณที่ทางด้านเครื่องส่ง [1]

$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t-\tau)r(t-\tau-T)d\tau \quad (2.7)$$



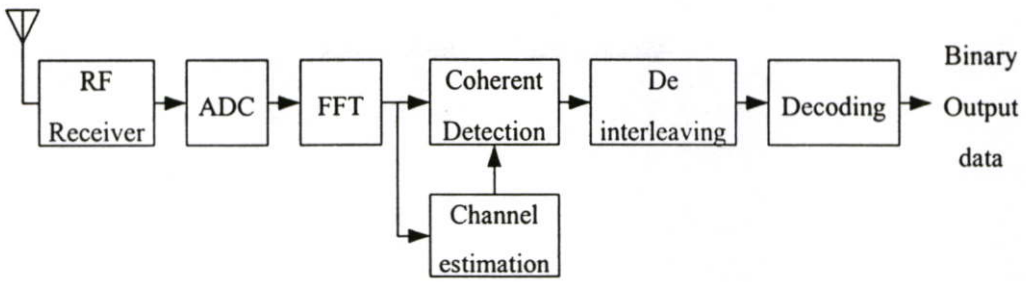
รูปที่ 2.11 การซิงโครไนซ์โดยใช้วิธี Cyclic Prefix

จากรูปที่ 2.11 จะทำการหาค่าแถบป้องกัน T_G โดยการคอร์เรชัน (Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ผ่านการประวิงเวลาและสัญญาณที่รับเข้ามา ดังสมการที่ (2.7) ซึ่งเมื่อทราบค่า T_G ก็จะสามารถทราบจุดเริ่มต้นและท้ายของสัญญาณ OFDM เนื่องจากข้อมูลที่อยู่ใน T_G นั้นก็คือข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของสัญลักษณ์ ซึ่งจะสามารถหาค่าเวลาและความถี่ในการซิงโครไนซ์ได้

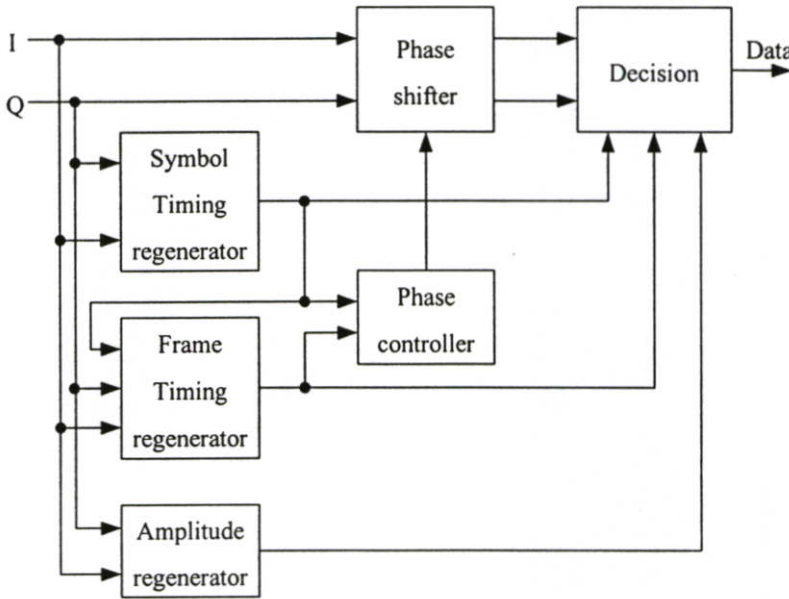
2.15 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection)

ข้อมูลที่ถูกส่งไปยังเครื่องรับด้วยระบบ OFDM นั้น จะเป็นข้อมูลที่ถูกรหัสด้วยแบบ PSK หรือแบบ QAM ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลทางด้านเครื่องรับนั้นจะต้องทราบค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพาห่อย่อยก่อน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วเฟสและแอมพลิจูดของสัญญาณนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่ม และในการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection) นั้นจะใช้การประมาณเพื่อหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของคลื่นพาห่อย่อย ซึ่งในการตรวจจับข้อมูลนั้นไม่ได้ดูจากเฟสและแอมพลิจูดที่ต่างกันเพียงอย่างเดียว แต่จะทำการเปรียบเทียบกับข้อมูลในสัญลักษณ์ก่อนหน้านี้นี้ด้วย

จากรูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM ซึ่งหลังจากทำการแยกความถี่ วิชายุออกจากสัญญาณเบสแบนด์และทำการเปลี่ยนจากสัญญาณอนาล็อก (Analog) เป็นดิจิทัล (Digital) เพื่อทำการดีมอดูเลต N คลื่นพาห่อย่อยให้เป็นสัญญาณทางความถี่ด้วยกระบวนการ FFT ซึ่งในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM นั้นจะประกอบด้วยข้อมูลแบบ QAM หรือ PSK จำนวน N ค่า และจะมีการเลื่อนของเฟสและการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดที่ไม่แน่นอน เนื่องจากคุณสมบัติของช่องสัญญาณที่คลื่นเดินทางผ่านจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับ รวมถึงการคลาดเคลื่อนของวงจรกำเนิดความถี่ทางเครื่องรับ โดยในส่วนของ การประมาณค่าช่องสัญญาณ (Channel Estimation) นั้น จะทำการหาค่าเฟสและแอมพลิจูดอ้างอิงของทุกคลื่นพาห่อย่อย เพื่อช่วยในการแปลงจากสัญลักษณ์ OFDM เป็นข้อมูลไบนารี โดยการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ ดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM ที่มีการตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์



รูปที่ 2.13 การตรวจจับข้อมูลแบบโคฮีเรนต์ (Coherent Detection)

2.2 การหาค่าอัตราส่วนกำลังงานเฉลี่ยสูงสุดของสัญญาณ OFDM

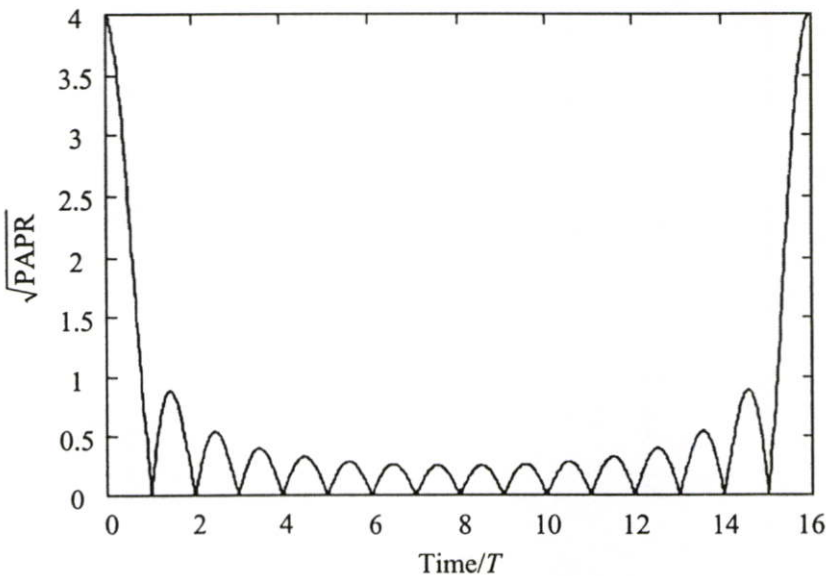
สัญญาณ OFDM ประกอบด้วยคลื่นพหุข้อย N คลื่นพหุ ทำให้ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (Peak to Average Power Ratio: PAPR) มีค่าสูง นั่นคือ เมื่อสัญญาณ N สัญญาณรวมกันด้วยเฟสเดียวกัน สัญญาณเหล่านี้จะทำให้กำลังสูงสุดมีค่าเป็น N เท่าของกำลังเฉลี่ย ผลกระทบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.14 สำหรับตัวอย่างนี้ กำลังสูงสุดมีค่าเป็น 16 เท่าของค่าเฉลี่ย กำลังสูงสุดถูกนิยามให้เป็นกำลังของคลื่นไซน์ (Sine Wave) ที่มีแอมพลิจูดเท่ากับค่าเอนVELOPE สูงสุด (Maximum Envelope Value) ดังนั้นคลื่นพหุที่ไม่ถูกมอดูเลตจะมีค่า PAPR เท่ากับ 0 dB หน่วยวัดค่าการแปรผันเอนVELOPE ของสัญญาณอีกหน่วยหนึ่งคือ ตัวประกอบยอดคลื่น (Crest Factor) ซึ่งถูกนิยามให้เท่ากับค่าสูงสุดของสัญญาณหารด้วยค่า rms (Root Mean Square) ของสัญญาณ สำหรับคลื่นพหุที่ยังไม่ได้มอดูเลต ตัวประกอบยอดคลื่นจะมีค่าเท่ากับ 3 dB

PAPR ที่มีค่าสูงๆจะทำให้เกิดข้อเสีย เช่น เพิ่มความซับซ้อนให้กับตัวแปลงอนาล็อกเป็นดิจิทัลและตัวแปลงดิจิทัลเป็นอนาล็อก และลดประสิทธิภาพของเครื่องขยายกำลัง ด้วยเหตุนี้ นักวิจัยจึงเสนอวิธีในการลดค่า PAPR มีมากมายหลายวิธี ซึ่งสามารถแบ่งเป็น 3 วิธีหลักๆ ดังนี้ วิธี

แรกคือเทคนิคการบิดเบือนสัญญาณ (Signal Distortion Technique) โดยจะลดค่ายอดของแอมพลิจูดด้วยการบิดเบือนสัญญาณ OFDM แบบไม่เป็นเชิงเส้นรอบๆจุดยอดนั้น ตัวอย่างของเทคนิคการบิดเบือนสัญญาณ ได้แก่ การตัดยอดสัญญาณ (Clipping) การล้อมกรอบยอดสัญญาณ (Peak Windowing) และการยกเลิกยอดสัญญาณ (Peak Cancellation) วิธีที่สองคือเทคนิคการเข้ารหัส Forward Error Correction แบบพิเศษที่ทำให้สัญลักษณ์ OFDM มีค่า PAPR ต่ำ วิธีที่สามคือเทคนิคที่ใช้วิธีการผสม OFDM แต่ละสัญลักษณ์ด้วยลำดับผสมที่แตกต่างกัน จากนั้นจึงเลือกเอาลำดับที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุด เทคนิคที่นิยมใช้ในการลดค่า PAPR คือ การตัดยอดสัญญาณ เพราะทำได้ง่ายและมีความซับซ้อนต่ำ [1]

ค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (Peak to Average Power Ratio: PAPR) คือค่ากำลังงานชั่วขณะสูงสุดเทียบกับกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ OFDM $x(t)$ ในช่วงเวลา 1 สัญลักษณ์ (T) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ (2.8) [3-7]

$$PAPR[x(t), T] = \frac{\max[|x(t)|^2]}{E[|x(t)|^2]} \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.14 ค่ารากกำลังสองของ PAPR ของสัญญาณ OFDM 16 ช่องสัญญาณ

เมื่อ $\max[|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานชั่วขณะที่สูงสุดของสัญญาณ และ $E[|x(t)|^2]$ คือค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณในช่วงที่ทำการพิจารณา $t \in [0, T]$ จาก (2.5) เมื่อสัญญาณแบบแบนด์ OFDM $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (X_n e^{j2\pi f_n t}) \quad (2.9)$$

โดย $f_n = \frac{n}{NT_b}$ และ $t = nT_b$ เนื่องจากสัญญาณ OFDM เป็นสัญญาณคอมเพล็กซ์ (Complex Signal) ดังนั้นสัญญาณเบสแบนด์ OFDM สามารถเขียนได้ดังสมการ (2.10)

$$x(t) = m_I(t) + jm_Q(t) \quad (2.10)$$

เมื่อ $m_I(t) = \text{Re}\{x(t)\}$ และ $m_Q(t) = \text{Im}\{x(t)\}$ จากสมการ (2.10) เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ OFDM เข้ากับคลื่นพาห์ f_c หรือคลื่นวิทยุ ก่อนทำการส่งสัญญาณ OFDM ไปในช่องสัญญาณ จะสามารถเขียนได้ดังสมการ (2.12)

$$x_c(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.11)$$

$$= x_i(t)\cos(j2\pi f_c t) - jx_q(t)\sin(j2\pi f_c t) \quad (2.12)$$

ความถี่ของคลื่นพาห์หรือความถี่คลื่นวิทยุที่มอดูเลตเข้ากับสัญญาณเบสแบนด์ OFDM จะมีความถี่สูงกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM มาก $f_c \gg N/T$ และจากสมการที่ (2.8) ค่าสูงสุดของสัญญาณ OFDM หลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห์ $x_c(t)$ จะมีค่าดังสมการ (2.13)

$$\max|x_c(t)| \approx \max|x(t)| \quad (2.13)$$

เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณ $E[|x_c(t)|^2]$ ได้จากสมการ (2.14)

$$E[|x_c(t)|^2] = \frac{1}{2}E[|x_i(t)|^2] + \frac{1}{2}E[|x_q(t)|^2] = \frac{E[|x(t)|^2]}{2} \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.13) และ (2.14) เมื่อข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่ง มีการมอดูเลตในแบบ QAM จะสามารถหาค่า PAPR ของสัญญาณ OFDM ที่ผ่านการมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห์ (f_c) ได้ดังสมการ (2.16)

$$PAPR[x_c(t)] = \frac{\max[|x_c(t)|^2]}{E[|x_c(t)|^2]} \quad (2.15)$$

$$\approx \frac{\max[|x(t)|^2]}{E[|x_c(t)|^2]/2} = 2PAPR[x(t)] \quad (2.16)$$

2.3 เครื่องขยายสัญญาณกำลังสูง

สัญญาณ OFDM ก่อนจะส่งไปยังเครื่องรับนั้น ต้องทำการขยายสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูง (High Power Amplifier: HPA) เพื่อให้สัญญาณ OFDM มีกำลังงานเพียงพอที่จะสามารถเดินทางไปถึงยังเครื่องรับ แต่ HPA ที่ใช้อยู่ทั่วไปนั้นจะมีความไม่เป็นเชิงเส้นของการขยายสัญญาณคือไม่สามารถทำการขยายได้ตลอดช่วงของสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตของเครื่องขยายด้วยอัตราการขยายอัตราเดียวกัน [1], [3], [8-12]

โดยเมื่อ $g(\cdot)$ คือฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ x คือสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุต ดังนั้นสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของ HPA สามารถแสดงได้ดังสมการ (2.17)

$$x^g = g(x) \quad (2.17)$$

และเมื่อสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณต่อเนื่องทางเวลา (Continuous-time Signal) จาก (2.17) จะได้สัญญาณเอาต์พุตของ HPA ดังสมการ (2.18)

$$x^g[t] = g(x[t]) \quad (2.18)$$

เมื่อทดสอบ HPA ด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง f และอัตราการขยายสูงสุดของเครื่องขยายกำลังสูงมีค่าเท่ากับ α ดังนั้นจะได้ $|f(x)| \leq \alpha|x|$ หรือ $f = \alpha g$ และเอาต์พุตสูงสุดที่จุดอิมิตัวของ HPA คือ A ดังนั้นเมื่อขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตมีค่าสูงมากๆ จะได้สัญญาณเอาต์พุต ดังสมการ (2.19)

$$|g(x)| \leq A \quad (2.19)$$

และเมื่อสัญญาณอินพุตของ HPA มีค่าเท่ากับ $x = |x|e^{j\arg\{x\}} = \rho e^{j\phi}$ ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุต HPA ดังสมการ (2.20)

$$g(x) = F[\rho]e^{j(\phi + \Phi[\rho])} \quad (2.20)$$

เมื่อ $F[\rho]$ และ $\Phi[\rho]$ คือลักษณะการเปลี่ยนแปลงทางแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก HPA

เครื่องขยายกำลังสูงที่ใช้กันอยู่ทั่วไปนั้นมีอยู่หลายประเภท ซึ่งแต่ละประเภทยังมีคุณลักษณะที่ต่างกันออกไป ได้แก่

1. เครื่องขยายกำลังสูงแบบซอฟต์แวร์ลิมิเตอร์ (Soft Limiter :SL) ซึ่งสามารถหาค่าแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ได้ดังสมการที่ (2.21) และ (2.22)

$$F[\rho] = \begin{cases} \rho, & \rho \leq A \\ A, & \rho > A \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.22)$$

จาก (2.21) และ (2.22) เฟสของสัญญาณเอาต์พุตนั้นจะไม่มีเปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณอินพุต ดังนั้นจากสมการเขียนได้ดังสมการที่ (2.23)

$$g(x) = \begin{cases} x, & |\rho| \leq A \\ Ae^{j\phi}, & |\rho| > A \end{cases} \quad (2.23)$$

แต่เครื่องขยายกำลังสูงแบบ SL นี้จะไม่ค่อยมีใช้แพร่หลาย เนื่องจากเป็นการยากที่จะหาอุปกรณ์ที่ให้คุณสมบัติทางฟิสิกส์ได้ตามสมการข้างต้น

2. เครื่องขยายกำลังแบบโซลิดสเตท (Solid-State Power Amplifier: SSPA) มีคุณลักษณะของแอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเอาต์พุต ดังสมการที่ (2.24) และ (2.25)

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left|1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2p}\right|^{\frac{1}{2p}}} \quad (2.24)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.25)$$

เมื่อ p คือพารามิเตอร์ควบคุมการเปลี่ยนแปลงจากช่วงที่เป็นเชิงเส้นสู่จุดอิมิตัวของเครื่องขยาย ซึ่งหาก p มีค่าเท่ากับ ∞ แล้ว SSPA ก็จะมีคุณลักษณะที่คล้ายกับเครื่องขยายเสียงแบบ SL

2.3.1 ผลกระทบจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายกำลังสูง

เมื่อคลื่นพาห่อย่อยของสัญญาณ OFDM มีการเสริมกันทางด้านเฟสของสัญญาณจะทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณรวมขณะนั้นมีค่าสูง ซึ่งจะทำให้ค่า PAPR มีค่าสูง และเมื่อทำการขยายสัญญาณดังกล่าวด้วย HPA จะทำให้สัญญาณที่ได้ทางเอาต์พุตของ HPA มีลักษณะถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณ เนื่องจากการทำงานที่จุดอิมิตัวของ HPA ซึ่งเป็นสาเหตุที่ทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density: PSD) นอกย่านความถี่และอัตราผิดพลาดบิตข้อมูล (Bit Error Rate: BER) มีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งการเพิ่มของ PSD นอกย่านความถี่นั้นอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้ ส่งผลให้สมรรถนะของระบบมีค่าต่ำลง [3]

โดยทั่วไปแล้วสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของ HPA อยู่ในรูปของอัตราส่วนกำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งเรียกว่า Output Back Off (OBO) สามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.26)

$$\text{OBO} = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|g(x)|^2]} \right) \quad \text{dB} \quad (2.26)$$

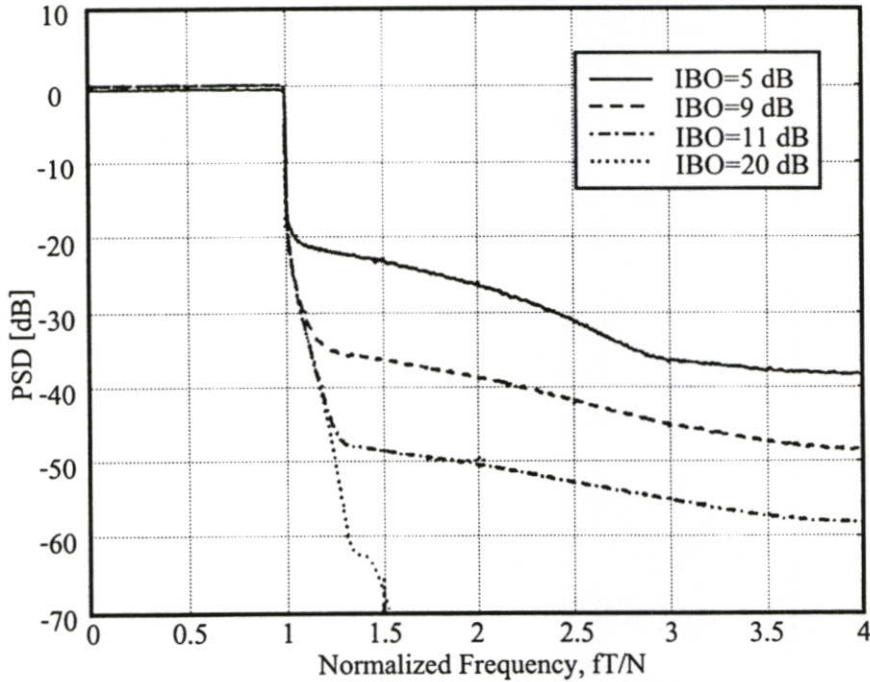
หรือสามารถบอกช่วงความเป็นเชิงเส้นของ HPA อยู่ในรูปของค่าอัตรากำลังงานเอาต์พุตสูงสุดต่อกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ซึ่งเรียกว่า Input Back Off (IBO) สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.27)

$$\text{IBO} = 10 \log \left(\frac{A^2}{E[|x(t)|^2]} \right) \quad \text{dB} \quad (2.27)$$

2.3.1.1 การเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่

เมื่อสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของ HPA นั้นถูกตัดทางแอมพลิจูดของสัญญาณเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และสิ่งที่จะเกิดขึ้นตามมาคือการเพิ่มขึ้นของค่าความหนาแน่นกำลัง

เชิงสเปกตรัมนอกย่านความถี่ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์มอนิกของสัญญาณที่มีการเปลี่ยนรูปทรง เนื่องจากการตัดยอดสัญญาณ [3], [13-14] ซึ่งแสดงได้ในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ OFDM หลังจากการขยายสัญญาณของ HPA

จากรูปที่ 2.15 แสดงลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณ OFDM หลังจากการขยายสัญญาณด้วย HPA จะเห็นว่าการเพิ่มขึ้นของค่า PSD นอกย่านความถี่ จะแปรผกผันกับค่า IBO โดยเมื่อ IBO มีค่าสูง ก็แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของ HPA ก็สูงขึ้นตาม และโอกาสที่สัญญาณเอาท์พุทที่จะถูกตัดยอดคลื่นก็มีน้อยลง ดังนั้น PSD นอกย่านความถี่ใช้งานก็มีค่าลดลง แต่ในทางกลับกันหาก IBO มีค่าลดลง แสดงว่าช่วงที่เป็นเชิงเส้นของ HPA นั้นก็ลดลงตามโอกาสที่สัญญาณเอาท์พุทจะถูกตัดยอดคลื่นก็มากขึ้น ดังนั้นค่า PSD นอกความถี่ใช้งานก็มีค่าเพิ่มขึ้นตาม และอาจทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างย่านความถี่ที่ใช้งานข้างเคียงได้

2.3.1.2 การเพิ่มขึ้นของค่าอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูล

การตัดยอดสัญญาณอันเนื่องมาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA นั้นมีผลทำให้ค่าอัตราการผลิตผิดพลาดข้อมูล (BER) ของระบบมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากคลื่นพหุฮาร์มอนิกของสัญญาณ OFDM นั้นถูกรบกวนจากคลื่นฮาร์มอนิกที่เพิ่มขึ้น [3], [15-16] ซึ่งสามารถแสดงดังสมการที่ (2.28)

$$x_r^g = g(x_r) = k^g x_r + d_r^{(X,g)} \quad (2.28)$$

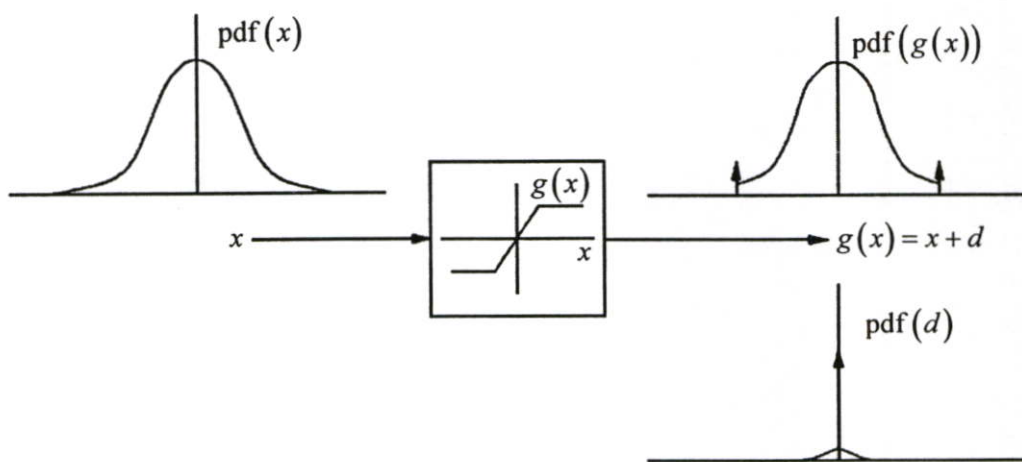
เมื่อ x_τ คือสัญญาณอินพุตของ HPA ในช่วงเวลา τ ที่พิจารณา และ k^g คือค่าความไม่เป็นเชิงเส้นของ HPA และ $d_\tau^{(X,g)}$ คือสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นกับข้อมูลในเวกเตอร์ที่ X ของ M-QAM หรือ M-PSK โดยฟังก์ชันความไม่เป็นเชิงเส้น $g(\cdot)$ ดังนั้นจากสมการที่ (2.28) $d_\tau^{(X,g)}$ จะมีค่าดังสมการ (2.29)

$$d_\tau^{(X,g)} = g(x_\tau) - k^g x_\tau \quad (2.29)$$

เมื่อความน่าจะเป็นที่ $|x|$ มีค่ามากกว่า A เท่ากับ $2Q(\mu)$ สามารถหาค่ากำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน (σ_d^2) ที่กระทำกับข้อมูลแบบสุ่ม ได้ดังสมการที่ (2.30)

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{Q(\mu)\sqrt{2\pi}\sigma_x} \int_A^\infty (x - g(x))^2 e^{\frac{-x^2}{2\sigma_x^2}} dx \quad (2.30)$$

และสามารถแสดงลักษณะไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (pdf) ของสัญญาณเอาต์พุตที่ถูกตัดยอดสัญญาณ โดย HPA และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ไดอะแกรมฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ x , $g(x)$ และ $x - g(x)$

