

งานนอกหลักสูตร พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบ OFDM ความซับซ้อนต่ำชนิดวนรอบปรับค่าได้ สำหรับการสื่อสารยุคที่ 4 LOW COMPLEXITY ITERATIVE ADAPTIVE OFDM SYSTEM FOR 4G COMMUNICATIONS

โดย

นาย สัจพันธ์ ผาตินินนาท

นาย สุทธิลักษณ์ ลาภสมบุญกมล

๒๕๕๐
๒๕๕๑
๒๕๕๒

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 83236
วันเดือนปี..... 11 ส.ค. 2551

b. 119 ๕8011
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LOW COMPLEXITY ITERATIVE ADAPTIVE OFDM SYSTEM FOR 4G
COMMUNICATIONS**



**BY
MR. SATJAPANT PATININNART
MR. SUTHILUK LAPSOMBOONKAMOL**

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR IN DEPARTMENT OF INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ระบบ OFDM ความซับซ้อนต่ำชนิดวนรอบปรับค่าได้
สำหรับการสื่อสารยุคที่ 4

ชื่อนักศึกษา นายสัจจพันธ์ ผาตินินนาท รหัสนักศึกษา 47010822
นายสุทธิลักษณ์ ลาภสมบุญกมล รหัสนักศึกษา 47010862

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. จักรี ทิมภักย์วิศิษฐ์

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2550

วิทยานิพนธ์นี้ได้รับความเห็นชอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว



(ดร. จักรี ทิมภักย์วิศิษฐ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ระบบ OFDM ความซับซ้อนต่ำชนิดวนรอบปรับค่าได้ สำหรับการสื่อสาร ยุคที่ 4	
ชื่อนักศึกษา	นาย สัจพันธ์ ผาตินินนาท	รหัสประจำตัว 47010822
	นายสุทธิลักษณ์ ลากสมบุญกมล	รหัสประจำตัว 47010862
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. จักรี ทิมภาคย์วิศิษฐ์	
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	
	สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ	
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
ปีการศึกษา	2550	

บทคัดย่อ

ในอนาคตระบบการติดต่อสื่อสารในยุคที่ 4 จะต้องมีความสามารถในการส่งข้อมูลที่มีความเร็วสูง เพื่อแก้ปัญหาของระบบการสื่อสารยุคที่ 3 โดยเฉพาะการสื่อสารในระบบมัลติมีเดีย และ ระบบ อินเทอร์เน็ต ความเร็วสูง MIMO เป็นหนึ่งในระบบสื่อสารที่สามารถสนับสนุนความต้องการดังกล่าว ซึ่งมีทำให้สามารถใช้ช่องสัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพ

OFDM เป็นเทคนิคการสื่อสารแบบ multicarrier เป็นวิธีหนึ่งที่ใช้ในระบบการสื่อสาร 2 ทางด้วยความเร็วสูงแบบไร้สายแบบหนึ่งในระบบการสื่อสารยุคที่ 4

ในโปรเจกต์นี้จะนำเสนอระบบสื่อสารความเร็วสูงที่ประกอบด้วยระบบ MIMO และ OFDM หรือที่เรียกกันว่า OFDM-MIMO โดยการศึกษาจะเน้นอยู่ที่ การออกแบบเครื่องรับที่มีความซับซ้อนต่ำแบบวนกลับและปรับค่าได้เท่านั้น

Thesis Title LOW COMPLEXITY ITERATIVE ADAPTIVE OFDM SYSTEM FOR 4G COMMUNICATIONS

Student Mr. Satjapant Patinnart ID. 47010822
Mr. Suthiluk Lapsomboonkamol ID. 47010862

Advisor Dr. Chakree Teekapakvisit

Graduate Level Bachelor Degree of Information Engineering

Department Information Engineering

Academic Year 2007

ABSTRACT

The future 4th generation mobile communication systems require a high data rate transmission in wireless communication systems, especially a high speed Multimedia and Internet systems. MIMO is one of the communication techniques that support this requirement and can use bandwidth efficiently.

The OFDM is a multicarrier transmission technique that has been recognized as an excellent method for high speed bi-directional wireless data communication in the 4th generation mobile communication systems.

