

การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM

IMPULSIVE NOISE REDUCTION IN OFDM SYSTEM

สมใจ จันทรโยทัย

SOMJAI JANTARANOTAI

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM

IMPULSIVE NOISE REDUCTION IN OFDM SYSTEM

สมใจ จันทรโณทัย

SOMJAI JANTARANOTAI

เลขหมู่.....**74446**.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี..... - 1 ต.ค. 2550

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

IMPULSIVE NOISE REDUCTION IN OFDM SYSTEM

SOMJAI JANTARANOTAI

**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 OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM
นักศึกษา	นางสาวสมใจ จันทร์โณทัย
รหัสนักศึกษา	47061012
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	ผศ. ดร. พรชัย ทรัพย์นิจิ

บทคัดย่อ

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ที่ถูกนำมาใช้สำหรับระบบการสื่อสารที่ทันสมัยต่าง ๆ ด้วยคุณลักษณะที่ดีคือ สัญญาณ OFDM มีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ดีกว่าระบบการสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดี่ยว อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ OFDM ได้ วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยใช้วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM ในรูปของอัตราผิดพลาดบิต ด้วยการจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการดังกล่าวสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้

Thesis Title	Impulsive Noise Reduction in OFDM System
Student	Miss Somjai Jantaranotai
Student ID	47061012
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunication Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assis. Prof. Dr. Pornchai Supnithi

ABSTRACT

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is multi-carrier transmission technique used in many modern communication systems. Because of its advantage in the longer OFDM symbol duration that not only provides inter-symbol interference (ISI) reduction but also supports the OFDM system to be less sensitive to impulsive noise than the single-carrier systems. Nevertheless, the impulsive noise can significantly degrade the OFDM system performance. This thesis presents the impulsive noise reduction algorithm by using nonlinear blanking method jointly with frequency-domain equalization and iterative technique. Computer simulation is used to verify that this algorithm can improve the performance of OFDM system in terms of bit error rate (BER).

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้เป็นอย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ. ดร. พรชัย ทรัพย์นิธิ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์เป็นอย่างมาก ที่ได้สละเวลาอันมีค่าของท่าน เพื่อให้การแนะนำและปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ตลอดจนได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ และแนะนำในเรื่องต่างๆ อันเป็นประโยชน์ให้แก่ข้าพเจ้ามา โดยตลอดและอย่างต่อเนื่อง ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ รศ. นิภา ลีลาสุทธิ รศ. ณรงค์ เหมภรณ์ และขอขอบใจ เพื่อน ๆ พี่ ๆ น้อง ๆ ทุกคน ที่ห้องปฏิบัติการสื่อสารดาวเทียม สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่คอยช่วยเหลือและให้คำแนะนำที่ดีแก่ข้าพเจ้ามาโดยตลอด

นอกจากนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณคณาจารย์ ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้แก่ข้าพเจ้า

และขอขอบพระคุณมหาวิทยาลัยราชภัฏพระนคร ที่ได้มอบทุนสนับสนุนการศึกษาและงานวิจัยแก่ข้าพเจ้ามาตลอดหลักสูตร และได้สนับสนุนในเรื่องต่าง ๆ เป็นอย่างดี

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอขอบพระคุณบิดา มารดา พี่ ๆ และสมาชิกในครอบครัวทุกคน ที่คอยเป็นกำลังใจให้ข้าพเจ้าเสมอมา ทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

สมใจ จันทรโณทัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานการศึกษา.....	2
1.4 ขอบเขตของการศึกษา.....	2
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานและระบบ OFDM.....	4
2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก.....	4
2.2 การส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้.....	6
2.3 คุณสมบัติของการตั้งฉาก.....	6
2.4 การมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห้.....	9
2.5 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว.....	11
2.6 การเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน.....	13
2.7 ระบบ OFDM.....	15
2.8 การมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์.....	16
2.9 การปรับเท่าสัญญาณ.....	18
บทที่ 3 สัญญาณรบกวน.....	21
3.1 สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก.....	21
3.2 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	24

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.1 อัดสหสัมพันธ์และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์....	28
3.2.2 แบบจำลองทางสถิติของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	29
3.3 การคำนวณ SNR.....	31
บทที่ 4 การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	32
4.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	32
4.2 การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์.....	32
4.2.1 การลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	33
4.2.2 การปรับเท่าสัญญาณ.....	33
4.2.3 เทคนิคการวนซ้ำ.....	36
4.3 มาตรฐานการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล.....	36
4.4 บล็อกไดอะแกรมในการจำลองระบบ.....	37
บทที่ 5 ผลการจำลองแบบและการวิเคราะห์ผล.....	39
5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ.....	39
5.2 ผลการจำลองแบบและการวิเคราะห์ผล.....	40
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	52
บรรณานุกรม.....	54
ภาคผนวก ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	56
ประวัติผู้เขียน.....	63

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่	
5.1 แสดงพารามิเตอร์ในการจำลองแบบ.....	39

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่	
2.1	แสดงการเปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 4 ประเภท.....5
2.2	แสดงการเปรียบเทียบการใช้แถบความถี่ (ก) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM) (ข) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก (OFDM).....5
2.3	แสดงการแบ่งย่อยของแถบความถี่ให้เป็นแถบความถี่ย่อยจำนวน N แถบ.....6
2.4	แสดงสัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อย 4 คลื่น.....7
2.5	แสดงสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยในระบบ OFDM (ก) สเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อย 1 คลื่น (ข) สเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อย 4 คลื่น.....8
2.6	แสดงการมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห่.....10
2.7	แสดงการดีมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห่.....11
2.8	แสดงการใช้การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วในระบบ OFDM..12
2.9	แสดงการเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน.....13
2.10	แสดงการเปรียบเทียบการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน.....14
2.11	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM.....15
2.12	แสดงบล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์.....17
2.13	แสดงเวกเตอร์สัญญาณของการมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์ (ก) แสดงเวกเตอร์สัญญาณของ 4-QAM (ข) แสดงเวกเตอร์สัญญาณของ M-QAM เมื่อ M คือค่าดัชนีการมอดูเลต และ M มีค่าเท่ากับ 4, 8, 16, 32 และ 64 ตามลำดับ.....17
2.14	แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนและการปรับระดับสัญญาณ.....18
3.1	แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์.....22
3.2	แสดงความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนขาว.....23
3.3	แสดงอัตราสัมพัทธ์ของสัญญาณรบกวนขาว.....23
3.4	แสดงลักษณะของอิมพัลส์ทางแวนะลอก (ก) พัลส์พื้นที่ 1 หน่วย (ข) พัลส์กลายเป็นอิมพัลส์เมื่อ $\Delta \rightarrow 0$ (ค) สเปกตรัมของฟังก์ชันอิมพัลส์.....24
3.5	แสดงอิมพัลส์ทางแกนเวลาและความถี่ (ก) อิมพัลส์อุดมคติ (ข) และ (ค) พัลส์ที่มีช่วงเวลาดั้งเดิม.....26
3.6	แสดงตัวอย่างของผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับการเพิ่มขนาดแอมพลิจูดของอิมพัลส์.....27

สารบัญรูป (ต่อ)

3.7	แสดงแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ดั่งที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ถุกกระตุ้นด้วยลำดับ ไปนารีที่แอมพลิจูดถูกมอดูเลต.....	29
4.1	แสดงบล็อกไดอะแกรมของวิธีการปรับเท่าสัญญาณ.....	34
4.2	แสดงการใช้เทคนิคการวนซ้ำ.....	36
4.3	แสดงบล็อกไดอะแกรมในการจำลองแบบระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวน.....	37
5.1	แสดงลักษณะของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง.....	40
5.2	แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อระบบมีจำนวนคลื่นพาห้อย่อยต่างๆ.....	41
5.3	แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อ α มีค่าคงที่ แต่ p มีค่าต่างๆ.....	42
5.4	แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อ p มีค่าคงที่ แต่ α มีค่าต่างๆ.....	43
5.5	แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า p และค่า α ต่างๆ.....	44
5.6	แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p = 0.01$ และ $\alpha = 10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	48
5.7	แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p = 0.1$ และ $\alpha = 10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น.....	49
5.8	แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p = 0.1$ และ $\alpha = 10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่.....	50
5.9	แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p = 0.01$ และ $\alpha = 10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่.....	51

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้เข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการดำเนินชีวิตเป็นอย่างมาก ซึ่งเทคโนโลยีในการรับ-ส่งได้รับการพัฒนาอย่างรวดเร็วและเป็นไปอย่างต่อเนื่อง และตอบสนองความต้องการใช้ช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้น และความต้องการส่งผ่านข้อมูลข่าวสารด้วยสัญญาณดิจิทัลทั้งภาพและเสียงด้วยอัตราเร็วและความถูกต้องสูง

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) คือการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ (multi carrier transmission) รูปแบบหนึ่งที่ถูกเสนอให้นำมาใช้ในมาตรฐานการสื่อสารจำนวนมาก อาทิเช่น ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (wireless local area network : WLAN) ระบบการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล (digital terrestrial video broadcasting : DVB-T) ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิทัล (digital audio broadcasting : DAB) [1] เนื่องจากการส่งสัญญาณแบบ OFDM มีคุณลักษณะที่ดีหลายประการ อาทิ สามารถรองรับการส่งผ่านข้อมูลอัตราความเร็วสูงได้ มีการใช้ย่านความถี่ที่มีอยู่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ ช่วยลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (intersymbol interference : ISI) และสามารถทนทานต่อการลดทอนจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ดีกว่าระบบการสื่อสารแบบคลื่นพาห้เดี่ยว (single carrier system) [2]

อย่างไรก็ดียังพบว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (impulsive noise) สามารถที่จะส่งผลกระทบต่อระบบ OFDM ได้ ยกตัวอย่างเช่น ระบบที่ใช้การมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์ (quadrature amplitude modulation : QAM) แบบ 64-QAM [3] เนื่องจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีแหล่งกำเนิดมาจากอุปกรณ์หรือเครื่องมือในงานอุตสาหกรรมและเครื่องใช้ภายในบ้าน อาทิ เช่น เตารีด ไมโครเวฟ เครื่องดูดฝุ่น สายส่งกำลังแรงสูง [4] และพลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นมีค่าสูงกว่าพลังงานของสัญญาณรบกวนที่มีในระบบ (background noise) นอกจากนี้ยังมีความไม่แน่นอนของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ [2] ดังนั้นจึงไม่สามารถควบคุมความรุนแรงและโอกาสในการเกิดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดต่าง ๆ ได้ จึงทำให้สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ส่งผลกระทบต่อทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดต่ำลง

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้จะทำการศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่มีต่อระบบ OFDM และเสนอแนวทางและวิธีการในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ให้ดีขึ้น

โดยเสนอวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear blanking method) ร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ (frequency-domain equalization) และเทคนิคการวนซ้ำ (iterative technique) เพื่อทำการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

โดยทั่วไประบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ อย่างเช่น ระบบ OFDM จะได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์น้อยกว่าระบบการสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดียว เพราะวาคาบเวลาของสัญลักษณ์ OFDM มีความยาวมากกว่า ดังนั้นพลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะกระจายไปบนคลื่นพาห์ย่อย (subcarrier) จำนวนมากที่ถูกส่งออกไปพร้อมๆ กัน แต่อย่างไรก็ตามหากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM มีความรุนแรงมาก ก็จะส่งผลกระทบต่อทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดลงได้ แม้ว่าระบบ OFDM จะมีจำนวนคลื่นพาห์ย่อยในระบบเป็นจำนวนมากก็ตาม

ดังนั้นการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อทำการตัดระดับสัญญาณที่เกิดจากผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ออก ร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ เพื่อทำการประมาณการและชดเชยสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ จะสามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้

1.4 ขอบเขตของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการจำลองแบบ (simulation) ด้วยโปรแกรม Matlab ซึ่งจะทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM ในรูปของอัตราผิดพลาดบิต (bit error rate : BER) เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยการใช้วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ สามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้ โดยสัญญาณรบกวนในการจำลองแบบได้พิจารณาสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบววกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เนื่องจากเป็นสัญญาณรบกวนหลักในระบบ OFDM

1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึง ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานของการศึกษา ขอบเขตของการศึกษา และขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 และบทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ได้แก่ หลักการของระบบ OFDM ได้แก่ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก การส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ คุณสมบัติของการตั้งฉาก (orthogonality) การมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห้ (multi carrier modulation) การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (fast Fourier transform : FFT) การเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (guard time interval) ระบบ OFDM การมอดูเลตแอมพลิจูดควอเดรเจอร์ การปรับเท่า (equalization) สัญญาณ สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise : AWGN) สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และการคำนวณ SNR

บทที่ 4 กล่าวถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และอธิบายวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ มาตรฐานการถ่ายทอควิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล และบล็อกไดอะแกรมในการจำลองระบบ

บทที่ 5 แสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบและแบบจำลองที่ใช้ในการวิจัย ผลการวิเคราะห์ ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีต่อระบบ OFDM และผลการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ในกรณีที่ทำการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานและระบบ OFDM

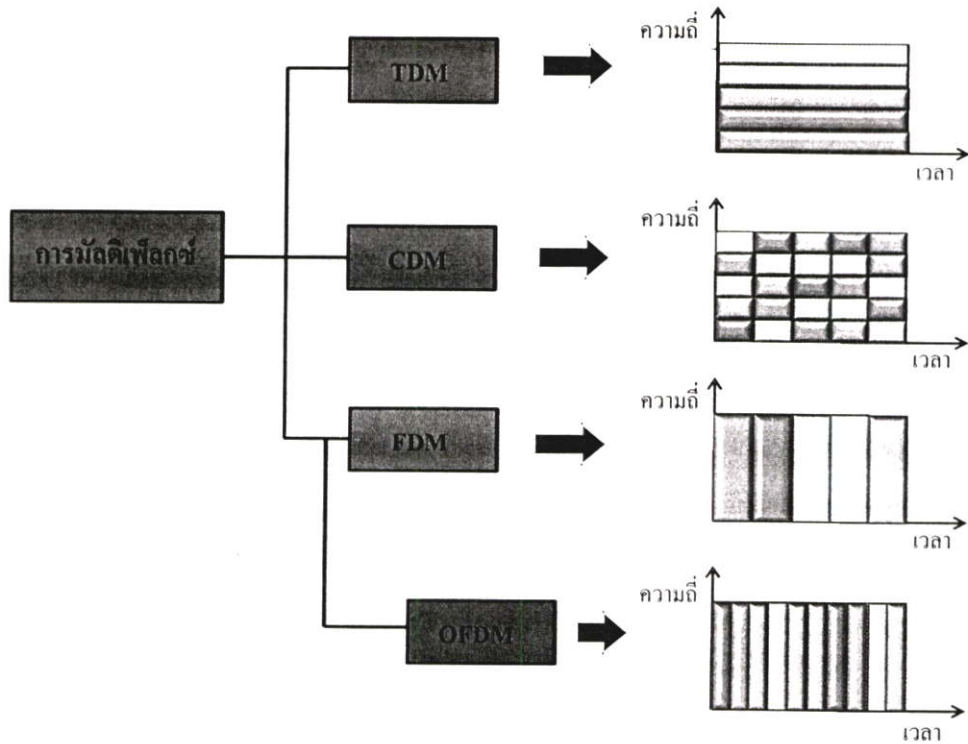
ในบทนี้จะอธิบายถึงทฤษฎีพื้นฐานที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัย ประกอบด้วย การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก (orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) การส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ (multi carrier transmission) คุณสมบัติของการตั้งฉาก (orthogonality) การมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห์ (multi carrier modulation) การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (fast Fourier transform : FFT) การเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (guard time interval) ระบบ OFDM การมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์ (quadrature amplitude modulation : QAM) และการปรับเท่าสัญญาณ (equalization)

2.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก

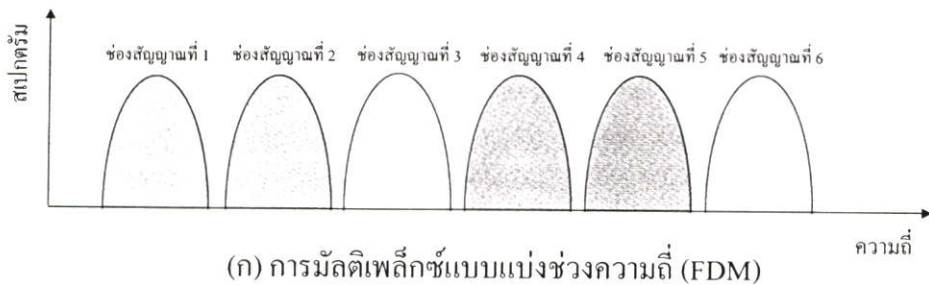
การมัลติเพล็กซ์ (multiplexing) เป็นการรวมสัญญาณเพื่อทำให้สัญญาณจำนวนมากสามารถถูกส่งผ่านช่องสัญญาณพร้อม ๆ กันได้ ในยุคที่ผ่านมามีการมัลติเพล็กซ์ที่นิยมใช้มีอยู่ 3 ประเภท ได้แก่ การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (time division multiplexing : TDM) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งรหัส (code division multiplexing : CDM) และการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (frequency division multiplexing : FDM)

ส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉากหรือ โอเอฟดีเอ็ม (orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) เป็นการมัลติเพล็กซ์อีกรูปแบบหนึ่งที่อาศัยพื้นฐานการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่

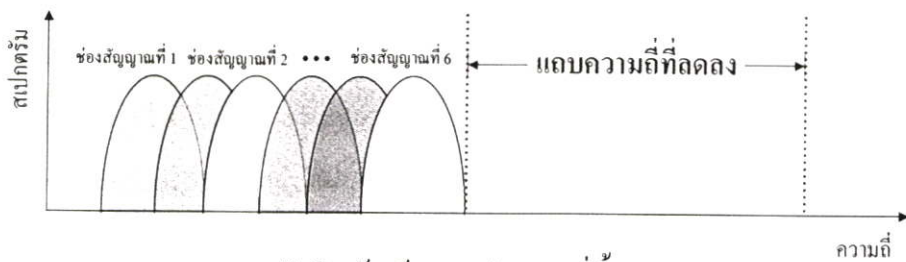
รูปที่ 2. 1 แสดงการเปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 4 ประเภท ซึ่งความแตกต่างระหว่างการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉากและการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือ จากเดิมการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่จะทำการย้ายสเปกตรัมของสัญญาณที่ต้องการส่งรวมกันให้ไปอยู่ในย่านความถี่ที่ไม่ซ้อนทับกัน จึงทำให้สูญเสียแถบความถี่ (bandwidth) ที่ต้องใช้เป็นแถบความถี่ป้องกัน เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสเปกตรัมที่ใกล้เคียงกัน ตัวอย่างของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่คือ การกระจายเสียงวิทยุเอฟเอ็ม (frequency radio broadcast) แต่ด้วยเทคนิคของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก ที่ใช้ในการถ่ายทอดวิดีโอภาพพื้นดินและการกระจายเสียงแบบดิจิทัล ซึ่งอาศัยคุณสมบัติที่คลื่นพาห์ย่อยตั้งฉากกันในแกนเวลา จึงทำให้สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อยสามารถซ้อนทับกันได้ ในแกนความถี่ จึงเป็นผลดีทำให้แถบความถี่ถูกใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่แบบเดิม [5] ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 แสดงการเปรียบเทียบการมัลติเพล็กซ์ทั้ง 4 ประเภท



(ก) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM)



(ข) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก (OFDM)

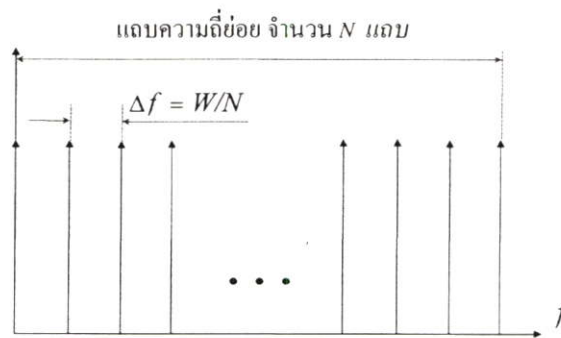
รูปที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบการใช้แถบความถี่

(ก) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM)

(ข) การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ตั้งฉาก (OFDM)

2.2 การส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์

การสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดียว ข้อมูลจะถูกส่งแบบอนุกรมผ่านช่องสัญญาณ หากข้อมูลคลื่นพาห์เดียวนั้นมีอัตราการส่งสัญญาณ (baud rate) เท่ากับ R สัญลักษณ์ต่อวินาที ดังนั้นคาบเวลาของสัญลักษณ์ T จะมีค่าเท่ากับ $1/R$ ส่วนในการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ อย่างเช่น ระบบ OFDM จะอาศัยหลักการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน (serial to parallel conversion) เพื่อให้ชุดข้อมูลที่ส่งมาแบบอนุกรมถูกแปลงเป็นชุดข้อมูลแบบขนานจำนวน N ชุด ซึ่งจะทำให้คาบเวลายาวขึ้นเป็น NT จึงทำให้ข้อมูลมีอัตราบิตต่ำลง เท่ากับ $1/NT$ และแถบความถี่ W จะถูกแบ่งออกเป็นแถบความถี่ย่อย จำนวน N แถบ ซึ่งโดยทั่วไปจะเรียกว่า คลื่นพาห์ย่อย ซึ่งแถบความถี่ย่อยแต่ละแถบความถี่จะมีความกว้างเท่ากับ $\Delta f = W/N$ [6] รูปที่ 2.3 แสดงการแบ่งย่อยของแถบความถี่ให้เป็นแถบความถี่ย่อยจำนวน N ด้วยเหตุนี้จึงจะทำให้ระบบ OFDM สามารถรองรับการสื่อสารที่ต้องการความเร็วสูงได้