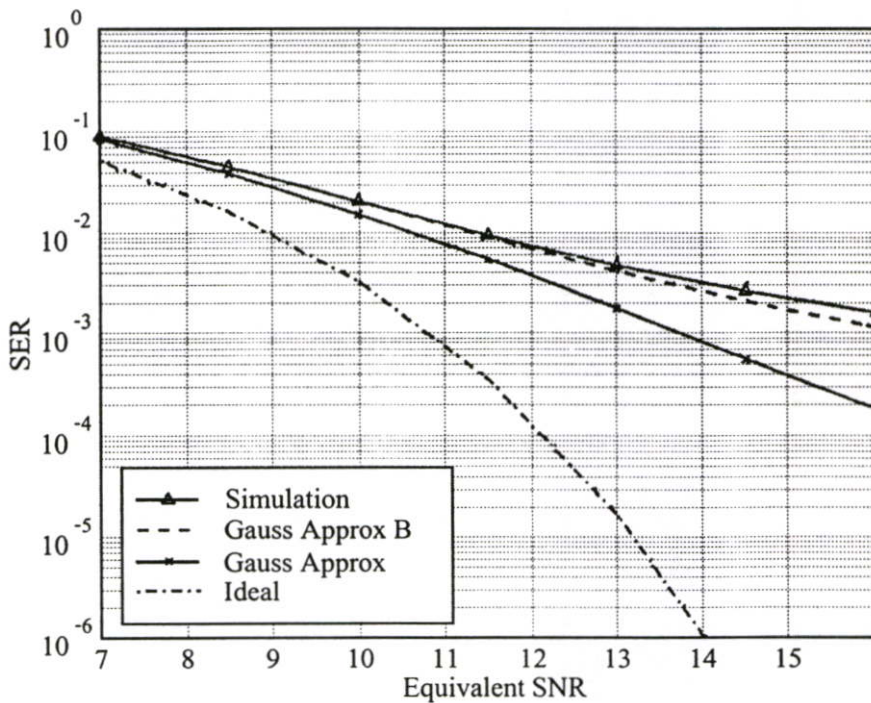
และสามารถหาค่า SNR (γ) ได้จากสมการ (2.31)

$$\gamma = \frac{|H_k|^2 \sigma_{X,k}^2}{|H_k|^2 \sigma_{D,k}^2 + \sigma_{N,k}^2} \quad (2.31)$$

เมื่อ $\sigma_{D,k}^2 = \sigma_d^2$, $|H_k|^2$ คืออัตราขยายของช่องสัญญาณ (Channel gain) และ $\sigma_{N,k}^2$ คือสัญญาณรบกวนที่เครื่องรับที่กระทำกับสัญญาณที่ k ซึ่งเมื่อกำหนดให้ $\sigma_{N,k}^2$ เป็นแบบ AWGN สามารถหาค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate: SER) ของสัญลักษณ์ย่อย M-QAM ได้ดังสมการ (2.32)

$$SER \approx 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3\gamma}{M-1}} \right) \quad (2.32)$$

ในรูปที่ 2.17 แสดงความสัมพันธ์ของค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) และจากรูปจะเห็นว่าเมื่อ SNR มีค่าลดลงจะมีผลทำให้ SER มีค่าเพิ่มขึ้น และจากรูปจะเห็นว่าค่า SER ที่ได้จาก Gauss Approximation B หรือจากสมการ (2.32) จะมีความใกล้เคียงกับที่ได้จากการจำลองมากที่สุด [3]

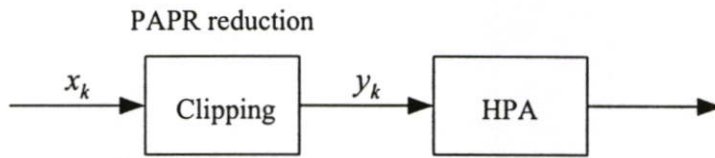


รูปที่ 2.17 ความสัมพันธ์ของค่าอัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (SER) และค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR)

2.4 การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุดแบบพื้นฐาน

การลดค่าอัตราส่วนกำลังงานสูงสุด (PAPR) ของสัญญาณ OFDM นั้น เพื่อให้สัญญาณนั้นมีค่า PAPR ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติในการขยายสัญญาณของ HPA และเพื่อให้การตอบสนองของ

HPA ต่อสัญญาณที่เข้ามาทางอินพุตอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นมากที่สุด ซึ่งจะช่วยลดโอกาสที่จะทำให้เกิดการตัดยอดสัญญาณ OFDM โดย HPA ในการลดค่า PAPR ของสัญญาณ OFDM โดยวิธีการตัดยอดสัญญาณนั้น จะทำให้การกำหนดขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตเพื่อให้มีค่า PAPR ที่เหมาะสมกับคุณสมบัติในการขยายสัญญาณของ HPA [1], [3], [17-18] และรูปที่ 2.18 แสดงลักษณะการลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณในแบบพื้นฐาน ซึ่งจะใช้ฟังก์ชันในการตัดยอดสัญญาณตามสมการที่ (2.33) ดังแสดงในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การลดค่า PAPR โดยการตัดยอดสัญญาณ

$$y_k = \begin{cases} x_k & , |x_k| < A \\ Ae^{\{ \arg(x_k) \}} & , |x_k| \geq A \end{cases} \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.33)$$

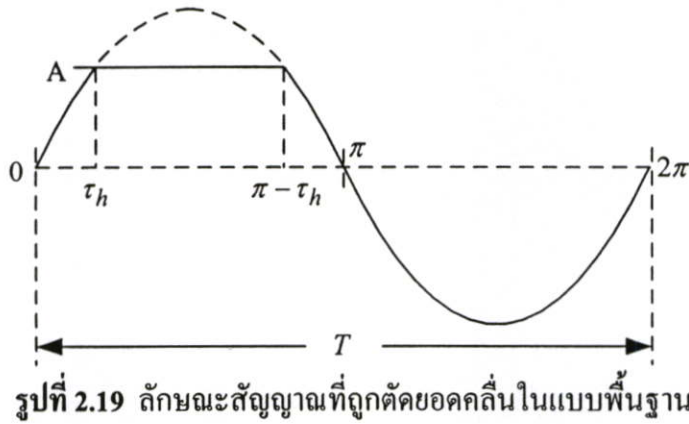
เมื่อ x_k คือสัญญาณ OFDM และ A คือแอมพลิจูดของสัญญาณ OFDM ที่ต้องการ ซึ่งจากสมการ (2.33) เมื่อระดับของสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยกว่า A ระดับสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ก็จะมีค่าเท่ากับสัญญาณอินพุต และเมื่อระดับสัญญาณอินพุตมากกว่าหรือเท่ากับ A ระดับของสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับระดับ A โดยที่ทั้งสองกรณี เฟสของสัญญาณจะไม่มีเปลี่ยนแปลง ซึ่งลักษณะของสัญญาณที่ถูกตัดยอดคลื่นในแบบพื้นฐานนั้น สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.19 และช่วงเวลาที่สัญญาณถูกตัดยอดคือ τ_h ถึง $\pi - \tau_h$

เมื่อสัญญาณเบสแบนด์ OFDM $x(t)$ มีค่าเท่ากับ

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_i(t) e^{j2\pi f_n t} \quad (2.34)$$

จากสมการที่ (2.34) สัญญาณ OFDM ที่ถูกตัดยอดสัญญาณในแบบพื้นฐาน จะมีฟังก์ชันตามสมการที่ (2.35)

$$y(t) = \begin{cases} x(t) & ; 0 \leq t \leq \tau_h \wedge (\pi - \tau_h) \leq t \leq \tau_h \\ f(t) & ; \tau_h \leq t \leq (\pi - \tau_h) \end{cases} \quad (2.35)$$



รูปที่ 2.19 ลักษณะสัญญาณที่ถูกตัดขอดคลื่นในแบบพื้นฐาน

จาก (2.34) และ (2.35) จะได้ฟังก์ชันของสัญญาณในช่วงเวลาที่ขอดคลื่นถูกตัดออกไปคือ

$$f(t) = A \quad \tau_h \leq t \leq (\pi - \tau_h) \quad (2.36)$$

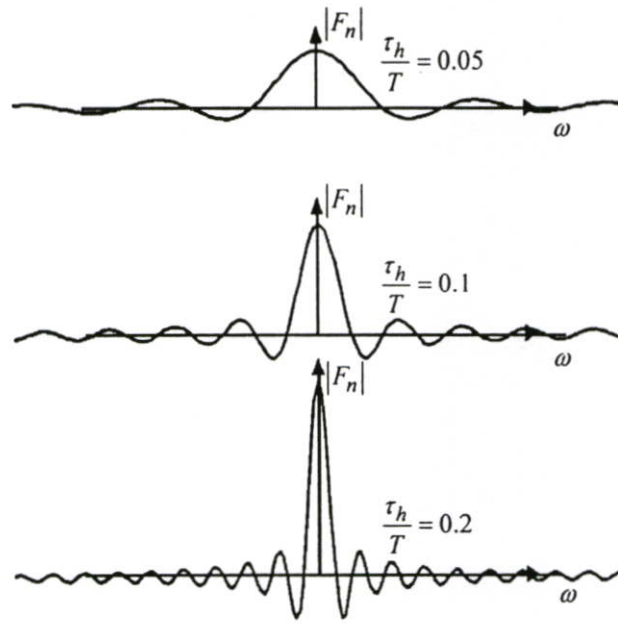
หาค่าอนุกรมฟูเรียร์เชิงเอกซ์โพเนนเชียลของ $f(t)$ จาก (2.36) จะได้ตามสมการ (2.37)

$$\begin{aligned} F_n &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T A e^{-jn\omega_0 t} dt \\ &= \frac{A}{n\pi} \sin\left(n\pi \frac{\tau_h}{T}\right) \end{aligned} \quad (2.37)$$

เพราะฉะนั้นจาก (2.37) เมื่อ $f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t}$ จะได้ตามสมการ (2.38)

$$f(t) = \frac{A}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(n\pi \frac{\tau_h}{T}\right) e^{jn\omega_0 t} \quad (2.38)$$

จากรูปที่ 2.19 เมื่อค่า τ นั้นมีค่าเพิ่มขึ้น แสดงว่าช่วงเวลาที่สัญญาณถูกตัดขอดมีค่าเพิ่มมากขึ้น ดังนั้นจาก (2.38) จะเห็นว่าฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นเนื่องจากการตัดขอดสัญญาณจะมีขนาดที่สูงขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 2.20 และจะทำให้เกิดการบกวรระหว่างคลื่นพหุคูณข้างเคียงได้



รูปที่ 2.20 สเปกตรัมของ $f(t)$ เมื่อเปลี่ยนค่า τ_h แต่รักษา T ให้คงที่

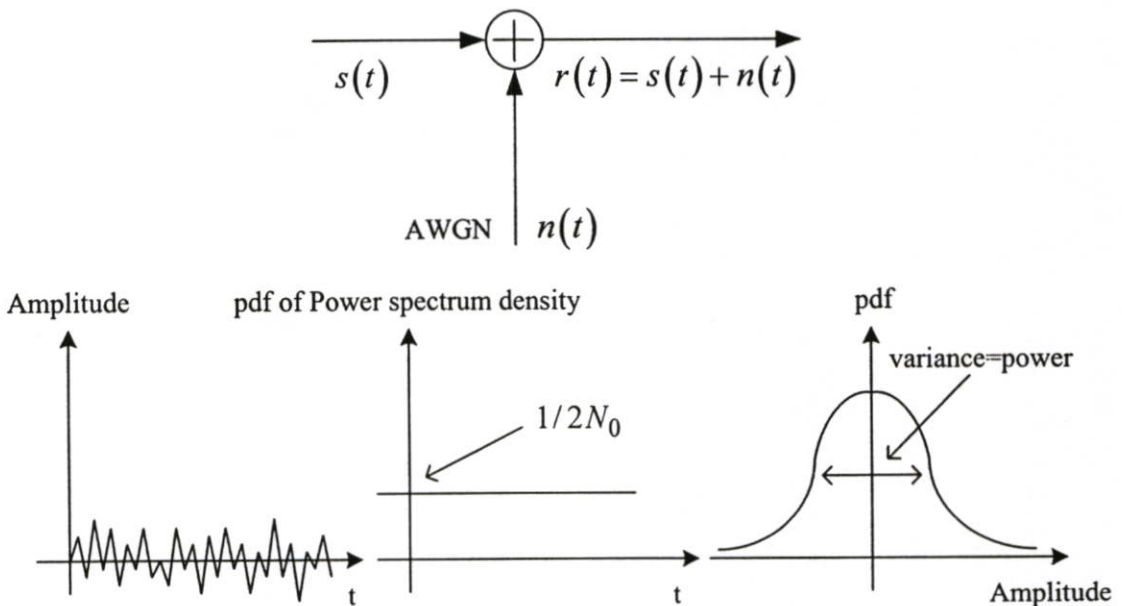
บทที่ 3

ทฤษฎีช่องสัญญาณแบบต่างๆ และ ระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้ เหมาะสม

สิ่งแวดล้อมต่างๆ ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับทำให้เกิดสัญญาณรบกวน การประวิงเวลา และการจางหายเนื่องจากสัญญาณถูกสะท้อนด้วยสิ่งกีดขวาง รวมถึงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสิ่งแวดล้อมอื่นๆ เช่น สัญญาณรบกวนขาวววก ดังนั้นในการจำลองระบบจึงจำเป็นต้องคำนึงถึงปัจจัยที่เกิดจากช่องสัญญาณด้วย

3.1 ช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ (AWGN)

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลองให้เป็นแบบช่องสัญญาณรบกวนขาวววก ซึ่งมีความหนาแน่นสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (Uniform Spectrum Density) และแอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian Distribution)



รูปที่ 3.1 คุณสมบัติของช่องสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์

โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (Thermal Noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (Electrical Noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนขาวววก ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ สัญญาณรบกวนขาวววกจะส่งผลกระทบต่อความผิดพลาดบิตอันเนื่องมาจากการตรวจจับสัญญาณไบนารีที่ผิดพลาด

เนื่องจากสัญญาณรบกวนขาวอาจเสริมหรือหักล้างกับสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งก็ได้ [19] ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.1)

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (3.1)$$

3.2 ช่องสัญญาณสื่อสารที่มีการจางหายแบบหลายวิถี

เมื่อส่งสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse Signal) ไปบนช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลา (Time-Varying Multipath Channel) สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ แสดงดังรูปที่ 3.2 จากรูปจะเห็นว่าเมื่อทำการส่งอิมพัลส์ออกไปที่เวลาต่าง ๆ กัน สัญญาณที่รับได้จะปรากฏเป็นขบวนพัลส์ซึ่งมีจำนวนรวมการประวิงเวลา (Delay Time) และการลทอนทางแอมพลิจูดที่แตกต่างกัน ด้วยเหตุนี้จึงกล่าวได้ว่า คุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบหลายวิถีคือ การแผ่กว้างทางเวลา (Time spread) ของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ [20]

คุณลักษณะประการที่สองของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีจะขึ้นอยู่กับความแปรผันของเวลาในโครงสร้างตัวกลาง จากผลอันเนื่องมาจากความแปรผันของเวลานี้เองทำให้คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีมีการแปรผันตามเวลา นั่นคือถ้าทำการส่งพัลส์ทดลองเข้าไปเรื่อยๆ จะสังเกตเห็นความเปลี่ยนแปลงในขบวนพัลส์ที่รับได้ ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดของแต่ละพัลส์ การเปลี่ยนแปลงการประวิงเวลาระหว่างพัลส์ และที่พบบ่อยที่สุดคือการเปลี่ยนแปลงจำนวนพัลส์ที่รับได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.2

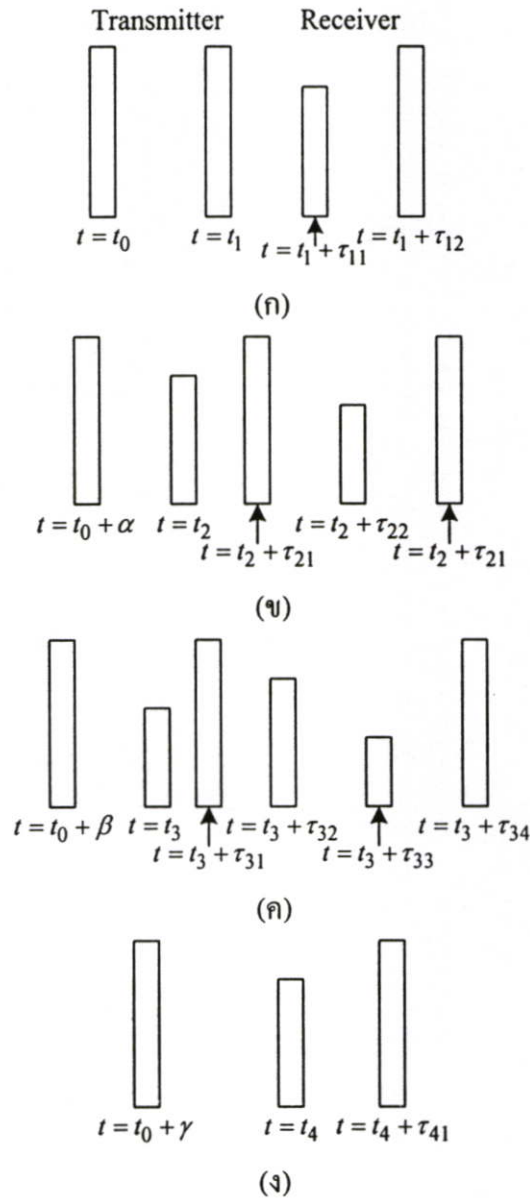
นอกจากนั้นการแปรผันของเวลาจะเกิดขึ้นกับผู้ใช้ช่องสัญญาณอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (Unpredictable) ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลที่จะกำหนดคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลาในเชิงสถิติ ต่อไปจะพิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ซึ่งสามารถเขียนในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$s(t) = \text{Re} \left[u(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (3.2)$$

เมื่อ $s(t)$ เป็นสัญญาณที่จะทำการส่งออกไป

$u(t)$ เป็นสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent Low-Pass Signal)

f_c เป็นความถี่คลื่นพาห้



รูปที่ 3.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี

สมมุติว่ามีเส้นทางในการแพร่กระจายแบบหลายวิถี โดยในแต่ละเส้นทางจะสอดคล้องกับการประวิงเวลาในการแพร่กระจาย (Propagation Delay) และตัวประกอบการลดทอน (Attenuation Factor) ซึ่งทั้งการประวิงเวลาในการแพร่กระจายและตัวประกอบการลดทอนจะแปรผันตามเวลา อันเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงในโครงสร้างของตัวกลาง ด้วยเหตุนี้สัญญาณแถบผ่าน (Band-Pass Signal) ที่รับได้อาจแสดงได้ดังสมการที่ (3.3)

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (3.3)$$

เมื่อ $\alpha_n(t)$ เป็นตัวประกอบการลดทอนสำหรับสัญญาณที่รับได้ในเส้นทางที่ n

$\tau_n(t)$ เป็นการประวิงเวลาในการแพร่กระจายสำหรับเส้นทางที่ n
เมื่อแทน $s(t)$ จากสมการ (3.2) ในสมการ (3.3) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left(\left\{ \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \right\} e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (3.4)$$

จากสมการ (3.4) จะสังเกตได้ว่าสัญญาณแถบความถี่ต่ำสมมูลทางด้่านรับ (Equivalent Low-Pass Received Signal) คือ

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} u[t - \tau_n(t)] \quad (3.5)$$

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)] \quad (3.6)$$

สมการ (3.6) นี้เหมาะสำหรับช่องสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของแต่ละเส้นทางที่เป็นแบบดิสครีต (Discrete Multipath Component)

เมื่อพิจารณาการส่งสัญญาณคลื่นพาห์โดยไม่ได้มอดูเลตที่ความถี่ f_c ดังนั้น $u(t)$ จะเท่ากับ 1 สำหรับทุกเวลา t ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้สำหรับกรณีของช่องสัญญาณหลายวิถีแบบดิสครีต (Discrete Multipath Channel) แสดงดังสมการที่ (3.5) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \end{aligned} \quad (3.7)$$

เมื่อ $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ นั่นคือสัญญาณที่รับได้จะประกอบด้วยผลรวมของเฟส (Phase) ต่างๆที่แปรผันตามเวลา โดยมีแอมพลิจูดเป็น $\alpha_n(t)$ และมีเฟสเป็น $\theta_n(t)$ สังเกตว่าจำเป็นต้องเกิดการเปลี่ยนแปลงทางพลวัต (Dynamic) ของ $\alpha_n(t)$ ในตัวกลางเป็นอย่างมากจึงจะเป็นผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่สำคัญในสัญญาณที่รับได้ ในขณะเดียวกัน $\theta_n(t)$ จะเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน เมื่อ τ_n เปลี่ยนแปลงไป $1/f_c$ เนื่องจาก $1/f_c$ นั้นเป็นตัวเลขที่น้อย จึงเห็นได้ว่า $\theta_n(t)$ สามารถเปลี่ยนแปลงไป 2π เรเดียน โดยสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางเพียงเล็กน้อยเท่านั้น เวลาประวิง τ_n ซึ่งสัมพันธ์กับเส้นทางต่างๆของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราต่างๆกัน และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างที่ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้ (Random) แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ในสมการที่ (3.7) สามารถถูกจำลองให้เป็นกระบวนการสุ่ม (Random

Process) เมื่อมีจำนวนเส้นทางในการเคลื่อนที่จำนวนมาก สามารถที่จะใช้ทฤษฎีจำกัดศูนย์กลาง (Central Limit) ในการจำลอง $r(t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ (Complex-Valued Gaussian Random Process) นั่นคือผลตอบสนองอิมพัลส์ที่แปรผันตามเวลา $c(\tau; t)$ จะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ในตัวแปร t

แบบจำลองการแพร่กระจายแบบหลายวิถี (Multipath Propagation Model) ของช่องสัญญาณ แสดงให้เห็นจากสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ดังสมการที่ (3.7) ซึ่งเป็นผลมาจากการจางหายของสัญญาณ ปรากฏการณ์การจางหายนั้น เบื้องต้นเป็นผลมาจากการแปรผันทางเวลาในเฟส $\{\theta_n(t)\}$ ที่มีการแปรผันตามเวลาแบบสุ่มโดยสอดคล้องกับเวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ ในกรณีที่เกิดจากการรวมเวกเตอร์เป็นไปในลักษณะหักล้างกัน จะเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าน้อยมากหรือเป็นศูนย์ในทางปฏิบัติ ส่วนกรณีที่เวกเตอร์ $\{\alpha_n e^{-j\theta_n}\}$ มีการรวมในลักษณะที่เสริมกัน สัญญาณที่รับได้ก็จะมีค่ามาก ด้วยเหตุนี้การเปลี่ยนแปลงแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ซึ่งเป็นเทอมการจางหายของสัญญาณ (Signal Fading) จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะแบบหลายวิถีที่แปรผันตามเวลา (Time-Variant Multipath Characteristic) ของช่องสัญญาณ

เมื่อผลตอบสนองทางอิมพัลส์ $c(\tau; t)$ ถูกจำลองเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (Zero Mean) และขนาด (Envelope) $|c(\tau; t)|$ ที่ขณะเวลาใดๆมีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) กรณีนี้ช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายเป็นแบบเรย์ลี แต่สำหรับกรณีที่ $c(\tau; t)$ ไม่สามารถจำลองให้มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ กรณีนี้ $|c(\tau; t)|$ จะมีการแจกแจงเป็นแบบไรเซียน (Rician) และช่องสัญญาณจะเป็นช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบไรเซียน

ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation Function) และฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงาน (Power Spectrum Density) สามารถใช้การกำหนดลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายหลายวิถีได้ พิจารณาผลการตอบสนองอิมพัลส์แถบความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent Low-Pass Impulse Response) $c(\tau; t)$ ซึ่งแสดงคุณลักษณะเป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t สมมติว่า $c(\tau; t)$ มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide-Sense Stationary) ดังนั้นสามารถหาฟังก์ชันอัตสัมพันธ์ (Auto-Correlation) ของ $c(\tau; t)$ ได้เป็น

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \left[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t) \right] \quad (3.8)$$

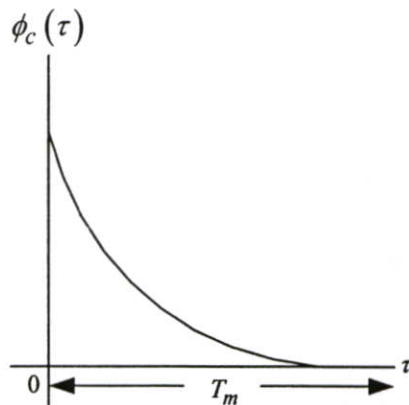
ในตัวกลางของการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนใหญ่ การลดทอนและการเลื่อนเฟส (Phase Shift) ของช่องสัญญาณที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_1 จะไม่สัมพันธ์กับการลดทอนและการเลื่อนเฟสที่สัมพันธ์กับเวลาประวิง τ_2 กรณีดังกล่าวมักจะเรียกว่าการกระจัดกระจายแบบไม่สหสัมพันธ์

(Uncorrelated Scattering). ในที่นี้จะสมมุติว่าการเกิดการกระจัดกระจายที่เวลาประวิงทั้งสองไม่สัมพันธ์ จากสมการที่ (3.8) จะได้

$$\frac{1}{2}E[c^*(\tau_1; t + \Delta t)c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (3.9)$$

ถ้าให้ $\Delta t = 0$ ผลลัพธ์ของฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) = \phi_c(\tau)$ ซึ่งคือกำลังเอาท์พุทเฉลี่ยของช่องสัญญาณซึ่งเป็นฟังก์ชันของ τ จากเหตุผลนี้เองจึงเรียก $\phi_c(\tau)$ ว่า MIP (Multipath Intensity Profile) ของช่องสัญญาณ โดยทั่วไปแล้ว $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะแสดงกำลังงานเอาท์พุทเฉลี่ยในรูปของฟังก์ชัน τ และความแตกต่างของเวลาในการสังเกต $\Delta t = 0$ ดังรูปที่ 3.3