In this project a design of iterative and adaptive low complex receiver based on a combination of the MIMO system and the OFDM is called "OFDM-MIMO" is investigated.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยดี โดยได้รับความกรุณาและความอนุเคราะห์อย่างยิ่งจาก ดร. จักรี ทิมภักย์วิศิษฐ์ อาจารย์ที่ปรึกษา ซึ่งได้ให้คำแนะนำปรึกษาและช่วยเหลือในการทำโครงการนี้เป็นอย่างดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา และอาจารย์ ผู้มีพระคุณ รวมถึงเพื่อนๆ ที่ให้การสนับสนุนและเป็นกำลังใจ ด้วยดีตลอดมา



นายสังพันธ์ ผาตินินนาท

นายสุทธิลักษณ์ ลากสมบุญกมล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา ตลอดจนอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ

1.1 บทนำ สรุปที่มาของปัญหาหรือแนวคิดเริ่มต้นในการทำโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 สถาปัตยกรรม องค์ประกอบหลักๆ โดยรวมของโครงการ หรือรูปแสดงระบบการทำงาน	3
1.4.1 สถาปัตยกรรมระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	3
1.4.2 สถาปัตยกรรมระบบ Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)	3
1.5 ขั้นตอนของการทำโครงการ	4

บทที่ 2 ทฤษฎี

2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	5
2.1.1 บทนำ	5
2.1.2 ความแตกต่างระหว่าง OFDM และ FDM	9
2.1.3 การใช้ Inverse FFT สร้างสัญญาณ OFDM	15
2.1.4 Orthogonality	16
2.1.5 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ	17
2.1.6 ช่วงเวลาป้องกัน	19
2.1.7 ช่วงเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวน	20
2.1.8 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)	22
2.1.9 ระบบ OFDM	26
2.1.10 ประโยชน์ของระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM	27
2.1.11 ข้อเสียของ OFDM เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดี่ยว	28
2.1.12 การประมาณค่าสัญญาณที่ส่งตามหลักการของความน่าจะเป็นสูงสุด	28
2.2 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)	28
2.2.1 MIMO Capacity	28
2.2.2 MIMO Encoding	28
2.2.3 ข้อดีของ MIMO	31
2.2.4 ข้อเสียของ MIMO	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา ึ่งจะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3	คุณลักษณะทางการแพร่ของช่องสัญญาณวิทยุ	31
2.3.1	การลดทอน	32
2.3.2	การแผ่กว้างของการประวิง	38
2.3.3	การเคลื่อนไปของคอปเปิลอร์ (Doppler Shift)	38
2.3.4	White Gaussian noise	39
2.3.5	AWGN Channel Block	40
2.4	Fast Fourier Transform (FFT)	40
2.4.1	Discrete Fourier Transform	41
2.4.2	ทฤษฎี Fast Fourier Transform	42
2.5	การแปลงผกผันฟูเรียร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform)	45
2.6	Least Mean Square Algorithm	47
2.6.1	การเปรียบเทียบของความถี่ต่างๆของ LMS Algorithm	50
2.7	Circular Convolution	51
2.8	การวิเคราะห์ความซับซ้อนของ Detector แบบ Non-Adaptive และแบบ Adaptive	53
2.9	Trellis Diagram	54
2.9.1	ผลที่ได้จากการเข้ารหัสข้อมูลแบบ Convolution Codes	57
2.9.2	ลักษณะของข้อมูลที่ี้จากการเข้ารหัสแบบ Convolution Codes	57
2.10	Interleaver	58
2.10.1	Block Interleave	59
2.10.2	Random(Pseudo-Random) Interleave	59
2.10.3	Interleaving with Error Control Coding	60
บทที่ 3 การออกแบบโครงงาน		
3.1	หลักการออกแบบ Block Diagram ของระบบ OFDM System	62
3.1.1	การออกแบบระบบ OFDM System จะต้องคำนึงถึงอะไรบ้าง	62
3.1.2	ปัญหาที่พบในการรวมระบบ OFDM เข้ากับระบบ MIMO	62
3.1.3	แก้ไขด้วยวิธีอะไร	63
3.1.4	หน้าที่การทำงานในแต่ละส่วน	63
3.1.4.1	ระบบทางภาคส่ง	63
3.1.4.2	ระบบทางภาครับ	64
3.2	ออกแบบ Block Diagram ของระบบ OFDM ที่มีการส่งสายอากาศแบบ SISO	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1	ออกแบบ Block diagram ทดสอบระบบที่1	64
3.2.1.1	ออกแบบทางภาคส่ง	64
3.2.1.2	ออกแบบทางภาครับ	65
3.2.2	ออกแบบ Block diagram ทดสอบระบบที่2	65
3.2.2.1	ออกแบบทางภาคส่ง	65
3.2.2.2	ออกแบบทางภาครับ	66
3.2.3	ออกแบบ Block diagram ทดสอบระบบที่3	66
3.2.3.1	ออกแบบทางภาคส่ง	67
3.2.2.2	ออกแบบทางภาครับ	67
3.3	ออกแบบ Block Diagram ของระบบ OFDM รวมเข้ากับระบบ MIMO	68
3.3.1	เมื่อไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ	68
3.3.1.1	ออกแบบทางภาคส่ง	68
3.3.1.2	ออกแบบทางภาครับ	68
3.3.2	เมื่อมีการเข้ารหัสสัญญาณ	69
3.3.2.1	ออกแบบทางภาคส่ง	69
3.3.2.2	ออกแบบทางภาครับ	70
บทที่ 4 ผลการทดลอง		
4.1	การทดลองเปรียบเทียบการออกแบบวงจร OFDM SISO	72
4.1.1	AWGN Channel	72
4.1.2	Adaptive Equalizer&Non-Adaptive Equalizer	74
4.1.3	Slow Fading Channel	75
4.2	การทดลองเปรียบเทียบของการออกแบบวงจร OFDM MIMO	76
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง		
5.1	สรุปผลการทดลองที่ 4.1.1	80
5.2	สรุปผลการทดลองที่ 4.1.2-4.1.4	80
5.3	สรุปผลการทดลองที่ 4.2	80
ปัญหาที่เกิดขึ้นในด้านเทคนิค		81
แนวทางการพัฒนาต่อ		81
บรรณานุกรม		82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของระบบ OFDM	3
รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการส่งและรับของระบบ MIMO	3
รูปที่ 2.1 ความแตกต่างระหว่างการสื่อสารแบบ Spread Spectrum กับ OFDM	6
รูปที่ 2.2 OFDM เปรียบเทียบกับการสื่อสารแบบ Spread Spectrum ชนิด Single Carrier Mode	7
รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม	8
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของ OFDM spectrum (a) single subchannel (b) 5 carriers	9