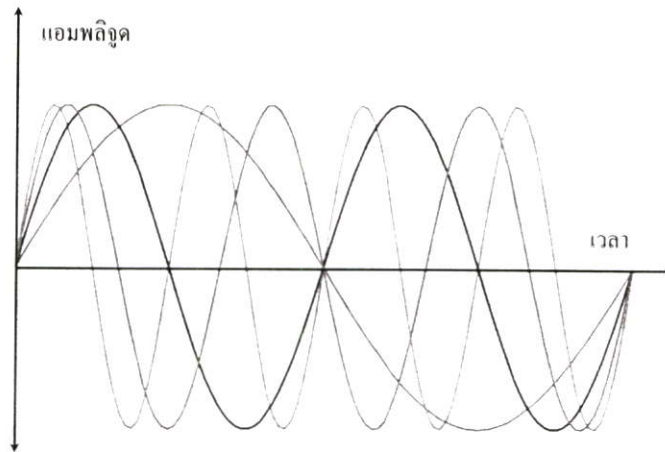


รูปที่ 2.3 แสดงการแบ่งย่อยของแถบความถี่ให้เป็นแถบความถี่ย่อยจำนวน N แถบ

2.3 คุณสมบัติของการตั้งฉาก

ระบบ OFDM จะแบ่งความถี่โดยใช้สัญญาณคลื่นพาห์ย่อยที่ตั้งฉากกันในแกนเวลาและซ้อนทับกันในแกนความถี่ จึงเป็นผลดีทำให้ระบบ OFDM สามารถส่งสัญญาณได้โดยไม่มีกรรบกววนซึ่งกันและกันของคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกัน

โดยสัญญาณ OFDM สร้างได้จากผลรวมของสัญญาณไซน์ (sine wave) หลาย ๆ สัญญาณ โดยแต่ละสัญญาณไซน์ที่สร้างขึ้นก็คือคลื่นพาห์ย่อยแต่ละคลื่นพาห์ ดังรูปที่ 2.4 แสดงคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 4 คลื่นพาห์ ซึ่งความถี่แถบฐาน (baseband frequency) ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยจะถูกกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (symbol time) โดยจะมีผลทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นมีจำนวนรอบ (cycle) เป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์ จึงทำให้แต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั้นตั้งฉากกัน [5]



รูปที่ 2.4 แสดงสัญญาณ OFDM ที่ประกอบด้วยคลื่นพาห่อย่อย 4 คลื่น

โดยสัญญาณจะมีคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน หรือที่เรียกว่า การออร์โธโกนอล (orthogonality) จะต้องมีคุณสมบัติสอดคล้องกับคุณสมบัติที่ว่า ผลการอินทิเกรต (integrate) ในช่วงเวลาของหนึ่งสัญญาณลักษณะของผลคูณระหว่างสัญญาณสองสัญญาณจะต้องมีค่าเป็นศูนย์ ในกรณีที่ค่า $i \neq j$ ดังสมการที่ 2.1

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \begin{cases} 1 & , i = j \\ 0 & , i \neq j \end{cases} \quad (2.1)$$

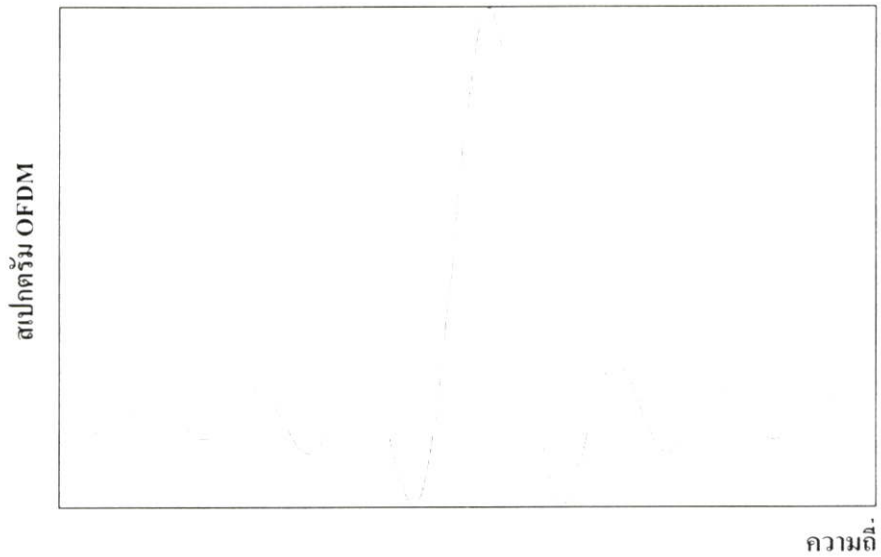
เมื่อสัญญาณจะมีคุณสมบัติการตั้งฉาก ความถี่ของคลื่นพาห่จะมีค่าดังสมการที่ 2.2

$$f_i = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (2.2)$$

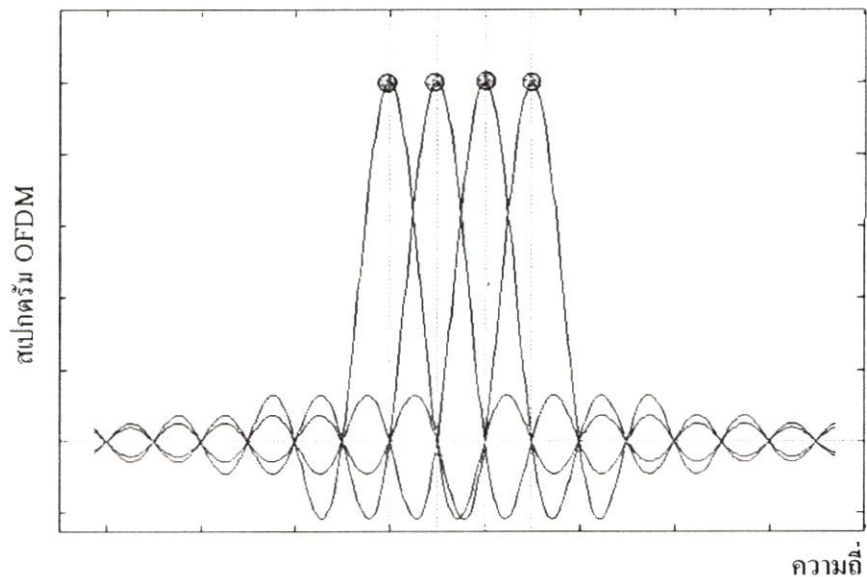
โดย f_k คือความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยลำดับที่ k ใด ๆ เมื่อ $k = 1, 2, \dots, N-1$

f_0 คือความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยลำดับที่ $k = 0$

T_s คือคาบเวลาของสัญญาณลักษณะ OFDM โดย $T_s = NT$



(ก) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย 1 คลื่น



(ข) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย 4 คลื่น

รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยในระบบ OFDM

(ก) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย 1 คลื่น

(ข) สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อย 4 คลื่น

เมื่อสัญญาณ OFDM มีคุณสมบัติการตั้งฉากกันของคลื่นพหุย่อยในแกนเวลา จึงทำให้สเปกตรัม (spectrum) ของคลื่นพหุย่อยสามารถซ้อนทับกัน (overlap) ได้ในแกนความถี่ ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งเมื่อนำสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อย 4 คลื่นมาวางซ้อนทับกัน พบว่าสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพหุย่อยจะมีจุดยอดที่กึ่งกลางความถี่และเป็นตำแหน่งที่คลื่นพหุย่อยอื่นมีค่าเป็นศูนย์ และ

สเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยมีจุดที่สัญญาณมีค่าเป็นศูนย์ (null) ทุก ๆ จุดที่เป็นช่องว่างของความถี่ซึ่งเท่ากับระยะระหว่างคลื่นพาห่อย่อย โดยที่ภาครับก็จะไม่ได้รับผลกระทบจากการซ้อนทับกันของสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยในแกนความถี่ เพราะเครื่องรับสามารถที่จะตรวจจับสเปกตรัมของคลื่นพาห่อย่อยได้ที่ตำแหน่งจุดยอดของแต่ละคลื่นพาห่อย่อย เพราะที่ตำแหน่งดังกล่าวคลื่นพาห่อย่อยอื่นจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นระบบ OFDM จะช่วยให้สามารถรวมสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณส่งผ่านช่องสื่อสารเดียวกันได้โดยไม่มีผลกระทบต่อกรตรวจจับสัญญาณคืนที่ภาครับ

2.4 การมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห่

สัญญาณ OFDM จะประกอบไปด้วยสัญญาณคลื่นพาห่อย่อยจำนวน N คลื่นพาห่ ดังสมการที่ 2.3

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} g_k(t - nT_s) \quad (2.3)$$

โดยที่ $x_{n,k}$ คือสัญลักษณ์อินพุตบล็อก k ณ เวลา n เมื่อ $k=0,1,\dots,N-1$ และชุดสัญลักษณ์ $x_{n,k}$ จะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยลำดับที่ k ในช่วงเวลาการส่งสัญญาณที่มีค่าเท่ากับ T_s ดังนั้นจากสมการที่ 2.3 จะมีสัญลักษณ์ที่ถูกส่งในช่วงเวลา T_s เท่ากับ N สัญลักษณ์

และ $g_k(t)$ แทนคลื่นพาห่อย่อย จำนวน N คลื่นพาห่ มีค่าดังสมการที่ 2.4

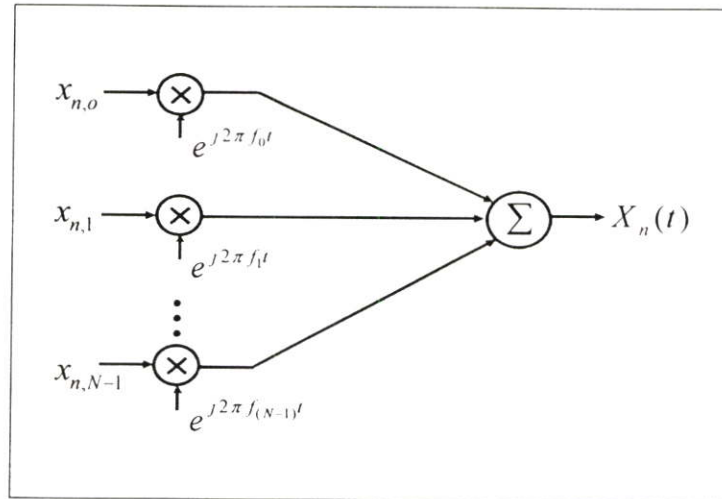
$$g_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \quad (2.4)$$

เมื่อ $t \in [0, T_s)$ โดยชุดสัญลักษณ์ $x_{n,k}$ ได้มาจากการเปลี่ยนชุดสัญลักษณ์อนุกรมที่มีอัตราเร็วเท่ากับ N/T_s (เมื่อสัญลักษณ์มีคาบเวลาเท่ากับ T_s/N) ไปเป็นชุดสัญลักษณ์ขนานจำนวน N ที่มีอัตราเร็วเท่ากับ $1/T_s$ (เมื่อแต่ละสัญลักษณ์มีคาบเวลาเท่ากับ T_s) ดังนั้นจากที่กล่าวมาข้างต้นจะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยเป็นไปตามความต้องการในสมการที่ 2.2

สัญญาณที่ถูกส่งในช่วงเวลาการส่งสัญญาณลำดับที่ n (ด้วยคาบเวลา T_s) ถูกนิยามด้วยเฟรมข้อมูล OFDM ลำดับที่ n ดังสมการที่ 2.5

$$X_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} g_k(t - nT_s) \quad (2.5)$$

เมื่อ $X_n(t)$ คือเฟรมข้อมูล OFDM ลำดับที่ n ประกอบไปด้วย N สัญลักษณ์ โดยแต่สัญลักษณ์จะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่ตั้งจากกันจำนวน N คลื่นดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงการมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห้

เมื่อคลื่นพาห้ย่อยต่างตั้งฉากซึ่งกันและกัน เป็นผลสืบมาจากผลการคูณสเกลาร์ (scalar product) ดังสมการที่ 2.6

$$\langle g_k(t), g_i(t) \rangle_{T_s} = \int_{T_s} g_k(t) g_i^*(t) dt = T_s \delta(k-i) \quad (2.6)$$

เมื่อ $g_i^*(t)$ คือค่าสังยุค (conjugate) ของคลื่นพาห้ย่อย และ $\delta(k-i)$ คืออิมพัลส์ที่ค่า $k-i$

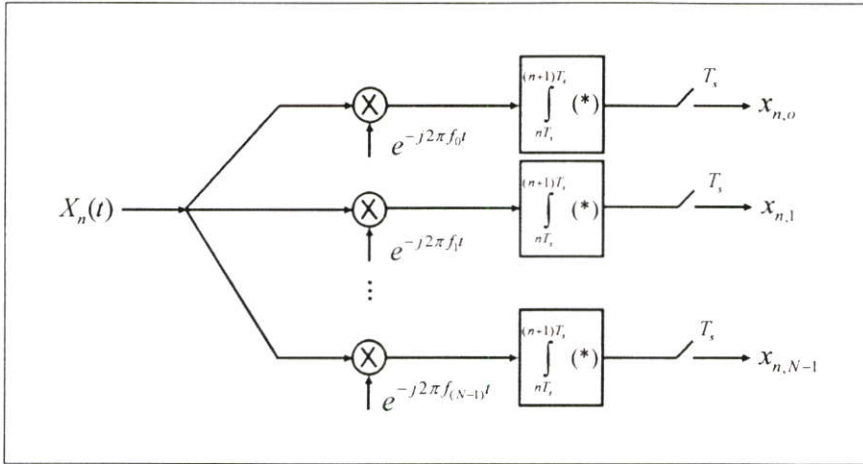
ดังนั้นคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของคลื่นพาห้จะสามารถถูกนำมาใช้สำหรับการตีมอดูเลตคลื่นพาห้ย่อยแต่ละคลื่นพาห้ที่ภาครับ ได้ดังสมการที่ 2.7

$$x'_{nk} = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} s(t) g_k(t) dt \quad (2.7)$$

เมื่อไม่มีการแทรกสอดระหว่างเฟรม สมการที่ 2.7 จะสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 2.8

$$x'_{nk} = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} X_n(t) g_k(t) dt = x_{nk} \quad (2.8)$$

ดังนั้นที่ภาครับจะสามารถทำการตีมอดูเลตแต่ละคลื่นพาห้ที่อยู่ในสัญญาณที่ส่งมาได้อย่างสมบูรณ์ ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงการมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห้

2.5 การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว

จากหัวข้อ 2.5 พบว่าการมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้จะมีความยุ่งอย่างและซับซ้อนในการคำนวณเป็นอย่างมาก ดังนั้นเพื่อเป็นการลดความซับซ้อนและยุ่งยากลง จึงใช้การแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว (inverse fast Fourier transform : IFFT) แทนการมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ เพื่อสร้างสัญญาณ OFDM ที่ภาคส่ง และใช้การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว แทนการดีมอดูเลตสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้หรือการสร้างสัญญาณ OFDM กลับคืนมาที่ภาครับ

พิจารณาเฟรมข้อมูล OFDM ในสมการที่ 2.5 เมื่อถูกทำการซัดตัวอย่างด้วยอัตราเท่ากับ N/T_s จะได้สัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลา ดังสมการที่ 2.9

$$X_n^m = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} g_k(t - nT_s) t = (n + \frac{m}{N})T_s \quad (2.9)$$

โดยที่ X_n^m คือเฟรมข้อมูล OFMD ที่ถูกส่งในช่วงเวลาการส่งสัญญาณลำดับที่ n และถูกทำการซัดตัวอย่างลำดับที่ m เมื่อ $m = 0, 1, \dots, N-1$ หรือเขียนสมการที่ 2.9 ใหม่ได้ดังสมการที่ 2.10

$$X_n^m = e^{j2\pi f_0 \frac{m}{N} T_s} \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} e^{j2\pi \frac{mk}{N}} \quad (2.10)$$

เมื่อให้ $f_0 = 0$ สมการที่ 2.10 จะสามารถเขียนได้ใหม่ดังสมการที่ 2.11

$$X_n^m = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} e^{j2\pi \frac{mk}{N}} \quad (2.11)$$

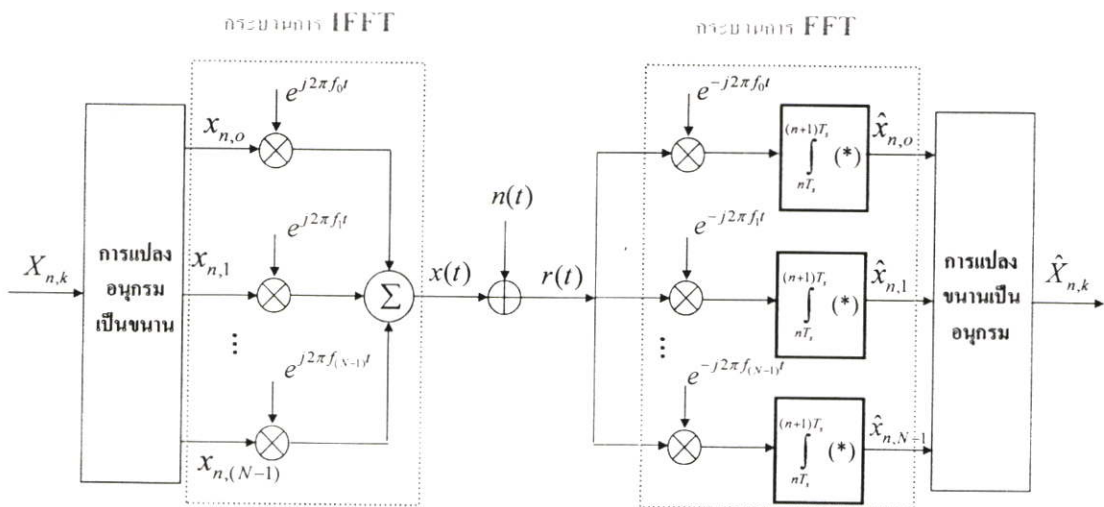
สมการที่ 2.11 สามารถอธิบายได้ในเทอมของกระบวนการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วได้ ดังสมการที่ 2.12

$$X_n^m = N \cdot IFFT(x_{n,k}) \quad (2.12)$$

เมื่อทำการใส่กระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วเข้าไปทั้งสองข้างของสมการที่ 2.12 จะได้

$$FFT(X_n^m) = FFT(N \cdot IFFT(x_{n,k})) = x_{n,k} \quad (2.13)$$

ดังนั้นจะเห็นว่าการประมวลผลของการมอดูเลตและการดีมอดูเลตสัญญาณแบบ OFDM สามารถทำให้ง่ายและสะดวกขึ้นได้โดยการใช้การแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วตามลำดับ ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงการใช้การแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วและการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วในระบบ OFDM

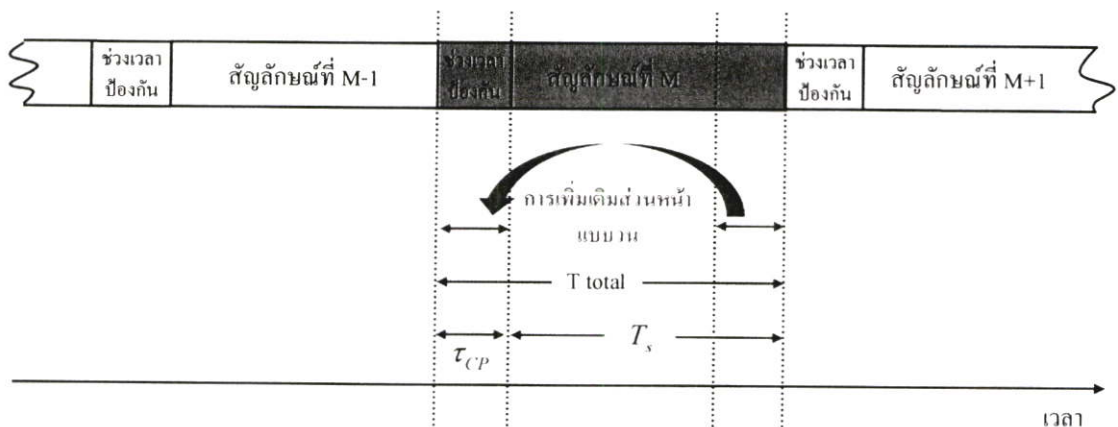
จากรูปที่ 2.8 ที่ภาคส่ง ชุดสัญลักษณ์อินพุต $x_{n,k}$ จะถูกแปลงจากชุดข้อมูลอนุกรมเป็นชุดข้อมูลขนาน จากนั้นชุดสัญลักษณ์แต่ละบิตจะถูกมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่อย่อย $e^{j2\pi f_k t}$ จำนวน N คลื่น เมื่อ $k = 0, 1, \dots, N-1$ ซึ่งจะใช้กระบวนการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็วที่ภาคส่งแทนกระบวนการมอดูเลตสัญญาณหลายคลื่นพาห่ จะได้สัญญาณ $x(t)$ ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวน $n(t)$ ดังนั้นที่ภาครับ จะได้รับสัญญาณ $r(t)$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $r(t) = x(t) + n(t)$ ซึ่งสัญญาณ $r(t)$ นี้จะถูกทำการดีมอดูเลตด้วยสังยุคของคลื่นพาห่อย่อย จำนวน N และตามด้วยตัวอินทิเกรต (integrator) ซึ่งจะใช้กระบวนการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วที่ภาครับแทนกระบวนการการดีมอดูเลต

สัญญาณหลายคลื่นพาห์ เพื่อให้ได้ชุดสัญลักษณ์ $\hat{x}_{n,k}$ กลับคืนมาผ่านกระบวนการแปลงจากชุดข้อมูลขนานเป็นชุดข้อมูลอนุกรมได้สัญลักษณ์เอาต์พุต $\hat{X}_{n,k}$

2.6 การเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน

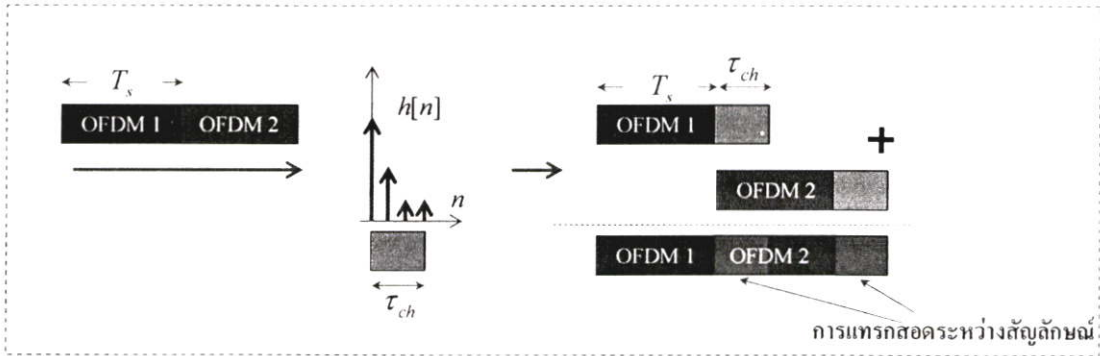
ปัญหาที่พบในการสื่อสารไร้สายก็คือ การแผ่กว้างของการประวิงเวลาของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี (multipath delay spread) จึงทำให้เกิดการจางหายแบบหลายวิถี (multipath fading) และเป็นผลทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (intersymbol interference) ขึ้นในระบบสื่อสาร เทคนิค OFDM เป็นเทคนิคหนึ่งที่ถูกนำเสนอให้ใช้เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณสื่อสารไร้สาย เนื่องจากระบบ OFDM จะใช้เทคนิคในการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน (cyclic prefix) โดยการคัดลอกข้อมูลส่วนท้ายของแต่ละสัญลักษณ์ OFDM มาวางต่อไว้ที่ส่วนหน้าของแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ถัดไป เพื่อให้เป็นช่วงเวลาป้องกันให้แต่ละสัญลักษณ์