ในทางปฏิบัติ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ จะวัดได้โดยการส่งพัลส์ช่วงแคบมากๆ หรือสัญญาณแบนด์กว้าง (Wideband Signal) และทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ระหว่างสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณนั้นเองที่ถูกประวิงเวลาออกไป โดยปกติแล้ว $\phi_c(\tau)$ จะมีค่าลดลงในลักษณะเอ็กโปเนนเชียล (Exponential Decay) เมื่อ τ มีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงของค่า τ ซึ่ง $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เป็นศูนย์จะเรียกว่า การแผ่กว้างหลายวิถี (Multipath Spread) ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m



รูปที่ 3.3 แสดงค่า MIP (Multipath Intensity Profile) ในโดเมนเวลา (Time Domain)

การแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายหลายวิถีที่แปรผันตามเวลาในโดเมนของความถี่ (Frequency Domain) ก็สามารทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยในการแปลงฟูเรียร์ (Fourier Transform) ของ $c(\tau; t)$ จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ที่แปรผันตามเวลา $C(f; t)$ เมื่อ f เป็นตัวแปรของความถี่ดังนี้

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.10)$$

เนื่องจาก $c(\tau; t)$ เป็นกระบวนการสุ่มเชิงซ้อนแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ในตัวแปร t ดังนั้น $C(f; t)$ ก็จะมีคุณลักษณะทางสถิติที่เหมือนกันด้วย ด้วยเหตุนี้ภายใต้การสมมุติว่า ช่องสัญญาณเป็นแบบกระบวนการคงที่แบบกว้าง (Wide-Sense Stationary Process) จึงสามารถหาฟังก์ชันอัตโนมัติได้เป็น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [C^*(f_1; t) C(f_2; t + \Delta t)] \quad (3.11)$$

เนื่องจาก $C(f; t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ของ $c(\tau; t)$ จึงไม่เป็นการแปลงที่จะพบว่า $\phi_c(f_1, f_2; \Delta t)$ จะสัมพันธ์กับ $\phi_c(\tau; \Delta t)$ โดยการแปลงฟูเรียร์ ดังนั้นเมื่อแทนสมการ (3.10) ลงในสมการที่ (3.11) จะได้

$$\begin{aligned} \phi_c(f_1, f_2; \Delta t) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1} d\tau_1 \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau_1; \Delta t) e^{j2\pi f \tau_1} d\tau_1 \equiv \phi_c(\Delta f; \Delta t) \end{aligned} \quad (3.12)$$

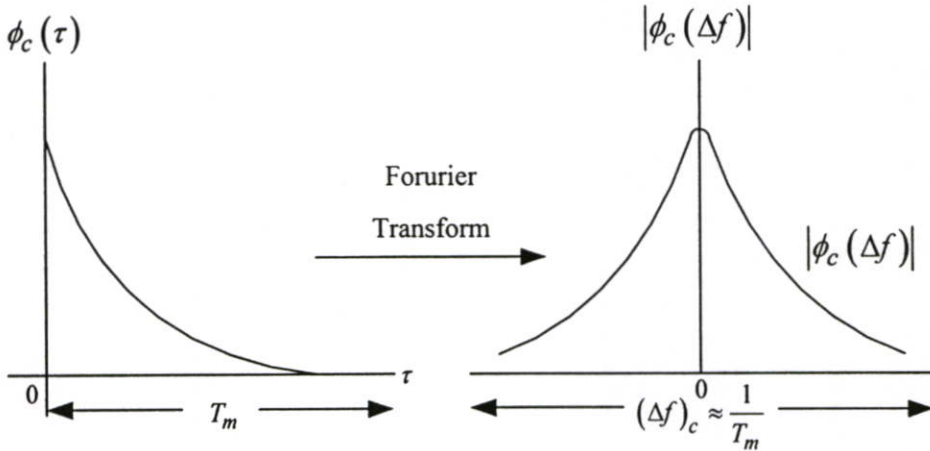
เมื่อ $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการที่ (3.12) สังเกตว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ เป็นการแปลงฟูเรียร์ของ MIP นอกจากนั้น จากการสมมุติว่าเป็นการกระเจิงแบบไม่สัมพันธ์กันแสดงให้เห็นว่าฟังก์ชันอัตโนมัติของ $C(f; t)$ เป็นเพียงฟังก์ชันของความแตกต่างทางความถี่ $\Delta f = f_2 - f_1$ ดังนั้นจึงเป็นการเหมาะสมที่จะเรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์สเปซทางความถี่-สเปซทางเวลา (Space-Frequency Space-Time Correlation) ของช่องสัญญาณ

สมมุติว่า $\Delta t = 0$ ในสมการ (3.12) รวมทั้ง $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ จะได้ความสัมพันธ์เป็น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f \tau} d\tau \quad (3.13)$$

ความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.13) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.4 เนื่องจาก $\phi_c(\Delta f)$ เป็นฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ในตัวแปรของความถี่ จึงเป็นการแสดงให้เห็นถึงการวัดความถี่ร่วม

(Coherence Frequency) ของช่องสัญญาณ จากผลของความสัมพันธ์ในการแปลงฟูเรียร์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$ จะได้ว่าทำนองเดียวกันว่า การแผ่กว้างหลายวิธีนั้นเป็นการวัดแบนด์วิดท์รวม (Coherence Bandwidth) ของช่องสัญญาณ ดังสมการที่ (3.14)



รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (3.14)$$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ แสดงแบนด์วิดท์รวม ด้วยเหตุนี้สัญญาณไชน์ 2 สัญญาณที่มีความถี่ต่างกันมากกว่า $(\Delta f)_c$ จะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณต่างกัน เมื่อส่งสัญญาณข่าวสารผ่านช่องสัญญาณ ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป จะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Channel) สำหรับกรณีนี้ช่องสัญญาณจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไปนั้นมีความผิดเพี้ยนอย่างรุนแรง แต่ถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไป จะเรียกช่องสัญญาณนั้นว่า ช่องสัญญาณไม่เจาะจงความถี่ (Frequency Non-Selective Channel)

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) u(t - \tau) d\tau \quad (3.15)$$

หรือในฟังก์ชันของความถี่ $C(f; t)$ และ $U(f)$ ดังนี้

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.16)$$

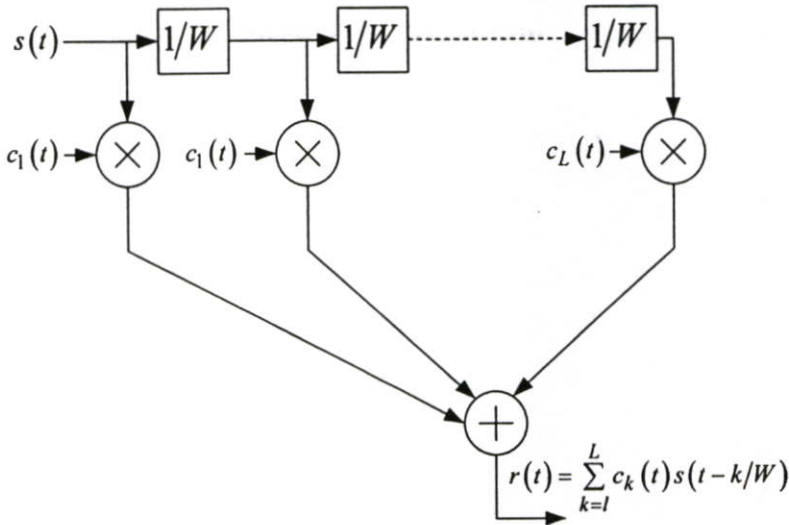
สมมติว่าทำการส่งสัญญาณข้อมูลดิจิทัลไปบนช่องสัญญาณโดยการมอดูเลต (อาจเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูด ทางเฟส หรือมอดูเลตทั้งแอมพลิจูดและเฟส) พัลส์ $u(t)$ ด้วยอัตรา $1/T$ เมื่อ T เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ (Signal Interval) จากสมการที่ (3.16) จะเห็นได้ว่าช่องสัญญาณแปรผันตามเวลาซึ่งแสดงคุณลักษณะด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน $C(f;t)$ จะทำให้สัญญาณ $U(f)$ เกิดความผิดเพี้ยน ถ้า $U(f)$ มีแบนด์วิดท์ W ที่มีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ $U(f)$ จะได้รับอัตราขยายและการเลื่อนเฟสจากช่องสัญญาณต่างๆกันตลอดย่านความถี่ ซึ่งกรณีนี้เรียกช่องสัญญาณดังกล่าวว่าช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นอีกชนิดหนึ่ง คือการแปรผันของความแรงสัญญาณ (Signal Strength) ที่รับได้ ซึ่งเรียกว่าการจางของสัญญาณ

ผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ส่งออกไป $u(t)$ จะเป็นฟังก์ชันของแบนด์วิดท์ของสัญญาณและช่วงกว้างของสัญญาณ (Signal Duration) ตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกช่วงกว้างของสัญญาณ T เพื่อให้ได้เงื่อนไข $T \gg T_m$ เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ และถ้าแบนด์วิดท์ของสัญญาณพัลส์ $u(t)$ เป็น $W \approx 1/T_m$ จะได้ว่า

$$W \ll 1/T_m \approx (\Delta f)_c \quad (3.17)$$

นั่นคือแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณมากๆ ดังนั้นจะเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เจาะจงความถี่ สำหรับกรณีนี้องค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดใน $U(f)$ จะถูกลดทอนและมีการเลื่อนเฟสที่เหมือนกันในการส่งผ่านช่องสัญญาณ นั่นหมายความว่าองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายเส้นทางนั้นไม่สามารถถูกพิจารณาแยกออกเป็นพิกที่ต่างกันได้ เพราะ $W \ll (\Delta f)_c$

เนื่องจากองค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทางในสัญญาณที่รับได้จะไม่สามารถแยกออกจากกันได้เมื่อแบนด์วิดท์ของสัญญาณ W มีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย $(\Delta f)_c$ ของช่องสัญญาณ สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะปรากฏเป็นสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นทางกระจายเพียงเส้นทางเดียว แต่ในทางกลับกันเมื่อทำให้ $W \gg (\Delta f)_c$ นั่นก็จะเป็นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่ ภายใต้เงื่อนไของค์ประกอบของสัญญาณที่มาจากเส้นทางในสัญญาณที่รับได้สามารถปรากฏเป็นพิกของสัญญาณต่างๆกัน ถ้าสัญญาณในแต่ละเส้นทางนั้นมีเวลาประวิงมากกว่าหรือเท่ากับ $1/W$ ดังนั้นช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่นี้สามารถจำลองได้เป็นช่องสัญญาณแบบสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยก (Tapped Delay Line) โดยสัมประสิทธิ์ของแต่ละจุดต่อแยกแปรผันตามเวลา แสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แบบจำลองสายการประวิงเวลาแบบจุดต่อแยกของช่องสัญญาณแบบเจาะจงความถี่

3.3 รูปแบบของการจางหาย

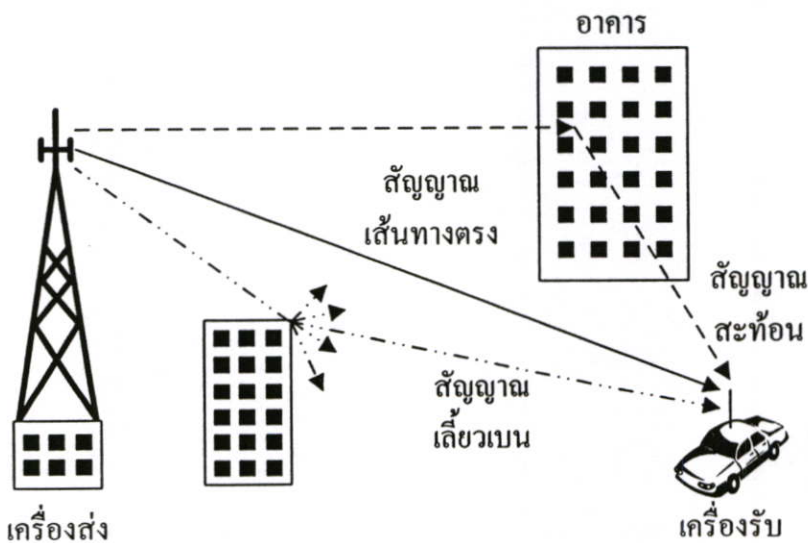
นอกจากสัญญาณรบกวนขาวที่เกิดขึ้นที่เครื่องรับแล้ว โดยส่วนใหญ่การส่งสัญญาณในระบบสื่อสารจะได้รับผลกระทบจากสัญญาณจางหายหลายวิธีอันเนื่องมาจากการส่งแบบกระจายสัญญาณ (Broadcasting) ซึ่งส่งสัญญาณออกไปในทิศทางที่กว้าง ดังนั้น โอกาสที่สัญญาณเดียวกันหลายๆสัญญาณจะสะท้อนถึงแวกล่อมในระบบไปสู่เครื่องรับจึงมีมาก ปรากฏการณ์ดังกล่าวสามารถสมมุติได้ว่า ช่องสัญญาณของระบบเป็นแบบหลายวิถี โดยพารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องสัญญาณคือจำนวนวิถี (Path) และค่าประวิง (Delay)

ในระบบการสื่อสารไร้สาย เครื่องส่งและเครื่องรับจะส่งสัญญาณผ่านอากาศ ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะเดินทางผ่านสิ่งแวดล้อมต่างๆทั้งที่หยุดนิ่ง เช่น อาคาร บ้าน กำแพง หรือภูเขา เป็นต้น และสิ่งแวดล้อมที่มีการเคลื่อนที่ เช่น รถยนต์ ต้นไม้ หรือเครื่องบิน เป็นต้น สิ่งแวดล้อมภายในระบบแสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ที่เครื่องรับได้รับสัญญาณจากหลายๆเส้นทางคือ สัญญาณในเส้นทางตรงซึ่งเป็นเส้นทางที่สั้นที่สุดหรือเรียกว่าเส้นทาง LOS (Line Of Sight) และเส้นทางอื่นๆที่เกิดจากการสะท้อน การเลี้ยวเบน และการแตกกระเจิงจากสิ่งแวดล้อม เรียกว่าเส้นทาง NLOS (Non Line Of Sight) [21] โดยเส้นทางนี้จะไปถึงเครื่องรับช้ากว่าสัญญาณในเส้นทาง LOS ดังนั้นเมื่อรวมสัญญาณจากทั้ง 2 เส้นทางจะทำให้เกิดการเสริมกันหรือหักล้างกันของสัญญาณ ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดการแกว่งไปมา ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การจางหายหลายวิถี [22]

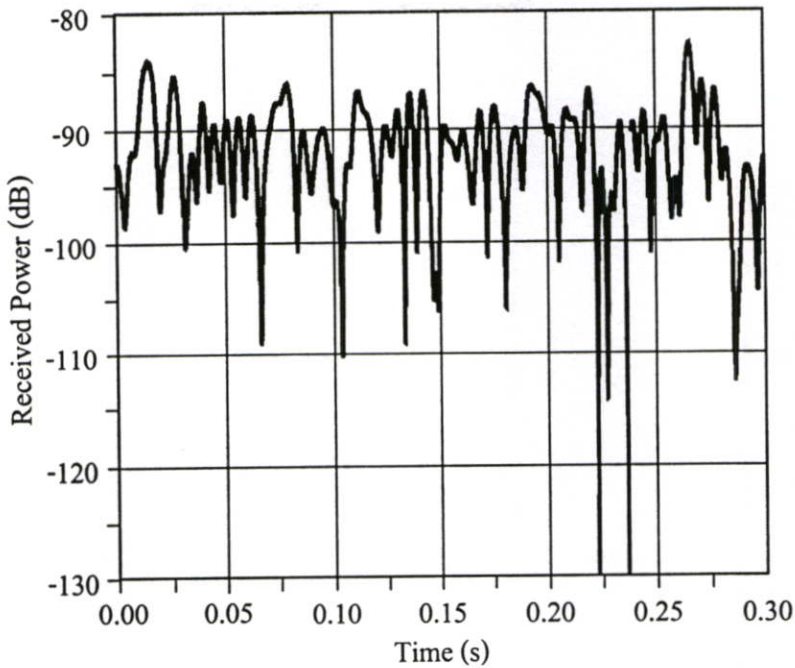
3.3.1 สาเหตุของการเกิดการจางหาย

ก่อนอื่นขอกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่สำคัญ เช่น ปรากฏการณ์คอปเปลอร์ชิฟต์ (Dropper Shift Effect) คือ ถ้าอุปกรณ์รับสัญญาณมีการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วระดับหนึ่ง จะส่งผลให้สัญญาณที่รับ

ได้มีความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปจากความถี่ของสัญญาณที่ส่งออกจากต้นกำเนิด ปรากฏการณ์เหล่านี้มักพบเห็นได้บ่อยจากระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภายในรถยนต์ ซึ่งก็แสดงให้เห็นว่า ถ้าอุปกรณ์รับสัญญาณเคลื่อนที่ด้วยแล้ว การเปลี่ยนแปลงของความถี่จะมีมากกว่าเดิม ปรากฏการณ์ดีเลย์สเปรด (Delay Spread Effect) คือความล่าช้าของสัญญาณแต่ละส่วนซึ่งส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับจะใช้เวลาในการแพร่กระจายที่ยาวนาน นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน และค่าของแบนด์วิดท์รวมกัน คือช่วงห่างความถี่สูงสุด ที่องค์ประกอบความถี่เหล่านั้นยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอ ซึ่งค่าแบนด์วิดท์รวมกันของสัญญาณส่งมีแบนด์วิดท์น้อยกว่าหรือแคบกว่าค่าแบนด์วิดท์รวมกัน จัดว่าเป็นระบบแถบความถี่แคบ ลักษณะของการแพร่กระจายคลื่นจะเกิดตามลักษณะความยาวคลื่นของคลื่นพาห์ที่ใช้ในการกระจายสัญญาณ เนื่องจากสิ่งก่อสร้างต่างๆ ที่มนุษย์สร้างขึ้นมีขนาดที่แตกต่างกัน ถ้าสิ่งก่อสร้างเหล่านี้มีขนาดเท่ากับความยาวคลื่นของคลื่นพาห์ที่แพร่กระจาย จะทำให้การกระจายของคลื่นเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม เช่นเกิดการกระจาย และการสะท้อนของคลื่น เป็นต้น ดังนั้นการวิเคราะห์ระดับสัญญาณจะต้องคำนึงถึงสภาพแวดล้อมต่างๆข้างต้น ทำให้เราสามารถแยกคลื่นที่เดินทางจากเครื่องส่ง ไปยังเครื่องรับได้เป็น 2 ประเภท คือคลื่นตรงและคลื่นสะท้อน เครื่องรับจะได้รับคลื่นตรงจากทิศทางเดียวและเป็นสัญญาณที่แรงที่สุด ส่วนคลื่นสะท้อนจะได้รับจากทุกทิศทางที่เข้ามา และเป็นสัญญาณที่อ่อนกว่า มีเฟสของคลื่นที่เหมือนกันหรือแตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นการเสริมหรือหักล้างกับคลื่นตรง ทำให้สัญญาณที่รับได้มีการแกว่งขึ้นๆลงๆ ที่เราเรียกว่า การจางหายของสัญญาณ



รูปที่ 3.6 แบบจำลองช่องสัญญาณแบบหลายวิถีในสภาวะต่างๆ



รูปที่ 3.7 กำลังของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเมื่อเกิดการจางหายหลายวิธี

โดยทั่วไปแล้วประเภทของช่องสัญญาณที่มีการจางหายนั้น สามารถแบ่งได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆของสัญญาณ (เช่น ความกว้างของแบนด์ ความกว้างของสัญญาณ เป็นต้น) กับพารามิเตอร์ต่างๆของช่องสัญญาณ (เช่น ค่า rms การแผ่กว้างของการประวิงเวลา การแผ่กว้างของคอปเพลอร์ เป็นต้น) สัญญาณที่ส่งออกไปโดยใช้พารามิเตอร์ต่างกัน จะได้รับอิทธิพลจากช่องสัญญาณที่ต่างกันด้วย การแผ่กว้างทางเวลา และการแผ่กว้างทางความถี่ของช่องสัญญาณ ทำให้สามารถแบ่งอิทธิพลหรือผลกระทบจากช่องสัญญาณออกได้เป็น 4 ประเภท ขึ้นอยู่กับสัญญาณส่ง ช่องสัญญาณ และความเร็วของเครื่องส่งและเครื่องรับ ดังแสดงในรูปที่ 3.8

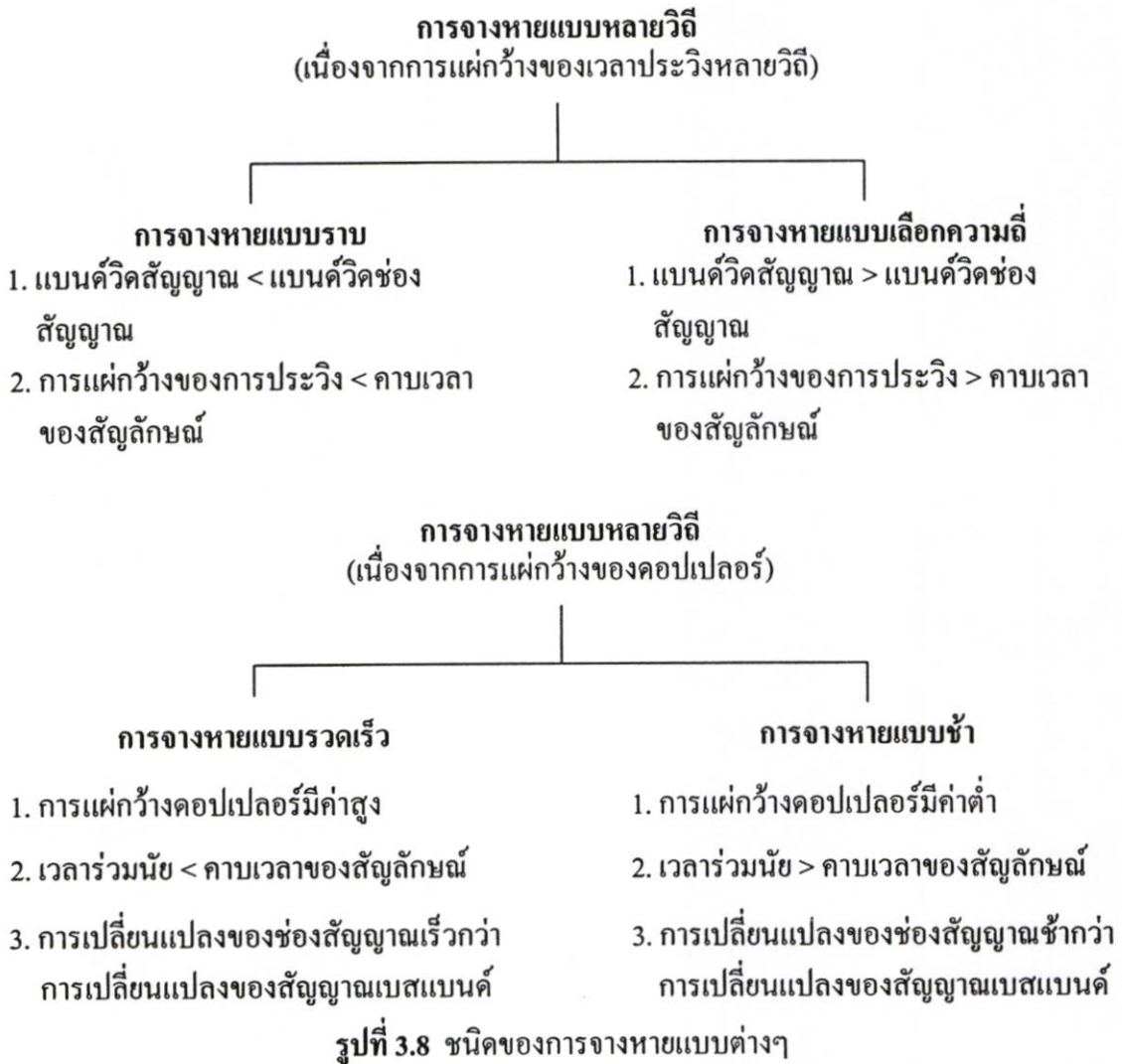
3.3.2 ผลกระทบจากการจางหายเนื่องจากการแผ่กว้างทางเวลา

การแผ่กว้างทางเวลาเนื่องจากการจางหายแบบหลายวิธี เป็นสาเหตุให้สัญญาณที่ส่งออกไปตกอยู่ใต้อิทธิพลของช่องสัญญาณใน 2 รูปแบบ คือการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency Nonselective Fading) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า การจางหายแบบราบ (Flat Fading) และการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading)

3.3.2.1 การจางหายแบบราบหรือการจางหายแบบไม่เลือกความถี่

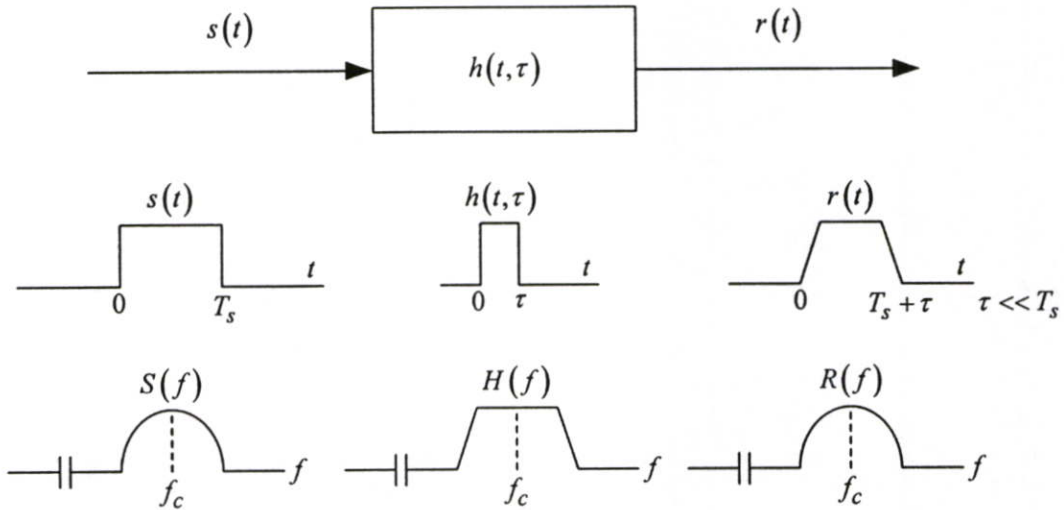
ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราขยาย (Gain) คงที่และมีการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบเชิงเส้นภายในช่วงความถี่แถบที่มีค่ามากกว่าความถี่แถบของสัญญาณที่ส่งมาแล้ว สัญญาณที่รับได้จะเรียกว่าได้รับผลกระทบจากการจางหายเป็นแบบราบ สัญญาณที่ได้รับผลกระทบแบบนี้ โดยมากจะยังคงมีลักษณะของสัญญาณที่ไม่เปลี่ยนแปลงไปมากนัก แต่ขนาดของสัญญาณที่รับได้อาจจะ

เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา เนื่องจากอัตราขยายของช่องสัญญาณเกิดการผันแปรไปตามการจางหาย ลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายแบบราบนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9



จากรูปที่ 3.9 จะเห็นว่า ถ้าอัตราขยายของช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาแล้วขนาดของสัญญาณที่รับได้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงเช่นกัน เพราะฉะนั้นตลอดเวลาที่รับสัญญาณจะพบว่าสัญญาณที่รับได้จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามตลอดตามอัตราขยายของช่องสัญญาณ แต่สิ่งหนึ่งที่ไม่เปลี่ยนแปลงคือ ลักษณะสเปกตรัมของสัญญาณจะยังคงเหมือนเดิม ในช่องสัญญาณการจางหายแบบราบนั้น ค่าส่วนกลับของความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งผ่าน จะมีค่ามากกว่าค่าการแผ่กว้างการประวิงเวลาของช่องสัญญาณ และผลตอบสนองของช่องสัญญาณสามารถประมาณเป็นฟังก์ชันเดลต้า (Delta Function) ได้ โดยทั่วไปช่องสัญญาณการจางหายแบบราบนี้ สามารถจะเกิดการเปลี่ยนแปลงขนาดของสัญญาณได้เป็นอย่างมาก เพราะฉะนั้นในการส่งสัญญาณจะต้องใช้กำลังส่งสูงๆ เพื่อให้มีค่าอัตราบิดผิดพลาดที่ต่ำ (Low Bit Error Rate) ซึ่งอาจจะสูงกว่าการส่งสัญญาณผ่าน

ช่องสัญญาณธรรมดาถึง 20-30 dB การแจกแจงอัตราขยายของช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ ที่เวลาใดๆเป็นส่วนสำคัญมากในการออกแบบระบบ โดยมากแล้วจะมีการแจกแจงแบบเรย์ลี ช่องสัญญาณการจางหายแบบราบที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Flat Fading Channel) ก็คือ ช่องสัญญาณการจางหายที่สมมติให้อัตราขยายของช่องสัญญาณมีการแจกแจงแบบเรย์ลีนั่นเอง



รูปที่ 3.9 คุณสมบัติของช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ

โดยสรุปแล้วสัญญาณจะได้รับผลกระทบจากการจางหายของช่องสัญญาณเป็นแบบราบก็ต่อเมื่อ

$$B_s \ll (\Delta f)_c \quad (3.18)$$

และ

$$T_s \gg \sigma_\tau \quad (3.19)$$

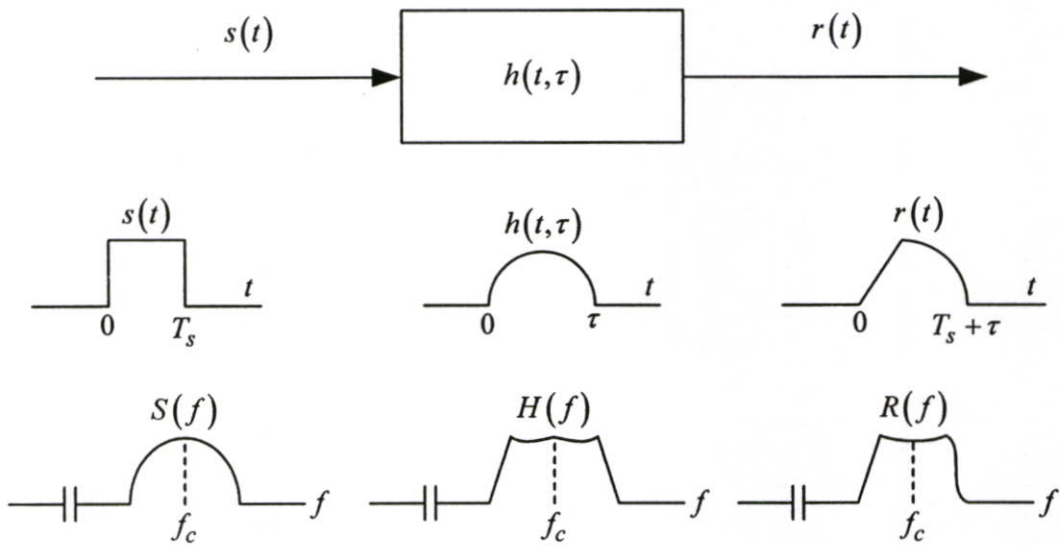
เมื่อ T_s คือส่วนกลับของความกว้างแบนด์ของสัญญาณ (หรือก็คือ คาบของสัญญาณนั่นเอง) B_s คือความกว้างแถบของสัญญาณ ซึ่งทั้งสองค่านี้จะขึ้นอยู่กับการมอดูเลตของสัญญาณ σ_τ คือค่า rms การแผ่กว้างการประวิงเวลาของช่องสัญญาณและ $(\Delta f)_c$ คือค่าแบนด์วิคที่รวมนัยของช่องสัญญาณ

3.3.2.2 การจางหายแบบเลือกความถี่

ถ้าช่องสัญญาณมีอัตราขยายคงที่และมีการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบเชิงเส้นภายในช่วงความกว้างแถบที่มีค่าน้อยกว่าความกว้างแถบของช่องสัญญาณแล้ว ผลกระทบที่เกิดขึ้นกับสัญญาณที่ได้รับได้จะเป็นการจางหายแบบเลือกความถี่ ภายใต้สภาวะการจางหายแบบนี้ จะพบว่า

ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ จะมีค่าการแผ่กว้างของการประวิงเวลามากกว่าส่วนกลับของความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งมา เมื่อเกิดการจางหายแบบนี้ขึ้น สัญญาณที่รับได้ซึ่งมีเส้นทางการเดินทางต่างกันหลายๆเส้นทาง ซึ่งแต่ละเส้นทางจะมีการลดทอนและการประวิงเวลาที่ต่างกัน ทำให้สัญญาณที่รับได้เกิดความเพี้ยนไปจากเดิม การจางหายแบบเลือกความถี่นี้จะเกิดการแผ่กว้างของสัญลักษณ์ที่ส่งมากับสัญญาณใน โดเมนของเวลา เป็นสาเหตุให้เกิดการแทรกสอดของสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) เมื่อมองใน โดเมนของความถี่แล้ว จะพบว่าเฉพาะบางส่วนของสเปกตรัมสัญญาณที่ส่งมา จะได้รับการขยายจากช่องสัญญาณ ไม่ใช่สเปกตรัมทั้งหมด

ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ จะทำการจำลอง (Module) ได้ยากกว่าแบบราบ เพราะว่าจะต้องจำลองว่า สัญญาณมีกี่เส้นทางและช่องสัญญาณจะต้องถูกพิจารณาว่าเป็นฟิลเตอร์แบบเชิงเส้น ในการวิเคราะห์บางครั้งอาจจำลองเป็นผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ เช่น แบบจำลองเรย์ลีที่มี 2 เส้นทาง (2-ray Rayleigh Fading Module) หรือบางครั้งอาจใช้เครื่องคอมพิวเตอร์ช่วยในการจำลองก็ได้ รูปที่ 3.10 แสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่



รูปที่ 3.10 คุณลักษณะของสัญญาณจางหายแบบเลือกความถี่

สำหรับการจางหายแบบเลือกความถี่ สเปกตรัม $S(f)$ ของสัญญาณที่ส่งมาจะมีความกว้างแบนด์มากกว่าค่าแบนด์วิดท์รวมนัยของช่องสัญญาณ เมื่อมองใน โดเมนความถี่จะพบว่าช่องสัญญาณจะเป็นแบบเลือกความถี่ เพราะว่าจะมีช่วงความถี่บางส่วนเท่านั้นที่ได้รับการขยาย การจางหายแบบนี้จะเป็นสาเหตุให้ค่าการแผ่กว้างของการประวิงเวลามีค่ามากกว่าแบบราบ บางครั้งอาจจะมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญลักษณ์ของข้อมูลที่ส่งมาหลายๆคาบก็ได้ เมื่อเวลาเปลี่ยนแปลงไปอัตราขยายและเฟสของช่องสัญญาณที่ครอบคลุมสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งมาจะเกิดการแปรผันไป

ผลที่ตามมาคือสัญญาณที่รับได้เกิดการบิดเบี้ยวขึ้น โดยสรุปแล้ว สัญญาณจะตกอยู่ภายใต้อิทธิพลของการจางหายแบบเลือกความถี่ ก็ต่อเมื่อ

$$B_s > (\Delta f)_c \quad (3.20)$$

และ

$$T_s < \sigma_\tau \quad (3.21)$$

3.3.3 ผลกระทบจากการจางหายเนื่องจากการแผ่กว้างของคอปเปอเรอร์

3.3.3.1 การจางหายแบบรวดเร็ว

ผลกระทบที่เกิดขึ้นแบบนี้จะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่งมาเมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ ดังนั้นช่องสัญญาณจะถูกแบ่งได้เป็น 2 ประเภทคือช่องสัญญาณการจางหายแบบรวดเร็ว (Fast Fading Channel) และช่องสัญญาณการจางหายแบบช้า (Slow Fading Channel) ในช่องสัญญาณการจางหายแบบรวดเร็วนั้นผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์ นั่นคือค่าเวลาร่วมนัยของช่องสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าคาบเวลาสัญลักษณ์ของสัญญาณที่ส่งมา เป็นสาเหตุทำให้เกิดการกระจายทางความถี่ขึ้น (Frequency Dispersion: หรือที่เรียกอีกแบบหนึ่งว่าเป็นการจางหายแบบเลือกเวลา (Time Selective Fading)) เนื่องจากการแผ่กว้างของคอปเปอเรอร์ ซึ่งผลที่ตามมาคือ การบิดเบี้ยวของสัญญาณ (Signal Distortion) เมื่อมองในโดเมนของความถี่ความบิดเบี้ยวของสัญญาณจะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อค่าการแผ่กว้างของคอปเปอเรอร์ที่สัมพันธ์กับความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งมามีค่ามากขึ้น เพราะฉะนั้นกล่าวโดยสรุปก็คือ สัญญาณจะตกอยู่ภายใต้การจางหายแบบรวดเร็วก็ต่อเมื่อ

$$T_s > (\Delta f)_c \quad (3.22)$$

และ

$$B_s < B_d \quad (3.23)$$

จะสังเกตว่าเมื่อช่องสัญญาณถูกระบุว่าเป็นการเฟดคิงแบบรวดเร็วหรือแบบช้าแล้ว มันไม่ได้เป็นการระบุว่าช่องสัญญาณนั้นมีการจางหายเป็นแบบราบหรือแบบเลือกความถี่ การจาง

หายแบบรวดเร็วเป็นการบอกถึงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณและอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่งมาเท่านั้น ในกรณีของการจางหายแบบราบจะสามารถประมาณได้ว่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็นฟังก์ชันเคลด้า (เพราะว่าไม่มีการประวิงของเวลา) อย่างไรก็ตามช่องสัญญาณสามารถเป็นแบบราบที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วได้ (Flat Fading, Fast Fading Channel) ซึ่งก็คือช่องสัญญาณที่ขนาดของฟังก์ชันเคลด้า มีอัตราการเปลี่ยนเร็วกว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Signal) ที่ส่งมา ในกรณีของช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (Frequency Selective, Fast Fading Channel) ก็เช่นกัน เป็นการบอกว่าขนาด เฟสและการประวิงเวลาของช่องสัญญาณ ณ เส้นทางใด ๆ มีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่งมา ในทางปฏิบัติแล้วการจางหายอย่างรวดเร็วจะเกิดขึ้นเมื่อมีการส่งสัญญาณที่ความเร็วต่ำ

3.3.3.2 การจางหายแบบช้า

ในช่องสัญญาณการจางหายแบบช้านี้ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่ช้ากว่า อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเบสแบนด์ที่ส่ง ในกรณีนี้ช่องสัญญาณอาจจะสมมุติว่าไม่มีการเปลี่ยนแปลงภายในช่วงเวลาหนึ่งซึ่งอาจจะมีค่าเป็นหลายๆเท่าของส่วนกลับของความกว้างแบนด์ของสัญญาณที่ส่งมา เมื่อมองใน โดเมนความถี่จะเป็นการบอกเป็นนัยๆว่าการแผ่กว้างคอปเปลอร์ของช่องสัญญาณจะมีค่าน้อยกว่าความกว้างแบนด์ของสัญญาณเบสแบนด์ ดังนั้นสัญญาณจะตกอยู่ภายใต้สภาวะการจางหายแบบช้านี้ก็ต่อเมื่อ

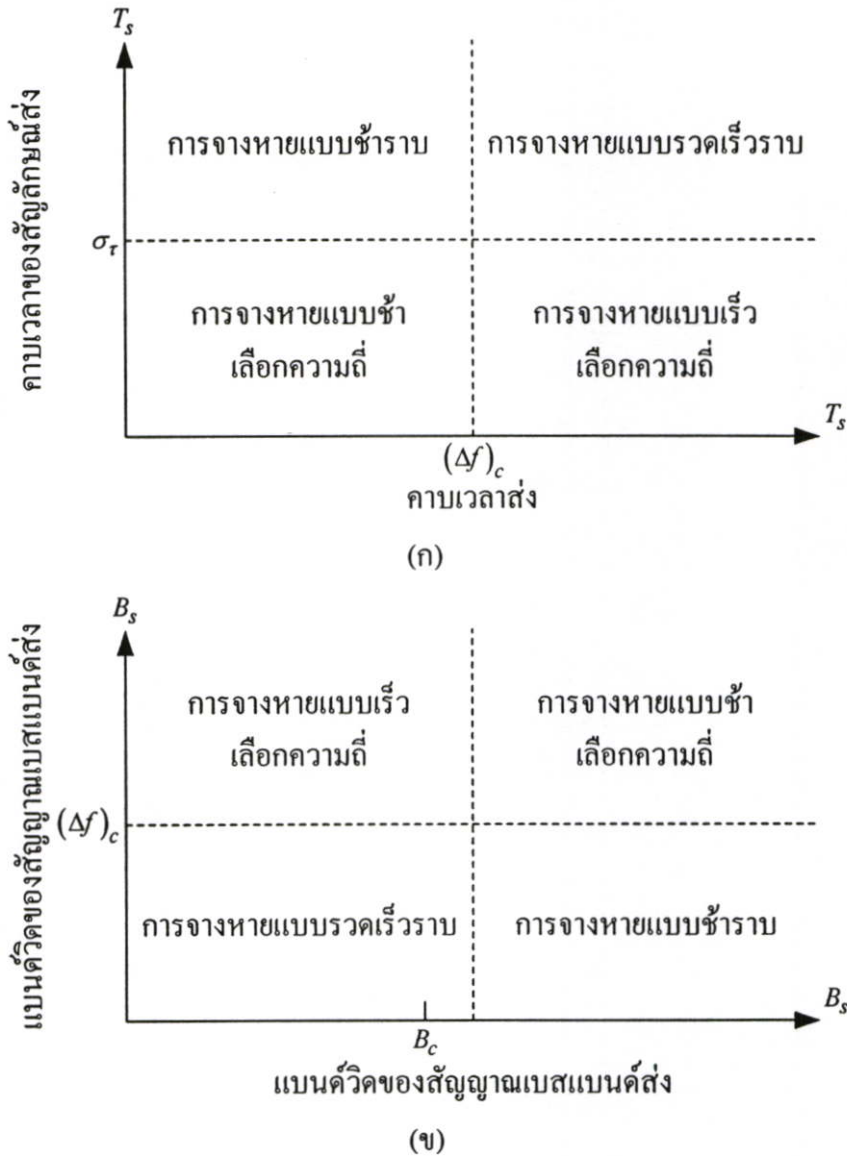
$$T_s > (\Delta f)_c \quad (3.24)$$

และ

$$B_s < B_d \quad (3.25)$$

ความเร็วขณะรับสัญญาณของเครื่องรับ-ส่งและลักษณะของการส่งสัญญาณ จะเป็นตัวที่ใช้ในการพิจารณาว่าสัญญาณจะเกิดการจางหายแบบเร็วหรือแบบช้า

ความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์ต่างๆที่เกี่ยวข้องกับการจางหายแบบหลายวิถีและชนิดของการจางหายต่างๆแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 ชนิดการจางหายแบบต่างๆเมื่อเป็นฟังก์ชันของ (ก) คาบเวลาของสัญลักษณ์ (Symbol Period) (ข) ความกว้างแบนด์ของสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband Signal Bandwidth)

3.4 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหาย (Module of Fading Channel)

3.4.1 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ

เมื่อผลกระทบจากช่องสัญญาณการจางหายเป็นแบบราบสัญญาณที่รับได้จะมีขนาดของแอมพลิจูดเท่ากับขนาดของสัญญาณที่ส่งมาคูณกับค่าแอมพลิจูดการจางหาย (Fading Amplitude) ซึ่งในที่นี้แทนด้วยตัวแปร α โดยที่ α คือตัวแปรสุ่ม (Random Variable) ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ Ω และมีการแจกแจงความน่าจะเป็น (pdf) คือ $p_\alpha(\alpha)$ ซึ่งจะมีค่าขึ้นอยู่กับลักษณะสภาพแวดล้อมของการแพร่สัญญาณ นอกจากนี้หลังจากสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณการจางหายแล้ว สัญญาณที่รับได้ยังจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนขาวบวกแบบเกาส์ (AWGN) ซึ่งจะอิสระจากตัวแปร α และ

จะมีความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลังงานเป็นแบบคงที่ข้างเดียว (One-sided power spectrum density) ที่มีค่าเท่ากับ N_0 (W/Hz)

3.4.2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี

การแจกแจงแบบเรย์ลีนี้จะใช้กับช่องสัญญาณการจางหายที่ไม่มีเส้นทางที่เป็น LOS เลข ในกรณีนี้แอมพลิจูดการจางหาย α จะมีการแจกแจงเป็นไปตามสมการที่ (3.26)

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right) \quad , \alpha \geq 0 \quad (3.26)$$

โดยที่ Ω มีค่าเท่ากับกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ แบบจำลองแบบนี้โดยมากแล้วจะใช้ในช่องสัญญาณของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งไม่มีเส้นทางที่เป็นแบบ LOS นอกจากนี้แล้วยังใช้ในการจำลองช่องสัญญาณในระบบไมโครเวฟอีกด้วย

3.4.3 ช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน

แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายแบบไรเซียน เหมาะสมกับสถานะแวดล้อมในชนบท ประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่า ใช้จำลองเส้นทางในการกระจายสัญญาณประกอบด้วยส่วนหลักคือ ส่วนของเส้นทางหลัก (LOS) และส่วนประกอบในเส้นทางรองที่มีความแรงของสัญญาณแรงลงมา แสดงด้วยฟังก์ชันค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ (3.27)

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2 + a^2}{\Omega}\right) I_0\left(\frac{a\alpha}{\Omega}\right) \quad , \alpha \geq 0 \quad (3.27)$$

เมื่อ $I_0(x)$ คือฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

3.4.4 ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามิ

การแจกแจงแบบนาคามิ เสนอแนวคิดและหลักการทั่วไปของการศึกษาด้านความเข้มของสัญญาณและการเกิดการจางหายของสัญญาณ วิธีการได้มาของการแจกแจงแบบนี้ได้มาจากการทดลองย่านความถี่สูง การแจกแจงแบบนี้จะเหมาะกับชั้นบรรยากาศไอโอโนสเฟียร์และโทรโพสเฟียร์ ซึ่งสมการการแจกแจงแบบนาคามิแสดงได้ดังสมการที่ (3.28)

$$p_\alpha(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right) \quad , \alpha \geq 0 \quad (3.28)$$

เมื่อ m คือตัวแปรการจางหายของการแจกแจงแบบนาคามี ซึ่งจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง ∞ เมื่อค่า $m = 0.5$ การแจกแจงแบบนาคามีจะมีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบเกาส์ข้างเดียว (One-sided Gaussian) เมื่อ $m = 1$ จะมีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลี และเมื่อพารามิเตอร์ m มีค่าเท่ากับ ∞ จะถือว่าช่องสัญญาณไม่เกิดการจางหายใดๆเลย

แบบจำลองนาคามีนี้ จะนิยมใช้จำลองในการสื่อสารของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ภาคพื้นดิน (Land-Mobile System) และใช้ในการจำลองช่องสัญญาณภายในอาคาร เป็นต้น

3.4.5 แบบจำลองของช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่

เมื่อสัญญาณแบนด์กว้าง (Wide Band Signal) ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่ สเปกตรัมของสัญญาณที่รับได้จะมีลักษณะเปลี่ยนไป ผลลัพธ์ก็คือเกิดการกระจายของสัญญาณขึ้น ลักษณะการจางหายแบบนี้จะถูกจำลองในลักษณะเป็นตัวกรอง (Filter) ที่มีผลตอบสนองช่องสัญญาณอิมพัลส์เทียบเท่าแบบเชิงซ้อน (complex valued equivalent impulse response channel) สามารถแสดงได้ตามสมการที่ (3.29)

$$h(t) = \sum_{l=1}^{L_p} \alpha_l e^{-j\theta_l} \delta(t - \tau_l) \quad (3.29)$$

เมื่อ $\delta(\cdot)$ คือฟังก์ชันเดลต้า l คือค่าที่ใช้ในการระบุเส้นทางที่ l ใดๆ $\{\alpha_l\}$, $\{\theta_l\}$ และ $\{\tau_l\}$ เมื่อ $l = 1, \dots, L_p$ คือเซตของตัวแปรสุ่มขนาด เฟสและการประวิงเวลาของช่องสัญญาณตามลำดับ ในสมการที่ (3.29) L_p คือจำนวนเส้นทางทั้งหมดของสัญญาณที่เดินทางเข้ามาที่เครื่องรับและเครื่องรับสามารถแยกแยะได้ (Resolvable Path) โดยจะอ้างอิงจากเส้นทางแรกที่เข้ามาและสัมพันธ์กับอัตราส่วนระหว่างการกระจายการประวิงเวลาสูงสุดกับคาบสัญญาณภายใต้สภาวะการจางหายอย่างช้าๆ (Slow Fading) L_p จะถูกสมมุติว่ามีค่าคงที่ตลอดระยะเวลาใดเวลาหนึ่ง $\{\alpha_l\}$, $\{\theta_l\}$ และ $\{\tau_l\}$ จะมีค่าคงที่

ตลอดระยะเวลาในแต่ละคาบของสัญญาณ ถ้าเส้นทางต่างๆของสัญญาณมีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่ถูกสร้างขึ้นจากแหล่งกำเนิดคนละแห่งแล้ว แต่ละเส้นทางสามารถประมาณได้ว่ามีคุณสมบัติอิสระจากกัน แอมพลิจูดการจางหาย (α) เส้นทางที่ 1 ใดๆจะถูกสมมุติว่าเป็นตัวแปรแบบสุ่มและมีค่าเฉลี่ยกำลังสองเท่ากับ Ω โดยการแจกแจงจะสามารถจำลองได้เป็นแบบต่างๆ เช่นเดียวกับในช่องสัญญาณการจางหายแบบราบ หลังจากสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณแล้วจะถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนขาวววกแบบเกาส์ ซึ่งจะอิสระจากตัวแปรสุ่มแอมพลิจูดการจางหาย (α) นอกจากนี้แล้วอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) ต่อสัญญาณ ณ เวลาใดๆของช่องสัญญาณที่ l จะมีค่าเท่ากับ $\alpha^2 E_s / N_0$ เมื่อ E_s คือพลังงานต่อ

สัญลักษณ์ (Symbol Energy) และค่า SNR เฉลี่ยต่อสัญลักษณ์ของช่องสัญญาณที่ l จะมีค่าเท่ากับ $\gamma_l = \Omega_l E_s / N_0$

สัญญาณของเส้นทางแรกที่เข้ามาจะเกิดการจางหายน้อยกว่าสัญญาณเส้นทางหลังที่เข้ามา ต่อๆกัน เพราะว่าเส้นทางแรกนี้อาจจะเป็นเส้นทางที่เป็น LOS นอกจากนี้โดยมากสัญญาณที่เข้ามา ต่อๆกันที่เครื่องรับจะมีกำลังงานของสัญญาณลดลงเรื่อยๆตามเวลาที่ประวิงออกไป สัญญาณจาก เส้นทางสุดท้ายที่เข้ามาจะเกิดการจางหายมากที่สุด ซึ่งกำลังงาน (Power Density Profile หรือ MIP) แบบจำลองของ pdf นี้สามารถสมมุติให้เป็นแบบต่างๆได้หลายๆแบบขึ้นอยู่กับสภาวะแวดล้อมและ ลักษณะการแพร่กระจายของสัญญาณ ตัวอย่างเช่น จากการวัดจริงในช่องสัญญาณภายใต้อาคารและ บริเวณในตัวเมืองของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ pdf ที่คำนวณได้จากข้อมูลจะมีลักษณะการลดลง เป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการที่ (3.30)

$$\Omega_l = \Omega_l \exp\left(-\frac{\tau_l}{\tau_{\max}}\right) \quad , l=1,2,\dots,L_p \quad (3.30)$$

เมื่อ Ω คือกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณที่รับได้จากเส้นทางแรก และ τ_{\max} คือค่าการ ประวิงเวลาที่มากที่สุดส่วนมากที่ใช้กัน โดยจะสมมุติให้แต่ละ τ_l มีระยะห่างเท่ากันทั้งหมดทุกค่า ($l = \tau_{l+1} - \tau_l$ มีค่าเท่ากันหมด และมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญลักษณ์ T_s) จากข้อสมมุตินี้จะได้ pdf เป็นไปตามสมการที่ (3.31)

$$\Omega_l = \Omega_l \exp[-(l-1)\delta] \quad , \delta \geq 0; \quad l=1,2,\dots,L_p \quad (3.31)$$