รูปที่ 2.5 การเปรียบเทียบระหว่าง FDM และ OFDM	9
รูปที่ 2.6 FDM carrier	10
รูปที่ 2.7 Bit stream ซึ่งจะถูกรวมอดูเลทโดยใช้ OFDM ซึ่งมี 4 carriers	11
รูปที่ 2.8 Sub-carrier 1 และบิตที่มอดูเลท	12
รูปที่ 2.9 Sub-carrier 2 และบิตที่มอดูเลท	12
รูปที่ 2.10 Sub-carrier 3 และ 4 และบิตที่มอดูเลท	13
รูปที่ 2.11 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM	13
รูปที่ 2.12 ความถี่หลังมอดูเลท	14
รูปที่ 2.13 OFDM ใน time และ frequency domain	14
รูปที่ 2.14 Function diagram ของการสร้างสัญญาณ OFDM ในเส้นประจะเรียกว่า IFFT block	15
รูปที่ 2.15 สัญญาณ OFDM ที่ถูกสร้างขึ้นมา	15
รูปที่ 2.16 Block diagram ของระบบ OFDM ซึ่งใช้ FFT, pilot PN sequence และใส่ guard bit	16
รูปที่ 2.17 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบอนาล็อก	18
รูปที่ 2.18 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis)	18
รูปที่ 2.19 การส่งส่วนขยายแบบย้อนกลับในช่วงเวลาป้องกัน	19
รูปที่ 2.20 ตัวอย่างสัญญาณ OFDM ที่ได้รับจากช่องสัญญาณแบบหลายทิศทาง	19
รูปที่ 2.21 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายวิธีที่ออกนอกเหนือเวลาคุม	21
รูปที่ 2.22 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน	21
รูปที่ 2.23 กราฟแสดงผลของการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายทิศทาง	22
รูปที่ 2.24 การชิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน	23
รูปที่ 2.25 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามูมเฟสที่รับได้	24
รูปที่ 2.26 โครงสร้างชุดข้อมูล OFDM	26
รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา ซึ่งจะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.28	สถาปัตยกรรม MIMO	29
รูปที่ 2.29	MIMO system block diagram	29
รูปที่ 2.30	กราฟแสดงผลของการสูญเสียทิศทางที่มีต่อสัญญาณ	32
รูปที่ 2.31	กราฟแสดงผลของการสูญเสียทิศทางและการบดบังที่มีต่อสัญญาณ	33
รูปที่ 2.32	กราฟแสดงผลของการจางหายแบบเรย์ลีเมื่อ Mobile Unit มีการเคลื่อนที่	33
รูปที่ 2.33	โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีตามแบบของเจ็ค	35
รูปที่ 2.34	สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์สำหรับกรณี $M=8$ และ $N=34$	36
รูปที่ 2.35	การเกิดคอปเปิลอร์	38
รูปที่ 2.36	สัญญาณรบกวนแบบ white noise	39
รูปที่ 2.37	คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบขาวววก	40
รูปที่ 2.38	หลักการพื้นฐานในการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ OFDM	41
รูปที่ 2.39	การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT	41
รูปที่ 2.40	Discrete Fourier Transform	42
รูปที่ 2.41	การหาค่า 8 จุดฟาสต์ฟูเรียร์ทรานฟอร์ม	44
รูปที่ 2.42	การหาค่า 8 จุดฟาสต์ฟูเรียร์ทรานฟอร์ม	44
รูปที่ 2.43	สัญญาณเชิงซ้อน โดเมนความถี่ จำนวน $2N$ สัญญาณ ถูกแปลงฟูเรียร์ผกผัน (IFFT) ขนาด $2N$ จุด ทำให้ได้เป็น สัญญาณจริง โดเมนเวลา $2N$ สัญญาณ	46
รูปที่ 2.44	การมอดูเลต แบบ มัลติแคเรียร์ โดยใช้ การแปลงผกผันฟูเรียร์	47
รูปที่ 2.45	Identification of Echo Cancellation	47
รูปที่ 2.46	OFLMS algorithm	50
รูปที่ 2.47	Trellis Diagram	54
รูปที่ 2.48	การใช้งาน Trellis Diagram	55
รูปที่ 2.49	ตัวอย่างการเข้ารหัสคอน วอลูชัน	56
รูปที่ 2.50	ตัวอย่างขั้นตอนการเข้ารหัสของข้อมูล 110101	56
รูปที่ 2.51	การ Interleave ข้อมูล	60
รูปที่ 3.1	แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาคส่งระบบที่ 1	65
รูปที่ 3.2	แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาครับระบบที่ 1	65
รูปที่ 3.3	แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาคส่งระบบที่ 2	66
รูปที่ 3.4	แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาครับระบบที่ 2	66
รูปที่ 3.5	แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาคส่งระบบที่ 3	67
รูปที่ 3.6	แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาครับระบบที่ 3	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.7 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณทางภาคส่ง	68
รูปที่ 3.8 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณทางภาครับ	69
รูปที่ 3.9 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO ที่มีการเข้ารหัสสัญญาณทางภาคส่ง	70
รูปที่ 3.10 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO ที่มีการเข้ารหัสสัญญาณทางภาครับ	71
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ระหว่าง โครงสร้างของ SISO ทั้ง 3 แบบ ในช่องสัญญาณ AWGN	73
รูปที่ 4.2 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ระหว่าง Equalizer ของ โครงสร้าง SISO ทั้งสามแบบ	74
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงประสิทธิภาพในช่องสัญญาณ Slow Fading Channel ของวงจรที่ใช้ Adaptive Equalizer	75
รูปที่ 4.4 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร MIMO 2x2 ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ เมื่อกำหนดให้มีการวนซ้ำ โดยเปรียบเทียบผลของแต่ละรอบ	76
รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ ในกรณีสมมติให้มีจำนวนสายอากาศต่างกัน	77
รูปที่ 4.6 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร MIMO ระหว่างวงจรที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ และวงจรที่มีการเข้ารหัสสัญญาณ	78
รูปที่ 4.7 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ของวงจร MIMO ที่มีการเข้ารหัสสัญญาณ โดยเปรียบเทียบการเพิ่มสายอากาศส่ง	79