ส่วนทางภาครับก็จะทำการถอดช่วงเวลาป้องกันนี้ออกตามความยาวของช่วงเวลาป้องกันที่ได้กำหนดไว้ อย่างไรก็ตามก็ต้องกำหนดช่วงเวลาป้องกันนี้จะต้องมีค่ามากกว่าค่าประวิงเวลาสูงสุด (maximum delay) ของการแผ่กว้างของการประวิงเวลาของช่องสัญญาณแบบหลายวิถี และช่วงเวลาป้องกันจะต้องถูกกำหนดให้มีความยาวที่เหมาะสมกับสถานะแวดล้อมในการส่งสัญญาณ เพราะถึงแม้ว่าการกำหนดให้ช่วงเวลาป้องกันมีความยาวมาก ๆ นั้น จะเป็นผลดี ทำให้สามารถป้องกันการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ดีขึ้น แต่ในทางกลับกันระบบที่เพิ่มช่วงเวลาป้องกันมาก ก็มีความจำเป็นต้องใช้แถบความถี่และกำลังในการส่งสัญญาณมากขึ้นตามไปด้วยเช่นกัน

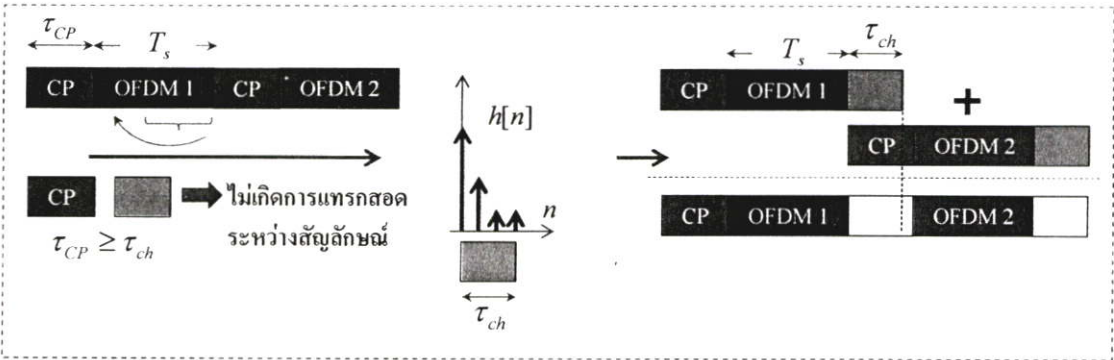


รูปที่ 2.9 แสดงการเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน

รูปที่ 2.9 แสดงการเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน เมื่อ T_s คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ OFDM และ τ_{CP} เป็นช่วงเวลาป้องกัน ดังนั้นคาบเวลารวม T_{total} มีค่าเท่ากับ $T_{total} = T_s + \tau_{CP}$



(ก) ชุดสัญลักษณ์ที่ไม่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน



(ข) ชุดสัญลักษณ์ที่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน

รูปที่ 2.10 แสดงการเปรียบเทียบการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน

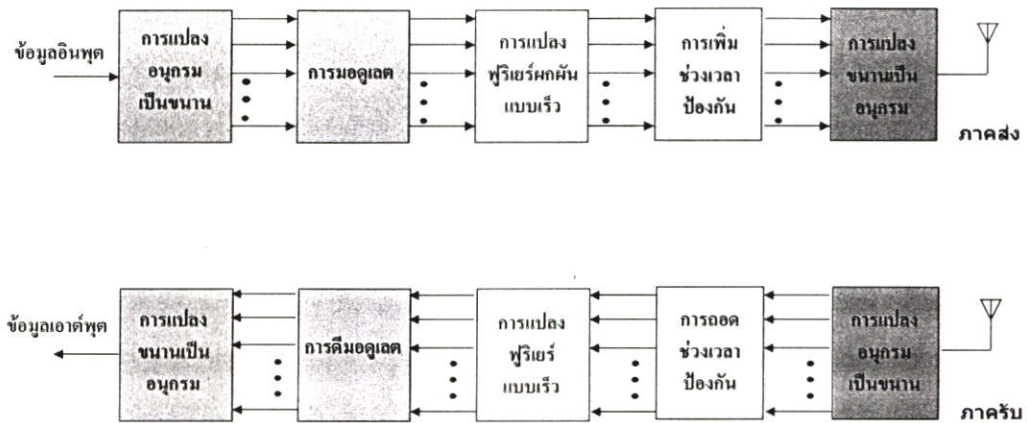
- (ก) ชุดสัญลักษณ์ที่ไม่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน
- (ข) ชุดสัญลักษณ์ที่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน

รูปที่ 2.10 แสดงการเปรียบเทียบการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน โดยในรูปที่ 2.10 (ก) คือสัญลักษณ์ OFDM ที่ยังไม่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน ซึ่งเมื่อสัญลักษณ์ OFDM ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณแบบหลายวิถี $h[n]$ ที่มีการแผ่กว้างของการประวิงเวลา τ_{CP} จึงส่งผลทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ขึ้นที่ภาครับ ส่วนในรูป 2.10 (ข) เป็นชุดสัญลักษณ์ที่มีเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน τ_{CP} ด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน โดยกำหนดให้ $\tau_{CP} \geq \tau_{ch}$ ซึ่งการช่วงเวลาป้องกันจะทำให้คาบเวลาของสัญลักษณ์ OFDM ในรูปที่ 2.10 (ก) มีความยาวมากกว่าคาบเวลาของสัญลักษณ์ OFDM ในรูป 2.10 (ข) ซึ่งเป็นชุดสัญลักษณ์ที่ยังไม่มีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน จึงทำให้ไม่เกิดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ขึ้นที่ภาครับ ดังนั้นจะเห็นว่าการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน

ด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนในระบบ OFDM สามารถช่วยให้ระบบมีความทนทานต่อการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ดีขึ้น

2.7 ระบบ OFDM

การส่งสัญญาณแบบ OFDM เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห้ที่อาศัยหลักการส่งสัญญาณแบบขนานและการมอดูเลตแบบแบ่งช่วงความถี่ตั้งฉาก โดยชุดบิตข้อมูลอินพุตแบบอนุกรมจะถูกแปลงเป็นชุดบิตข้อมูลแบบขนาน จำนวน N ชุดข้อมูล แล้วส่งผ่านช่องสัญญาณย่อย จำนวน N ช่องสัญญาณพร้อม ๆ กัน ด้วยคลื่นพาห้ย่อย โดยแต่ละช่องสัญญาณย่อยนั้นจะใช้แถบความถี่แคบ และมีการซ้อนทับกันของช่องสัญญาณย่อยที่ติดกัน โดยอาศัยคุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกัน



รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM

รูปที่ 2.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM โดยการทำงานของภาคส่งในระบบ OFDM จะประกอบไปด้วย ชุดข้อมูลอินพุตจะถูกแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน จากนั้นบิตข้อมูลจะถูกทำการมอดูเลตให้เป็นชุดสัญลักษณ์ อาทิเช่น การมอดูเลตทางเฟส (phase shift keying : PSK) การมอดูเลตควอดเรเจอร์ (quadrature amplitude modulation : QAM) ได้ชุดสัญลักษณ์ $\{X_k\}$ มาผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว การเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน และกระบวนการแปลงชุดข้อมูลขนานแบบดิจิทัลเป็นชุดข้อมูลอนุกรมแบบแอนะล็อก ได้สัญญาณ $x(t)$ ดังสมการที่ 2.15

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \Delta f t} \quad (2.15)$$

เมื่อ $0 < t < T_s$, N คือจำนวนของคลื่นพาห้ย่อย Δf คือระยะห่างระหว่างคลื่นพาห้ย่อยที่ติดกัน และ T_s คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ OFDM

ส่วนที่ภาครับของระบบ OFDM ก็จะทำงานกลับกันกับภาคส่ง คือเริ่มจากการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน การถอดช่วงเวลาป้องกัน (guard time removal) กระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว การคิมอดูเลตของระบบ และการแปลงชุดข้อมูลขนานเป็นอนุกรม (parallel to serial conversion) ได้ข้อมูลเอาต์พุต

เมื่อทำการพิจารณาสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณที่ส่งมาผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวน ทำให้สัญญาณ r_k ที่รับได้ในโดเมนเวลาในรูปแบบสัญญาณไม่ต่อเนื่องทางเวลาเป็นดังสมการที่ 2.16

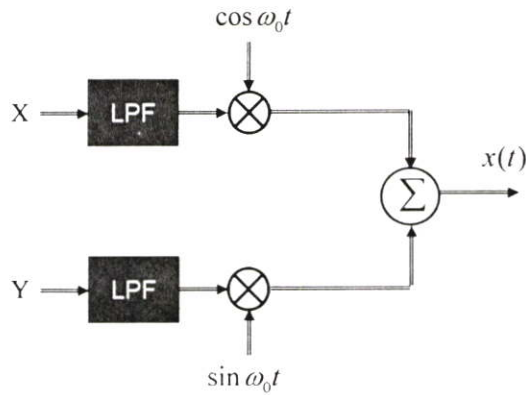
$$r_k = \sum_{l=1}^L h_l x_{k-l} + w_k + u_k \quad (2.16)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, N-1$ สัญญาณ $x_k = x(kT_s/N)$ และ h_l คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ L คือความยาวของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ w_k คือสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และ u_k คือสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ด้วยคุณสมบัติที่ดีหลายประการของเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM อาทิเช่น การใช้แถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ และเป็นเทคนิคที่สามารถทนทานต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้ดี จึงทำให้เทคนิคนี้ถูกนำมาเสนอให้นำมาใช้ในหลาย ๆ มาตรฐานการสื่อสาร อาทิเช่น ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย ด้วยมาตรฐาน HiperLAN/2 และมาตรฐาน 802.11a ระบบการถ่ายทอดวีดิโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิทัล

2.8 การมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์

กระบวนการเลื่อนหรือแปลงความถี่ของสัญญาณข้อมูลให้อยู่ในช่วงความถี่ที่เหมาะสมก่อนการส่งออกผ่านสื่อสัญญาณ กระบวนการนี้เรียกโดยรวมว่า การมอดูเลต (modulation) [7] งานวิจัยนี้จะใช้การมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์ (quadrature amplitude modulation : QAM) สำหรับการมอดูเลตข้อมูลของระบบ โดยการมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์จะทำการมอดูเลตชุดบิตข้อมูลไปบนคลื่นพาห้ที่ตั้งฉากกัน คือสัญญาณ $\cos \omega_0 t$ และ $\sin \omega_0 t$ ดังรูปที่ 2.12

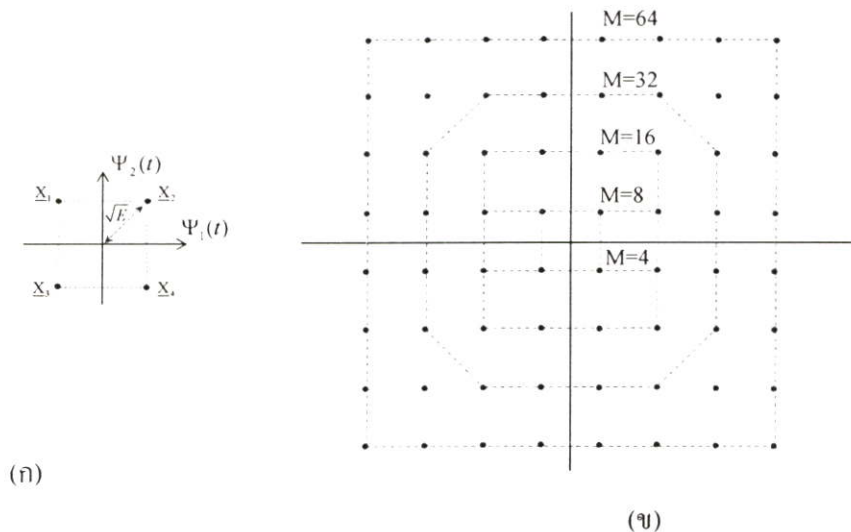


รูปที่ 2.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์

สัญญาณที่ได้หลังจากการมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์ ในรูปที่ 2.12 เป็นดังสมการที่ 2.17

$$x(t) = a_{I,i}p(t)\cos\omega_0t - a_{Q,i}p(t)\sin\omega_0t \quad (2.17)$$

โดยที่ข้อมูล $a_{I,i}$ และ $a_{Q,i} \in \{-(M-1), \dots, -1, 1, \dots, (M-1)\}$ แทนสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห้ $p(t)$ คือพัลส์สัญญาณที่ใช้ส่งแต่ละสัญลักษณ์ และ ω_0 คือความถี่ของสัญญาณ $x(t)$



รูปที่ 2.13 แสดงเวกเตอร์สัญญาณของการมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์

(ก) แสดงเวกเตอร์สัญญาณของ 4-QAM

(ข) แสดงเวกเตอร์สัญญาณของ M-QAM เมื่อ M คือค่าดัชนีการมอดูเลต

และ M มีค่าเท่ากับ 4, 8, 16, 32 และ 64 ตามลำดับ

การมอดูเลตแอมพลิจูดควอดเรเจอร์สามารถแสดงในรูปของการมอดูเลตแอมพลิจูดและเฟสได้ โดยเขียนได้ดังสมการที่ 2.18

$$x(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (2.18)$$

โดยที่ $E_i(t)$ คือพลังงานของสัญญาณ $x(t)$ เมื่อ $i = 1, 2, \dots, M$ และ $0 \leq t \leq T$

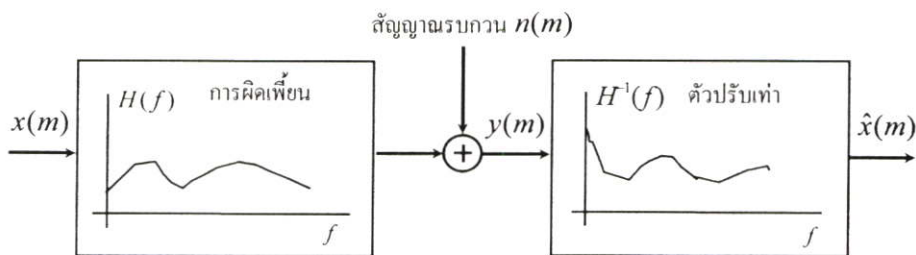
เมื่อฟังก์ชันเบสิส (basis function) $\Psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(\omega_0 t)$ และ $\Psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(\omega_0 t)$ ในรูปของเวกเตอร์สัญญาณ $x_i(t)$ [8] เขียนได้เป็น

$$x_i = [\sqrt{E_i} \cos(\phi_i) \quad \sqrt{E_i} \sin(\phi_i)] \quad (2.19)$$

2.9 การปรับเท่าสัญญาณ

การปรับเท่าสัญญาณ (equalization) เป็นวิธีการชดเชยความผิดเพี้ยนของสัญญาณในเชิงขนาด ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนและการผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณ (channel distortion)

แบบจำลองการปรับเท่าสัญญาณที่มีสาเหตุความผิดเพี้ยนมาจากช่องสัญญาณที่ผิดเพี้ยน และสัญญาณรบกวนแสดงได้ดังรูปที่ 2.14 เมื่อกำหนดให้ $x(m)$ เป็นสัญญาณอินพุต $n(m)$ เป็นสัญญาณรบกวน และ $y(m)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณและเป็นสัญญาณอินพุตของการปรับเท่า



รูปที่ 2.14 แสดงแบบจำลองช่องสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนและการปรับระดับสัญญาณ

ความสัมพันธ์ของช่องสัญญาณ สัญญาณอินพุต และสัญญาณเอาต์พุตของการปรับเท่าสัญญาณ สามารถแสดงได้ดังสมการที่ 2.20

$$y(m) = h[x(m)] + n(m) \quad (2.20)$$

เมื่อฟังก์ชัน $h[\underline{g}]$ คือช่องสัญญาณที่ผิดเพี้ยน โดยทั่วไปผลตอบสนองของช่องสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time-varying) และไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) หากกำหนดให้ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างช้า ๆ (slowly time-varying) สมการที่ 2.20 จะสามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการที่ 2.21

$$y(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k(m)x(m-k) + n(m) \quad (2.21)$$

เมื่อ $h_k(m)$ คือสัมประสิทธิ์ของแบบจำลองวงจรกรองแบบ FIR อันดับ P ของช่องสัญญาณ สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะได้ $h_k(m) = h_k$ ดังนั้นสมการที่ 2.21 สามารถเขียนให้อยู่ในโดเมนความถี่ได้ดังสมการที่ 2.22

$$Y(f) = X(f)H(f) + N(f) \quad (2.22)$$

เมื่อ $Y(f)$ คือ สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณ $X(f)$ คือ สเปกตรัมของสัญญาณอินพุต $H(f)$ คือ การตอบสนองของช่องสัญญาณ และ $N(f)$ คือ สเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่เข้ามา ถ้าตัดเทอมของสัญญาณรบกวนออกแล้วหาค่าลอการิทึม (logarithm) ของทั้งสองฝั่งในสมการที่ 2.22 จะได้

$$\ln |Y(f)| = \ln |X(f)| + \ln |H(f)| \quad (2.23)$$

โดยที่ $\ln(\cdot) = \log_e(\cdot)$ จากสมการ 2.23 เมื่อทำการหาค่าลอการิทึมเข้าไปแล้วจะเห็นว่าการผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณมาจากเทอมของ $\ln |H(f)|$

การปรับเท่าสัญญาณทางอุดมคติ (Ideal Equalization) จะทำการกู้สัญญาณเดิมกลับจากสัญญาณเอาต์พุตของช่องสัญญาณ ในแกนความถี่ส่วนกลับของการตอบสนองช่องสัญญาณทางอุดมคติสามารถเขียนได้ดังสมการที่ 2.24

$$H(f)H^{inv}(f) = 1 \quad (2.24)$$

$H^{inv}(f)$ ในสมการที่ 2.24 คือส่วนกลับของการตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ สำหรับการปรับระดับสัญญาณในทางอุดมคติเราให้ $H^{inv}(f) = H^{-1}(f)$ หรือในแกนลอการิทึมจะ

เขียนใหม่ได้เป็น $\ln H^{mv}(f) = -\ln H^{-1}(f)$ ในรูปทั่วไปของสมการ 2.24 สามารถที่เขียนให้อยู่ในรูปของการแปลง Z (Z transform) ได้ดังสมการที่ 2.25

$$H(z)H^{mv}(z) = z^{-N} \quad (2.25)$$

สำหรับค่าประวิงเวลา (delay) N บางค่าจะทำให้ช่องสัญญาณกลายเป็นกระบวนการ causal จากสมการที่ 2.24 เมื่อทำกระบวนการแปลงฟูริเยร์ (Inverse Fourier Transform : IFT) จะได้ความสัมพันธ์ในแบบคอนโวลูชัน (convolution) ระหว่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\{h_k\}$ กับส่วนผกผันของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\{h_k^{mv}\}$

$$\sum_k h_k^{mv} h_{i-k} = \delta(i) \quad (2.25)$$

เมื่อ $\delta(i)$ เป็นฟังก์ชัน Kronecker delta สมมติให้เอาที่พูดของช่องสัญญาณปราศจากสัญญาณรบกวน ดังนั้นสามารถที่ทำการปรับเท่าระดับสัญญาณเอาที่พูดของช่องสัญญาณ $y(m)$ ได้โดยใช้ค่าส่วนผกผันของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ h_k^{mv} ซึ่งจะได้เอาที่พูด $\hat{x}(m)$ เป็นดังสมการที่ 2.27

$$\begin{aligned} \hat{x}(m) &= \sum_k h_k^{mv} y(m-k) \\ &= \sum_k h_k^{mv} \sum_j h_j x(m-k-j) \\ &= \sum_i x(m-i) \sum_k h_k^{mv} h_{i-k} \end{aligned} \quad (2.27)$$

ในบรรทัดสุดท้ายของสมการที่ 2.27 ได้จากการเปลี่ยนตัวแปร $i=k+j$ ในบรรทัดที่สอง และทำการสลับพจน์ สำหรับการปรับระดับสัญญาณในอุดมคติ เมื่อแทนสมการ 2.26 ลงในสมการที่ 2.27 จะได้สัญญาณเอาต์พุตเป็นดังสมการที่ 2.28 [10]

$$\hat{x}(m) = \sum_i \delta(i)x(m-i) = x(m) \quad (2.28)$$

บทที่ 3

สัญญาณรบกวน

สัญญาณรบกวน (noise) เป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร เพราะสัญญาณรบกวนที่ไปเจือปนในสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่งจะส่งผลกระทบต่อการทำงานของภาครับ อาจทำให้เกิดการผิดพลาดในการตรวจจับ (detection) สัญญาณที่ส่งมา หรือแม้กระทั่งจำกัดอัตราการส่งผ่านข้อมูล สัญญาณรบกวนมีหลายประเภท ทั้งที่เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากมนุษย์เป็นผู้สร้างขึ้นมาและสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการเผาไหม้ของเครื่องยนต์ สัญญาณรบกวนที่เกิดจากดวงอาทิตย์ ซึ่งผู้ออกแบบพยายามที่จะกำจัดสัญญาณรบกวนเหล่านี้ให้หมดไป แต่อย่างไรก็ดี สัญญาณรบกวนบางชนิดก็ไม่สามารถที่จะกำจัดให้หมดสิ้นไปจากระบบสื่อสารได้