เมื่อ δ คือแฟคเตอร์การลดลงของกำลังงาน (Power Decay Factor) ซึ่งจะบอกถึงอัตราการ ลดลงของกำลังงาน นอกจาก pdf ที่ได้กล่าวถึงทั้ง 2 แบบแล้วยังมี pdf แบบอื่นๆที่ใช้กันอีกเช่น เอ็ก โปเนนเชียลแบบราบ (Flat Exponential) แบบสไปค์สองเท่า (Double Spike) หรือแบบเกาส์ (Gaussian) เป็นต้น

3.5 ระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม (Adaptive Transmission System)

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดแบบจำลองของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้ เหมาะสม พื้นฐานของระบบนี้คือการประมาณค่าช่องสัญญาณที่เครื่องรับแล้วส่งค่าที่ประมาณได้ กลับไปยังเครื่องส่งเพื่อปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่งสัญญาณ เช่น อัตราข้อมูล กำลังส่ง และพารามิเตอร์ในการเข้ารหัสสัญญาณ ให้เหมาะสมกับค่าประมาณของช่องสัญญาณ ดังนั้นระบบ ส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมจึงเป็นระบบที่มีการปรับค่าพารามิเตอร์ของการส่งสัญญาณให้

เหมาะสมและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณ เช่น ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายหลายวิธี เป็นต้น

โดยทั่วไปเมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายหลายวิธี สัญญาณที่เครื่องรับรับได้จะมีค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ต่ำ ทำให้อัตราข้อมูลที่จะเกิดความผิดพลาด (BER) มีค่าสูงขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ไม่สามารถนำข้อมูลที่รับได้ไปใช้งานตามที่ต้องการได้ ในกรณีของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม จะยกตัวอย่างระบบที่ใช้เทคนิคการปรับเปลี่ยนอัตราข้อมูลด้วยการปรับรูปแบบการมอดูเลต เมื่อเครื่องรับรับสัญญาณเข้ามาจะพิจารณาค่า SNR ถ้า SNR มีค่าต่ำ ระบบจะส่งสัญญาณกลับไปยังเครื่องส่งให้ปรับการมอดูเลตในระดับที่ต่ำลง เพื่อรักษาค่า BER ของระบบให้ใกล้เคียงกับค่า BER เป้าหมายให้ได้มากที่สุด ในกรณีกลับกัน ถ้า SNR มีค่าสูง ระบบจะส่งสัญญาณกลับไปให้เครื่องรับให้ปรับการมอดูเลตในระดับที่สูงขึ้น

3.5.1 แบบจำลองของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม

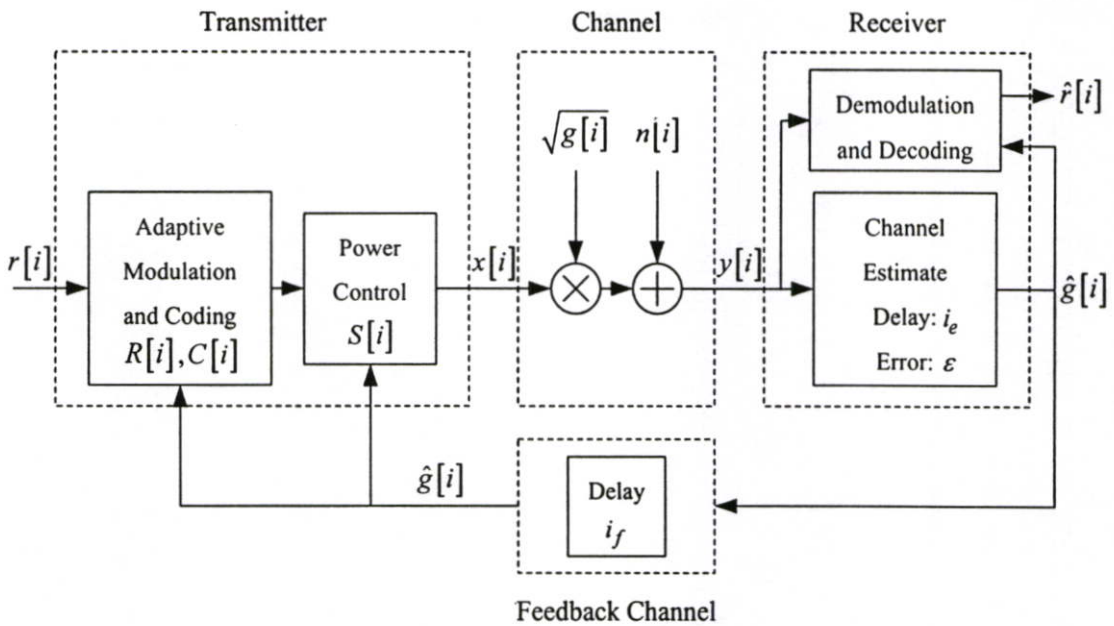
เมื่ออัตราสัญลักษณ์ (Symbol Rate: R_s) มีการปรับเปลี่ยน ระบบจะสมมุติให้การมอดูเลตเป็นแบบเชิงเส้น โดยให้ R_s มีค่าเท่ากับ $1/T_s$ เมื่อ T_s คือเวลาสัญลักษณ์ (Symbol Time) และสมมุติให้การมอดูเลตใช้พัลส์ข้อมูลในควิซท์อุมคคิ (Ideal Nyquist Data Pulse: $\text{sinc}[t/T_s]$) ดังนั้นแบนด์วิดท์ของสัญญาณ (B) จึงมีค่าเป็น $1/T_s$ และสมมุติให้ช่องสัญญาณของระบบเป็นช่องสัญญาณการจางหายแบบราบซึ่งถูกจำลองให้เป็นช่องสัญญาณแบบเวลาไม่ต่อเนื่อง (Discrete-Time Channel) แต่ละช่องสัญญาณจะมีเวลาสัญลักษณ์เป็น T_s อัตราขยายของช่องสัญญาณ (Channel Gain) $\sqrt{g[i]}$ เป็นแบบ Stationary และ Ergodic ที่แปรผันตามเวลา (Time-Varying) ซึ่งหาค่าได้จากการแจกแจง $p(g)$ และ AWGN ($n[i]$) โดยสมมุติให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีค่าเป็น $N_0/2$ และ \bar{S} คือค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณส่ง B คือแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่รับได้ซึ่งมีค่าเป็น $1/T_s$ และ \bar{g} คือค่าเฉลี่ยของอัตราขยายช่องสัญญาณ SNR ช่วงขณะของสัญญาณที่รับได้มีค่าเป็น $\gamma[i] = \bar{S}g[i]/(N_0B)$ เมื่อ $0 \leq \gamma[i] < \infty$ และค่าคาดหวังของ SNR ที่เวลาทั้งหมด คือ $\bar{\gamma} = \bar{S}\bar{g}/(N_0B)$ เนื่องจาก $g[i]$ เป็น Stationary การแจกแจงของ $\gamma[i]$ จึงไม่ขึ้นกับ i กำหนดให้สัญลักษณ์การแจกแจงของ $\gamma[i]$ คือ $p(\gamma)$

ในระบบการส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมจะประมาณค่าของอัตราขยายกำลังหรือ SNR ของสัญญาณที่รับได้ที่เวลา i และปรับการมอดูเลตและพารามิเตอร์ของการเข้ารหัสให้สอดคล้องกับค่าที่ประมาณ พารามิเตอร์พื้นฐานที่สุดที่ใช้ในการปรับให้เหมาะสม คืออัตราข้อมูล ($R[i]$) กำลังส่ง ($S[i]$) และพารามิเตอร์ในการเข้ารหัส ($C[i]$) การมอดูเลตแบบ M-array จะมีอัตราข้อมูล $R[i]$ เท่ากับ $\log_2 M[i]/T_s = B \log_2 M[i]$ bps ประสิทธิภาพเชิงสเปกตรัมของการมอดูเลตแบบ M-array มีค่าเท่ากับ $R[i]/B = \log_2 M[i]$ bps/Hz กำหนดให้ค่าประมาณของ SNR ($\hat{\gamma}[i]$) มีค่าเท่ากับ $\bar{S}\hat{g}[i]/(N_0B)$ เมื่อ $\hat{g}[i]$ คือค่าประมาณของอัตราขยายกำลัง สมมุติให้กำลังส่ง

มีการปรับให้เหมาะสมสัมพันธ์กับค่า $\hat{\gamma}[i]$ โดยที่สัญลักษณ์ของกำลังส่งแบบปรับให้เหมาะสมที่เวลา i คือ $S(\hat{\gamma}[i])=S[i]$ และกำลังที่รับได้ที่เวลา i คือ $\gamma[i](S(\hat{\gamma}[i])/\bar{S})$ ในทำนองเดียวกัน อัตราข้อมูลของการมอดูเลตก็สามารถปรับให้เหมาะสมเช่นกัน กำหนดให้สัญลักษณ์ของอัตราข้อมูลแบบปรับให้เหมาะสมที่สัมพันธ์กับค่า $\hat{\gamma}[i]$ คือ $R(\hat{\gamma}[i])=R[i]$ และกำหนดให้สัญลักษณ์ของพารามิเตอร์ของการเข้ารหัสแบบปรับให้เหมาะสมที่สัมพันธ์กับค่า $\hat{\gamma}[i]$ คือ $C(\hat{\gamma}[i])=C[i]$ ต่อไปเมื่อกล่าวถึงค่าเหล่านี้จะละเวลาอ้างอิง i ที่สัมพันธ์กับ γ ดังนั้นสัญลักษณ์เหล่านี้จะกลายเป็น $S(\gamma)$ $R(\gamma)$ และ $C(\gamma)$

แบบจำลองของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมแสดงได้ดังรูปที่ 3.12 หลักการทำงานของระบบเป็นดังต่อไปนี้ ข้อมูลจะถูกมอดูเลตและเข้ารหัสจากนั้นจะส่งผ่านช่องสัญญาณซึ่งมีค่าอัตราขยายกำลังเป็น $g[i]$ และมีค่า AWGN เป็น $n[i]$ ที่เครื่องส่งจะมีตัวประมาณช่องสัญญาณ (Channel Estimation) เพื่อทำหน้าที่ในการเปรียบเทียบค่า SNR ว่ามีค่าตกอยู่ในช่วงไหนของเทรชโฮลด์ (Threshold) ที่ใช้ในการสับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่ง สมมติให้ $\hat{g}[i]$ คือค่าประมาณของอัตราขยายกำลังช่องสัญญาณที่เครื่องรับรับได้หลังจากหน่วงเวลาไป i_e จากนั้นจะส่งค่าประมาณนี้กลับไปยังเครื่องส่ง ซึ่งจะถูกล่ามหน่วงเวลาไปอีก i_f จากเส้นทางป้อนกลับ (Feedback Path Delay) ดังนั้นค่าหน่วงเวลารวมทั้งหมดที่ส่ง $\hat{g}[i]$ กลับไปยังเครื่องส่งจะมีค่าเป็น $i_d = i_e + i_f$ การส่งข้อมูลของช่องสัญญาณกลับมายังเครื่องส่งจะทำให้เครื่องส่งสามารถปรับรูปแบบการส่งให้สอดคล้องสัมพันธ์กับการแปรผันของช่องสัญญาณได้

อัตราการแปรผันของช่องสัญญาณ (Rate of Channel Variation) จะเป็นตัวกำหนดจำนวนครั้งในการปรับค่าพารามิเตอร์ของการส่งที่เครื่องส่ง และยังส่งผลกระทบต่อค่าความผิดพลาดโดยประมาณของ $g[i]$ อีกด้วย ในกรณีที่อัตราขยายช่องสัญญาณประกอบด้วยองค์ประกอบของการจางหายแบบช้าและการจางหายแบบเร็ว ถ้า $g[i]$ เปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ การส่งสัญญาณอาจจะปรับรูปแบบการส่งสัญญาณให้สอดคล้องกับการจางหายทั้ง 2 แบบ หรืออาจจะปรับเป็นการจางหายแบบช้าแบบเดียวก็ได้ แต่ถ้า $g[i]$ สอดคล้องกับการบดบัง (Shadowing) และการจางหายหลายวิธี ที่ความเร็วต่ำการบดบังจะเป็นค่าคงที่และการจางหายวิธีจะเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ดังนั้นอัตราขยายช่องสัญญาณจึงสามารถหาค่าโดยประมาณได้และถูกป้อนกลับมายังเครื่องส่งด้วยค่าประมาณของเวลาประวิงและค่าประมาณของค่าความผิดพลาด แต่ที่ความเร็วสูงระบบไม่สามารถประมาณการจางหายหลายวิธีได้จึงไม่สามารถป้อนกลับมายังเครื่องส่ง ในกรณีนี้ การส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมจะตอบสนองต่อการแปรผันของการบดบังเท่านั้น และความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาดของการมอดูเลตจะต้องถูกเฉลี่ยตลอดการแจกแจงของการจางหายแบบเร็ว [25]



รูปที่ 3.12 แบบจำลองของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม

ข้อมูลข่าวสารที่เกี่ยวกับช่องสัญญาณจะเรียกว่า Side Information ดังนั้นจึงเรียกอัตราขยายช่องสัญญาณ $g[i]$ ว่า CSI (Channel Side Information)

ความจุช่องสัญญาณจะขึ้นอยู่กับว่า เครื่องส่งและเครื่องรับทราบรายละเอียดข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณ $g[i]$ อย่างไรบ้าง ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 3 ลักษณะดังนี้

1. CDI (Channel Distribution Information) : เครื่องส่งและเครื่องรับทราบการแจกแจงของ $g[i]$
2. เครื่องรับทราบ CSI : เครื่องส่งและเครื่องรับทราบการแจกแจงของ $g[i]$ และเครื่องรับทราบค่า $g[i]$ ที่เวลา i
3. เครื่องส่งและเครื่องรับทราบ CSI : เครื่องส่งและเครื่องรับทราบค่า $g[i]$ ที่เวลา i และทราบการแจกแจงของ $g[i]$ ด้วย

ในระบบการส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม จะใช้ระบบที่เครื่องส่งและเครื่องรับทราบ CSI ซึ่งทำให้เครื่องรับสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่งสัญญาณ เช่น อัตราข้อมูลกำลังส่ง และพารามิเตอร์ในการเข้ารหัสสัญญาณที่เวลา i เพื่อให้ความจุสูงสุด

3.5.2 เทรชโฮลด์ที่ใช้ในการสับเปลี่ยนสำหรับเทคนิคการปรับให้เหมาะสม (Switching Threshold for Adaptive Technique)

วิธีพื้นฐานที่ใช้ในการกำหนดค่าเทรชโฮลด์ของระบบส่งสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสมคือ วิธีการสับเปลี่ยนค่าเทรชโฮลด์แบบคงที่ (Fixed Switching Threshold) ซึ่งเป็นวิธีที่ไม่มี

ซับซ้อนมากนัก จึงเหมาะสมในการสร้างเพื่อให้ใช้งานได้ง่ายในระบบที่มีขีดจำกัดในเรื่องของการ ออกแบบวงจรและระยะเวลาที่ใช้ในการคำนวณ

ค่าเทรซ โสลดต์ที่ใช้ในการสับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่ง เช่น อัตราข้อมูล กำลังส่ง และพารามิเตอร์ในการเข้ารหัสสัญญาณ หาได้จากค่า SNR ที่เครื่องรับรับได้ ณ ตำแหน่งของ BER เป้าหมาย โดยจะแบ่งรูปแบบในการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่งเป็น i รูปแบบ ซึ่ง $i = \{0, 1, 2, \dots, I-1\}$ เมื่อ I เป็นจำนวนรูปแบบในการปรับเปลี่ยนทั้งหมดที่ใช้ในการสื่อสาร การปรับค่า i ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของค่า SNR ที่รับได้ดังสมการที่ (3.32)

$$\text{เลือกโหมดที่ } i \text{ เมื่อ } \gamma_i \leq \gamma < \gamma_{i+1} \quad (3.32)$$

นั่นก็แสดงให้เห็นว่าค่า SNR ที่รับได้จะเป็นตัวกำหนดให้เกิดการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของการส่ง ยกตัวอย่างเช่น ระบบที่ใช้เทคนิคการปรับเปลี่ยนอัตราข้อมูลด้วยการปรับรูปแบบการมอดูเลต ถ้าสัญญาณที่รับได้มีค่า SNR ตกอยู่ในช่วง $\gamma_1 - \gamma_2$ ระบบจะเลือกการมอดูเลตแบบ BPSK แต่ถ้า SNR ที่รับได้ตกอยู่ในช่วง $\gamma_2 - \gamma_3$ ระบบก็จะเลือกการมอดูเลตแบบ QPSK เป็นต้น ส่วนในกรณีที่ SNR ตกอยู่ในช่วง $\gamma_0 - \gamma_1$ ระบบจะไม่ส่งสัญญาณ ไปยังเครื่องรับซึ่งก็คือไม่เกิดการสื่อสารขึ้นในระบบนั่นเอง เหตุการณ์นี้เรียกว่าการเกิดเอาท์เดจ (Outage) [24-25]

3.5.3 เทคนิคการปรับให้เหมาะสม (Adaptive Technique)

ที่เครื่องส่งสามารถปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์หลายๆตัวเพื่อให้สอดคล้องกับค่า SNR ได้ ในหัวข้อนี้จะยกตัวอย่างเทคนิคที่เกี่ยวข้องกับการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์พื้นฐานและเป็นเทคนิคที่ได้รับความนิยม เช่น เทคนิคการปรับเปลี่ยนอัตราข้อมูล และเทคนิคการปรับเปลี่ยนกำลัง เป็นต้น

3.5.3.1 เทคนิคการปรับเปลี่ยนอัตรา (Variable-Rate Technique)

ในการมอดูเลตแบบปรับเปลี่ยนอัตรา จะต้องปรับเปลี่ยนอัตราข้อมูล $R[\gamma]$ ให้สอดคล้องกับค่า SNR ซึ่งทำได้หลายวิธี เช่นการกำหนดให้อัตราสัญลักษณ์ R_s ของการมอดูเลตให้มีค่าคงที่เท่ากับ $1/T_s$ แล้วใช้รูปแบบการมอดูเลตหลายๆรูปแบบ หรือใช้ Constellation Size ที่มีค่าแตกต่างกัน อีกวิธีหนึ่งคือ การกำหนดรูปแบบการมอดูเลตให้ตายตัวเป็นแบบใดแบบหนึ่ง (เช่น BPSK) แล้วเปลี่ยนอัตราสัญลักษณ์ ในทางปฏิบัติการปรับเปลี่ยนอัตราสัญลักษณ์ทำได้ยากเพราะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงแบนด์วิดท์ของสัญญาณได้ ประกอบกับมีความยุ่งยากซับซ้อนในการแบ่งแบนด์วิดท์ ในทางตรงกันข้าม การเปลี่ยน Constellation Size หรือชนิดของการมอดูเลตที่มีการกำหนดให้อัตราสัญลักษณ์มีค่าคงที่จะทำได้ง่ายกว่า ดังนั้นเทคนิคนี้จึงเป็นเทคนิคที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบัน เช่น EGPRS ที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูลในระบบเซลลูลาร์ของ GSM จะปรับการมอดูเลต

ตั้งแต่ 8PSK จนถึง GMSK และ GPRS ที่ใช้สำหรับการส่งข้อมูลในระบบเซลล์ลูลาร์ IS-136 TDMA สามารถปรับการมอดูเลตเป็นแบบ 4 8 และ 16 PSK เป็นต้น

3.5.3.2 เทคนิคการปรับเปลี่ยนกำลัง (Variable-Power Technique)

โดยทั่วไปการปรับกำลังส่งเพียงอย่างเดียวจะใช้เพื่อชดเชยการแปรผันของ SNR ที่เกิดจากจางหาย เพื่อรักษาความน่าจะเป็นที่จะเกิดบิตผิดพลาด (BER) ให้มีค่าคงที่ ซึ่งก็คือการรักษาค่า SNR ที่รับได้ให้คงที่นั่นเอง การปรับกำลังจะทำตรงกันข้ามกับการจางหายของช่องสัญญาณ ดังนั้นที่ตัวมอดูเลตและตัวดีมอดูเลต ช่องสัญญาณจะทำตัวเสมือนเป็นช่องสัญญาณ AWGN การปรับกำลังสำหรับการผันกลับช่องสัญญาณ (Channel Inversion) แสดงได้ดังสมการที่ (3.33)

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \frac{\sigma}{\gamma} \quad (3.33)$$

เมื่อ σ มีค่าเท่ากับค่าคงที่ SNR ที่รับได้ ข้อจำกัดของกำลังเฉลี่ย \bar{S} แสดงได้ดังสมการที่ (3.34)

$$\int \frac{S(\gamma)}{\bar{S}} p(\gamma) d\gamma = \int \frac{\sigma}{\gamma} p(\gamma) d\gamma = 1 \quad (3.34)$$

แก้สมการที่ (3.34) เพื่อหาค่า σ พบว่า $\sigma = 1/E[1/\gamma]$ และ $p(\gamma)$ เป็นตัวกำหนด σ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับกำลังส่งเฉลี่ย \bar{S} ทั้งหมด $\bar{\gamma}$ ดังนั้นที่กำลังเฉลี่ย \bar{S} ถ้า σ มีค่ามากกว่า $1/E[1/\gamma]$ แล้ว ระบบนี้จะไม่สามารถทำให้ค่า BER ไปสู่ค่า BER เป้าหมาย (P_b) ได้ สำหรับการจางหายแบบเรย์ลี γ จะมีการแจกแจงเป็นแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล ซึ่ง $E[1/\gamma] = \infty$ ดังนั้นการใช้การผันกลับช่องสัญญาณจึงไม่สามารถทำให้ค่า BER ของระบบไปสู่ค่าเป้าหมาย P_b ได้

การจางหายยังสามารถถูกผันกลับได้ในบริเวณที่เลขค่าจุดสิ้นสุด (Cutoff) γ_0 ไปแล้ว ซึ่งทำให้การปรับกำลังสำหรับการผันกลับช่องสัญญาณไม่ต่อเนื่อง ในกรณีนี้การปรับกำลังแสดงได้ดังสมการที่ (3.35)

$$\frac{S(\gamma)}{\bar{S}} = \begin{cases} \frac{\sigma}{\gamma} & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0 & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (3.35)$$

ค่าของจุดสิ้นสุด γ_0 จะอ้างอิงมาจากค่าความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร (Outage Probability: P_{out}) โดย $P_{out} = p(\gamma < \gamma_0)$ หรืออ้างอิงจากค่า BER เป้าหมายในบริเวณที่เลขค่าจุดสิ้นสุดไปแล้ว

ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยค่า BER เป้าหมายและ $p(\gamma)$ ดังนั้นช่องสัญญาณจะถูกใช้เฉพาะกรณีที่ $\gamma \geq \gamma_0$ เท่านั้น ซึ่งจะมีค่ากำลังเฉลี่ยเป็น \bar{S} และจะได้ว่า $\sigma = 1/E_{\gamma_0} [1/\gamma]$ เมื่อ

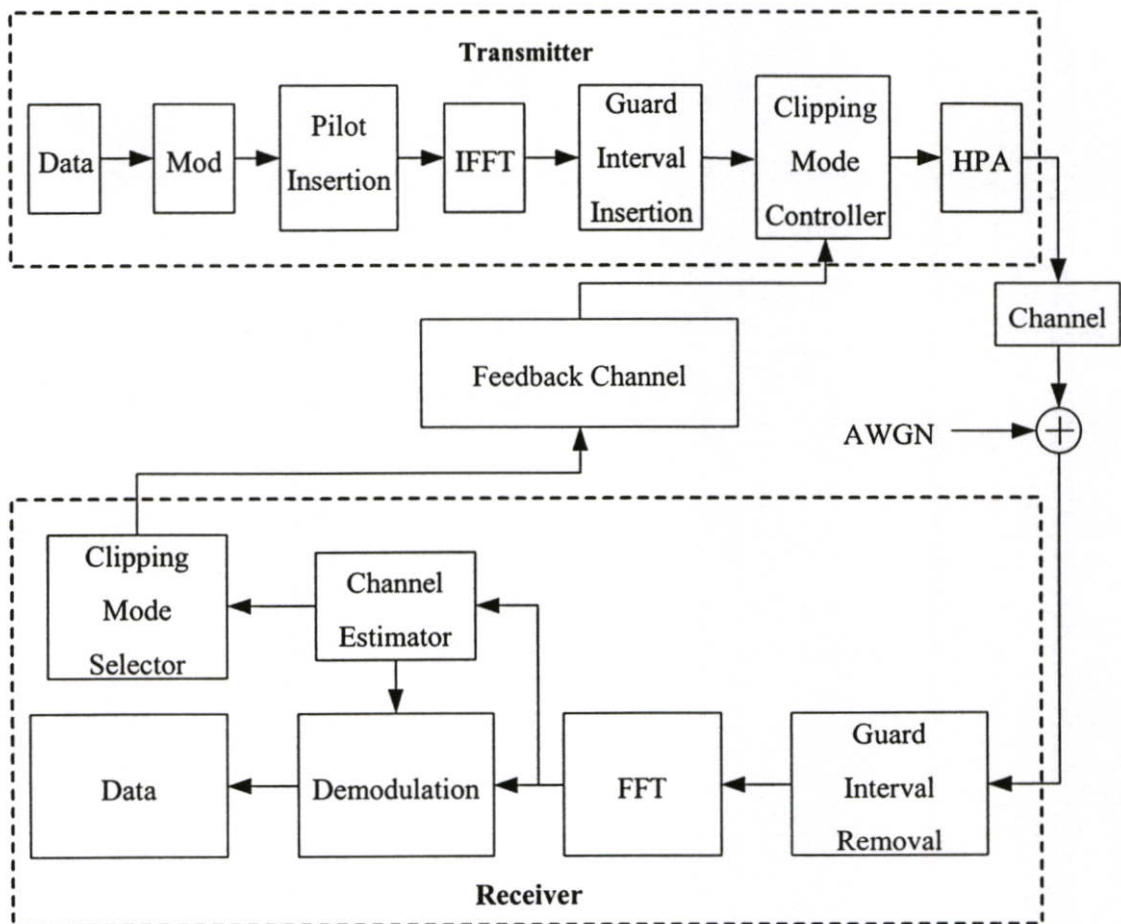
$$E_{\gamma_0} [1/\gamma] \triangleq \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} p(\gamma) d\gamma \quad (3.36)$$