สารบัญตาราง

ตารางที่ 1.1	ขั้นตอนของการทำโครงการ	4
ตารางที่ 2.1	แสดงการเปรียบเทียบความซับซ้อนของ Detector แบบ Non-Adaptive กับ Adaptive-LMS	53



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 บทนำ สรุปที่มาของปัญหาหรือแนวคิดเริ่มต้นในการทำโครงการ

โลกของเทคโนโลยีการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันนี้ เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายระบบ 2.5-3G ซึ่งมีคุณสมบัติช่วยให้ผู้ใช้สามารถติดต่อสื่อสารได้ทั้งภาพและเสียง ตลอดจนถึงข้อความต่างๆ อาทิข้อความภาพและตัวอักษรได้ในเวลาอันรวดเร็ว แต่เมื่อความต้องการของผู้ใช้เริ่มแปรเปลี่ยนจากการสื่อสารที่เน้นเฉพาะเสียงพูด มาเป็นการสื่อสารที่เน้นข้อมูล ทั้งภาพและเสียงมากขึ้น ซึ่งจำเป็นต้องอาศัยการรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง จึงทำให้มีผู้คิดค้นระบบเครือข่ายการสื่อสารแบบไร้สายยุคที่ 4 ขึ้นมา เพื่อรองรับการสื่อสารไร้สายในอนาคต ระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายแห่งอนาคตดังกล่าว ก็มีคุณสมบัติต่างๆ คล้ายคลึงกับระบบเครือข่ายการสื่อสาร ไร้สาย 2.5-3G ในยุคปัจจุบัน แต่ก็มีคุณสมบัติพิเศษซึ่งแตกต่างกันนั้นก็คือ ระบบการสร้างภาพ 3 มิติ แต่ระบบการสร้างภาพ 3 มิติ นั้นไม่ใช่ระบบ 3 มิติที่ใช้กันในปัจจุบัน เพราะเทคโนโลยีดังกล่าวเป็นการจำลองภาพคนหรือวัตถุที่สมจริงราวกับเป็นคนหรือวัตถุนั้นจริงๆ เพียงแต่จับต้องไม่ได้เท่านั้น