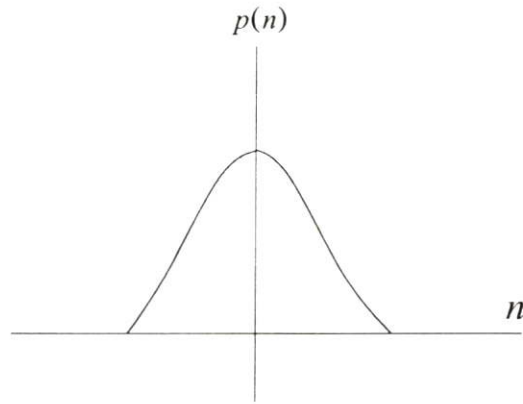
3.1 สัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก

อย่างไรก็ดีในระบบสื่อสารมีสัญญาณรบกวนชนิดหนึ่งที่เกิดขึ้นเองตามธรรมชาติ และไม่สามารถที่จะกำจัดให้หมดสิ้นไปได้ นั่นคือ สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (thermal noise) หรือเรียกอีกอย่างว่า สัญญาณรบกวนจอห์นสัน (Johnson noise) ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้การแจกแจงแบบเกาส์เป็นแบบจำลองของสัญญาณรบกวนชนิดนี้ โดยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function : pdf) ของกระบวนการสุ่มหรือสัญญาณสุ่มแบบเกาส์ $n(t)$ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.1 และสมการที่ 3.1

$$p(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{(n-m)^2}{\sigma^2}\right)\right] \quad (3.1)$$

เมื่อ m คือค่าเฉลี่ย (mean) และ σ^2 คือความแปรปรวนของ n และเมื่อสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะถูกจำลองแบบด้วยกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ จะได้ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ดังสมการที่ 3.2

$$p(n) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{n^2}{\sigma^2}\right)\right] \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.1 แสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของกระบวนการสุ่มแบบเกาส์

สาเหตุที่การแจกแจงแบบเกาส์มักจะถูกนำมาใช้เป็นแบบจำลองสำหรับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสาร เนื่องจากทฤษฎีบทลิมิตศูนย์กลาง (central limit theorem) ซึ่งได้นิยามว่า ฟังก์ชันค่าความน่าจะเป็นของผลบวกของตัวแปรสุ่มที่มีความเป็นอิสระต่อกัน j ชุด จะมีค่าเข้าใกล้ ฟังก์ชันค่าความน่าจะเป็นแบบเกาส์ เมื่อ j มีค่าเข้าใกล้ค่าอนันต์ (infinity)

คุณลักษณะเชิงสเปกตรัมพื้นฐานของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนคือสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะมีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (power spectral density) คงที่ไม่ขึ้นกับความถี่ ดังรูปที่ 3.2 และสมการของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม $G_n(f)$ ของสัญญาณรบกวนแบบนี้สามารถเขียนได้ดังสมการที่ 3.3 มีหน่วยเป็นวัตต์ต่อเฮิรตซ์ (watts/hertz)

$$G_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (3.3)$$

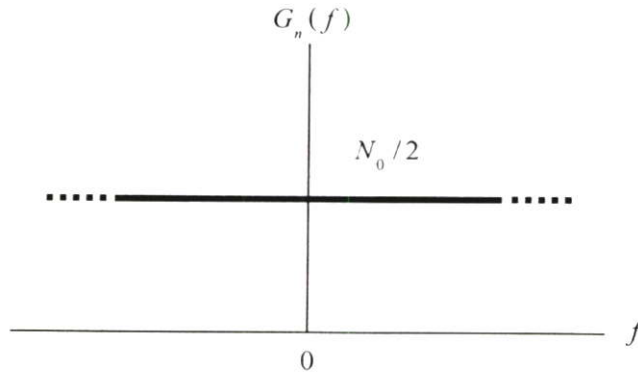
โดยตัวเลข 2 แสดงให้ทราบว่า $G_n(f)$ เป็นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมที่มี 2 ด้าน และ N_0 เป็นค่าที่เทียบ ณ ตำแหน่งด้านเข้าของวงจรขากรับของระบบสื่อสาร มีหน่วยเป็นวัตต์ต่อเฮิรตซ์ มีค่าดังสมการที่ 3.4

$$N_0 = kT \quad (3.4)$$

เมื่อ k คือค่าคงที่ Boltzmann มีค่าเท่ากับ 1.38×10^{-23} จูลต่อองศาเคลวิน (joule/kelvin) และ T คืออุณหภูมิสมมูลของสัญญาณรบกวน (equivalent noise temperature) ของวงจรขากรับ ในหน่วยองศาเคลวิน

เมื่อกำลังของสัญญาณรบกวนมีความหนาแน่นสเปกตรัมแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectral density) จะเรียกอีกอย่างว่าเป็นสัญญาณรบกวนขาว (white noise) ส่วนที่เลือกใช้คำว่าขาวนั้น เพื่อ

สื่อความหมายว่าสัญญาณรบกวนแบบนี้มีองค์ประกอบของความถี่เท่า ๆ กันทุกความถี่ เหมือนกับแสงสีขาวที่ประกอบด้วยความถี่ทุกความถี่ในย่านของแสงที่มองเห็นได้

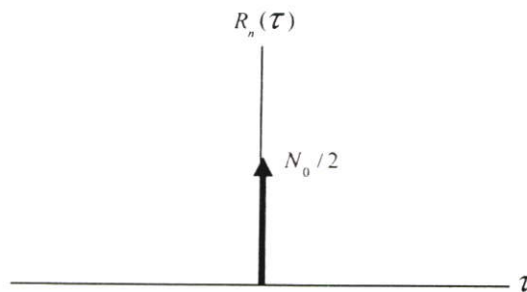


รูปที่ 3.2 แสดงความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนขาว

อัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของสัญญาณรบกวนสีขาวหาได้จากการทำการแปลงฟูรีเยร์ผกผัน (inverse Fourier transform) ของค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม ได้ดังสมการที่ 3.5

$$R_n(\tau) = F^{-1}\{G_n(f)\} = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (3.5)$$

ซึ่งอัตสหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนขาวมีค่าเท่ากับฟังก์ชันเดลตา (delta function) ที่มีองค์ประกอบ $N_0/2$ คูณกับอิมพัลส์ที่เวลา $\tau = 0$ ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งคุณลักษณะเฉพาะนี้มีความหมายว่า หากทำการสุ่มตัวอย่างสัญญาณรบกวนชนิดนี้ที่เวลาแตกต่างกันสองจุดใด ๆ จะพบว่า สัญญาณทั้งสองไม่มีสหสัมพันธ์ระหว่างกัน (uncorrelated) และหากสัญญาณรบกวนขาวนี้เป็นแบบเกาส์ (Gaussian) ด้วยแล้ว สัญญาณตัวอย่างที่สุ่มมาทั้งคู่ก็จะมีคุณสมบัติของความเป็นอิสระ (independent) ในเชิงสถิติด้วย ส่วนสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (additive white Gaussian noise : AWGN) คำว่าบวก (additive) หมายความว่าสัญญาณรบกวนชนิดนี้สามารถถูกเพิ่มหรือถูกรวมเข้าไปในสัญญาณที่ส่งได้อย่างง่าย ไม่มีความซับซ้อนในกระบวนการเพิ่มสัญญาณรบกวน



รูปที่ 3.3 แสดงอัตสหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนขาว

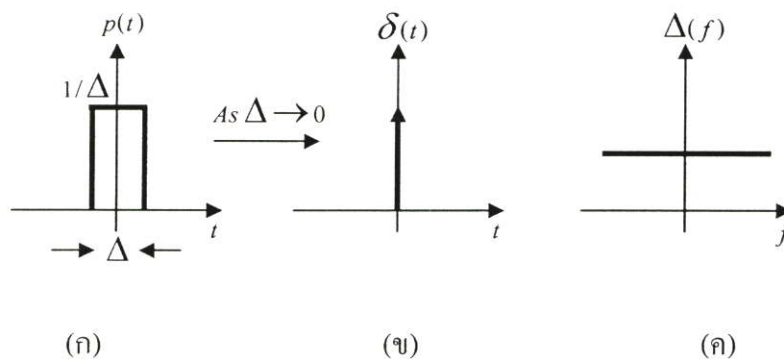
ส่วนกำลังเฉลี่ย (average power) ของสัญญาณรบกวนขาวจะมีค่าเป็นอนันต์ เนื่องจากแถบความถี่ของสัญญาณรบกวนขาวมีค่าเป็นอนันต์ ดังสมการที่ 3.6

$$P_n = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_0}{2} df = \infty \quad (3.6)$$

ดังนั้นสัญญาณนี้จึงเป็นสัญญาณที่ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริง แต่กระนั้นสัญญาณรบกวนขาวมีคุณสมบัติทางคณิตศาสตร์ที่เรียบง่าย ดังที่แสดงในสมการที่ 3.3 และสมการที่ 3.5 ทำให้สัญญาณนี้มีประโยชน์ต่อการวิเคราะห์ระบบในเชิงสถิติ [7]

3.2 สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (impulsive noise) มีแหล่งกำเนิดจากเครื่องมือเครื่องใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม และเครื่องใช้ภายในบ้าน อาทิเช่น สายส่งไฟฟ้ากำลังสูง เต้าไมโครเวฟ เครื่องดูดฝุ่น การเผาไหม้ของเครื่องยนต์ ซึ่งโดยทั่วไปในการกำหนดรูปแบบและลักษณะที่แน่นอนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มาจากแหล่งกำเนิดต่าง ๆ จะทำได้ยาก แต่อย่างไรก็ดีผลจากการศึกษาและวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มาตลอด สามารถระบุคุณสมบัติพื้นฐานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ 2 คุณสมบัติ คือพลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะสูงกว่าสัญญาณรบกวนที่มีในระบบ และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีค่าพลังงานมากในช่วงคาบเวลาที่สั้น ๆ เท่านั้น [2]



รูปที่ 3.4 แสดงลักษณะของอิมพัลส์ทางแอนะล็อก (ก) พัลส์พื้นที่ 1 หน่วย (ข) พัลส์กลายเป็นอิมพัลส์ เมื่อ $\Delta \rightarrow 0$ (ค) สเปกตรัมของฟังก์ชันอิมพัลส์

หลักการทางคณิตศาสตร์ของอิมพัลส์ทางแอนะล็อก (analog impulse) แสดงได้ดังรูปที่ 4 พิจารณาพัลส์พื้นที่ 1 หน่วย $p(t)$ ในรูปที่ 3.4 (ก) เมื่อความกว้างของพัลส์ Δ มีขนาดเข้าใกล้ค่า

ศูนย์ จะทำให้พัลส์กลายเป็นอิมพัลส์ (impulse) ดังรูปที่ 3.4 (ข) และเมื่อกำหนดให้พัลส์มีความกว้างทางเวลาเล็กน้อยมาก จะได้ฟังก์ชันอิมพัลส์ ดังสมการที่ 3.7

$$\delta(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} p(t) = \begin{cases} 1/\Delta, & |t| \leq \Delta/2 \\ 0, & |t| > \Delta/2 \end{cases} \quad (3.7)$$

ทำการหาค่าอินทิกรัล (integral) ฟังก์ชันอิมพัลส์ ได้ดังสมการที่ 3.8

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = \Delta \times \frac{1}{\Delta} = 1 \quad (3.8)$$

ทำการแปลงฟูริเยร์ (Fourier transform) ฟังก์ชันอิมพัลส์ ได้ดังสมการที่ 3.9

$$\Delta(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j2\pi ft} dt = e^0 = 1 \quad (3.9)$$

เมื่อ ตัวแปร f คือความถี่ (frequency) ฟังก์ชันอิมพัลส์ถูกใช้เป็นฟังก์ชันทดสอบ (test function) เพื่อที่จะหาผลตอบสนองอิมพัลส์ (impulse response) ของระบบ ดังรูปที่ 3.4 (ค) ที่แสดงให้เห็นว่าอิมพัลส์มีองค์ประกอบของความถี่ทุกความถี่เท่าๆ กัน

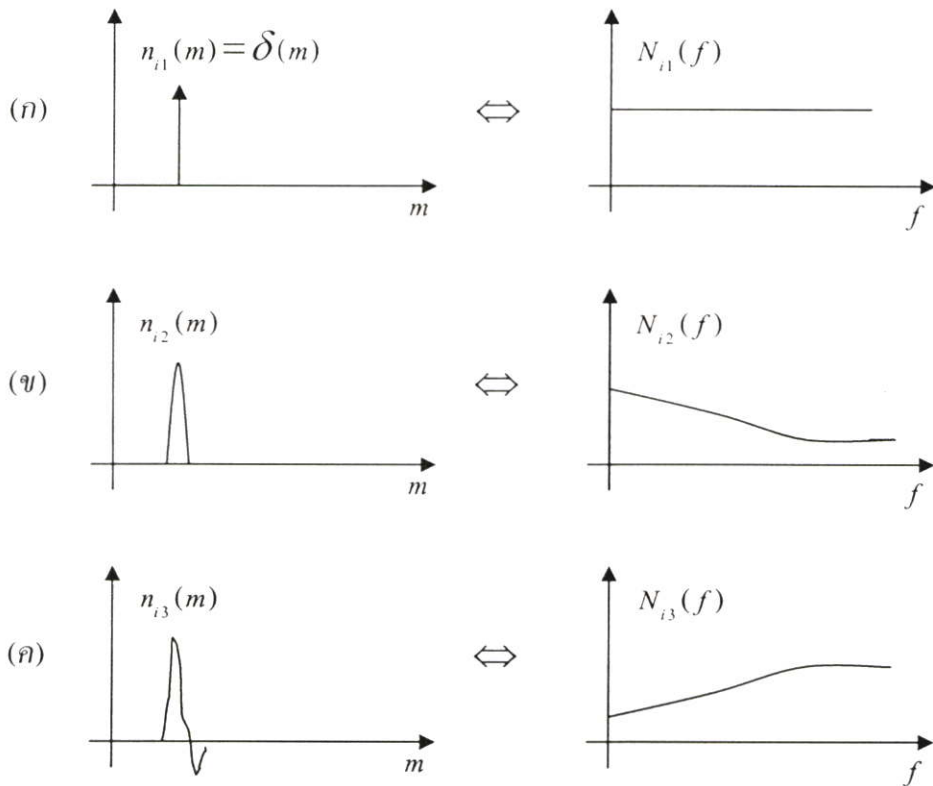
หลักการทางคณิตศาสตร์ของอิมพัลส์ทางดิจิทัล (digital impulse) $\delta(m)$ เป็นดังรูปที่ 3.5 ซึ่งกำหนดให้สัญญาณมีช่วงเวลาเป็นแบบเปิด (on) จำนวนหนึ่งตัวอย่าง (sample) อธิบายได้ดังสมการที่ 3.10

$$\delta(m) = \begin{cases} 1, & m = 0 \\ 0, & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

เมื่อ ตัวแปร m คือดัชนีทางเวลาหนึ่งหน่วย (discrete-time index)

เมื่อใช้ความสัมพันธ์ของการแปลงฟูริเยร์ จะได้สเปกตรัมความถี่ของอิมพัลส์ทางดิจิทัล ดังสมการที่ 3.11

$$\Delta(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(m) e^{-j2\pi fm} = 1.0 \quad , -\infty < f < \infty \quad (3.11)$$



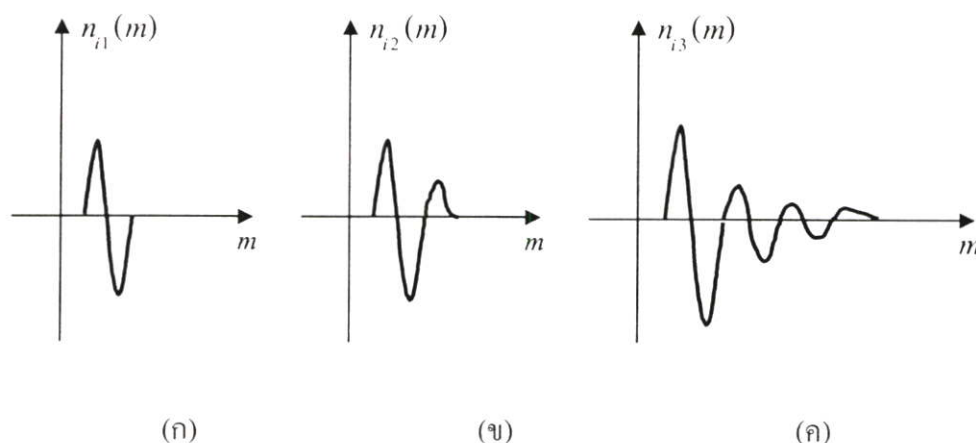
รูปที่ 3.5 แสดงอิมพัลส์ทางแกนเวลาและความถี่ (ก) อิมพัลส์อูมคคติ (ข) และ (ค) พัลส์ที่มีช่วงเวลาดั้ง

โดยปกติสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นจริงในระบบสื่อสาร จะมีคาบเวลามากกว่าความยาวของหนึ่งตัวอย่าง ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณเสียง ที่พัลส์มีคาบเวลาที่สั้น โดยมีค่าเท่ากับ 3 มิลลิวินาที (milliseconds) (60 ตัวอย่าง ในอัตราการซัดตัวอย่าง 20 กิโลเฮิร์ตซ์ (kHz)) ซึ่งอาจพิจารณาให้เป็นสัญญาณรบกวนประเภทอิมพัลส์ ดังรูปที่ 3.5 (ข) และ (ค) ที่แสดงตัวอย่างพัลส์ที่มีคาบเวลาดั้ง จำนวน 2 ตัวอย่างสัญญาณ และแสดงแถบความถี่ของสัญญาณดังกล่าว

สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสาร จะเกิดขึ้นในบางจุดของเวลาและสเปซ (space) จากนั้นจะแพร่ผ่านช่องสัญญาณ ซึ่งสัญญาณรบกวนที่รับได้ที่ภากรับจะถูกเปลี่ยนรูปแบบไปเพราะช่องสัญญาณ และสามารถพิจารณาเป็นคังผลตอบสนองอิม-พัลส์ของช่องสัญญาณ

โดยทั่วไปคุณลักษณะของช่องสัญญาณการสื่อสารอาจจะเป็นแบบเชิงเส้นหรือไม่เป็นเชิงเส้น และเปลี่ยนแปลงตามเวลา (time varying)หรือไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (stationary)

นอกจากนี้ในระบบการสื่อสารจำนวนมากจะตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ที่มีขนาดของแอมพลิจูดสูงด้วยคุณลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างของผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับการเพิ่มขนาดแอมพลิจูดของอิมพัลส์

รูปที่ 3.6 แสดงตัวอย่างของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่ได้เก็บตัวอย่างมาจากบันทึกเสียงของเครื่องเล่นแผ่นเสียงเก่าตัวหนึ่ง โดยในกรณีนี้ช่องสัญญาณของการสื่อสารคือระบบของเครื่องเล่นเทปที่ใช้ทำบันทึกเสียง ซึ่งจะสมมุติให้เป็นลักษณะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (time invariant) รูปที่ 3.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงลักษณะของช่องสัญญาณกับแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ การเปลี่ยนแปลงอาจเป็นผลมาจากลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นของระบบกลไกของเครื่องเล่นเทป

การพิจารณาที่สำคัญในเรื่องของการพัฒนาระบบการจัดการของสัญญาณรบกวนคือการเลือกโดเมน (domain) ว่าจะเลือกโดเมนเวลาหรือโดเมนความถี่ เพื่อให้เหมาะสมสำหรับการใช้แสดงแทนสัญญาณรบกวน โดยการเลือกโดเมนนั้นจะขึ้นอยู่กับจุดประสงค์เฉพาะของแต่ละระบบ ซึ่งจุดประสงค์ในการสร้างสัญญาณคั้นคือการแยกสัญญาณรบกวนออกจากสัญญาณที่ต้องการและโดเมนที่ใช้ในการแสดงแทนสัญญาณจะใช้เพียงโดเมนเดียวที่แสดงลักษณะเฉพาะของสัญญาณที่ต้องการและสัญญาณรบกวนได้อย่างเด่นชัด

โดยทั่วไปสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีลักษณะพิเศษและเห็นได้ในโดเมนเวลามากกว่าโดเมนความถี่ จึงเหมาะสมที่จะใช้กระบวนการจัดการสัญญาณทางเวลาสำหรับการตรวจจับและแยกสัญญาณรบกวน

ส่วนจุดประสงค์ในการแบ่งประเภทของสัญญาณและการประมาณการพารามิเตอร์ (parameter) อาจเป็นการชดเชยผลกระทบเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนที่มีต่อทุก ๆ ตัวอย่าง (sample) และในบางกรณีโดเมนความถี่อาจจะเหมาะสมสำหรับการจัดการสัญญาณรบกวนแบบอิม

พัลส์มากกว่า หากว่าผลกระทบของสัญญาณรบกวนคือการเปลี่ยนในความหมายของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ [10]

3.2.1 อัตสหสัมพันธ์และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีลักษณะเปลี่ยนแปลงตามเวลา เป็นลำดับของสถานะไบนารี (binary-state sequence) ของอิมพัลส์ ด้วยแอมพลิจูดและตำแหน่งของการเกิดเป็นแบบสุ่ม ด้วยลักษณะของการเปลี่ยนแปลงตามเวลาของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สามารถปรากฏเห็นได้โดยการพิจารณาสเปกตรัมกำลังของกระบวนการจัดการสัญญาณรบกวนด้วยอิมพัลส์จำนวนน้อยในวินาที โดยเมื่อไม่มีสัญญาณรบกวน กำลังจะมีค่าเป็นศูนย์ และหากมีสัญญาณรบกวน กำลังของสัญญาณรบกวนก็คือกำลังของอิมพัลส์ ดังนั้นสเปกตรัมกำลังและอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คือสถานะไบนารีและกระบวนการเปลี่ยนแปลงตามเวลา

ลำดับของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สามารถถูกจำลองเป็นลำดับไบนารีมอดูเลตแอมพลิจูด ดังสมการ

$$n_i(m) = n(m)b(m) \quad (3.12)$$

เมื่อ $b(m)$ คือลำดับสุ่มสถานะไบนารีของหนึ่งและศูนย์ และ $n(m)$ คือกระบวนการสัญญาณรบกวนแบบสุ่ม สมมุติว่าสัญญาณรบกวนเป็นกระบวนการอัตสหสัมพันธ์ที่ไม่มีสหสัมพันธ์ (uncorrelated autocorrelation) ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะถูกนิยามเป็นกระบวนการแบบสถานะไบนารี ดังสมการที่ 3.13

$$r_{nn}(k, m) = E[n_i(m)n_i(m+k)] = \sigma_n^2 \delta(k)b(m) \quad (3.13)$$

เมื่อ $\delta(k)$ คือฟังก์ชัน Kronecker delta เมื่อกำหนดให้สัญญาณรบกวนเป็นกระบวนการอัตสหสัมพันธ์ที่ไม่มีสหสัมพันธ์ มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ $k \neq 0$ ดังนั้นสมการที่ 3.13 สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r_{nn}(0, m) = \sigma_n^2 b(m) \quad (3.14)$$