นอกจากเทคนิคดังที่ได้กล่าวไปแล้ว ยังมีอีกหลายเทคนิคที่มีการใช้งานแต่ไม่เป็นที่นิยม เช่น การปรับเปลี่ยนความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาด (Variable Error Probability) และเทคนิคการปรับเปลี่ยนการเข้ารหัส (Variable-Coding Technique) เป็นต้น [23]

บทที่ 4

แบบจำลองระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจาง หายของช่องสัญญาณ

ในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณ และการหาค่าประสิทธิภาพของระบบ ได้แก่ ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร (Outage Probability) และ อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate) โดยใช้วิธีเชิงเลข (Numerical Method) แบบจำลองของระบบแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แบบจำลองของระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณ

4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

จากรูปที่ 4.1 จะเห็นว่าเครื่องส่งของระบบประกอบด้วยแหล่งกำเนิดข้อมูล (Data) อนุกรมแบบสุ่ม ซึ่งจะเปลี่ยนจากข้อมูลอนุกรมความเร็วสูงเป็นข้อมูลแบบขนาน b_k ที่มีความเร็วต่ำลง

จำนวน M กลุ่มข้อมูลในแต่ละสัญลักษณ์ ดังนั้นจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดต่อสัญลักษณ์ (b) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (4.1)

$$b = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \quad (4.1)$$

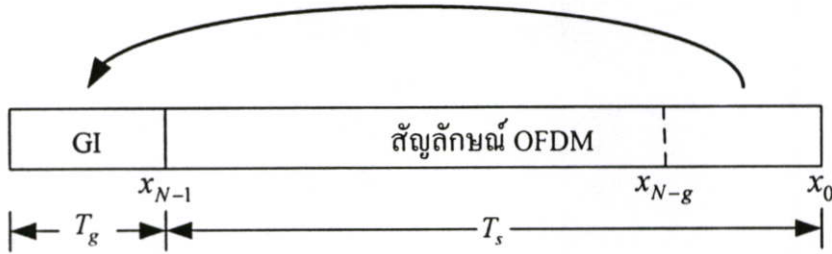
เมื่อ $X_n(k)$ คือข้อมูลเชิงซ้อนที่ได้จากการมอดูเลตข้อมูล b_k แบบ QPSK ดังนั้น $X_n \in \{-1, 1, j, -j\}$ ซึ่งใน 1 สัญลักษณ์จะมีจำนวนข้อมูล N ข้อมูล ดังนั้นในแต่ละสัญลักษณ์จะมีข้อมูลดังนี้ $[X_0(k), X_1(k), \dots, X_{N-1}(k)]$ จากนั้นข้อมูลในโดเมนความถี่จะถูกเปลี่ยนให้อยู่ในโดเมนเวลาด้วยกระบวนการแปลงผกผันฟูริเยร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transformation: IFFT) โดยมีจำนวนจุดของกระบวนการ IFFT เท่ากับ N จุด หรือกล่าวได้ว่ามีความถี่พาห่อยุ่ทั้งหมด N ความถี่นั่นเอง เมื่อ T_s คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ f_i คือความถี่ของคลื่นพาห่อยุ่ P_m คือ pilot subcarrier ที่เติมเข้าไปเพื่อใช้ในการประมาณช่องสัญญาณและ $f(t)$ คือรูปคลื่นพัลส์ของแต่ละสัญลักษณ์ ซึ่งมีกำหนดได้ตามสมการ (4.2)

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (t > T_s) \end{cases} \quad (4.2)$$

จะได้สัญญาณ OFDM ทางเวลาคือ $x(t)$ ตามสมการ (4.3)

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} P_m \exp(j2\pi f_i(t - T_s)) f(t - T_s) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_s)) f(t - kT_s) \quad (4.3)$$

สัญญาณจะถูกเปลี่ยนรูปแบบจากขนานเป็นอนุกรม จากนั้นจะใส่ช่วงเวลาป้องกัน (GI) โดยการคัดลอกข้อมูลในส่วนท้ายของสัญลักษณ์แล้วนำไปวางไว้ที่ส่วนหน้า เพื่อป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เนื่องมาจากการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณการจางหายหลายวิธี ซึ่งช่วงเวลาของ GI จะต้องมีค่ามากกว่าค่าการแผ่กว้างของการประวิงสูงสุด T_d ของช่องสัญญาณแบบหลายวิธี ซึ่งสามารถแสดงแผนภาพการใส่ GI ได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แผนภาพการใส่ช่วงเวลาป้องกัน

สมการสัญญาณ OFDM หลังจากใส่ช่วงเวลาป้องกัน แสดงได้ดังสมการที่ (4.4)

$$x'(t) = \sum_{m=0}^{M-1} P_m \exp(j2\pi f_i(t - T_{total})) f'(t - T_{total}) + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} X_n(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_{total})) f'(t - kT_{total}) \quad (4.4)$$

เมื่อ T_g คือช่วงเวลาป้องกัน $T_{total} = T_g + T_s$ คือช่วงเวลาสัญลักษณ์รวมทั้งหมด และ $f'(t)$ คือรูปคลื่นพัลส์ของแต่ละสัญลักษณ์หลังเติมช่วงเวลาป้องกัน ซึ่งแสดงได้ดังสมการ (4.5)

$$f'(t) = \begin{cases} 1 & (-T_g \leq t \leq T_s) \\ 0 & (t < -T_g, t > T_s) \end{cases} \quad (4.5)$$

ลักษณะของสัญญาณ OFDM ก่อนที่จะส่งไปยังเครื่องขยายกำลังสูงเพื่อส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับนั้นจะมีค่า PAPR สูง ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องลดค่า PAPR เพื่อป้องกันไม่ให้สัญญาณที่ออกจากเครื่องขยายกำลังสูงมีลักษณะถูกขลิบเนื่องจากการทำงานที่จุดอิ่มตัวของเครื่องขยายกำลังสูงซึ่งจะทำให้ความหนาแน่นกำลังสเปกตรัมนอกแถบความถี่เพิ่มขึ้น ส่งผลให้เกิดการรบกวนระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จะลด PAPR โดยใช้วิธีตัดยอดสัญญาณ (Clipping) ซึ่งฟังก์ชันของการตัดยอดสัญญาณแสดงได้ดังสมการที่ (4.6) [3], [17]

$$g(x) = \begin{cases} x & , |x| \leq A \\ Ae^{j\phi} & , |x| > A \end{cases} \quad (4.6)$$

เมื่อ x คือสัญญาณอินพุต A คือแอมพลิจูดสูงสุดทางเอาต์พุตของการตัดยอดสัญญาณ และ ϕ คือเฟสของสัญญาณอินพุต ดังนั้นจาก (4.6) จึงสามารถแสดงสัญญาณ OFDM ที่ได้หลังจากการตัดยอดสัญญาณดังสมการที่ (4.7)

$$x^g(t) = g(x'(t)) = \begin{cases} x'(t) & , |x'(t)| \leq A \\ Ae^{j \arg\{x'(t)\}} & , |x'(t)| > A \end{cases} \quad (4.7)$$

อัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณ (Clipping Ratio: CR) เป็นพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัดระดับการตัดสัญญาณ แสดงได้ดังสมการที่ (4.8)

$$CR = 20 \log \frac{A}{\sigma_x} \quad \text{dB} \quad (4.8)$$

เมื่อ σ_x คือค่า rms ของกำลังเฉลี่ยสัญญาณอินพุท หรือ $\sigma_x = \sqrt{E_x}$ เมื่อ $E_x = E[|x'(t)|^2]$ คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณอินพุท

จากทฤษฎีข้อจำกัดในการเข้าสู่ส่วนกลาง (Central Limit Theorem) ที่กำหนดให้จำนวนความถี่พาห่อย่อย N มีจำนวนมากพอ สัญญาณ OFDM ทางเวลาจะมีการแจกแจงแบบเกาส์ ดังนั้นสัญญาณ OFDM หลังจากการตัดยอดสัญญาณสามารถแสดงได้ดังสมการ (4.9) [26-28]

$$x^g(t) = \alpha x'(t) + d(t) \quad (4.9)$$

เมื่อ d_k คือพจน์ที่แสดงถึงความผิดเพี้ยน (Distortion Term) ที่เกิดจากการตัดยอดสัญญาณ α คือค่าคงที่ซึ่งแสดงถึงการลดทอนและการหมุนของเฟส แสดงได้ดังสมการ (4.10) [29-30]

$$\alpha = \frac{E[x'(t)^* x^g(t)]}{E[x'(t)^* x'(t)]} = 1 - e^{-A^2/\sigma_x^2} + \frac{A\sqrt{\pi}}{2\sigma_x} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sigma_x}\right) \quad (4.10)$$

ความผิดเพี้ยนจากการตัดยอดสัญญาณ d_k มีการแจกแจงแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ย (Mean) เป็น 0 และมีค่าความแปรปรวน (Variance) ดังสมการที่ (4.11) [30]

$$\sigma_d^2 = \left(1 - e^{-A^2/\sigma_x^2} - \alpha^2\right) \sigma_x^2 \quad (4.11)$$

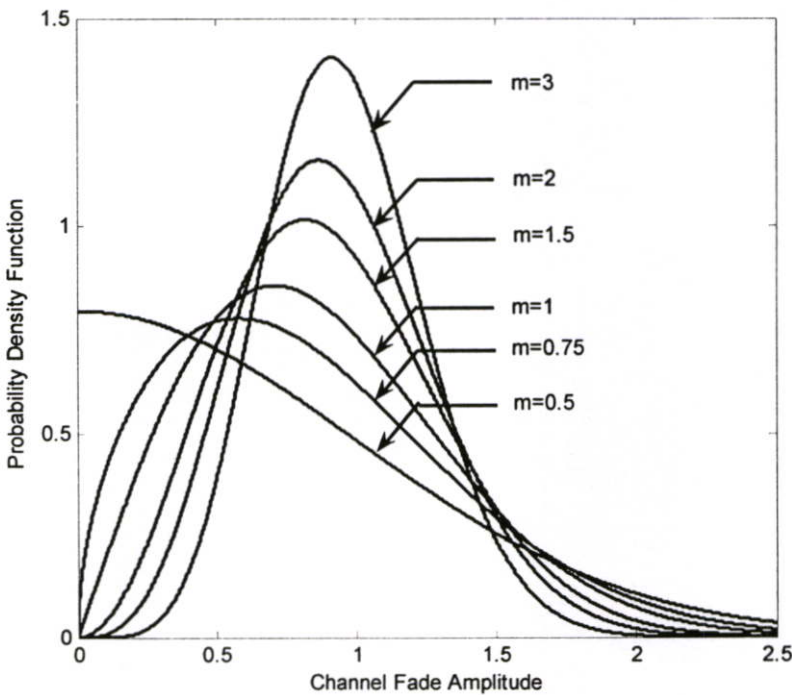
4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

หลังจากขยายกำลังของสัญญาณด้วยเครื่องขยายกำลังสูงแล้ว สัญญาณจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณมายังเครื่องรับ ในวิทยานิพนธ์นี้จะจำลองให้ช่องสัญญาณของการสื่อสารเป็น

ช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ ซึ่งมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf) ดังสมการที่ (4.12) [31-32]

$$p_{\varepsilon}(\varepsilon) = \frac{2m^m \varepsilon^{2m-1} \exp\left(-\frac{m\varepsilon^2}{\Omega}\right)}{\Omega^m \Gamma(m)} \quad , \varepsilon \geq 0 \quad (4.12)$$

เมื่อ ε คือค่าแอมพลิจูดการจางหาย (Fading Amplitude) m เป็นพารามิเตอร์ที่แสดงถึงความรุนแรงของการจางหายที่เกิดขึ้น ซึ่งจะมีค่าตั้งแต่ 0.5 ขึ้นไป เมื่อ $m = 0.5$ แอมพลิจูดการจางหายจะมีการแจกแจงแบบเกาส์ข้างเดียว เมื่อ $m = 1$ แอมพลิจูดการจางหายจะมีการแจกแจงแบบเรย์ลี และถ้า m มีค่ามากขึ้นจนเข้าใกล้ ∞ ก็จะถือว่าช่องสัญญาณไม่เกิดการจางหายหรือกล่าวได้ว่าเป็นช่องสัญญาณ AWGN นั่นเอง รูปที่ 4.3 แสดงค่า pdf ของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ เมื่อค่า m มีการเปลี่ยนแปลงดังนี้ $m = 0.5, 0.75, 1, 1.5, 2,$ และ 3 ตามลำดับ สมการของ m แสดงได้ดังสมการที่ (4.13) เมื่อ Ω เป็นค่าโมเมนต์อันดับที่สอง (Second Moment) ของการแจกแจงซึ่งมีค่า $\Omega = E[\varepsilon^2]$ และ $\Gamma(x)$ คือฟังก์ชันแกมมา (Gamma Function) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.14)



รูปที่ 4.3 ค่า pdf ของช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ เมื่อ $m = 0.5, 0.75, 1, 1.5, 2,$ และ 3

$$m = \frac{\Omega^2}{E\left[(\varepsilon^2 - \Omega^2)^2\right]}, m \geq 0.5 \quad (4.13)$$

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} y^{x-1} e^{-y} dy, x > 0 \quad (4.14)$$

4.3 แบบจำลองเครื่องรับ

สัญญาณ OFDM x^g ที่ส่งมาจากเครื่องส่งผ่านช่องสัญญาณมายังเครื่องรับ นอกจากจะเกิดการจางหายของสัญญาณเนื่องจากส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามิแล้ว ยังมีสัญญาณรบกวน AWGN อีกด้วย สัญญาณที่รับได้แสดงได้ดังสมการที่ (4.15) [33]

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) x^g(t - \tau) d\tau + w(t) \quad (4.15)$$

เมื่อ $h(\tau, t)$ คือค่าการตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่เวลา t และ $w(t)$ คือ AWGN

จากนั้นจะเปลี่ยนสัญญาณ OFDM ทางเวลาให้อยู่ในรูปสัญญาณทางความถี่ด้วยการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transformation: FFT) สัญญาณทางความถี่แสดงได้ดังสมการที่ (4.16)

$$\hat{X}_n = \frac{1}{T_s} \int_{kT_{total}}^{T_s + kT_{total}} r(t) \exp(-j2\pi f_i(t - kT_{total})) dt \quad (4.16)$$

และเมื่อเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์จะแสดงได้ดังสมการ (4.17)

$$\hat{X} = HX \quad (4.17)$$

เมื่อ X คือเวกเตอร์สัญญาณ OFDM ก่อนที่จะส่งผ่านช่องสัญญาณ H คือเวกเตอร์คุณลักษณะการลดทอนของช่องสัญญาณ และ \hat{X} คือเวกเตอร์สัญญาณ OFDM หลังผ่านช่องสัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณไร้สายที่เกิดการจางหายหลายวิธี ทำให้สัญญาณเกิดการลดทอน ดังนั้นเพื่อชดเชยสัญญาณที่ลดทอนไป จึงมีการประมาณค่าผลตอบของช่องสัญญาณ โดยคำนวณจาก pilot subcarrier ที่เดิมเข้าไปในเฟรมข้อมูล ซึ่งแสดงได้ดังสมการ (4.18)

$$\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{H}\mathbf{P} \quad (4.18)$$

เมื่อ \mathbf{P} คือเวกเตอร์ pilot subcarrier ที่เติมเข้าไปในเฟรมข้อมูลก่อนที่จะส่งผ่านช่องสัญญาณ และ $\hat{\mathbf{P}}$ คือเวกเตอร์ pilot subcarrier หลังผ่านช่องสัญญาณซึ่งจะถูกลดทอนตามคุณลักษณะของช่องสัญญาณ ทำให้สามารถคำนวณหา \mathbf{H} ได้ดังสมการ (4.19)

$$\hat{\mathbf{P}}\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{H} \quad (4.19)$$

ดังนั้นที่เครื่องรับจึงทราบคุณลักษณะการจางหายของช่องสัญญาณ จึงสามารถชดเชยสัญญาณที่เกิดการจางหายหลายวิธี ทำให้ได้สัญญาณเดิมที่ไม่ถูกลดทอนกลับคืนมา ดังแสดงในสมการที่ (4.20)

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}^{-1}\hat{\mathbf{X}} \quad (4.20)$$

หลังจากแปลงสัญญาณให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว สัญญาณจะถูกตีโมดูเลตซึ่งจะทำให้ได้ข้อมูลกลับคืนมา

การคำนวณหาการแจกแจงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) ของสัญญาณที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายวิธีทำได้โดยการหาค่าการแจกแจงของแอมพลิจูดการจางหาย จากนั้นใช้ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดการจางหาย กับ SNR (γ) แทนค่าลงในสมการ จะได้สมการการแจกแจงของ SNR ซึ่งวิธีการคำนวณหาค่าการแจกแจงของ SNR ทำได้โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่างแอมพลิจูดการจางหายและ SNR ดังสมการ (4.21) [23]

$$p_\gamma(\gamma)d\gamma = p_\varepsilon(\varepsilon)d\varepsilon \quad (4.21)$$

โดย SNR มีค่าเท่ากับ

$$\gamma = \frac{\varepsilon^2}{2\sigma_w^2} \quad (4.22)$$

$$d\gamma = \frac{\varepsilon}{\sigma_w^2}d\varepsilon \quad (4.23)$$

แทน สมการที่ (4.22) และ (4.23) ลงในสมการ (4.21) จะได้

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{\sigma_w^2}{\varepsilon} p_{\varepsilon}(\varepsilon) \quad (4.24)$$

แทนสมการ (4.12) ลงใน (4.24) จะได้

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m}{\gamma \Gamma(m)} \left[\frac{\gamma 2\sigma_w^2}{\Omega} \right]^m \exp\left(-\frac{\gamma m 2\sigma_w^2}{\Omega}\right) \quad (4.25)$$

เมื่อ ค่า SNR เฉลี่ย ($\bar{\gamma}$) มีค่าเท่ากับ [23]

$$\bar{\gamma} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_w^2} = \frac{\Omega}{2\sigma_w^2} \quad (4.26)$$

แทนสมการ (4.26) ลงในสมการ (4.25) จะได้สมการการแจกแจง SNR ของสัญญาณที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณการจางหายหลายวิถีดังนี้

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \bar{\gamma}^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}_s}\right) \quad (4.27)$$

การคำนวณหาค่า SNR ของสัญญาณ OFDM ที่ถูกตัดยอดสัญญาณจะคำนวณได้จากความสัมพันธ์ระหว่าง SNR ของสัญญาณที่ยังไม่ถูกตัดยอดสัญญาณกับ SNR ของสัญญาณที่ถูกตัดยอดสัญญาณซึ่งแสดงได้ดังสมการ (4.36) [3], [28]

$$\gamma_c = \frac{\alpha^2 \varepsilon^2}{\varepsilon^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_w^2} \quad (4.28)$$

แทนสมการ (4.22) ลงในสมการ (4.28) จะได้สมการ SNR ของสัญญาณที่ถูกตัดยอดสัญญาณดังนี้

$$\gamma_c = \frac{\alpha^2 \gamma}{\gamma \sigma_d^2 + 1} \quad (4.29)$$

4.4 อัตราส่วนการตัดยอดสัญญาณแบบปรับให้เหมาะสม

จากรูปที่ 4.1 สมมติว่าเครื่องส่งและเครื่องรับทราบ CSI ระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณจะมีการส่งค่าประมาณของช่องสัญญาณหรือ CSI ให้กับตัวเลือกโหมคการตัดยอดสัญญาณเพื่อเลือกระดับการตัดยอดสัญญาณให้เหมาะสมกับการจางหายของช่องสัญญาณ จากนั้นตัวเลือกโหมคการตัดยอดสัญญาณจะป้อนค่าระดับการตัดยอดสัญญาณที่เลือกกลับไปยังตัวควบคุมการตัดยอดสัญญาณที่เครื่องส่ง ทำให้สัญญาณที่ส่งมามีการปรับระดับการตัดยอดสัญญาณตามการจางหายของช่องสัญญาณส่ง

ค่าเทรชโฮลด์ที่ใช้ในการปรับค่า CR หาได้จากค่า SNR ที่เครื่องรับรับได้ ณ ตำแหน่งของ BER เป้าหมาย โดยจะแบ่งรูปแบบในการปรับค่า CR ออกเป็น i รูปแบบ ซึ่ง $i = \{0, 1, 2, \dots, I-1\}$ เมื่อ I เป็นจำนวนรูปแบบในการปรับค่า CR ทั้งหมด การปรับค่า i ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของค่า SNR ที่รับได้ดังสมการที่ (4.30)

$$\text{เลือกโหมคที่ } i \text{ เมื่อ } \gamma_i \leq \gamma < \gamma_{i+1} \quad (4.30)$$

นั่นก็แสดงให้เห็นว่าค่า SNR ที่รับได้จะเป็นตัวกำหนดให้เกิดการปรับค่า CR ถ้าสัญญาณที่รับได้มีค่า SNR อยู่ในช่วง $\gamma_1 \leq \gamma < \gamma_2$ ระบบจะไม่ตัดยอดสัญญาณ ถ้า SNR ที่รับได้อยู่ในช่วง $\gamma_2 \leq \gamma < \gamma_3$ ระบบจะตัดยอดสัญญาณด้วย CR=5 dB ถ้า SNR ที่รับได้อยู่ในช่วง $\gamma_3 \leq \gamma < \gamma_4$ ระบบจะตัดยอดสัญญาณด้วย CR=3 dB และถ้า SNR ที่รับได้ $\geq \gamma_4$ ระบบจะตัดยอดสัญญาณด้วย CR=1 dB ถ้า SNR ที่รับได้อยู่ในช่วง $\gamma_0 \leq \gamma < \gamma_1$ ระบบจะไม่ส่งสัญญาณไปยังเครื่องรับซึ่งก็คือไม่เกิดการสื่อสารขึ้นในระบบหรือการเกิดเอาท์เดจ (Outage) นั่นเอง

จากสมการที่ (4.30) เครื่องรับจะวัดค่า SNR ของสัญญาณที่ถูกตัดสัญญาณในแต่ละโหมคแล้วคำนวณหาค่า BER ตามสมการที่ (4.31)

$$BER_{MPSK}(\gamma) = \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\gamma_c \log_2 M} \sin \frac{\pi}{M}\right) \quad (4.31)$$

รูปที่ 4.4 แสดงค่า BER ของระบบ OFDM ที่มอดูเลตแบบ QPSK ซึ่งมีค่า CR ในการตัดยอดสัญญาณเป็น 1, 3, 5, และไม่ตัดยอดสัญญาณ ตามลำดับ

เมื่อกำหนดให้ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3} จากรูปที่ 4.4 จึงสามารถหาค่าเทรชโฮลด์ของ SNR ที่ใช้ในการปรับค่า CR ได้ดังตารางที่ 4.1

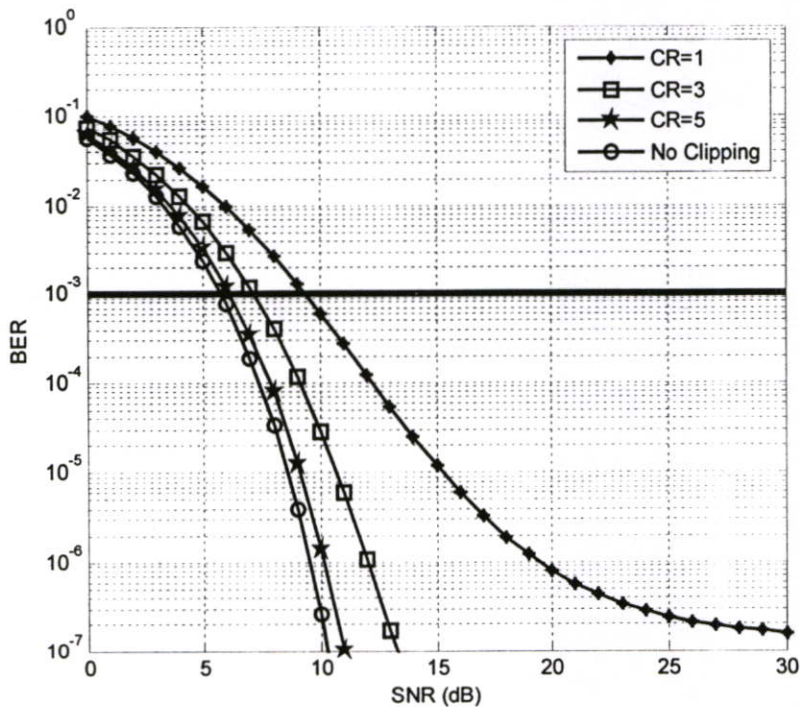
ตารางที่ 4.1 ค่าเทรชโวลต์ของ SNR เมื่อ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}

โหมค (i)	0	1	2	3	4
CR (dB)	ไม่ส่งสัญญาณ	ไม่ตัดยอดสัญญาณ	5	3	1
SNR (dB)	0	5.764	6.154	7.161	9.359

เมื่อกำหนดค่า BER เป้าหมายต่างกันไป ค่าเทรชโวลต์ของ SNR ก็จะแตกต่างกันด้วย เช่น ถ้ากำหนดให้ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6} จากรูปที่ 4.4 ค่าเทรชโวลต์ของ SNR ที่ใช้ในการปรับค่า CR ก็จะเป็นดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าเทรชโวลต์ของ SNR เมื่อ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}

โหมค (i)	0	1	2	3	4
CR (dB)	ไม่ส่งสัญญาณ	ไม่ตัดยอดสัญญาณ	5	3	1
SNR (dB)	0	9.501	10.12	12.02	19.47



รูปที่ 4.4 BER ของระบบ OFDM ที่มีค่า CR ในการตัดยอดสัญญาณเป็น 1, 3, 5, และ ไม่ตัดยอดสัญญาณ

4.5 ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร (Outage Probability)