สำหรับกระบวนการสัญญาณรบกวนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ $r_{nn}(0, m)$ คือกำลังของสัญญาณรบกวนแบบสถานะไบนารีและเปลี่ยนแปลงตามเวลา

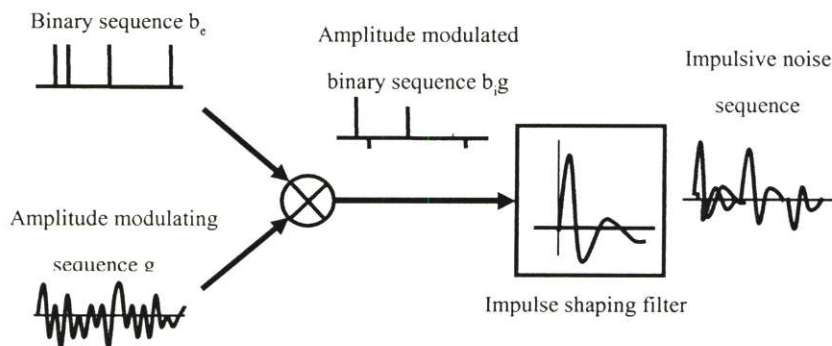
สเปกตรัมกำลังของลำดับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์หาได้จากการแปลงฟูริเยร์ของฟังก์ชันอัตโนมัติสหสัมพันธ์ในสมการที่ 3.14

$$P_{N_i N_i}(f, m) = \sigma_n^2 b(m) \quad (3.15)$$

ในสมการที่ 3.14 และสมการที่ 3.15 อัตสหสัมพันธ์และสเปกตรัมกำลังถูกแสดงด้วยฟังก์ชันสถานะไบนารีที่ขึ้นอยู่กับสถานะเปิดและปิดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เวลา m

3.2.2 แบบจำลองทางสถิติของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ลำดับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n(m)$ ประกอบด้วยพัลส์ที่มีช่วงเวลาสั้น โดยพัลส์จะมีแอมพลิจูด ช่วงเวลา และโอกาสในการเกิดพัลส์เป็นแบบสุ่ม จะถูกจำลองเป็นคั้งเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ (filter) ที่ถูกกระตุ้นด้วยลำดับไบนารีแบบสุ่มที่แอมพลิจูดถูกมอดูเลตดังสมการที่ 3.16 และรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 แสดงแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่เอาท์พุตของวงจรกรองความถี่ถูกกระตุ้นด้วยลำดับไบนารีที่แอมพลิจูดถูกมอดูเลต

$$n_i(m) = \sum_{k=0}^{P-1} h_k n(m-k) b(m-k) \quad (3.16)$$

เมื่อ $b(m)$ คือแบบจำลองลำดับไบนารีที่มีค่าแบบสุ่มของจำนวนครั้งของโอกาสในการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n(m)$ แบบจำลองกระบวนการค่าสุ่มและต่อเนื่อง และ $h(m)$ คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ซึ่งจำลองช่วงเวลาและรูปร่างของแต่ละพัลส์

สองกระบวนการทางสถิติที่สำคัญในการจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ให้เป็นแบบลำดับไบนารีที่แอมพลิจูดมีการมอดูเลตคือ กระบวนการเบอร์นูลี-เกาส์ (Bernoulli-Gaussian process) และ กระบวนการปัวซอง-เกาส์ (Poisson-Gaussian process)

ซึ่งในงานวิจัยนี้จะใช้กระบวนการเบอร์นูลี-เกาส์ สำหรับทำการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยโอกาสในการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แบบสุ่มจะถูกจำลองด้วยกระบวนการเบอร์นูลี $b(m)$ และแอมพลิจูดของอิมพัลส์จะถูกจำลองแบบด้วยกระบวนการเกาส์ $n(m)$

โดย $b(m)$ ที่มีค่าเป็นไปนารี และจะมีค่าเป็น 1 ด้วยความน่าจะเป็น (probability) เท่ากับ p และค่า 0 ด้วยความน่าจะเป็น $1-p$ โดยฟังก์ชันมวลความน่าจะเป็น (probability mass function) ของกระบวนการเบอร์นูลีเป็นดังสมการที่ 3.17

$$P_b(b(m)) = \begin{cases} p & , \text{สำหรับ } b(m) = 1 \\ 1-p & , \text{สำหรับ } b(m) = 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

และกระบวนการเบอร์นูลี มีค่าเฉลี่ย (mean) เท่ากับ

$$\mu_b = E[(b(m))] = p \quad (3.18)$$

และค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ

$$\sigma_b^2 = E[(b(m) - \mu_b)^2] = p(1-p) \quad (3.19)$$

ในแบบจำลองแบบเกาส์ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (probability density function : PDF) ของแอมพลิจูดแบบสุ่มของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่าดังสมการที่ 3.20

$$f_N(n(m)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left[-\frac{n^2(m)}{2\sigma_n^2}\right] \quad (3.20)$$

เมื่อ σ_n^2 คือค่าความแปรปรวนของแอมพลิจูดของสัญญาณรบกวน

แบบจำลองฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $n_i(m)$ ในแบบจำลองเบอร์นูลี-เกาส์ เป็นดังสมการที่ 3.21

$$f_N^{BGi}(n_i(m)) = (1-p)\delta(n_i(m)) + pf_N(n_i(m)) \quad (3.21)$$

เมื่อ $\delta(n_i(m))$ คือฟังก์ชัน Kronecker delta และฟังก์ชัน $f_N^{BGi}(n_i(m))$ คือผลรวมของฟังก์ชันมวลความน่าจะเป็นแบบไม่ต่อเนื่อง (discrete probability mass function) $\delta(n_i(m))$ กับฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบต่อเนื่อง (continuous probability density function) $f_N(n_i(m))$ [10]

3.3 การคำนวณ SNR

ในการศึกษาระบบสื่อสารแบบแอนะล็อก (analog communication system) จะสนใจใช้พารามิเตอร์ อัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน หรือเอสเอ็นอาร์ (signal to noise ration : SNR) ซึ่งมีค่าดังนี้

$$SNR = \frac{S}{N} \quad (3.22)$$

เมื่อ S คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ และ N แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน

ส่วนในระบบการสื่อสารดิจิทัล (digital communication system) จะสนใจใช้พารามิเตอร์ $SNR_{digital}$ หรือ อัตราพลังงานเฉลี่ยต่อบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน E_b/N_0 ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{E_b}{2\sigma^2} \quad (3.22)$$

เมื่อ E_b คือพลังงานเฉลี่ยต่อบิตข้อมูล N_0 คือความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน มีค่าเท่ากับ $2\sigma^2$ เมื่อ σ^2 คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน

ซึ่งอัตราพลังงานเฉลี่ยต่อบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน E_b/N_0 จะไม่มีหน่วย เนื่องจาก N_0 มีหน่วยเป็นวัตต์ต่อเฮิรตซ์ (watts/hertz) ส่วน E_b มีหน่วยเป็นจูล (joule) ซึ่งเท่ากับวัตต์ต่อเฮิรตซ์ [9]

บทที่ 4

การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

4.1 งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ในระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ อย่างเช่น ระบบ OFDM ได้ถูกวิจัยและพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยได้ทำศึกษาอยู่ด้วยกันหลายวิธี อาทิเช่น วิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่ทำในโดเมนเวลา อย่างเช่น วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear blanking method) [11] หรือแม้กระทั่งวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่ทำในโดเมนความถี่ อย่างเช่น การชดเชยระดับสัญญาณด้วยวิธีปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ (frequency-domain equalization) [2] ก็ได้ถูกนำเสนอเช่นกัน นอกจากนี้เมื่อพิจารณาคุณสมบัติของสัญญาณ OFDM พบว่าการมอดูเลตของระบบ OFDM มีความคล้ายคลึงกันกับรหัส Reed Solomon ในสนามเชิงซ้อน (complex field) จึงมีวิธีการใช้ไพลอตโทน (pilot tone) เพื่อทำการตรวจจับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ สำหรับการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ [12] ต่อมาได้มีงานวิจัยโดยการใช้รหัสจำนวนเชิงซ้อน (complex number code) ร่วมกับเทคนิคการวนซ้ำ (iterative technique) เพื่อเพิ่มอัตราขยาย (gain) ของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ [13]

อย่างไรก็ตามงานวิจัยดังกล่าวข้างต้น บางวิธีจะมีกระบวนการทำงานที่ซับซ้อน หรือบางวิธีก็ จะให้ผลการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ไม่ดีพอ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงได้นำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ เพื่อช่วยให้ระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ได้ถูกปรับปรุงสมรรถนะอย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

4.2 การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

งานวิจัยนี้จะทำการศึกษาการขจัดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อทำการลบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่โดเมนเวลา ก่อนทำการดีมอดูเลตสัญญาณ OFDM ที่ภาครับ ร่วมกับการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ เพื่อทำการประมาณการและชดเชยสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยได้ใช้เทคนิคการวนซ้ำร่วมด้วย โดยรายละเอียดของวิธีการที่นำเสนอจะถูกอธิบายในหัวข้อต่อไป

4.2.1 การลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นถูกนำมาใช้เพื่อลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในโดเมนเวลาก่อนที่จะทำการคิมอดูเลตสัญญาณ OFDM ที่ภาครับ โดยสัญญาณขนาดใหญ่ที่รับได้ที่ภาครับจะถูกลบออกเป็นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์และจะถูกลบค่าออกจากสัญญาณที่รับมา

โดยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่จะอธิบายมีอยู่ 2 แบบ คือ

(1) วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบจำกัด (nonlinear limiting method) [14] ดังสมการที่ 4.1

$$r_k^{comp} = \begin{cases} r_k & , \text{ถ้า } |r_k| < A \\ Ae^{j\arg(r_k)} & , \text{กรณีอื่นๆ} \end{cases} \quad (4.1)$$

เมื่อสัญญาณ r_k คือสัญญาณที่รับได้ที่ภาคส่งในโดเมนเวลา r_k^{comp} คือสัญญาณหลังจากใช้วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น และ A คือค่าขีดจำกัด (threshold value)

(2) วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear blanking method) ดังสมการที่ 4.2

$$r_k^{comp} = \begin{cases} r_k & , \text{ถ้า } |r_k| < A \\ 0 & , \text{กรณีอื่นๆ} \end{cases} \quad (4.2)$$

ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในสมการที่ 4.2 เพื่อลบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เนื่องจากวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นนี้จะมีประสิทธิภาพดีกว่าวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบจำกัดในสมการที่ 4.3 เพราะจะมีการลบค่าหรือแทนค่าสัญญาณบางส่วนที่ถูกลบออกเป็นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ให้มีค่าเป็นศูนย์ หรืออีกนัยคือวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น จะให้ค่าความผิดพลาดน้อยกว่าวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นแบบจำกัด

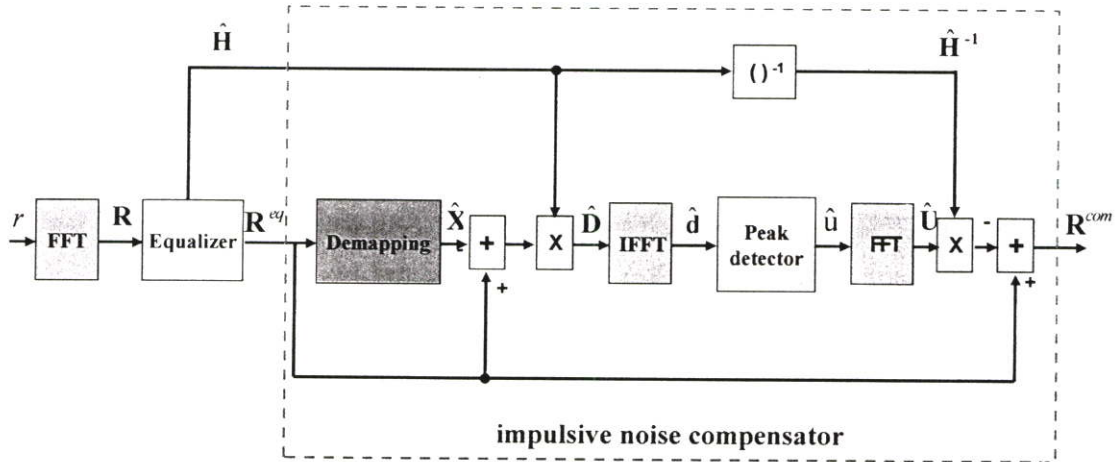
4.2.2 การปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่

ในงานวิจัยนี้จะใช้วิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ เพื่อช่วยในการประมาณการและการชดเชยสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีในระบบ OFDM ดังรูปที่ 4.1

เมื่อสัญญาณ r_k ที่รับได้ ผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว จะได้สัญญาณ R_k ดังสมการที่ 4.3

$$R_k = H_k X_k + W_k + U_k \quad (4.3)$$

โดยที่ $\mathbf{H} = [H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]$ คือการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$ คือการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วของสัญลักษณ์ที่ส่ง $\mathbf{W} = [W_0, W_1, \dots, W_{N-1}]$ คือการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก และ $\mathbf{U} = [U_0, U_1, \dots, U_{N-1}]$ คือการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็วของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวิธีการปรับเท่าสัญญาณ

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณในอุดมคติ ดังนั้นจะได้ $\hat{H}_k \equiv H_k$ เมื่อ \hat{H}_k คือช่องสัญญาณในอุดมคติ (ideal channel) จึงเขียนอธิบายสัญญาณที่ได้หลังจากผ่านกระบวนการปรับเท่าสัญญาณ ได้ดังสมการที่ 4.4

$$R_k^{eq} = R_k \hat{H}_k^{-1} = X_k + W_k \hat{H}_k^{-1} + U_k \hat{H}_k^{-1} \quad (4.4)$$

เมื่อกำหนดให้ D_k คือผลรวมของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์และสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก เขียนได้ดังสมการที่ 4.5

$$D_k = W_k + U_k \quad (4.5)$$

จากสมการที่ 4.4 ได้ค่าประมาณการของ ผลรวมของสัญญาณรบกวน ดังสมการที่ 4.6

$$\hat{D}_k = \hat{H}_k (R_k^{eq} - \hat{X}_k) \quad (4.6)$$

การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ทำได้โดยการนำพจน์ $U_k \hat{H}_k^{-1}$ ลบออกจากสมการที่ 4.4 จะได้สัญญาณหลังจากทำการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ด้วยวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่เป็น R_k^{com} ซึ่งมีค่าดังสมการที่ 4.7

$$R_k^{com} = R_k^{eq} - \hat{U}_k \hat{H}_k^{-1} \quad (4.7)$$

โดยขั้นตอนในการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ที่ใช้ในงานวิจัยนี้ เริ่มจากนำผลรวมของสัญญาณรบกวน \hat{D}_k ที่ประมาณการได้มาผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว จะได้ค่าประมาณการของผลรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลา \hat{d}_k

จากนั้นทำการประมาณการสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ \hat{u}_k ในโดเมนเวลา ด้วยเงื่อนไขในสมการที่ 4.8

$$\hat{u}_k = \begin{cases} \hat{d}_k & , \text{ ถ้า } |\hat{d}_k| > C\hat{\sigma}^2 \\ 0 & , \text{ กรณีอื่นๆ} \end{cases} \quad (4.8)$$

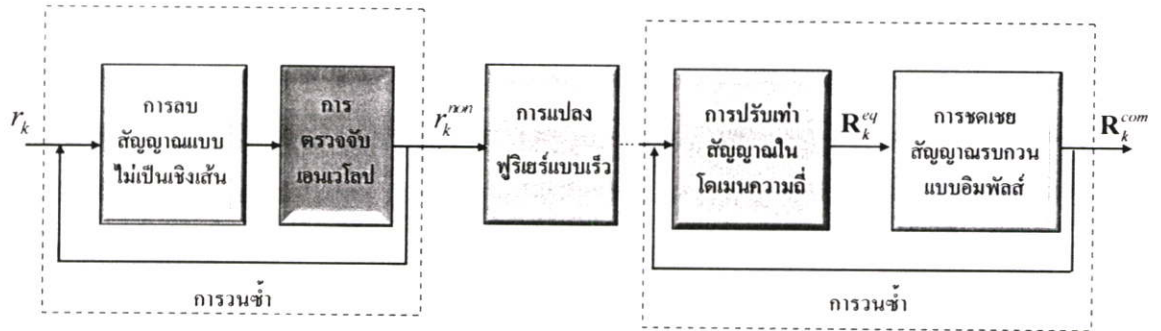
เมื่อ $k=0,1,\dots,N-1$ และ C คือค่าขีดจำกัด ที่ทำให้ค่าความน่าจะเป็นในการตรวจจับผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุด และ $\hat{\sigma}^2$ คือค่าความแปรปรวนของผลรวมของสัญญาณรบกวน \hat{d}_k มีค่าดังสมการที่ 4.9

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{d}_k|^2 \quad (4.9)$$

เมื่อนำสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ \hat{u}_k ที่ตรวจจับได้มาผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วได้สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ \hat{U}_k ในโดเมนความถี่ เพื่อนำมาคูณกับส่วนกลับการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ \hat{H}_k^{-1} และลบออกจากสมการที่ 4.4 จะได้สัญญาณ R_k^{com} ซึ่งเป็นสัญญาณหลังผ่านกระบวนการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ด้วยวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่เรียบร้อยแล้ว ตามสมการที่ 4.7

4.2.3 เทคนิคการวนซ้ำ

งานวิจัยนี้ได้นำเทคนิคการวนซ้ำมาใช้ในการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM ทั้งในส่วนองวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นและวิธีการปรับเท่าในโดเมนความถี่ ดังรูปที่ 4.2 เพื่อให้การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM มีประสิทธิภาพมากขึ้น



รูปที่ 4.2 แสดงการใช้เทคนิคการวนซ้ำ

โดยในส่วนองวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อลบหรือแทนค่าสัญญาณ r_k ที่รับมาบางส่วน ที่ถูกมองว่าเป็นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ให้มีค่าเป็นศูนย์ โดยจะใช้ค่าขีดจำกัด C ที่เหมาะสมในการกำหนดเงื่อนไขในการวนซ้ำของกระบวนการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นและการตรวจจับเอนVELOIP (envelop detection) เพื่อให้สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ถูกลบค่าออกไปจากสัญญาณที่รับมามากที่สุด หรือให้มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เจือปนอยู่ในสัญญาณ r_k^{non} หลังผ่านกระบวนการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นน้อยที่สุด เพื่อทำส่งผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วต่อไป

จากนั้นจะใช้วิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ร่วมกับเทคนิคการวนซ้ำ ด้วยค่าขีดจำกัด A ที่ให้ค่าความผิดพลาดในการประมาณการสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์น้อยที่สุด เพื่อให้ได้สัญญาณ R_k^{com} หลังทำการชดเชยสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ มีความผิดพลาดน้อยที่สุด

4.3 มาตรฐานการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิตอล

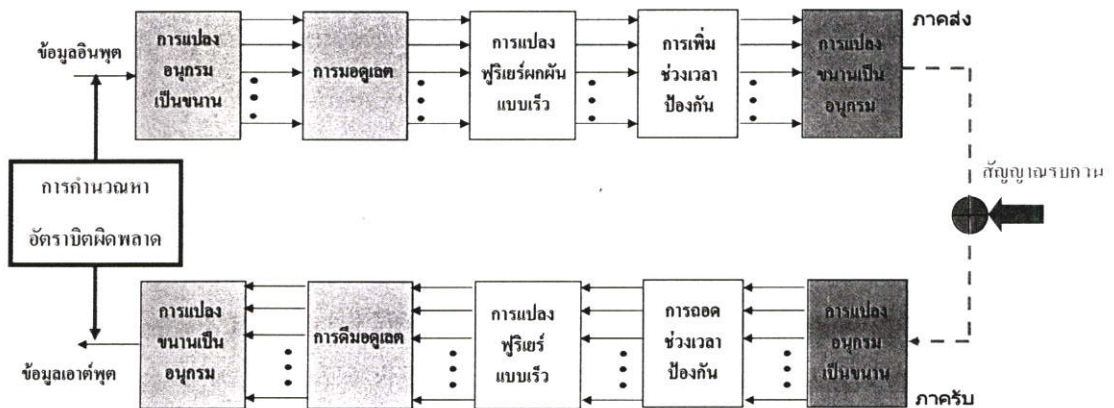
ระบบการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิตอล เป็นมาตรฐาน ETSI ที่กำหนดขึ้นเพื่อการแพร่สัญญาณโทรทัศน์ (television broadcast) ผ่านระบบดาวเทียม ระบบไร้สาย และสายเคเบิล

มาตรฐานการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิตอล แบ่งออกเป็น 2 โหมด (mode) คือ โหมด 2k และ โหมด 8k [1]

งานวิจัยนี้ทำการจำลองแบบโดยกำหนดให้รูปแบบของเฟรม OFDM (OFDM frame) มีลักษณะคล้ายกับรูปแบบเฟรมที่ใช้ในมาตรฐานการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล โหมด 2k ซึ่ง 1 เฟรมข้อมูล OFDM จะประกอบไปด้วย 68 สัญลักษณ์ OFDM และในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM จะมี 2048 คลื่นพาห์

4.4 บล็อกไดอะแกรมในการจำลองระบบ

งานวิจัยนี้จะใช้การจำลองแบบด้วยคอมพิวเตอร์ (computer simulation) โดยใช้โปรแกรม Matlab เพื่อทำการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM ในรูปของอัตราผิดพลาดบิต (bit error rate : BER) เปรียบเทียบกับอัตราพลังงานเฉลี่ยบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน (E_b / N_0) ซึ่งจะแสดงให้เห็นว่าการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ สามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้



รูปที่ 4.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมในการจำลองแบบระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวน

รูปที่ 4.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมในการจำลองแบบระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาวววกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยที่ภาคส่งข้อมูลอินพุตแบบอนุกรมจะถูกแปลงเป็นชุดข้อมูลขนาน จากนั้นผ่านกระบวนการมอดูเลตแบบ 4-QAM และกระบวนการแปลงฟูรีเยร์ผกผันแบบเร็ว การเพิ่มช่วงเวลาป้องกันด้วยเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน และกระบวนการแปลงชุดข้อมูลขนานเป็นชุดข้อมูลอนุกรม เพื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบววกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ที่มีการกำหนดค่า p หรือความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และค่าแอลฟา (alpha : α) ซึ่งคือจำนวนเท่าของค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (standard deviation) ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เมื่อเทียบกับของสัญญาณรบกวน

เกาส์ขาวแบบบวก โดยค่า p แลค่า α นี้จะเป็นตัวบ่งชี้ถึงคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่จำลองในระบบว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีโอกาสในการเกิดขึ้นในระบบมากน้อยเพียงใด และมีความรุนแรงเพียงใด

ส่วนที่ภาครัฐของระบบ OFDM ก็จะจำลองแบบการทำงานกลับกันกับภาคส่ง โดยเริ่มจากการแปลงข้อมูลจากอนุกรมเป็นขนาน การถอดช่วงเวลาป้องกัน ผ่านกระบวนการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว การคิมอดูเลตของระบบ และการแปลงชุดข้อมูลขนานเป็นได้ชุดข้อมูลเอาต์พุต

จากนั้นจะทำการจำลองแบบเพื่อคำนวณหาค่าอัตราผิดพลาดบิต โดยอัตราผิดพลาดบิตมีค่าเท่ากับจำนวนบิตข้อมูลที่ผิดพลาดต่อจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งทั้งหมด ดังสมการที่ 4.10

$$BER = \frac{E}{B} \quad (4.10)$$

เมื่อ E คือจำนวนบิตที่ผิดพลาด

B คือจำนวนบิตที่ส่งทั้งหมด ซึ่งมีค่าเท่ากับ $B = l \cdot N \cdot C$

l คือจำนวนบิตต่อสัญลักษณ์ มีค่าเท่ากับ $l = \log_2 M$

M คือระดับของการมอดูเลต

N คือจำนวนคลื่นพาห์ย่อยต่อหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM

C คือจำนวนสัญลักษณ์ OFDM ต่อหนึ่งเฟรมข้อมูล

ซึ่งการจำลองแบบในงานวิจัยนี้ใช้การมอดูเลตแบบ 4-QAM ($M=4$) ดังนั้นสัญลักษณ์ที่ได้หลังผ่านกระบวนการมอดูเลตแบบ 4-QAM จะประกอบไปด้วยบิตข้อมูลจำนวน 2 บิต ($l = \log_2 4 = 2$) เมื่อกำหนดให้เฟรมข้อมูลที่ใช้ในระบบมีรูปแบบคล้ายกับรูปแบบที่ใช้ในมาตรฐานการถ่ายทอดวีดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล โหมด 2k คือหนึ่งเฟรมข้อมูล OFDM ประกอบไปด้วย 68 สัญลักษณ์ OFDM ($C = 68$) และหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM ได้ถูกแบ่งเพื่อส่งออกไปบนคลื่นพาห์ย่อยจำนวน 2048 คลื่นพาห์ ($N = 2048$) ดังนั้นหนึ่งเฟรมข้อมูล OFDM ที่งานวิจัยนี้ใช้ในการจำลองแบบจะประกอบไปด้วยจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดเท่ากับ $B = 2 \times 2,048 \times 68 = 278,528$ บิต ต่อหนึ่งเฟรมข้อมูล OFDM

บทที่ 5

ผลการจำลองแบบและการวิเคราะห์ผล

5.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ

งานวิจัยนี้จะทำการวิเคราะห์ผลการจำลองแบบของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบแสดง ดังตารางที่ 1 เมื่อกำหนดให้เฟรมข้อมูลที่ใช้ในระบบมีรูปแบบคล้ายกับรูปแบบที่ใช้ในมาตรฐานการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล โหมด 2k คือหนึ่งเฟรมข้อมูล OFDM ประกอบไปด้วย 68 สัญลักษณ์ OFDM และมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 2048 คลื่นพาห้ ระบบใช้การมอดูเลตแบบ 4-QAM ซึ่งทำให้หนึ่งสัญญาณประกอบไปด้วย 2 บิต และอัตราช่วงเวลาป้องกันต่อคาบเวลาของสัญญาณ OFDM เท่ากับ 1/4

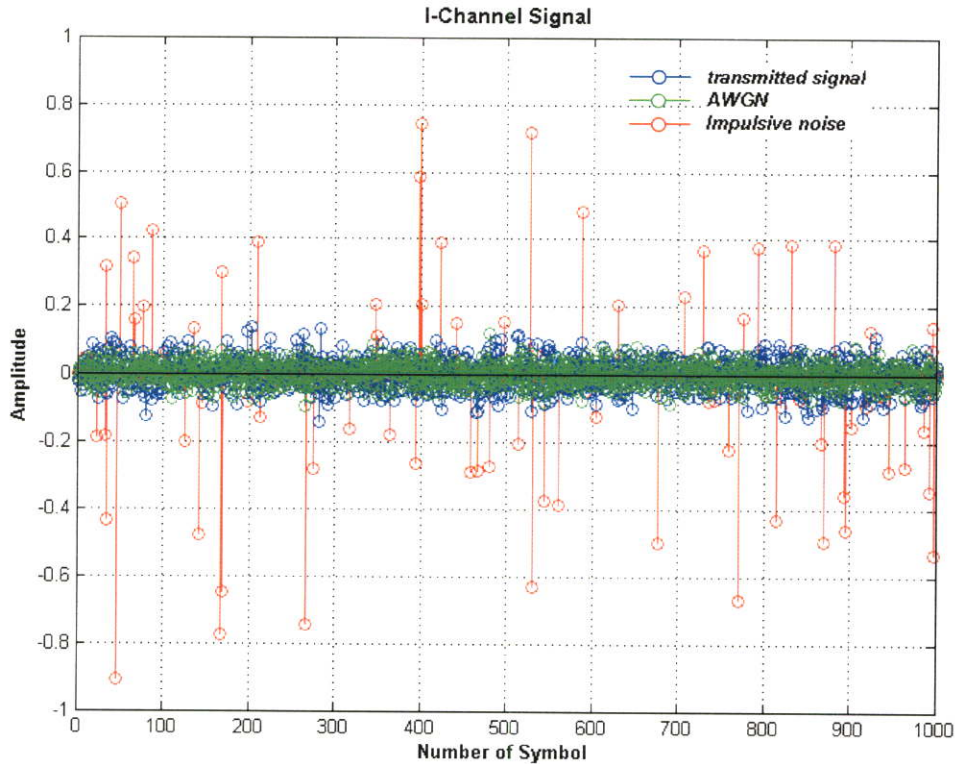
ตารางที่ 5.1 แสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ	
รูปแบบเฟรมข้อมูล	DVB-T (โหมด 2k)
จำนวนคลื่นพาห่อย่อย	2048 คลื่นพาห้
จำนวนสัญญาณ OFDM ต่อเฟรมข้อมูล	68 สัญลักษณ์
รูปแบบการมอดูเลต	4-QAM
อัตราช่วงเวลาป้องกันต่อคาบเวลาของสัญญาณ OFDM	1/4
ความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $P(b_k = 1)$	0.01 และ 0.1
ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์	$100\sigma_w^2$

นอกจากนี้งานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ระบบ OFDM มีสัญญาณรบกวนเพียง 2 ประเภทที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณการสื่อสาร ประเภทที่ 1 คือสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบววกที่มีค่าเฉลี่ย (mean) เป็น 0 และมีค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ 1 และสัญญาณรบกวนประเภทที่ 2 คือสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ซึ่งงานวิจัยนี้ทำการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ด้วยกระบวนการเบอร์นูลี-เกาส์ โดยกำหนดให้สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ u_k มีค่าเท่ากับ $b_k g_k$ เมื่อค่าความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ $P(b_k = 1)$ มีค่าเท่ากับ 0.01 และ 0.1 ส่วน b_k คือกระบวนการเบอร์นูลี (Bernoulli) ที่มีค่าตัวแปรสุ่มเป็น 0 และ 1 และ g_k คือกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ขาวแบบววกที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าความแปรปรวน σ_u^2 เท่ากับ $\sigma_u^2 = \alpha^2 \sigma_w^2$ เมื่อ σ_w^2 คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบววก w_k และ α คือจำนวนเท่า

ของค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เมื่อเทียบกับของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก นั่นคือ $\alpha = \sigma_u / \sigma_w$ และงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ α มีค่าเท่ากับ 10

5.2 ผลการจำลองแบบและการวิเคราะห์ผล

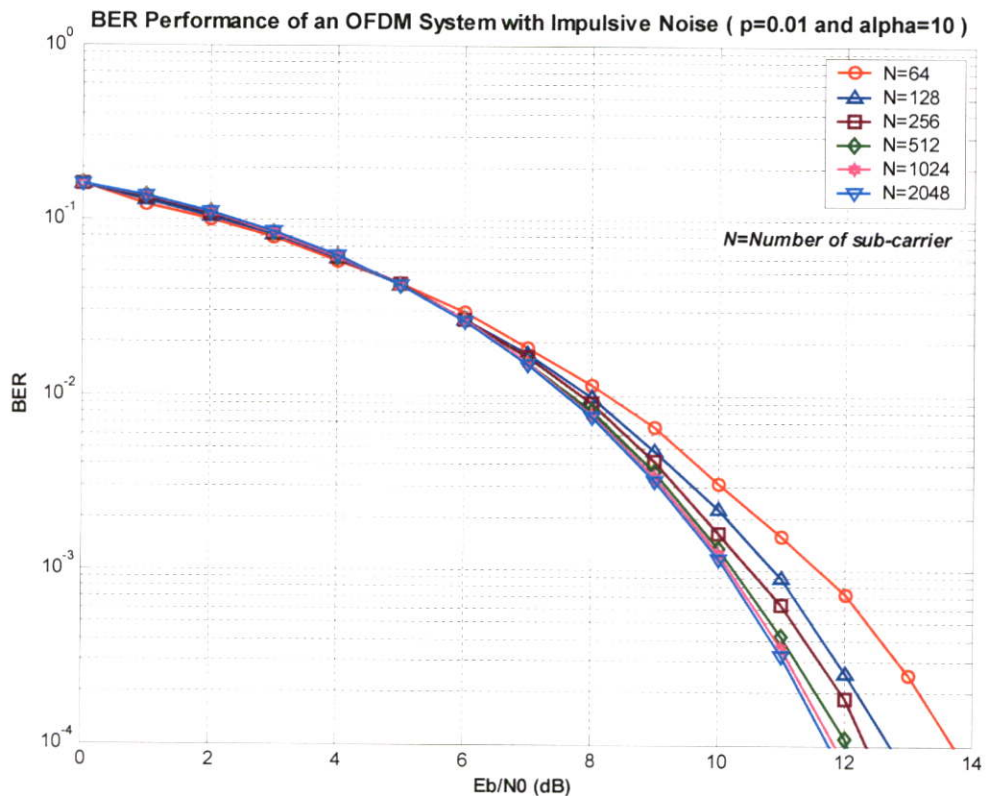


รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง

รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และสัญญาณจริงที่ส่งมาจากภาคส่ง พบว่าลักษณะของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีลักษณะสอดคล้องกับคุณสมบัติพื้นฐานที่กล่าวไว้ว่าพลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะสูงกว่าสัญญาณรบกวนที่มีในระบบ และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีค่าพลังงานมากในช่วงคาบเวลาที่สั้นๆ เท่านั้น

ซึ่งการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ อย่างเช่น ระบบ OFDM จะมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มากกว่าการสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดียว เนื่องจากพลังงานของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะถูกกระจายค่าไปบนคลื่นพาห์ย่อยที่มีจำนวนมากในระบบการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์

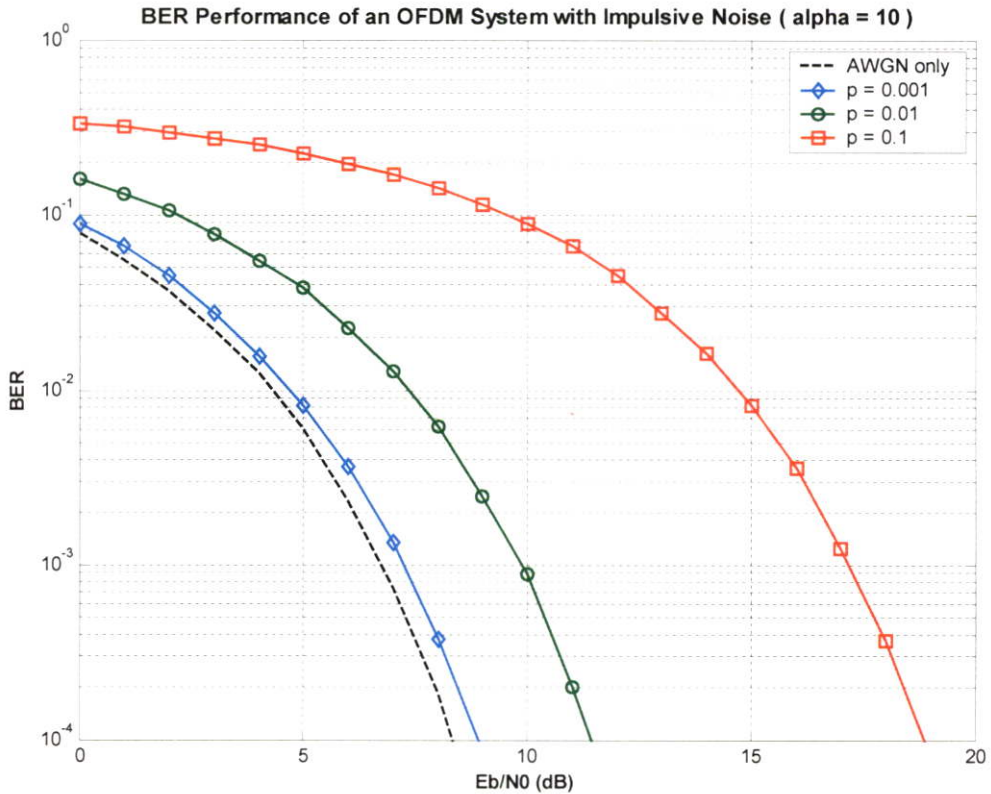
รูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ($p = 0.01$ และ $\alpha = 10$) เมื่อระบบมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ ทำการพิจารณาอัตราผิดพลาดบิต (bit error rate : BER) ในแกนตั้งที่มีสเกลเป็นแบบลอการิทึม (logarithm) กับอัตราพลังงานเฉลี่ย บิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) ในแกนนอนที่มีหน่วยเป็น เดซิเบล (decibel : dB) พบว่าระบบ OFDM ที่มีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 2048 คลื่นพาห่ ซึ่งเท่ากับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่ใช้ในระบบการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล โหมด 2k จะให้ค่า E_b/N_0 ต่ำกว่าค่า E_b/N_0 ที่ได้จากระบบที่มีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 1024 512 256 128 และ 64 คลื่นพาห่ ตามลำดับ ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-3} นั่นคือระบบ OFDM ที่มีคลื่นพาห่อย่อยในระบบเป็นจำนวนมากจะสามารถทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ดีกว่าระบบที่มีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยที่น้อยกว่า



รูปที่ 5.2 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อระบบมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยต่างๆ

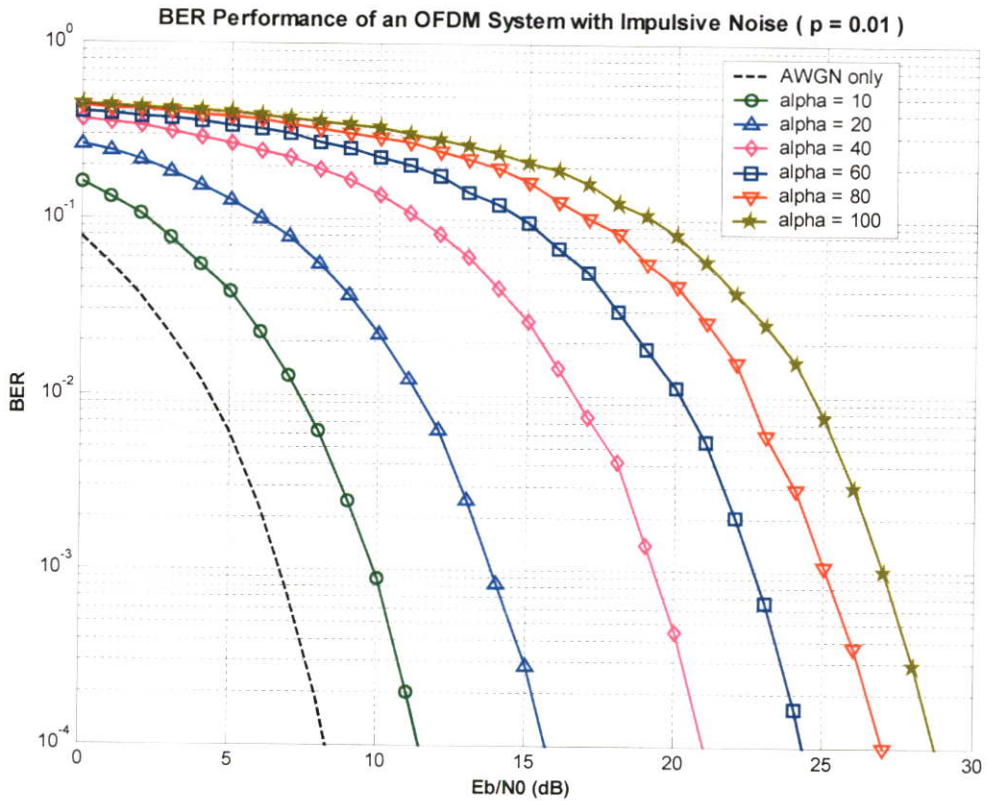
แต่อย่างไรก็ดีถึงแม้ว่าระบบ OFDM จะมีความทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ดีกว่าการสื่อสารแบบคลื่นพาห่เดี่ยว แต่ด้วยคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่จะมีค่าพลังงานสูงกว่าพลังงานของสัญญาณรบกวนพื้นฐานที่มีในระบบและพลังงานจะมีค่ามากในช่วง

คาบเวลาที่สั้นๆ เท่านั้น นอกจากนี้ยังมีความไม่แน่นอนของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดจากแหล่งกำเนิดต่าง ๆ ได้ ดังนั้นจึงไม่สามารถควบคุมความรุนแรงและโอกาสในการเกิดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ จึงทำให้สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สามารถส่งผลกระทบต่อให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดต่ำลงได้



รูปที่ 5.3 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อ α มีค่าคงที่ แต่ p มีค่าต่างๆ

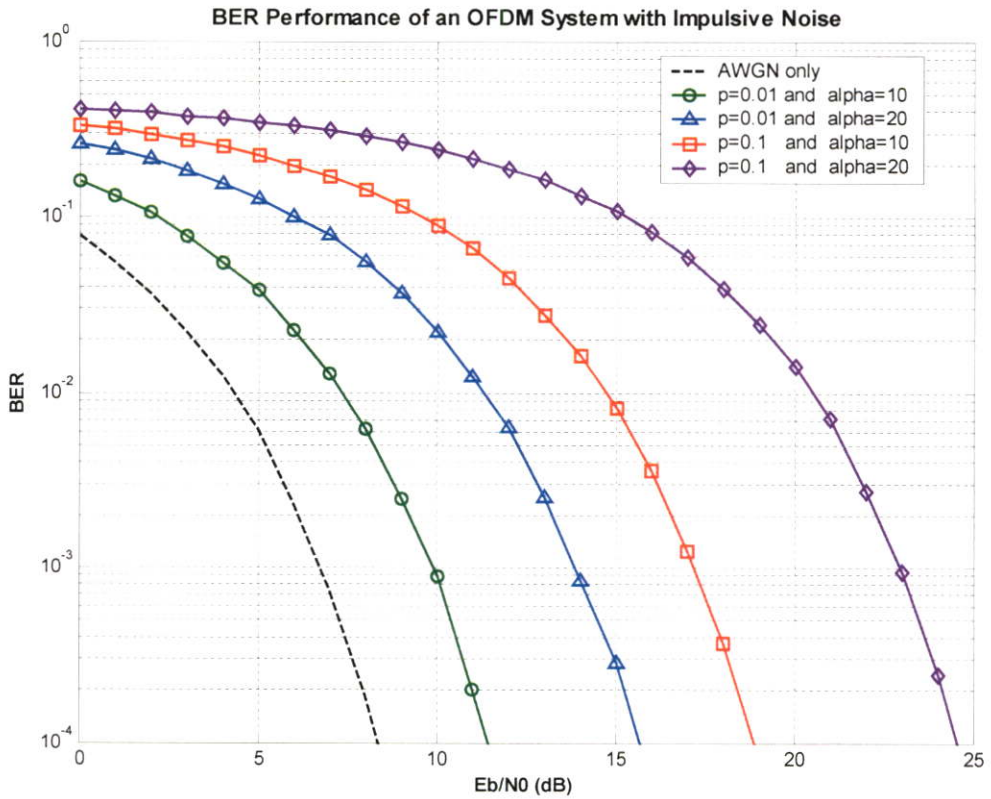
ดังนั้นจึงได้แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อ α มีค่าคงที่ ($\alpha = 10$) แต่ p มีค่าต่างๆ ดังรูปที่ 5.3 เพื่อแสดงให้เห็นว่าค่าความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เป็นตัวแปรสำคัญอย่างหนึ่งที่จะบ่งบอกถึงผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะของระบบ OFDM ซึ่งจากรูปที่ 5.3 พบว่าค่า E_b/N_0 ที่อ่านได้ที่ค่า BER ใดๆ จะมีค่าสูงขึ้น เมื่อ p มีค่าสูงขึ้น ซึ่งก็คือเมื่อค่า p หรือค่าความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สูงขึ้น จะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดต่ำลงนั่นเอง ยกตัวอย่างเช่น เมื่อพิจารณาค่า BER เท่ากับ 10^{-3} และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่า α คงที่ พบว่าระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่า $p = 0.1$ จะให้ค่า E_b/N_0 สูงกว่าระบบที่มีค่า $p = 0.01$ เท่ากับ 7.5 dB