ในระบบ OFDM ที่มีการปรับโหมคในการตัดขอดสัญญาณตามค่า SNR ที่เครื่องรับรับได้ เมื่อ SNR มีค่าต่ำกว่า γ_1 จะมีโอกาสที่เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้ ซึ่งก็คือมีโอกาสที่จะไม่เกิดการสื่อสารขึ้นในระบบนั่นเอง เหตุการณ์นี้เรียกว่าความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร (Outage Probability) ซึ่งแสดงได้ดังสมการที่ (4.32) [23]

$$P_{out} = \int_{\gamma_0}^{\gamma_1} p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.32)$$

4.6 อัตราบิดผิดพลาดเฉลี่ย (Average Bit Error Rate)

BER เฉลี่ยของระบบ OFDM ที่มีการปรับโหมคในการตัดขอดสัญญาณตามค่า SNR ที่เครื่องรับรับได้ จะหาค่าได้จากอัตราส่วนของจำนวนบิตที่เกิดความผิดพลาดต่อจำนวนบิตที่ส่ง สมการที่ (4.33) แสดง BER เฉลี่ยเมื่อระบบทำงานอยู่ในแต่ละโหมค สมการที่ (4.34) แสดง BER เฉลี่ยรวมของทุกโหมค [34]

$$\overline{BER}_i = \int_{\gamma_i}^{\gamma_{i+1}} BER p_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.33)$$

$$\overline{BER} = \sum_{i=0}^{I-1} \overline{BER}_i \quad (4.34)$$

บทที่ 5

ผลการหาค่าสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ ดังแสดงในตารางที่ 5.1 ซึ่งอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE802.11 [35] ซึ่งเป็นระบบที่มีรูปแบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณแบบ OFDM และสามารถส่งข้อมูลความเร็วสูง และในบทนี้จะกล่าวถึงผลการหาค่าสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีการลดค่า PAPR ของระบบโดยการตัดยอดสัญญาณภายใต้สภาพแวดล้อมช่องสัญญาณการจางหายนาคากามิ โดยที่เครื่องรับมีการประมาณค่าช่องสัญญาณแล้วชดเชยสัญญาณสัญญาณที่เกิดการจางหาย จากนั้นคำนวณหาค่า SNR ของสัญญาณที่ได้รับการชดเชย ตัวเลือกโหมคการตัดยอดสัญญาณจะเลือกค่า CR จากค่าเทรซโฮลด์ในช่วงที่ SNR อยู่ จากนั้นจะส่งค่า CR กลับมายังเครื่องส่งเพื่อให้ตัดยอดสัญญาณตามค่า CR ที่ได้รับ ซึ่งวิธีการนี้ทำให้ระบบมีการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณให้สอดคล้องกับการจางหายที่เกิดขึ้นนั่นเอง การหาค่าสมรรถนะของระบบจะพิจารณาจากความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร (Outage Probability) และอัตราความผิดพลาดเฉลี่ย (Average Bit Error Rate) แล้วเปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบที่นำเสนอกับระบบที่ไม่มีกรปรับ CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณ

5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

ตารางที่ 5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของระบบด้วยคอมพิวเตอร์

Parameter	Value
Number of data subcarriers (N_{SD})	48
Number of pilot subcarriers (N_{SP})	4
Number of subcarriers, total (N_{ST})	$52 (N_{SD} + N_{SP})$
Number of IFFT/FFT point (N_{PF})	64
Total bandwidth (F)	20 MHz
Subcarrier frequency spacing (Δ_F)	$0.3125 \text{ MHz } (F / N_{PF})$
IFFT/FFT period (T_{FFT})	$3.2 \mu\text{s } (1/\Delta_F)$
Guard interval duration (T_G)	$0.8 \mu\text{s}$
OFDM symbol interval (T_S)	$4.0 \mu\text{s } (T_G + T_{FFT})$
Modulation	QPSK

5.2 สมรรถนะของระบบ

ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการวิเคราะห์เชิงเลขสมรรถนะของระบบ ซึ่งประกอบไปด้วย ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร และอัตราความผิดพลาดเฉลี่ย โดยจะวิเคราะห์ระบบที่ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3} และ 10^{-6}

5.2.1 ความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร

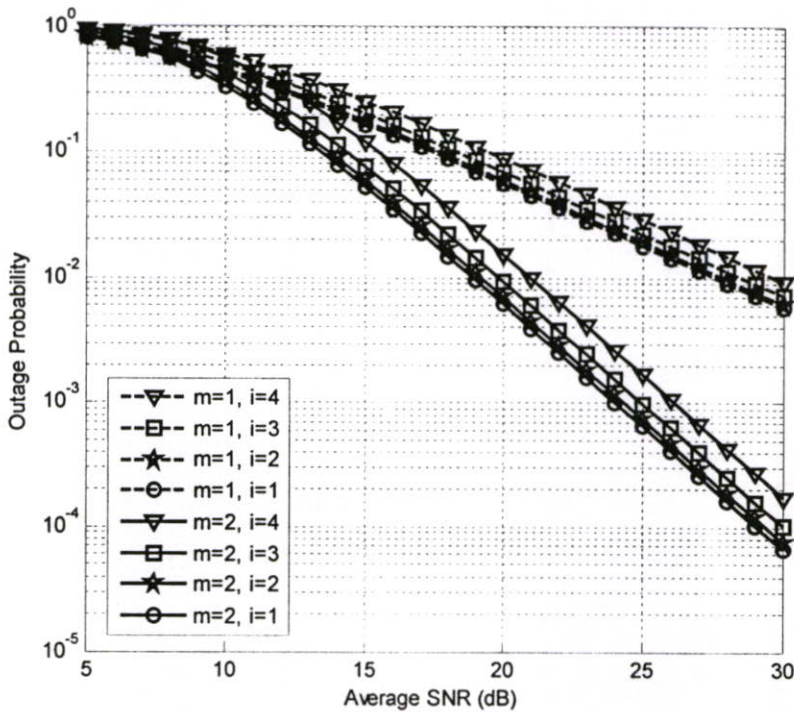
การวิเคราะห์เชิงเลขของความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร อันดับแรกจะวิเคราะห์ถึงผลของโหมคที่ใช้ในการตัดยอดสัญญาณ โดยจะพิจารณาระบบที่มีพารามิเตอร์ m คงที่ ต่อมาจะวิเคราะห์ถึงผลของพารามิเตอร์ m ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของการจางหาย โดยจะพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคเพียงโหมคเดียว ผลการวิเคราะห์แสดงได้ดังรูปที่ 5.1 และ 5.2

จากรูปที่ 5.1 เป็นการวิเคราะห์ระบบเมื่อ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3} ถ้าพิจารณาถึงผลของโหมคที่ใช้ในการตัดยอดสัญญาณ จะกำหนดให้พารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าคงที่เท่ากับ 1 และ ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 4 (จากตารางที่ 1 CR = 1) ซึ่งเป็นการตัดยอดสัญญาณออกไปมากที่สุดจะมีความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสารสูงที่สุด รองลงมาคือระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 3 2 และ 1 ตามลำดับ นั้นแสดงให้เห็นว่า เมื่อโหมคของการตัดยอดสัญญาณต่ำลง ระบบจะมีความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสารน้อยลงนั่นเอง และ เมื่อพิจารณาระบบที่พารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าคงที่เท่ากับ 2 แล้วตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ ก็จะทำให้ผลเช่นเดียวกันกับที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ระบบที่มีโหมคของการตัดยอดสัญญาณต่ำลงจะมีโอกาสที่ระบบจะไม่เกิดการสื่อสารน้อยลง

จากรูปที่ 5.1 เมื่อพิจารณาถึงผลของพารามิเตอร์ m ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของการจางหาย จะพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคเพียงโหมคเดียว นั่นคือพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 4 และ พารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าเมื่อ m มีค่าลดลง ซึ่งก็คือมีความรุนแรงของการเกิดการจางหายมากขึ้นนั่นเอง ระบบจะมีความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสารมากขึ้น และ เมื่อพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 3 2 และ 1 เพียงโหมคเดียว โดยมีพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ พบว่าจะให้ผลเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายมากขึ้นมีโอกาที่ระบบจะไม่เกิดการสื่อสารมากขึ้น

และจากรูปที่ 5.2 เมื่อพิจารณาระบบที่มีค่า BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-6} พบว่าผลการวิเคราะห์จะคล้ายกับระบบที่มี BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-3} แตกต่างกันที่เมื่อพิจารณาระบบที่มี

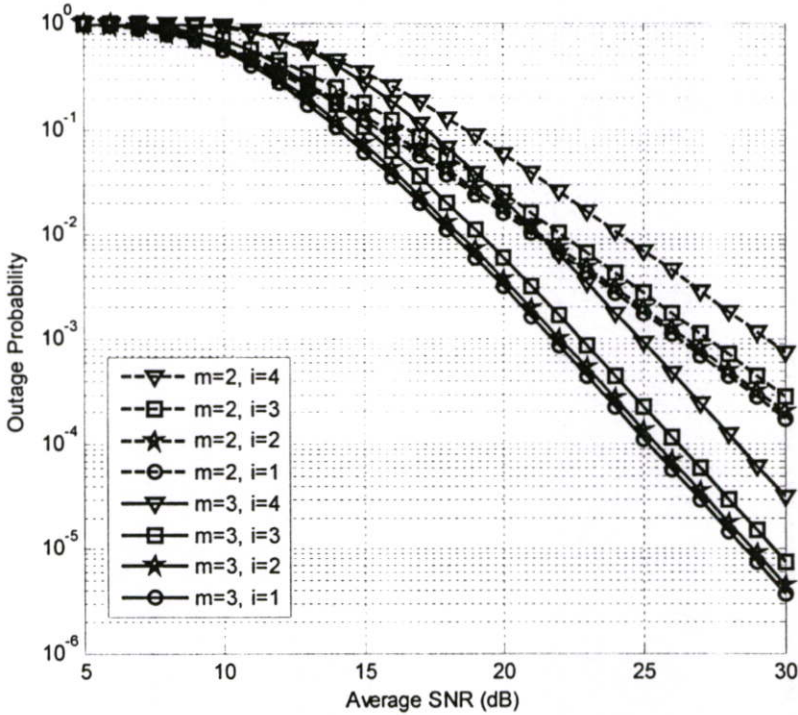
พารามิเตอร์ m เท่ากัน คือที่ $m = 2$ ระบบที่มีค่า BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-6} จะมีความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสารมากกว่า เนื่องจากสมรรถนะเป้าหมายขียนยอมให้เกิดความผิดพลาดได้น้อยกว่า หรืออาจกล่าวได้ว่าระบบต้องการความถูกต้องในการส่งผ่านข้อมูลสูงกว่านั่นเอง



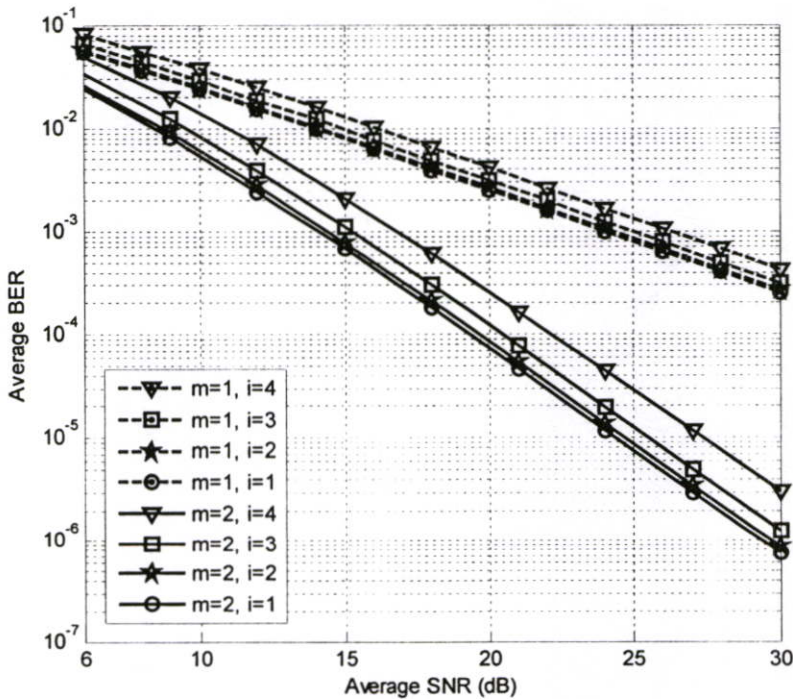
รูปที่ 5.1 การเปรียบเทียบความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร เมื่อตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}

5.2.2 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย

ในการวิเคราะห์เชิงเลขของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย อันดับแรกจะวิเคราะห์ถึงผลของโหมคที่ใช้ในการตัดยอดสัญญาณ โดยจะพิจารณาระบบที่มีพารามิเตอร์ m คงที่ ต่อมาจะวิเคราะห์ถึงผลของพารามิเตอร์ m ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของการจางหาย โดยจะพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคเพียงโหมคเดียว สุดท้ายจะวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ OFDM ที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณ ผลการวิเคราะห์แสดงได้ดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.2 การเปรียบเทียบความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสาร เมื่อตัดขอดสัญญาณด้วยโหมด 1 2 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 2 และ 3 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}



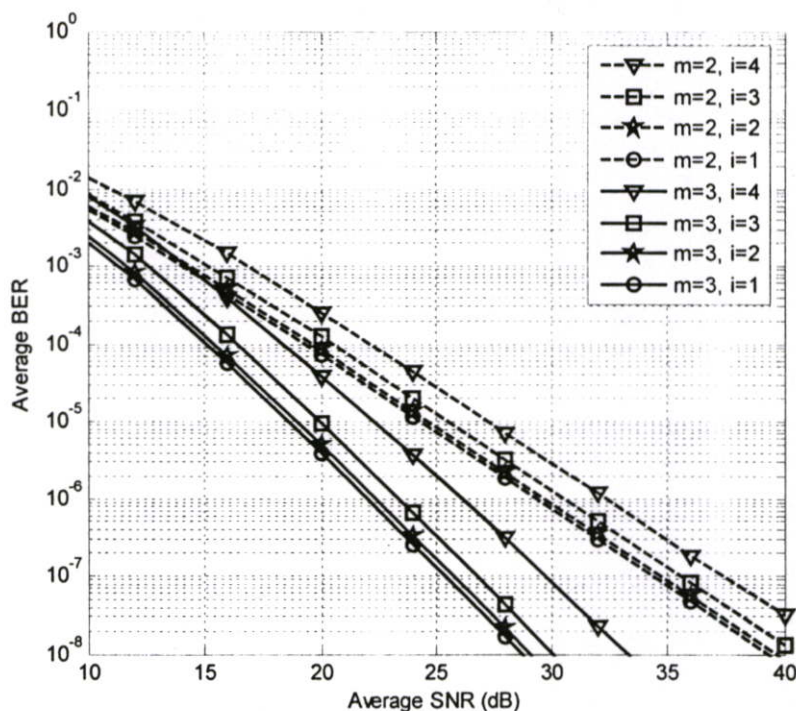
รูปที่ 5.3 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อตัดขอดสัญญาณด้วยโหมด 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}

จากรูปที่ 5.3 เมื่อพิจารณาถึงผลของโหมคที่ใช้ในการตัดยอดสัญญาณ จะกำหนดให้พารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าคงที่เท่ากับ 1 และ ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 4 ซึ่งเป็นการตัดยอดสัญญาณออกไปมากที่สุดจะมีอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยสูงสุด รองลงมาคือระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 3 2 และ 1 ตามลำดับ นั่นแสดงให้เห็นว่า เมื่อโหมคของการตัดยอดสัญญาณต่ำลง ระบบจะมีอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยน้อยลงนั่นเอง และ เมื่อพิจารณาระบบที่พารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าคงที่เท่ากับ 2 แล้วตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 1 2 3 และ 4 ตามลำดับ ก็จะทำให้ผลเช่นเดียวกันกับที่กล่าวมาแล้วข้างต้น ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ระบบที่มีโหมคของการตัดยอดสัญญาณต่ำลงจะส่งผลทำให้การส่งสัญญาณของระบบมีความผิดพลาดน้อยลง

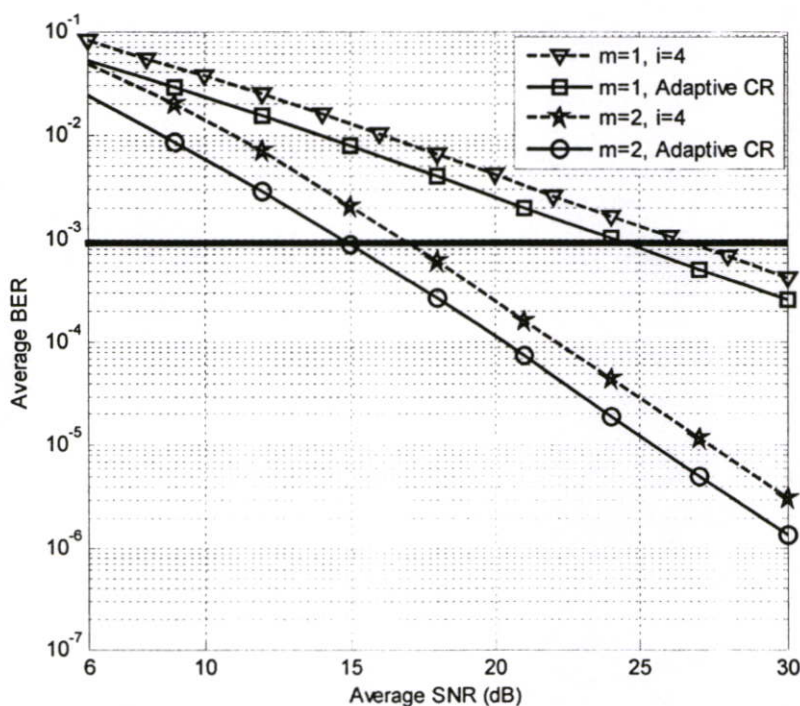
จากรูปที่ 5.3 เมื่อพิจารณาถึงผลของพารามิเตอร์ m ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่บ่งบอกถึงความรุนแรงของการจางหาย จะพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคเพียงโหมคเดียว นั่นคือพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 4 และ พารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ จากรูปจะเห็นว่าเมื่อ m มีค่าลดลง ซึ่งก็คือมีความรุนแรงของการเกิดการจางหายมากขึ้นนั่นเอง ระบบจะมีอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยมากขึ้น และ เมื่อพิจารณาระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมค 3 2 และ 1 เพียงโหมคเดียว โดยมีพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 1 และ 2 ตามลำดับ พบว่าจะให้ผลเช่นเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่า ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายมากขึ้นจะส่งผลทำให้การส่งสัญญาณของระบบมีความผิดพลาดมากขึ้น

และจากรูปที่ 5.4 เมื่อพิจารณาระบบที่มีค่า BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-6} พบว่าผลการวิเคราะห์จะคล้ายกับระบบที่มี BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-3} นั่นคือ ระบบที่มีโหมคของการตัดยอดสัญญาณต่ำลงจะส่งผลทำให้การส่งสัญญาณของระบบมีความผิดพลาดน้อยลง และ ช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายมากขึ้นจะส่งผลทำให้การส่งสัญญาณของระบบมีความผิดพลาดมากขึ้น

จากรูปที่ 5.5 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ OFDM ที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคคงที่โหมค 4 กับระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR โดยพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 1 และ 2 และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3} จากรูปจะเห็นเมื่อพิจารณาระบบที่มีพารามิเตอร์ m เดียวกัน พบว่าระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR จะมีอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยต่ำกว่าระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคคงที่โหมค 4 ซึ่งจะตัดยอดสัญญาณออกไปมากที่สุด นั่นก็แสดงให้เห็นว่าระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ไม่จำเป็นต้องทำงานจนถึงโหมคสุดท้ายก็ได้ ถ้าพบว่าสมรรถนะของระบบเท่ากับหรือใกล้เคียงกับสมรรถนะเป้าหมาย จากรูปเมื่อพิจารณาที่ BER เป้าหมาย 10^{-3} พบว่าระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR จะมีค่า SNR ต่ำกว่าระบบที่ตัดยอดสัญญาณด้วยโหมคคงที่โหมค 4 ประมาณ 3 dB

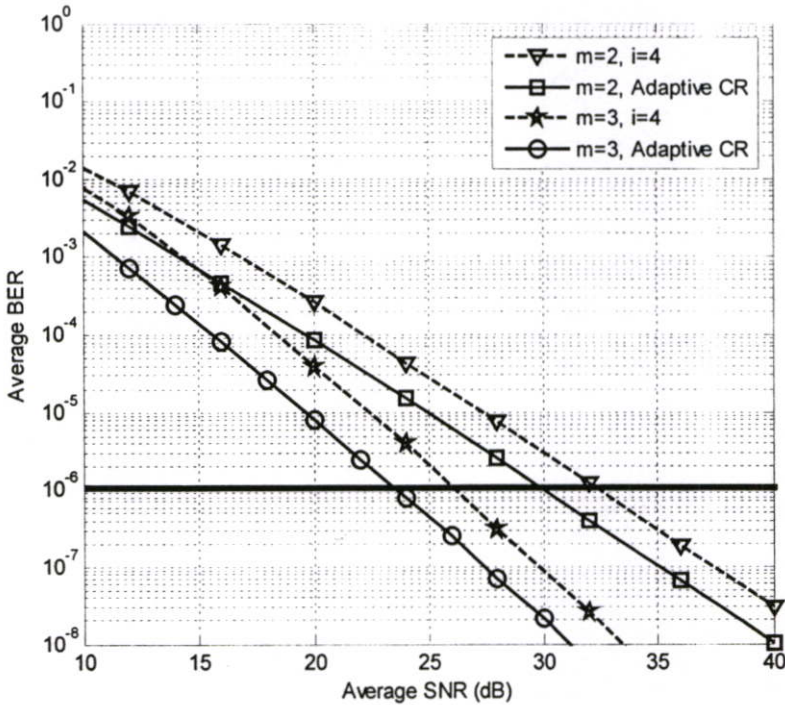


รูปที่ 5.4 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่อตัดขอดสัญญาณด้วยโหมด 1 2 3 และ 4 โดยมีค่าพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณเท่ากับ 2 และ 3 ตามลำดับ และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}



รูปที่ 5.5 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ระหว่างระบบที่ตัดขอดสัญญาณด้วยโหมดคงที่โหมด 4 กับระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR โดยพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 1 และ 2 และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-3}

และจากรูปที่ 5.6 เมื่อพิจารณาระบบที่มีค่า BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-6} พบว่าผลการวิเคราะห์จะคล้ายกับระบบที่มี BER เป้าหมายเท่ากับ 10^{-3} นั่นคือ ระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR ไม่จำเป็นต้องทำงานจนถึงโหมคสุดท้ายก็ได้ ถ้าพบว่าสมรรถนะของระบบเท่ากับหรือใกล้เคียงกับสมรรถนะเป้าหมาย จากรูปเมื่อพิจารณาที่ BER เป้าหมาย 10^{-6} พบว่าระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR จะมีค่า SNR ต่ำกว่าระบบที่ตัดขอดสัญญาณด้วยโหมคคงที่โหมค 4 ประมาณ 3 dB



รูปที่ 5.6 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ระหว่างระบบที่ตัดขอดสัญญาณด้วยโหมคคงที่โหมค 4 กับระบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่า CR โดยพารามิเตอร์การจางหายของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ 2 และ 3 และ BER เป้าหมายมีค่าเท่ากับ 10^{-6}

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอระบบ OFDM ที่มีการลดค่า PAPR ของระบบโดยวิธีการตัดยอดสัญญาณเพื่อให้ PAPR มีค่าเหมาะสมกับคุณสมบัติการขยายสัญญาณของ HPA ซึ่งจะช่วยลดโอกาสที่สัญญาณจะถูกตัดหรือขลิบยอดคลื่นโดย HPA เนื่องจากคุณสมบัติโดยทั่วไปของ HPA จะมีลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้น โดยจะส่งสัญญาณ OFDM ที่ถูกตัดยอดสัญญาณแล้วไปยังเครื่องรับภายใต้สภาพแวดล้อมช่องสัญญาณการจางหายนาคากามิ ที่เครื่องรับจะมีการประมาณค่าช่องสัญญาณแล้วส่งค่าประมาณนี้กลับมายังเครื่องส่งเพื่อให้เครื่องส่งควบคุมระดับการตัดสัญญาณ ซึ่งก็คือ CR ให้สอดคล้องกับการจางหายของช่องสัญญาณ และในการทดลองเพื่อหาค่าสมรรถนะของระบบ ใช้วิธีการวิเคราะห์เชิงเลขเพื่อหาค่าความน่าจะเป็นที่จะไม่เกิดการสื่อสารและอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย จากผลการทดลองที่ 5.2.1 พบว่าระบบที่มีการตัดยอดสัญญาณออกไปมากจะมีโอกาสที่จะไม่เกิดการสื่อสารมากและระบบที่ช่องสัญญาณเกิดการจางหายมากจะมีโอกาสที่จะไม่เกิดการสื่อสารมากเช่นกัน เมื่อหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยพบว่า ระบบที่มีการตัดยอดสัญญาณออกไปมากจะมีอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยมากและระบบที่ช่องสัญญาณเกิดการจางหายมากก็จะมีอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยมากเช่นกัน สำหรับระบบที่มีการปรับค่า CR ตามการจางหายของช่องสัญญาณพบว่า จะสามารถทำงานเข้าสู่สมรรถนะเป้าหมายได้โดยใช้กำลังของสัญญาณต่ำกว่าหรือระบบสามารถทำงานได้ในสถานะที่มีสัญญาณรบกวนสูงกว่า นั่นก็แสดงว่าระบบที่วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอมีสมรรถนะสูงกว่าระบบพื้นฐานทั่วไป ในกรณีที่มีการเปลี่ยนค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเป้าหมาย ค่าเทรชโฮลด์ที่ใช้ในการปรับค่า CR ก็จะเปลี่ยนแปลงไปตามไปด้วย