รูปที่ 5.4 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อ p มีค่าคงที่ แต่ α มีค่าต่างๆ

ในทำนองเดียวกัน รูปที่ 5.4 จะแสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เมื่อ p มีค่าคงที่ ($p=0.01$) แต่ α มีค่าต่างๆ พบว่าค่า E_b/N_0 ที่อ่านได้ที่ค่า BER ใด ๆ จะมีค่าสูงขึ้น เมื่อ α มีค่าสูงขึ้น นั่นคือ เมื่อ α มีค่าสูงขึ้น จะทำให้ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ σ_u^2 มีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย เพราะ $\sigma_u^2 = \alpha^2 \sigma_w^2$ จึงส่งผลทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดต่ำลง ยกตัวอย่างเช่น เมื่อทำการพิจารณาค่า BER เท่ากับ 10^{-3} เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า p คงที่ พบว่าระบบ OFDM ที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่า $\alpha = 20$ จะให้ค่า E_b/N_0 สูงกว่าระบบที่มีค่า $\alpha = 10$ ประมาณ 4 dB

จากรูปที่ 5.3 และรูปที่ 5.4 จะเห็นว่าค่า α และค่า p จะเป็นตัวแปรสำคัญอย่างหนึ่งที่จะกำหนดลักษณะของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีต่อสมรรถนะของระบบ OFDM ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้ทำการศึกษา เพื่อหาความสัมพันธ์ของค่า E_b/N_0 หรือค่า $SNR_{digital}$ กับค่า α และค่า p ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีในระบบ OFDM



รูปที่ 5.5 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า α และค่า p ต่างๆ

จากรูปที่ 5.5 ที่แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า p และค่า α ต่าง ๆ เมื่อกำหนดให้ w แทนสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาวแบบบวก u แทนสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และ d แทนสัญญาณรบกวนรวมในระบบ OFDM นั่นคือ $d = w + u$

พิจารณาค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์: σ_u^2

$$\begin{aligned}
 \sigma_u^2 &= E\{(u - m_u)^2\} \\
 &= E\{u^2 - 2um_u + m_u^2\} \\
 &= E\{u^2\} - E\{2um_u\} + E\{m_u^2\} \\
 &= E\{u^2\} - 2m_u E\{m_u\} + m_u^2 \\
 &= E\{u^2\} - 2m_u \cdot m_u + m_u^2 \\
 &= E\{u^2\} - m_u^2 \\
 &= \overline{u^2} - \bar{u}^2
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

เมื่อ m_u หรือ \bar{u} คือค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ นั่นคือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีค่าเท่ากับผลต่างระหว่างค่ากำลังสองเฉลี่ยและค่าเฉลี่ยกำลังสอง

เมื่อค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาวแบบบวก (m_u หรือ \bar{u}) มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (m_u หรือ \bar{u}) จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจากสมการที่ 5.1 จะได้ว่า

$$\sigma_u^2 = \overline{u^2} \quad (5.2)$$

และเมื่อกำหนดให้ $\sigma_{u_i}^2$ คือค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สัญลักษณ์ที่ i จะได้ว่า

$$\sigma_{u_i}^2 = \frac{\sum_{i=1}^{N_i} u_i^2}{N_i} \quad (5.3)$$

เมื่อ N_i แทนจำนวนสัญลักษณ์ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และกำหนดให้ p คือค่าความน่าจะเป็นในการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ซึ่งมีค่าเท่ากับ $p = \frac{N_i}{N_t}$ โดย N_t แทนจำนวนสัญลักษณ์ที่ส่ง

ยกตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดให้ $p = 0.01$ นั่นคือมีความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จำนวนหนึ่งสัญลักษณ์ในจำนวนสัญลักษณ์ที่ส่งทั้งหมดหนึ่งร้อยสัญลักษณ์ หรือเท่ากับการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จำนวนหนึ่งร้อยสัญลักษณ์ในจำนวนสัญลักษณ์ที่ส่งทั้งหมดหนึ่งหมื่นสัญลักษณ์ : $N_i = 100$ และ $N_t = 10,000$ ดังนั้นจะได้

$$\sigma_u^2 = \frac{\sum_{i=1}^{100} u_i^2}{10,000} \quad (5.4)$$

เมื่อหารสมการที่ 5.4 ด้วย 100 ทั้งส่วนบนและล่างของสมการจะได้

$$\begin{aligned}
\sigma_u^2 &= \frac{\sum_{i=1}^{100} u_i^2}{10,000} \div \frac{100}{100} \\
&= \frac{\sum_{i=1}^{100} u_i^2}{100} \times \frac{100}{10,000} \\
&= \sigma_{u_i}^2 \times \frac{N_i}{N_t}
\end{aligned} \tag{5.5}$$

กำหนดให้ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่าดังสมการ 5.6

$$\sigma_{u_i}^2 = \alpha^2 \sigma_w^2 \tag{5.6}$$

เมื่อ α คือจำนวนเท่าของค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เทียบกับของสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก จากนั้นทำการแทนค่าสมการที่ 5.6 และสมการที่ 5.7 ลงในสมการที่ 5.5 จะได้

$$\sigma_u^2 = \alpha^2 \sigma_w^2 p \tag{5.7}$$

เมื่อกำหนดให้ $SNR_{digital,original}$ มีค่าดังสมการที่ 5.8

$$SNR_{digital,original} = \frac{E_b}{N_0} \tag{5.8}$$

และถ้าพิจารณาระบบ OFDM โดยถือว่ามีเพียงสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาวแบบบวก และมีค่า $N_0 = 2\sigma_w^2$ จากนั้นแทนค่าลงในสมการที่ 5.7 จะได้

$$SNR_{digital,original} = \frac{E_b}{2\sigma_w^2} \tag{5.9}$$

แต่ถ้าระบบ OFDM มีทั้งสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาวแบบบวกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ($d = w + u$) เมื่อ w และ u เป็นอิสระต่อกัน จะได้ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนรวม ดังสมการที่ 5.10

$$\sigma_d^2 = \sigma_w^2 + \sigma_u^2 \tag{5.10}$$

ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาค่า $SNR_{digital,new}$ ของระบบที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบ
บวกและสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 SNR_{digital,new} &= \frac{E_b}{2\sigma_d^2} \\
 &= \frac{Eb}{2(\sigma_w^2 + \sigma_u^2)} \\
 &= \frac{Eb}{2(\sigma_w^2 + \alpha^2\sigma_w^2 p)} \\
 &= \frac{Eb}{2\sigma_w^2(1 + \alpha^2 p)} \\
 &= \frac{Eb}{N_0(1 + \alpha^2 p)} \\
 &= \frac{SNR_{digital,original}}{(1 + \alpha^2 p)}
 \end{aligned} \tag{5.11}$$

เมื่อกำหนดค่า SNR ในสมการที่ 5.11 ให้เป็นหน่วยเดซิเบล จะได้

$$SNR_{new,dB} = SNR_{original,dB} - 10\log(1 + \alpha^2 p) \tag{5.12}$$

พิจารณากรณีที่ $\alpha^2 p$ มีค่ามากกว่าหนึ่งมากๆ ($\alpha^2 p \gg 1$) จะได้

$$SNR_{new,dB} = SNR_{original,dB} - 10\log(\alpha^2 p) \tag{5.13}$$

และในกรณีที่ $\alpha^2 p$ มีค่าน้อยกว่าหนึ่งมากๆ ($\alpha^2 p \ll 1$) จะได้

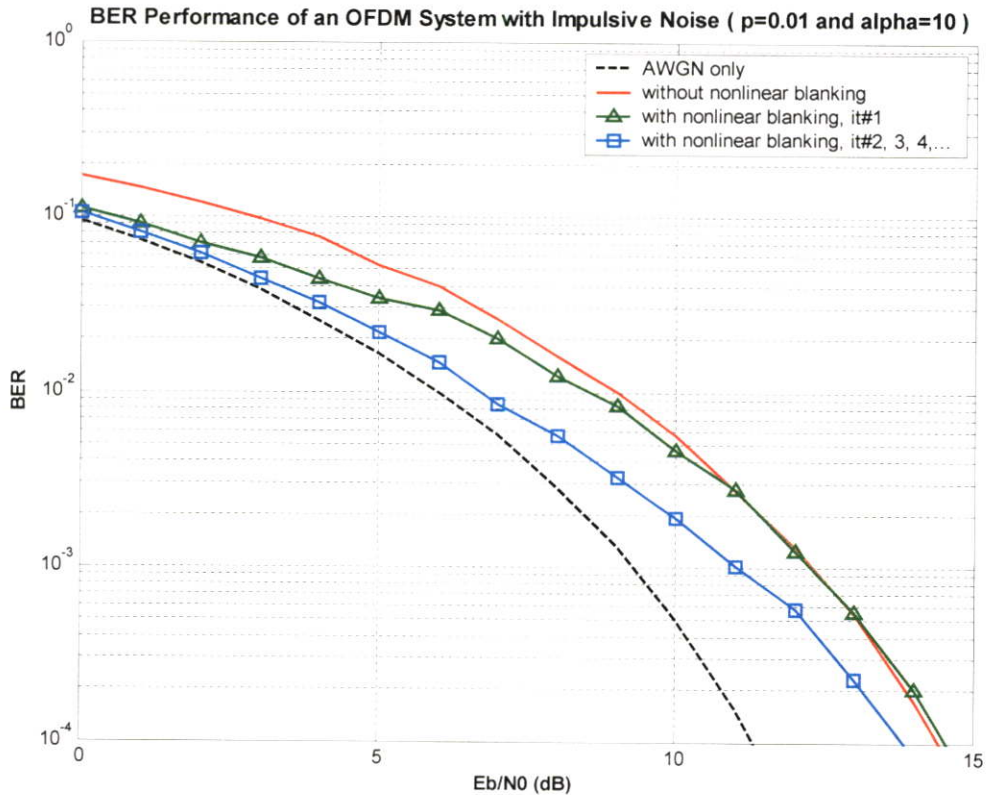
$$SNR_{new,dB} = SNR_{original,dB} - 10\log(1) \tag{5.14}$$

หรือ

$$SNR_{new,dB} \approx SNR_{original,dB} \tag{5.15}$$

จากสมการที่ 5.12 จะเห็นว่าพจน์ $10\log(1 + \alpha^2 p)$ จะเป็นส่วนสำคัญในการกำหนดค่า $SNR_{new,dB}$ นั่นคือ ค่า α และค่า p จะเป็นตัวแปรสำคัญที่จะกำหนดว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ OFDM มากน้อยเพียงใด

ต่อไปเป็นผลการจำลองแบบเพื่อดูการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่มีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่งานวิจัยนี้นำเสนอ ซึ่งก็คือวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ

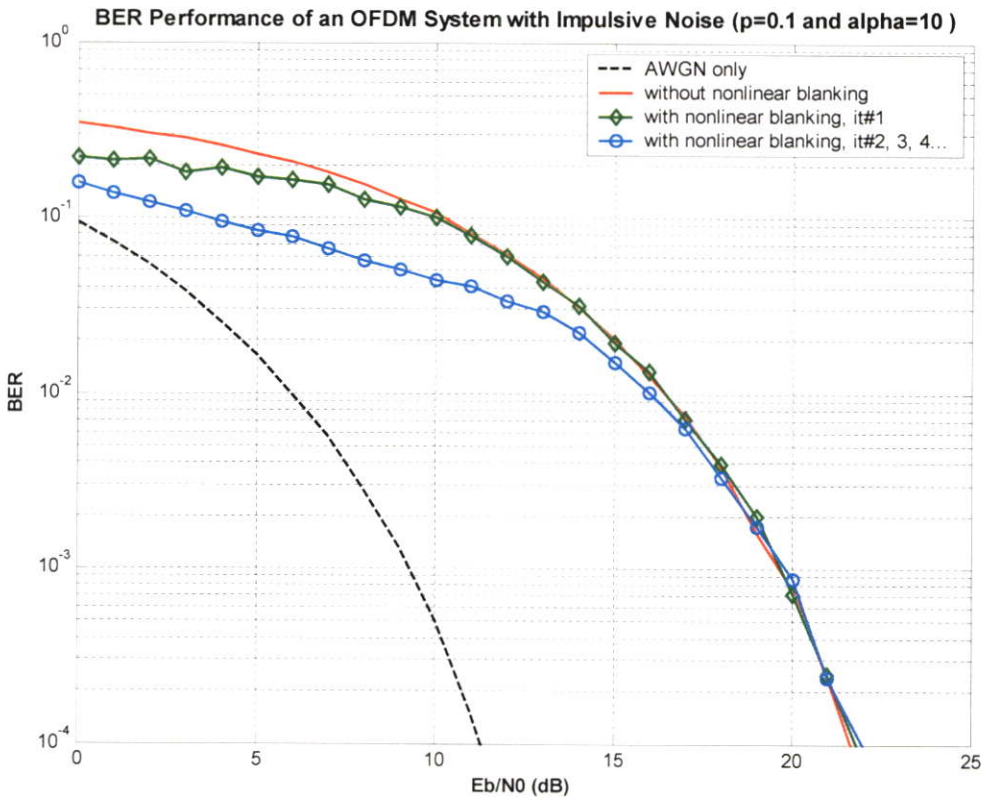


รูปที่ 5.6 แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p = 0.01$ และ $\alpha = 10$ ด้วยวิธีการลดสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ผลการจำลองแบบในรูปที่ 5.6 แสดงการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM ด้วยวิธีการลดสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น โดยในกรณีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM มีค่า $p = 0.01$ และ $\alpha = 10$ วิธีการลดสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการวนซ้ำ 2 รอบสามารถปรับปรุงค่า E_b/N_0 ให้ลดลง ประมาณ 3 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีการดังกล่าว

เนื่องจากวิธีการลดสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นจะทำการลดสัญญาณขนาดใหญ่ออกจากสัญญาณที่รับมาได้ทีละก้าว เพราะสัญญาณที่มีขนาดใหญ่จะถูกมองว่าเป็นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ จึงทำให้การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการลดสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้

แต่อย่างไรก็ดีเมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM มีค่า p สูงขึ้นเป็น $p=0.1$ (α มีค่าเท่าเดิม) เมื่อทำการพิจารณาค่า BER เท่ากับ 10^{-3} พบว่าวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเทคนิคการวนซ้ำ ไม่สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้ ดังรูปที่ 5.7



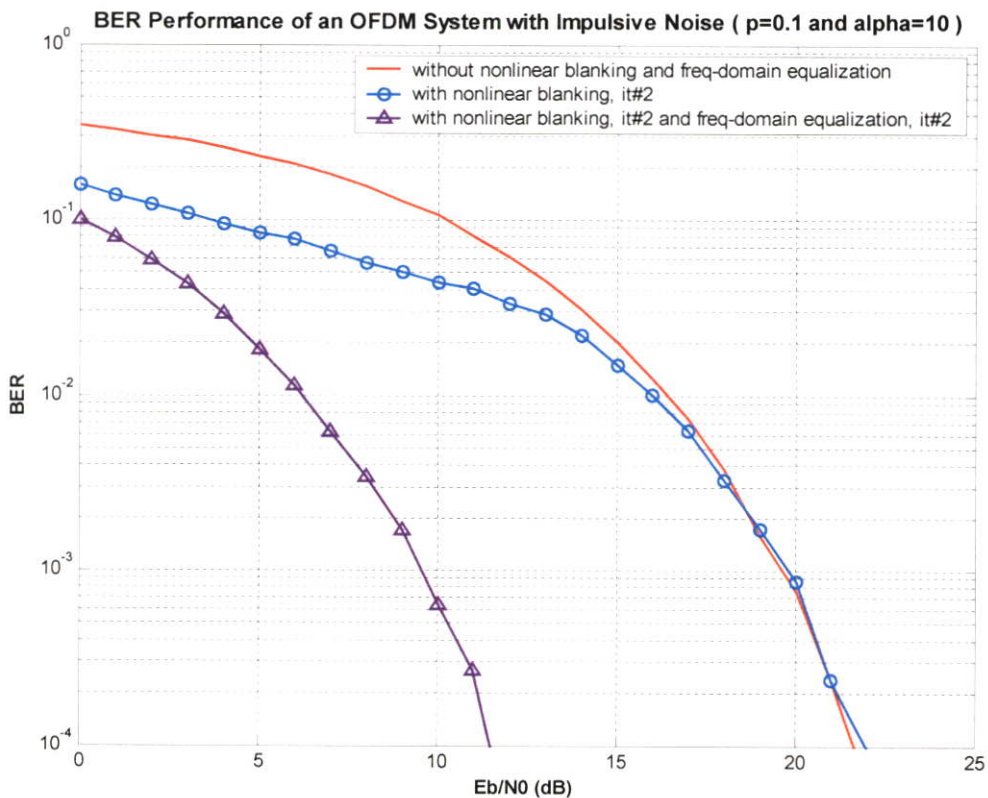
รูปที่ 5.7 แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p=0.1$ และ $\alpha=10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น

ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยการนำวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำมาทำงานร่วมกับวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในปริมาณมาก (สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่า p หรือค่า α สูง)

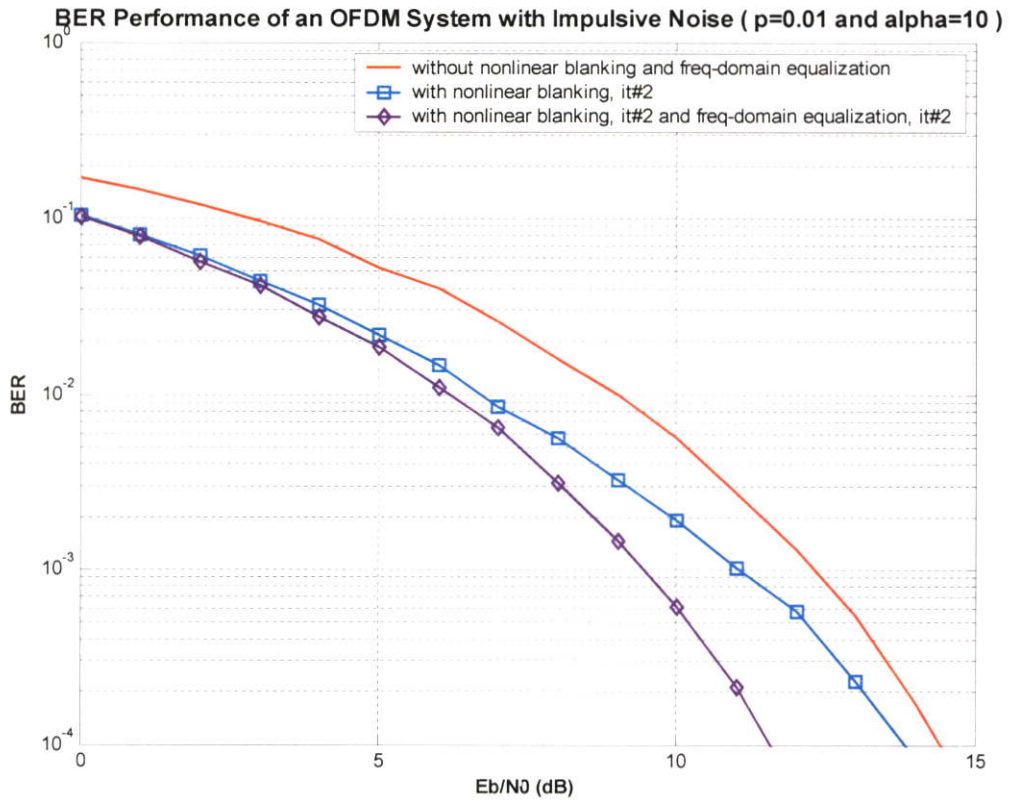
โดยวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ จะช่วยในการประมาณการสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM โดยจะทำงานร่วมกับเทคนิคการวนซ้ำ หลังจากนั้นจะนำสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่ประมาณการได้มาทำการชดเชยสัญญาณที่ภาครับ เพื่อให้สัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีอัตราผิดพลาดบิดลดลง

ดังนั้นวิธีการปรับเท่าสัญญาณใน โดเมนความถี่จึงเป็นอีกวิธีหนึ่งที่สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ให้ดีขึ้นได้ จึงได้นำวิธีการนี้มาทำงานร่วมกับวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการจัดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM โดยเฉพาะในกรณีที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีปริมาณมาก (p หรือ α มีค่าสูง)

รูปที่ 5.8 แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p=0.1$ และ $\alpha=10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ โดยผลการจำลองแบบได้แสดงให้เห็นว่าวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการวนซ้ำ 2 รอบ ร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ด้วยการวนซ้ำ 2 รอบ สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้ โดยค่า E_b/N_0 จะมีค่าลดลง 10 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีดังกล่าว



รูปที่ 5.8 แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p=0.1$ และ $\alpha=10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่



รูปที่ 5.9 แสดงการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM เมื่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า $p=0.01$ และ $\alpha=10$ ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่

อย่างไรก็ตามในกรณีที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM มีค่า p หรือค่า α ต่ำลง การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ด้วยวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ ก็สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ได้เช่นกัน

พิจารณาผลการจำลองแบบในรูปที่ 5.9 ในกรณีที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM มีค่า p ต่ำลงจาก $p=0.1$ เป็น $p=0.01$ แต่ α มีค่าเท่าเดิม ($\alpha=10$) พบว่าการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยการใช้วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยการวนซ้ำ 2 รอบ ร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ด้วยการวนซ้ำ 2 รอบ สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้ โดยค่า E_b/N_0 จะมีค่าลดลง 3 dB ที่ค่า BER เท่ากับ 10^{-3} เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ใช้วิธีดังกล่าว

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เทคนิคการส่งสัญญาณแบบโอเอฟดีเอ็ม (orthogonal frequency division multiplexing : OFDM) เป็นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห์ (multi carrier system) ที่มีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ อาทิเช่น มีการใช้แถบความถี่ (bandwidth) ได้อย่างมีประสิทธิภาพ สามารถรองรับการส่งสัญญาณอัตราเร็วสูงได้ และสามารถลดการเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณได้ (intersymbol interference : ISI) ดังนั้นเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ OFDM จึงสามารถตอบสนองกับความต้องการทางด้านการสื่อสารดิจิทัลในยุคปัจจุบัน ที่ต้องการส่งผ่านข้อมูลด้วยอัตราเร็วและความถูกต้องสูง และความต้องการที่จะใช้ช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นได้ ด้วยเหตุนี้การส่งสัญญาณแบบ OFDM จึงได้ถูกนำเสนอให้นำมาใช้ในมาตรฐานการสื่อสารจำนวนมาก เช่น ระบบเครือข่ายท้องถิ่นแบบไร้สาย (WLAN) ระบบการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล (DVB-T) ระบบการกระจายเสียงแบบดิจิทัล (DAB) เป็นต้น

อย่างไรก็ดีถึงแม้ว่าระบบ OFDM จะสามารถทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (impulsive noise) ได้ดีกว่าระบบการสื่อสารแบบคลื่นพาห์เดียว แต่พบว่าระบบการสื่อสารแบบ OFDM ยังคงได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ เนื่องจากลักษณะของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM จะมีระดับพลังงานที่สูงกว่าพลังงานของสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนที่มีในระบบ และความน่าจะเป็นของการเกิดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบจะมีค่าที่ไม่แน่นอน จึงยากต่อการควบคุมความรุนแรงและโอกาสในการเกิดของสัญญาณรบกวนประเภทนี้ ดังนั้นสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จึงเป็นสาเหตุสำคัญอย่างหนึ่งที่ทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ลดต่ำลง

วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีต่อระบบ OFDM และเสนอวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ให้ดีขึ้น โดยนำเสนอวิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinear blanking method) ร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ (frequency-domain equalization) และเทคนิคการวนซ้ำ (iterative technique) เพื่อทำการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM โดยจะทำการจำลองแบบ (simulation) ด้วยโปรแกรม Matlab เพื่อแสดงให้เห็นว่าวิธีที่นำเสนอสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ให้ดีขึ้นได้ ซึ่งจะทำการพิจารณาอัตราผิดพลาดบิต (bit error rate : BER) กับอัตราพลังงานเฉลี่ยบิตต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน (E_b / N_0) โดยได้ทำการจำลองแบบระบบ OFDM ที่มีรูปแบบเฟรมข้อมูลเป็นแบบที่ใช้ในมาตรฐานการถ่ายทอดวิดีโอภาคพื้นดินแบบดิจิทัล โหมด 2k และใช้

กระบวนการเบอรูว์ลี-เกาส์ (Bernoulli-Gaussian process) ในการจำลองแบบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ซึ่งจากผลการจำลองแบบและการวิเคราะห์ผล สามารถที่จะสรุปผลการวิจัยได้ดังนี้

1. ระบบ OFDM ที่มีคลื่นพายุย่อยในระบบเป็นจำนวนมากจะสามารถทนทานต่อสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ได้ดีกว่าระบบที่มีจำนวนคลื่นพายุย่อยที่น้อยกว่า
2. ความสัมพันธ์ของค่า E_b/N_0 หรือค่า $SNR_{digital}$ กับค่า p และ ค่า α ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีในระบบ OFDM ในหน่วยเดซิเบล เป็นดังสมการ $SNR_{new,dB} = SNR_{original,dB} - 10\log(1 + \alpha^2 p)$ โดยค่า p และ ค่า α ในพจน์ $10\log(1 + \alpha^2 p)$ จะเป็นส่วนสำคัญที่บ่งบอกว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ OFDM มากน้อยเพียงใด
3. การลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ด้วยวิธีการลบสัญญาณรบกวนแบบไม่เป็นเชิงเส้นและเทคนิคการวนซ้ำ สามารถช่วยปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่มีค่า p และค่า α ไม่สูงมากให้ดีขึ้นได้ (เช่น กรณีที่ค่า $p=0.01$ และ $\alpha=10$) แต่ในกรณีที่ p และ α มีค่าสูง (เช่น กรณีที่ค่า $p=0.1$ และ $\alpha=10$) จะต้องนำวิธีการลบสัญญาณรบกวนแบบไม่เป็นเชิงเส้นมาทำงานร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่และเทคนิคการวนซ้ำ สำหรับทำการประมาณการสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในระบบ OFDM เพื่อใช้สำหรับการชดเชยสัญญาณที่ถูกรับ จึงจะสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ในกรณีที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบมีค่า p และค่า α สูง ๆ ให้ดีขึ้นได้

วิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM ที่วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอคือการใช้วิธีการลบสัญญาณแบบไม่เป็นเชิงเส้นร่วมกับวิธีการปรับเท่าสัญญาณในโดเมนความถี่ด้วยเทคนิคการวนซ้ำ ซึ่งถือว่าเป็นเพียงวิธีหนึ่งที่จะช่วยในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM ที่ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ แต่อย่างไรก็ดี ในกรณีที่ระบบ OFDM ได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในปริมาณมาก (กรณีที่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีค่า p หรือค่า α สูง) วิธีการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่นำเสนอยังคงมีประสิทธิภาพจำกัดในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ OFDM

ดังนั้นวิธีการหรือแนวความคิดที่น่าสนใจสำหรับงานวิจัยที่เกี่ยวกับการลดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ในระบบ OFDM ยังคงมีอีกหลากหลายกรณีศึกษา เพื่อที่จะทำให้สมรรถนะของระบบ OFDM ถูกปรับปรุงให้ดียิ่งขึ้นต่อไป

บรรณานุกรม

- [1] H. Schulze and C. Luders, **Theory and Applications of OFDM and CDMA**. England : John Wiley & Sons, 2005.
- [2] S. V. Zhidkov, “**Impulsive Noise Suppression in OFDM Based Communication Systems,**” IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 49, No.4, November 2003.
- [3] Y. Wu, “**Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems for Digital Television Terrestrial Broadcasting,**” IEEE Transactions on Consumer Electronics , Vol. 45, No. 3, August 1999.
- [4] H. A. Suraweera and J. Armstrong, “**Noise Bucket Effect for Impulse Noise in OFDM,**” Electronics Letters, Vol. 40, No. 18, September 2004.
- [5] R. Van Nee and R. Prasad, **OFDM for Wireless Multimedia Communications**. Boston : Artech House, 2000.
- [6] M. Engels, **Wireless OFDM Systems : How to make them work?**. Massachusetts : Kluwer Academic, 2002.
- [7] ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ. **หลักการไฟฟ้าสื่อสาร**. กรุงเทพฯ : จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2546.
- [8] B. Sklar, **Digital Communications**. New Jersey : Prentice-Hall, 2004.
- [9] พรชัย ทรัพย์นิธิ. **ระบบสื่อสารดิจิทัล**. กรุงเทพฯ : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2549.
- [10] S. V. Vaseghi, **Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction**. New York : John Wiley & Sons, 1996.
- [11] S. V. Zhidkov, “**On the Analysis of OFDM Receiver with Blanking Nonlinearity in Impulsive Noise Channels,**” ISPACS’04, Seoul Korea, Nov. 18-19, 2004, pp. 492-496.
- [12] J. K. Wolf, “**Redundancy the Discrete Fourier Transform, and Impulse Noise Cancellation,**” IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-31, No. 3, March 1983.
- [13] J. Haring and A. J. H. Vinck, “**Iterative Decoding of Codes Over Complex Numbers for Impulsive Noise Channels,**” IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 49, No. 5, May 2003.

- [14] T. C. Giles, **“On the Design of HF Radio Modems,”** Ph.D. dissertation, University of Adelaide, December 1995.
- [15] H. Harada and R. Prasad, **Simulation and Software Radio for Mobile Communications.** Boston : Artech House, 2002.
- [16] J. G. Proakis, M. Salehi and G. Bauch, **Contemporary Communication Systems using MATLAB and Simulink.** Canada : Books/Cole, 2004.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. S. Jantaranotai and P. Supnithi, "**The Effect of Nonlinear Blanking to Impulsive Noise Cancellation in OFDM Systems**," ECTI-ECON 2006, pp. 619-622, Ubon Ratchathani, Thailand, 2006.
2. S. Jantaranotai and P. Supnithi, "**Improved Iterative Detector for OFDM Communication Systems with Impulsive Noise**," ISCIT 2005, pp. 105-108, Beijing, China, 2005.

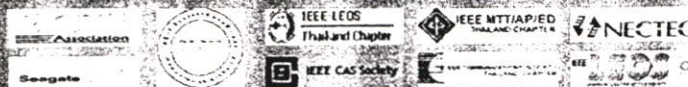
ECTI-CON 2006

THE 2006 ECTI INTERNATIONAL CONFERENCE



Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) International Conference

May 10-13, 2006
Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND





ECTI-CON 2006

*Proceedings of the 2006 Electrical Engineering/Electronics,
Computer, Telecommunications and Information
Technology (ECTI) International Conference*

Wednesday May 10 – Saturday May 13, 2006

Ubonburi Hotel, Ubon Ratchathani, THAILAND

✿ Organized by ✿

*Electrical Engineering/Electronics, Computer,
Telecommunications, and Information Technology (ECTI)
Association*

The Effect of Nonlinear Blanking to Impulsive Noise Cancellation in OFDM Systems

Somjai Jantaranotai, Nipha Leelaruji and Pornchai Supnithi

Faculty of Engineering and Research Center for Information and Telecommunications Technology (ReCCIT)
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand
E-mail : s7061012@kmitl.ac.th, knipha@kmitl.ac.th, pornchai@telecom.kmitl.ac.th

ABSTRACT

Impulsive noise is an impairment found in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) communication system. This paper presents the performance improvement in impulsive noise cancellation by employing nonlinear blanking method together with frequency-domain equalization in an iterative fashion to suppress the impulsive noise. The simulation results show a 7 dB SNR gain when the proposed technique is included.

Keywords: Impulsive Noise, OFDM, DVB-T, ADSL, WLAN, DAB, ISI, BER, SNR, Eb/N0

1. INTRODUCTION

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is also called multi-carrier modulation scheme. The technique in this modulation scheme is to split the transmitted data sequence into N parallel symbol sequence on different frequencies. In recent years, OFDM has been used in many communication systems, such as asymmetric digital subscriber line (ADSL), wireless local area network (WLAN), WiMax, digital audio broadcasting (DAB) and digital terrestrial video broadcasting (DVB-T) because this technique has several advantages over single-carrier system [1]. One of advantages is the longer OFDM symbol duration that not only it provides inter-symbol interference (ISI) reduction but also it can cope the impulsive noise interference effects. In general, OFDM system is less sensitive to impulsive noise than the single-carrier system. Nevertheless, impulsive noise can significantly degrade the OFDM system performance. For example, it has been recently noted that impulsive noise could seriously affect to DVB-T system which uses 64QAM (quadrature amplitude modulation) [2].

Simple traditional method of impulsive noise cancellation in multi-carrier systems is to use nonlinearity in time domain before OFDM demodulation. This method is widely used in practice since it is very simple to implement. Other methods are included iterative algorithm for decoding complex number codes [3] and Reed Solomon coder in a complex number field [4], but these traditional methods provide unsatisfactory system performance improvement.

In this paper, we propose the use of nonlinear blanking method jointly with frequency-domain equalizer in an iterative fashion for impulsive noise cancellation.

The paper is organized as follow. The model of OFDM system is introduced in Section 2. In Section 3, the impulsive noise modelled by Bernoulli-Gaussian model is explained. Then the proposed impulsive noise cancellation method in time domain and a frequency-domain equalizer are reviewed in Section 4. The simulation results and discussions are shown in Section 5. Finally, the conclusions are in Section 6.

2. OFDM SYSTEM MODEL

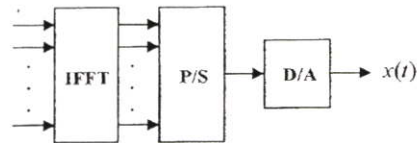


Fig.1: An OFDM Transmitter System

In the OFDM transmitter system, transmitted bits will be first mapped to a sequence of source symbol $\{X_k\}$ by using modulation schemes, such as quadrature amplitude modulation (QAM) or phase shift keying (PSK). The OFDM system splits the initial data stream (to be transmitted at rate T) into N sub-streams, each one being transmitted over its own carrier. All symbols are emitted during the same duration $T_s = NT$ and transformed by mean of inverse fast Fourier transform (IFFT), parallel to serial operation and digital-to-analog conversion to obtain the OFDM signal $x(t)$ which can be expressed as

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi k \Delta f t}, \quad 0 < t < T_s \quad (1)$$

Where T_s is OFDM symbol duration, N is number of sub-carrier and Δf is separation between adjacent sub-carriers duration.

In the receiver, the received signal after down conversion, analog-to-digital can be represent as

$$r_k = \sum_{l=0}^{L-1} h_l x_{k-l} + w_k + u_k, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

Where h_l is an impulse response of channel, L is length of channel impulse response, w_k is additive white Gaussian noise (AWGN) with zero mean and variance σ_w^2 and finally u_k is impulsive noise.

3. IMPULSIVE NOISE MODEL

Impulsive noise is the common impairment in communication systems, which caused by many different sources, such as car ignitions, high voltage cables, hair dryers, vacuums cleaner and microwave ovens [5], thus the impulsive noise models were analyzed depending on different several sources as literature in last twenty years [6]-[9]. It is complicated to accurately model impulsive noise interference, but model of impulsive noise from any sources has two common properties:

- (1) The time arrival of an impulsive noise is unpredictable, but it arrives with probability.
- (2) The amplitude of impulsive noise is much higher than the background noise and it has short period

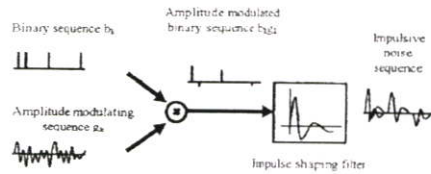


Fig.2: The Bernoulli-Gaussian model of Impulsive Noise

Generally in the literature, a standard Bernoulli-Gaussian process is used to model impulsive noise [6]. The random of time occurrence of the impulsive noise is modelled by Bernoulli process b_k , where b_k is binary valued process that take a value of "1" with probability p and a value of "0" with probability $1-p$. The amplitude of impulsive noise is modelled by Gaussian process g_k with zero mean and variance $100\sigma_w^2$, where σ_w^2 is variance of background noise. The Bernoulli-Gaussian model of impulsive noise is illustrated in Fig. 2.

Therefore, the impulsive noise can be expressed as

$$u_k = b_k g_k \quad (3)$$

Hence, the combined noise d_k seen by the receiver is

$$d_k = w_k + b_k g_k \quad (4)$$

4. IMPULSIVE NOISE CANCELLATION

4.1 Time Domain Impulsive Noise Cancellation

The nonlinear blanking method is simple method for impulsive interference suppression in a time domain. It is used before OFDM demodulator to cancel extremely impulsive noise energy from received signal. There are two types of nonlinear blanking method are explained.

(a) Limit blanking method

$$r_k^{lim} = \begin{cases} r_k & \text{if } |r_k| < A \\ A_0 e^{-\alpha |r_k|} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

(b) Nonlinear blanking method

$$r_k^{non} = \begin{cases} r_k & \text{if } |r_k| < A \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

Where r_k^{non} is the new received signal, $k=0, 1, \dots, N-1$ and constant A is a selected threshold value. In this paper, we use a nonlinear blanking method in Eq. 6, which gives slightly better impulsive noise cancellation performance because higher signal level, which effected by impulsive noise, will be cancelled to a zero value. The OFDM system with the blanking nonlinearity is illustrated in Fig. 3.

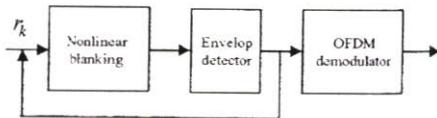


Fig.3: An OFDM Receiver System with Iterative Nonlinear Blanking Method

4.2 Frequency Domain Impulsive Noise Cancellation

The received signal after fast Fourier transform (FFT) can be expressed as

$$R_k = H_k X_k + W_k + U_k, \quad k=0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

where R_k is the discrete Fourier transform (DFT) of the received signal r_k , H_k is the DFT of the impulse response of the channel h_k , X_k is the DFT of the transmitted signal x_k , W_k is the DFT of white Gaussian noise w_k and U_k is the DFT of the impulsive noise u_k .

For an ideal channel, we assume $\hat{H}_k = H_k$, thus the received signal after frequency equalization can be expressed as

$$R_k^{eq} = R_k \hat{H}_k^{-1} = X_k + W_k \hat{H}_k^{-1} + U_k \hat{H}_k^{-1}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

The total noise D_k is the DFT of d_k , the sum of impulsive noise and white Gaussian noise is

$$D_k = W_k + U_k, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

Therefore, we obtain the estimation of the total noise from equation (8) as

$$\hat{D}_k = \hat{H}_k (R_k^{eq} - \hat{X}_k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

The main of our proposed method is to estimate impulsive noise \hat{U}_k from the estimated total noise \hat{D}_k . Firstly, transform \hat{D}_k into time domain \hat{d}_k by mean of IDFT. Then estimate impulsive noise \hat{u}_k from total noise \hat{d}_k as following condition

$$\hat{u}_k = \begin{cases} \hat{d}_k & \text{if } |\hat{d}_k| > C\hat{\sigma}^2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

where C is threshold value that corresponds to small probability of false detection and $\hat{\sigma}^2$ is variance of \hat{d}_k as

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{d}_k|^2 \quad (12)$$

After that, transform estimated impulsive noise \hat{u}_k into frequency domain \hat{U}_k by mean of DFT. Finally, multiply \hat{U}_k with inverse channel frequency response \hat{H}_k^{-1} and subtract from equalizer output. Therefore, the compensated output signal is obtained as

$$R_k^{out} = R_k^{eq} - \hat{U}_k \hat{H}_k^{-1}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (13)$$

The algorithm of impulsive noise cancellation in frequency domain is shown as the block diagram in Fig. 4.

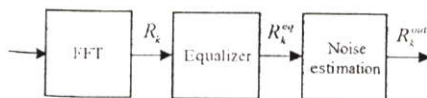


Fig.4: Frequency Domain Impulsive Noise Cancellation

5. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSIONS

This paper presents the impulsive noise interference cancellation by using the nonlinear blanking method in a time domain, before OFDM demodulator jointly with equalization in a frequency domain. A computer

simulation is used to verify that this algorithm can improve the OFDM systems performance in term of bit error rate ratio (BER) versus digital SNR (E_b/N_0).

The performance of OFDM system is simulated with QAM modulation with a frame structure similar to DVB-T (2k-mode) frame format, with 2048 sub-carriers per symbol and 6.8 OFDM symbols per frame. The impulsive noise is simulated with variance $100\sigma_w^2$ and $P(b_i = 1) = 0.01$. The random multi-path channel length is 5

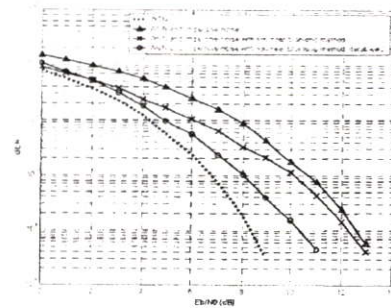


Fig.5: BER Performance of OFDM System with Nonlinear Blanking Method

The results in Fig. 5 show the BER performance of OFDM systems in case of white Gaussian noise channel and impulsive noise channel. The impulsive noise interference is mitigated by nonlinear blanking method, the OFDM system performance is improved about 0.3 dB at $BER=10^{-4}$. However, after iteration 2, this algorithm gives a better gain about 2 dB.

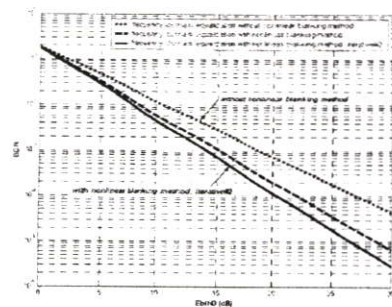


Fig.6: BER Performance of OFDM System with Equalization and Nonlinear Blanking Method

In Fig. 6, the BER performance of OFDM system is evaluated when using frequency-domain equalization to estimate the impulsive noise and using the nonlinear blanking method with iterative processing to reduce

impulsive noise energy. The result shows that 5 dB and 7 dB of performance gains can be improved by nonlinear blanking method after iteration 1 and 2, respectively.

6. CONCLUSIONS

The impulsive noise interference in OFDM communication system requires the use of nonlinear blanking method to reduce the bit error rate. The technique, when used in conjunction with the frequency-domain equalization in iterative fashion can improve the performance further. Compared with the case of not using nonlinear blanking technique, our approach yields an SNR gain of 7 dB at $BER=10^{-4}$ for the system with frame structure similar to DVB-T system.

REFERENCES

- [1] S. V. Zhidkov, "Impulsive Noise Suppression in OFDM Based Communication Systems," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 49, No. 4, November 2003.
- [2] Y. Wu, "Performance Comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM Transmission Systems for Digital Television Terrestrial Broadcasting," *IEEE Transactions on Consumer Electronic*, Vol. 45, No. 3, August 1999.
- [3] J. Haring and A.J.H. Vinck, "Iterative Decoding of Codes Over Complex Numbers for Impulsive Noise Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 49, No. 5, May 2003.
- [4] J.K. Wolf, "Redundancy, the Discrete Fourier Transform, and Impulse Noise Cancellation," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 31, No. 3, March 1983.
- [5] H.A. Suraweera and J. Armstrong, "Noise Bucket Effect for Impulse Noise in OFDM," *Electronics Letters*, Vol. 40, No. 18, September 2004.
- [6] M. Ghosh, "Analysis of the Effect of Impulse Noise on Multicarrier and Single Carrier QAM System," *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44, No. 2, February 1996.
- [7] M.G. Sanchez, L. de Haro, M.C. Ramon, A. Mansilla, C.M. Ortega, and D. Oliver, "Impulsive Noise Measurements and Characterization in UHF digital TV Channel," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. 41, pp. 124-136, May 1999.
- [8] D. Middleton, "Canonical and Quasi-canonical Probability Models of Class A Interference," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, Vol. EMC-26, No. 19-28, Feb 1984.
- [9] I. Mann, S. McLaughlin, W. Henkel, R. Kirkby, and T. Kessler, "Impulse Generation with Appropriate Amplitude, Length, Inter-arrival, and Spectral Characteristics," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. 20, pp. 901-912, June 2002.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวสมใจ จันทร โนนชัย เกิดเมื่อวันที่ 18 กุมภาพันธ์ 2520 ที่จังหวัดนครราชสีมา สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม จาก ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สำนักวิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี ในปี การศึกษา 2541 และเข้าศึกษาต่อในระดับบัณฑิตศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน เทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547 และปัจจุบันทำงานใน ตำแหน่งอาจารย์ คณะเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยราชภัฏพระนคร กรุงเทพฯ