6.2 สรุปปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอระบบ OFDM ที่มีการลดค่า PAPR ของสัญญาณ OFDM โดยใช้วิธีการตัดยอดสัญญาณ เพื่อลดโอกาสที่สัญญาณ OFDM จะถูกตัดหรือขลิบยอดคลื่นด้วย HPA โดยจะส่งสัญญาณ OFDM ที่ถูกตัดยอดสัญญาณแล้วไปยังเครื่องรับภายใต้สภาพแวดล้อมช่องสัญญาณการจางหายนาคากามิ โดยที่เครื่องรับมีการประมาณค่าช่องสัญญาณแล้วชดเชยสัญญาณสัญญาณที่เกิดการจางหาย จากนั้นคำนวณหาค่า SNR ของสัญญาณที่ได้รับการชดเชยตัวเลือกโหมดการตัดยอดสัญญาณจะเลือกค่า CR จากค่าเทรชโฮลด์ในช่วงที่ SNR อยู่ จากนั้นจะส่งค่า CR กลับมายังเครื่องส่งเพื่อให้ตัดยอดสัญญาณตามค่า CR ที่ได้รับ ซึ่งวิธีการนี้ทำให้ระบบมีการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณให้สอดคล้องกับการจางหายที่เกิดขึ้นนั่นเอง

ระบบที่นำเสนอใช้นั้นใช้วิธีการตัดยอดสัญญาณในการลดค่า PAPR เพียงวิธีการเดียว ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วยังมีวิธีอื่นๆอีกที่สามารถลดค่า PAPR ได้ เช่น การเข้ารหัส และการสแครมบลิง (Scrambling) โดยแต่ละวิธีนั้นก็จะมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป ส่วนวิธีการที่นำเสนอมีข้อดีคือ ใช้เวลาในกระบวนการลดค่า PAPR สั้นกว่าและมีความซับซ้อนน้อยกว่า แต่ก็มีข้อเสียอยู่คือ เมื่อตัดยอดสัญญาณจะทำให้เกิดฮาร์โมนิก (Harmonic) ที่อยู่นอกช่วงความถี่ขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้เกิดการรบกวนระหว่างคลื่นพาห่อย่างเคียงได้ วิธีแก้ปัญหาก็คือการใส่ตัวกรองหลังจากตัดยอดสัญญาณเพื่อกรองเอาความถี่ที่อยู่นอกช่วงความถี่ออกไป นอกจากนี้ ค่าเทรซโฮลด์ที่ใช้ในการปรับค่า CR นี้เป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งค่าเทรซโฮลด์นี้สามารถปรับในลักษณะอื่นๆได้อีกด้วย เช่น แบบเชิงเส้น เป็นต้น

เอกสารอ้างอิง

- [1.] R. Van Nee and R. Prasad, **OFDM for Wireless Multimedia Communications**, Boston: Artech House, 2000.
- [2.] E. Lawrey, “**Adaptive Techniques for Multiuser OFDM**,” Thesis for the degree of Ph.D. in Electrical and Computer Engineering, School of Engineering, James Cook University, 2001.
- [3.] J. Tellado, **Multicarrier Modulation with Low PAPR: Applications to DSL and Wireless**, Boston: Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [4.] S. B. Slimane, “Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of OFDM Signals Through Precoding,” **IEEE Trans. on Vehicular Technology**, vol. 56, Mar. 2007, pp. 686-695.
- [5.] B. Yan, J. Yang, H. Zhang, Y. Zhu and H. Wang, “Distribution Bound of PAPR in OFDM Signals,” **Proc. ICCAS 2006, Guilin, China**, vol.2, June 2006, pp. 1398-1401.
- [6.] S. Sumathi, “Peak to Average Power Ratio Reduction of OFDM Signal,” **Proc. INDICON 2005, Chennai, India**, Dec. 2005, pp. 241-244.
- [7.] S. B. Slimane, “Peak-to-Average Power Ratio Reduction of OFDM Signals using Broadband Pulse Shaping” **Proc. VTC 2002-Fall, Vancouver, Canada**, vol. 2, Sept. 2002, pp. 889-893.
- [8.] H. G. Ryu, B. L. Jin and I. B. Kim, “PAPR Reduction using Soft Clipping and ACI Rejection in OFDM System,” **IEEE Trans. on Consumer Electronics**, vol. 48, Feb. 2002, pp. 17-22.
- [9.] J. Yang, X. Mu, S. Yang, L. Qi and H. Kobayashi, “A Compensation Method for Nonlinear Distortion in OFDM System,” **Proc. ICACT 2007, Seoul, Korea**, vol. 2, Feb. 2007, pp. 881-884.
- [10.] M. Eslami, H. Shafiee, “Performance of OFDM Receivers in Presence of Nonlinear Power Amplifiers,” **Proc. ICCS 2002, Singapore City, Singapore**, vol. 1, Nov. 2002, pp. 219-223.
- [11.] M. Lampe and H. Rohling, “Reducing Out-of-Band Emissions due to Nonlinearities in OFDM Systems,” **Proc. VTC 1999, Houston, USA**, vol. 3, May. 1999, pp. 2255-2259.
- [12.] J. Li and M. Kavehrad, “OFDM-CDMA Systems with Nonlinear Power Amplifier,” **Proc. WCNC 1999, New Orleans, USA**, vol. 3, Sept. 1999, pp. 1167-1171.

- [13.] H. Yoshimi and T. Ohtsuki, "An OFDM System with Modified Predistorter and MLS," **Proc. VTC Fall 2001, Atlantic City, USA**, vol. 3, Oct. 2001, pp. 1677-1681.
- [14.] G.T. Zhou and J.S. Kenney, "Predicting Spectral Regrowth of Nonlinear Power Amplifiers," **IEEE Trans. on Communications**, vol. 50, May 2002, pp. 718-722.
- [15.] P. Banelli, G. Baruffa and S. Cacopardi, "Effects of HPA Nonlinearity on Frequency Multiplexed OFDM Signals," **IEEE Trans. on Broadcasting**, vol. 47, June 2001, pp. 123-136.
- [16.] H. G. Ryu, J. S. Park and J. S. Park, "Threshold IBO of HPA in the Predistorted OFDM Communication System," **IEEE Trans. on Broadcasting**, vol. 50, Dec. 2004, pp. 425-428.
- [17.] S. K. Deng and M. C. Lin, "OFDM PAPR Reduction using Clipping with Distortion Control," **Proc. ICC 2005, Seoul, Korea**, vol. 4, May 2005, pp. 2563-2567.
- [18.] N. Dinur and D. Wulich, "Peak to Average Power Ratio in Amplitude Clipped High Order OFDM," **Proc. MILCOM 1998, Boston, USA**, vol. 2, Oct. 1998, pp. 684-687.
- [19.] J. G. Proakis, **Digital Communications**, New York: McGrawHill, 1995.
- [20.] M. K. Simon and M. S. Alouini, **Digital Communication over Fading Channel: A Unified Approach to Performance Analysis**, New York, John Wiley & Sons, 2000.
- [21.] D. P. Agrawal and Q. A. Zeng, **Introduction to Wireless and Mobile Systems**. California: Thomson Learning, 2003.
- [22.] S. Haykin and M. Moher, **Modern Wireless Communication**, International ed., New Jersey: Pearson Education, 2005.
- [23.] A. Goldsmith, **Wireless Communications**, New York: Cambridge University Press, 2005.
- [24.] กำพล หลุยยะพงศ์. "มอดดูเลขันแบบปรับตัวได้กับเอ็มอาร์ซีบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2548.
- [25.] B. Choi and L. Hanzo, "Optimum Mode-Switching –Assisted Constant-Power Single and Multicarrier Adaptive Modulation," **IEEE Trans. on Vehicular Technology**, vol. 52, no. 3, May 2003, pp. 536-560.
- [26.] C. T. Lin and W. R. Wu, "Clipping Ratio Estimation for OFDM Receivers," **Proc. VTC 2005-Spring, Stockholm, Sweden**, vol. 2, May 2005, pp. 797-800.

- [27.] H. G. Ryu, T. P. Hoa, N. T. Hieu and J. Jianxue, "BER Analysis of Clipping Process in the Forward Link of the OFDM-FDMA Communication System," **IEEE Trans. on Consumer Electronics**, vol. 50, no. 4, Nov. 2004, pp. 1058-1064.
- [28.] H. A. Suraweera and J. Armstrong, "Error Performance Analysis of Clipped Alamouti Space-Time Coded OFDM Systems," **Proc. TENCON 2005, Melbourne, Australia**, Nov. 2005, pp. 1-6.
- [29.] A. Behravan and T. Eriksson, "PAPR and Other Measures for OFDM Systems with Nonlinearity," **Proc. WPMC 2002, Honolulu, USA**, vol. 1, Oct. 2002, pp. 149-153.
- [30.] B. Wu, S. Cheng, H. Wang and M. Chen, "SER Evaluation of OFDM with Nyquist Rate and Oversampled Clipping using Estimated Channel Information," **Proc. PIMRC 2004, Barcelona, Spain**, vol. 2, Sept. 2004, pp. 1225-1229.
- [31.] จักรเพชร สุวรรณเรือง. "การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ COFDM บนช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายวิถี." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม บัณฑิตวิทยาลัย. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2548.
- [32.] M. Patzold, **Mobile Fading Channels**, West Sussex: John Wiley & Sons, 2002.
- [33.] H. Haradr and R. Prasad, **Simulation and Software Radio for Mobile Communications**, Boston: Artech House, 2002.
- [34.] M. S. Alouini and A. Goldsmith, "Adaptive Modulation over Nakagami Fading Channels," **Kluwer Journal on Wireless Personal Communications**, May 2000, pp.119-143.
- [35.] Institute of Electrical and Electronics Engineers, **Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHZ Band**, New York, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1999.

ภาคผนวก

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. P. Moungnoul, S. Junnapiya and W. Inkiew, "Adaptive Clipping Ratio Technique for Wireless OFDM," **Proceeding Joint International Conference on Information Communication Technology (JICT 2007), Vientiane, Lao PDR, Dec. 2007, pp. 25-28.**

JICT
2007

Proceedings
Joint International Conference
on Information Communication Technology



JICA



TOKAI
UNIVERSITY



MEIJI
UNIVERSITY

ECTI
Association

日本シミュレーション学会

JSST

Japan Society for Simulation Technology

19-22 December 2007

Donchan Palace Hotel, Vientiane, Lao PDR



JICT

JICT

JICT

JICT

JICT

ADAPTIVE CLIPPING RATIO TECHNIQUE FOR WIRELESS OFDM

Phichet Moungnoul, Somyot Junnapiya and Wiphada Inkiew

Faculty of Engineering and Research Center for Communication and Information Technology (ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMUTL), Bangkok, Thailand
Email address phichet@telecom.kmutl.ac.th

ABSTRACT

This paper proposes the adaptive clipping ratio technique to control the BER with close the target value for OFDM system. PAPR of OFDM system is significant higher than that of single-carrier system, which is a serious problem when nonlinear amplifiers are used. Clipping technique is very simplify to reduce PAPR, but the performance not stable when use with wireless channel. The fading from wireless channel effected to the BER with constant clipping ratio for OFDM and the performance of system is deceased. To solve this problem with adaptive clipping ratio technique, numerical results shown that the outage probability and the average BER with Nakagami fading channel model is better than the conventional technique. This technique uses for improve the performance of OFDM system.

1. INTRODUCTION

An OFDM signal consists of a number of independently modulated subcarriers, which can give a large peak-to-average power ratio (PAPR) when added up coherently. [1]. Large value of PAPR requires a wide linear region of the amplifier in order to avoid signal waveform distortion. Therefore, high PAPR causes saturation in the power amplifier, leading to intermodulation products among the subcarriers. The PAPR value is high, BER is increased. Therefore, it is desirable to reduce the PAPR in the OFDM system [2]. Several alternative techniques have been proposed, which basically can be divided in three categories: (i) signal distortion techniques which reduce the peak amplitudes (ii) coding techniques that use a special forward-error correction code set that excludes OFDM symbols with a large PAPR and (iii) scrambling technique with each different scrambling sequences OFDM symbol and select the sequences that gives the smallest PAPR. Clipping is the simplest for signal distortion technique [1].

Clipping technique used to reduce PAPR and increase BER was presented in many papers. In [3] used smooth and hard clipping with constant CR, [4] used companding with clipping technique, [5] used clipping with distortion control and [3-5] focus in only AWGN channel. Wireless channel is more effect form mutipath fading with increase interference noise between subcarriers and decrease BER of detector at the receiver.

In worst case with constant CR, distortion of received signal by fading is lower than the threshold valve of detection. The BER is lower than target value, required to improve performance with adaptive CR technique is introduced.

Aadaptive CR concept use CSI at transmitter and receiver. Receiver will use estimator to predict the received SNR and feedback data to the transmitter for adapting CR with optimize BER.

2. SYSTEM AND CHANNEL MODEL

2.1. Transmitter of OFDM

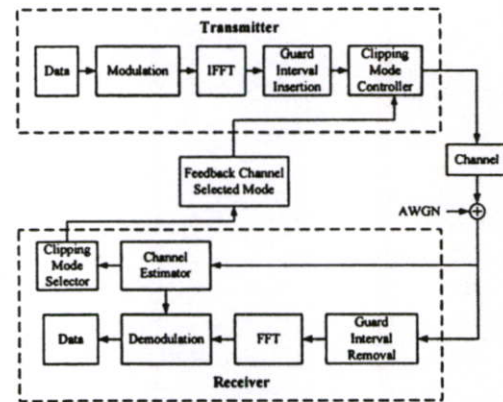


Figure 1. System model of adaptive clipping ratio technique for OFDM system.

Figure 1 illustrates the OFDM system model with the adaptive clipping ratio technique. In the transmitter side, the high-speed transmitted data is first converted into parallel data with N subcarriers. Then, the transmitted data of each parallel subcarriers is modulated. These modulated data are fed into an inverse fast Fourier transform (IFFT) circuit, and an OFDM signal is generated. The transmitted data is given by [1]

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \frac{2\pi n k}{N}}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

X_k is the QPSK modulating symbols, for instance. $X_k \in \{-1, 1, j, -j\}$ and N is the number of subcarriers.

2.2. Clipping Technique

The clipping operation in OFDM system can be represented by a nonlinear function $g(\cdot)$, then the clipped output in time domain signal is [6]

$$x_n^g = g(x_n) = \begin{cases} x_n & , |x_n| \leq A \\ Ae^{j\arg\{x_n\}} & , |x_n| > A \end{cases} \quad (2)$$

where x_n is the input signal after IFFT and A is the clipping threshold amplitude.

The clipping ratio (CR) is defined as

$$CR = 20 \log \frac{A}{\sigma_x} \text{ dB} \quad (3)$$

where σ_x is the rms value of signal power x_n , $\sigma_x = \sqrt{E_x}$, $E_x = E\{|x_n|^2\}$ is the input average power signal.

Assuming the frequency domain of input signal is independent with identically distribution (i.i.d) and the number of the subcarriers N is large enough, then the time domain signal after IFFT approaches as a complex Gaussian distribution due to the central limit theorem. The clipped signal can be expressed as

$$x_n^g = \alpha x_n + d_n \quad (4)$$

where d_n is the distortion term caused by clipping, which is uncorrelated x_n and α is a constant, which is, according to Bussgang theorem as follow

$$\alpha = \frac{E\{x_n \cdot x_n^g\}}{E\{x_n \cdot x_n\}} = 1 - e^{-A^2/\sigma_x^2} + \frac{A\sqrt{\pi}}{2\sigma_x} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sigma_x}\right) \quad (5)$$

(.)^{*} denotes conjugation. The clipping distortion d_n is a variable with zero mean and variance can be expressed as

$$\sigma_d^2 = \left(1 - e^{-A^2/\sigma_x^2} - \alpha^2\right) \sigma_x^2 \quad (6)$$

2.3. Nakagami Fading Channel

Suppose that the channel impulse response of wireless channel is h_n , $n = 0, 1, \dots, N-1$, which can be written as $h_n = \varepsilon e^{j\phi_n}$. The amplitude $\varepsilon = |h_n|$ is modeled as a Nakagami random variable with probability density function (pdf) as [7]

$$p_\varepsilon(\varepsilon) = 2 \frac{\varepsilon^{2m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m e^{-m\varepsilon^2/\Omega}, \quad \varepsilon \geq 0 \quad (7)$$

$\Gamma(\cdot)$ is the Gamma function, $\Omega = E\{\varepsilon^2\}$, the fading phase ϕ_n is assumed to be mutually independent and uniformly distributed over $[0, 2\pi]$, m is the Nakagami fading parameter that represents the severity of fading. When $m = 1$, becomes the Rayleigh distribution, $m = 0.5$, the distribution becomes one-sided Gaussian distribution, which corresponds to worst case fading. When $0.5 \leq m < 1$ the fading channel is more severe than Rayleigh fading and $m > 1$, the fading is less severe than Rayleigh fading. When m tends to ∞ , the distribution becomes an impulse that means there is no fading at all.

$H(k)$ is the channel impulse response in frequency domain can be expressed as

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

2.4. Configuration of OFDM Receiver

OFDM receiver is shown in figure 1. Assuming the timing and frequency synchronization are perfectly satisfied at the receiver. Therefore, ISI is not considered in analysis. The received signal r_n , $n = 0, 1, \dots, N-1$, is input to FFT and the frequency domain output signal becomes [6]

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N}} = H(k)(\alpha X(k) + D(k)) + W(k) \quad (9)$$

where $X(k)$ is the input unclipped signal, $D(k)$ is the distortion caused by clipping and $W(k)$ is the additive white Gaussian noise (AWGN). The channel response is assumed independent from the input signal, the distortion and the AWGN is assumed independent from the channel response. The distortion $D(k)$ can be expressed as

$$D(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{-\frac{j2\pi nk}{N}}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

d_n is approximated as complex i.i.d. random variable with zero mean, and thus, as the number of subcarriers increases, $D(k)$ approach complex Gaussian distortion with zero mean.

The signal to noise ratio (SNR) of clipped signal γ_c can be expressed as

$$\gamma_c = \frac{\alpha^2 |H(k)|^2 \sigma_X^2}{|H(k)|^2 \sigma_D^2 + \sigma_W^2}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

From (7), the pdf of SNR can be expressed as [7]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m e^{-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}}, \gamma \geq 0 \quad (12)$$

2.5. Adaptive CR

Adaptive CR technique optimizes PSD of the system and the performance is increased. This technique is used CSI at transmitter and receiver to maintain the target BER. The I -mode adaptive CR scheme adjusts its clipping mode i , where $i \in \{0, 1, \dots, I-1\}$. Assuming the data rate is constant and partition the entire SNR range into $I+1$ non-overlapping consecutive intervals, with boundary points denoted as $\{\gamma_i\}_{i=0}^{I+1}$. Adjusting i depends on received SNR condition, that can be expressed as [8]

$$\text{mode } i \text{ is chosen, when } \gamma_i \leq \gamma < \gamma_{i+1}. \quad (13)$$

$\gamma_0 \leq \gamma < \gamma_1$, signal can not transmitted, which corresponds to the mode $i=0$.

From (13), the receiver is measured SNR from each clipping mode, BER is directly relate with SNR. The approximation of MPSK modulation BER can be expressed as

$$BER_{MPSK}(\gamma) \approx \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\gamma_c \log_2 M} \sin \frac{\pi}{M}\right) \quad (14)$$

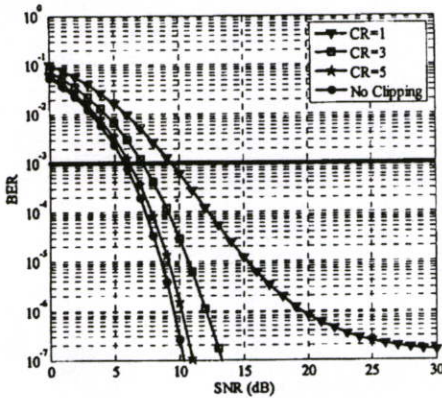


Figure 2. BER performance of QPSK for defining CR switching level.

In adaptive CR technique, decision at the receiver for choosing CR depends on the received SNR, which corresponds to mode i . Switching levels from the target BER are used with the set of clipping region.

Figure 2 illustrates the BER from (14), assumes the target BER is 10^{-3} , CR switching level is shown in Table 1

Table 1. Result of $M1$ Identification

Mode (i)	0	1	2	3	4
CR (dB)	No Transmis.	No Clipping	5	3	1
SNR (dB)	0	5.764	6.154	7.161	9.359

3. PERFORMANCE ANALYSIS

The detail performance of analysis can be expressed as following.

3.1. Outage Probability

When received SNR is lower than the γ_1 , it will cause the chance of receiver can not receive signal. This event is called outage probability (P_{out}^n), that can be expressed as [9]

$$P_{out}^n = \int_{\gamma_0}^{\gamma_1} p_\gamma(\gamma) d\gamma, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (15)$$

3.2. Average Bit Error Rate

The average BER of adaptive CR for OFDM system is calculated from ratio of the bit error and the average bit with use for transmission can be expressed as

$$\overline{BER} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^I BER_{MPSK}^{n,i} P_\gamma^{n,i}}{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^I P_\gamma^{n,i}} \quad (16)$$

4. NUMERICAL RESULT

The numerical result of system is proposed. Parameters in analysis are following; $N=256$ subcarriers, QPSK modulation, Nakagami fading channel model, and switching level detail as Table 1. The numerical result is illustrated in figures 3-6.

Figure 3 illustrates outage probability of the system, which clipping mode (i) is 1, 2, 3, and 4 respectively, fading parameter (m) is 1 and 2. It shows the outage probability is increased when clipping mode becomes lower. When m parameter becomes higher or fading comes to be lower the outage probability is also increase. It indicates that the low clipping mode and high m

parameter, the system has low outage probability or low suppression communication probability.

Figure 4 illustrates the average BER comparison between the fixed clipping mode (i), $i=1, 2, 3, 4$, and adaptive CR technique. Parameter m is defined as 1. When considering at the same SNR, the fixed system $i=4$ is the worst BER, next above is $i=3, 2$, and 1 respectively, the other one, adaptive CR system is the best BER and lower than target BER.

Figure 5 illustrates the average bit error probability comparison between adaptive CR with the difference m fading parameters as 0.5, 1 and 2, respectively. The result shows this system can control output as target BER with worst cause of fading.

5. CONCLUSION

The adaptive CR technique for OFDM system is proposed. This technique can be control the target BER by optimized PAPR depend on fading environment. From results shows the performance of wireless OFDM system is improved. For difference target BER, the table of switch mode will be optimized.

REFERENCES

- [1] R.V. Nee, and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, London, 2000.
- [2] H.G Ryu, B.L Jin, and I.B Kim, "PAPR Reduction Using Soft Clipping and ACI Rejection in OFDM System," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, vol. 48, no. 1, pp. 17-22, Feb. 2002.
- [3] E. Puttawong, P. Boonsrimuang, H. Kobayashi, and T. Paungma, "PAPR Reduction Using Smooth Clipping in OFDM System," *Proc. Information and Computer Engineering Postgraduate Workshop*, Songkhla, Thailand, pp 158-161, Jan. 2003.
- [4] X. Wang, T.T. Tjhung, and C.S. Ng, "Reduction of Peak-to-Average Power Ratio of OFDM System Using A Companding Technique," *IEEE trans. Broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 303-307, Sep. 1999.
- [5] S.K. Deng, M.C. Lin, "OFDM PAPR Reduction Using Clipping with Distortion Control," *Proc. IEEE Int. Conf. Communications*, Seoul, Korea, vol.4, pp. 2563-2567, May 2005.
- [6] B. Wu, S. Cheng, H. Wang, and M. Chen, "SER Evaluation of OFDM with Nyquist Rate and Oversampled Clipping Using Estimated Channel Information," *Proc. IEEE Int. Symp. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Barcelona, Spain, vol. 2, pp. 1225-1229, Sep. 2004.
- [7] Z. Du, J. Cheng, and N.C. Beaulieu, "Error Rate of OFDM Signals on Frequency Selective Nakagami-m Fading Channels," *Proc. IEEE Global Telecom. Conf.*, Texas, USA, vol. 6, pp. 3994-3998, Nov.-Dec. 2004.
- [8] B. Choi, and L. Hanzo, "Optimum Mode-Switching-Assisted Constant-Power Single- and Multicarrier Adaptive Modulation," *IEEE trans. Vehicular Technology*, vol. 52, no. 3, pp. 536-560, May. 2003.
- [9] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, New York, 2005.

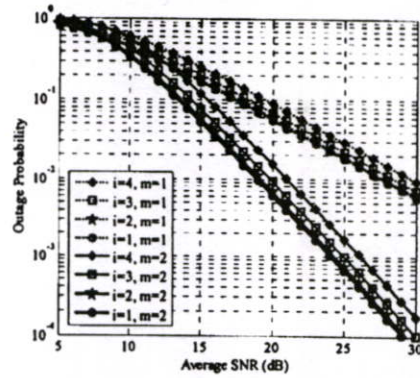


Figure 3. Outage probability comparison of mode $i = 1, 2, 3$ and 4.

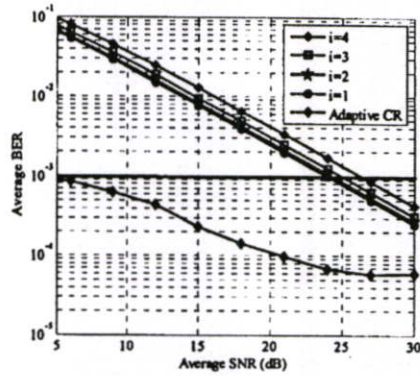


Figure 4. Average BER comparison of fixed CR system and adaptive CR system.

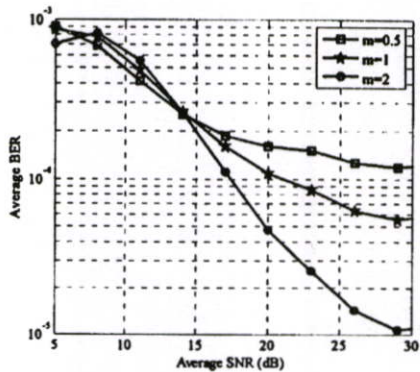


Figure 5. Average BER comparison of adaptive CR system when $m = 0.5, 1$ and 2.

ประวัติผู้เขียน

นางสาววิภาดา อินทร์เขียว เกิดเมื่อวันที่ 18 กุมภาพันธ์ 2526 ที่จังหวัดลำปาง สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเชียงใหม่ จังหวัดเชียงใหม่ ในปีการศึกษา 2548 และเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2549