อย่างไรก็ดี ประโยชน์ที่จะได้รับจากการนำระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 มาใช้นอกจากระบบการสื่อสารดังกล่าวจะรองรับการสื่อสารในรูปแบบต่างๆ แล้ว ผู้ใช้ยังสามารถที่จะนำโปรแกรมสื่อมัลติมีเดียมาปรับใช้กับเครือข่ายในยุคที่ 4 ได้ เนื่องจากระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 นั้น มีความเร็วในการถ่ายโอนข้อมูลได้ถึง 100 เมกะบิตต่อวินาที โดยการนำโปรแกรมสื่อมัลติมีเดียดังกล่าวมาใช้ อาทิเช่น การฟังเพลง MP3 ผ่านระบบเครือข่ายการสื่อสาร เป็นต้น นอกจากนี้ผู้เชี่ยวชาญต่างเห็นด้วยว่า มีหลายสิ่งที่จะเป็นไปได้ในระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 โดยสิ่งใหม่ๆ ที่ เกิดขึ้นอาจรวมถึงการช่วยเสริมประสิทธิภาพของระบบ GPS (Global Positioning System) ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้นกว่าในปัจจุบันและหากมีการผสมผสานเทคโนโลยีดังกล่าวเข้ากับระบบเครือข่ายการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 ก็จะสามารถค้นหาตำแหน่งที่ตั้งต่างๆ ได้ทั่วโลกราวกับว่าบุคคลนั้นได้ไปอยู่ในสถานที่เหล่านั้นจริงๆ

ระบบการติดต่อสื่อสารในยุคที่ 4 จึงต้องประกอบด้วยปริมาณและความเร็วของข้อมูลทางด้านการส่ง Packet มัลติมีเดียที่สูงเหนือกว่า สำหรับระบบที่เหมาะสมสำหรับการสื่อสาร ซึ่งยุคที่ 4 จะต้องมี ความถูกต้อง ประสิทธิภาพความจุของสเปคตรัมที่มีปริมาณความถี่ที่จำกัดและกำลังงานของสายส่งที่เพียงพอ ระบบ MIMO นั้นสามารถใช้ในระบบ OFDM โดย OFDM เป็นเทคนิคการส่งแบบ multicarrier เป็นวิธีที่ยอมรับว่าดีเยี่ยมสำหรับการสื่อสารสองทางด้วยความเร็วสูงแบบไร้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในโครงการนี้ได้ทำการศึกษาค้นคว้าและวิจัย โดยทำการจำลองเครื่องรับสัญญาณที่ได้ออกแบบ เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับในโครงสร้าง SISO ที่ได้ออกแบบไว้และปรับปรุง โครงสร้าง MIMO ซึ่งยังมีค่าผิดพลาดต่อข้อมูลอยู่มาก โดยโครงสร้างทั้งสองได้ทำการ วิเคราะห์ในระบบเชิงความถี่ โดยได้ทำการเลือกโครงสร้างที่นำมา ที่ศึกษา ได้นำมาจาก โครงการปี ที่แล้ว โดยจะพิจารณาความซับซ้อนของระบบและค่าความผิดพลาด ซึ่ง โครงสร้างที่ดีต้องมีค่า Bit Error Rate (BER) น้อย มีความจุสเปคตรัมที่สูง ความซับซ้อนระบบต่ำ และยังสามารถส่งด้วยความเร็วที่เป็น ที่ยอมรับได้ เพื่อเป็นการรองรับการทำงานทางด้านมัลติมีเดียซึ่งมีการรับส่งข้อมูลภาพและเสียงที่มี จำนวนมากและต้องมีความเร็วสูงต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบ OFDMที่สามารถวนป้อนค่ากลับได้ซึ่งช่วยให้สามารถเพื่อเพิ่ม ประสิทธิภาพในการสื่อสาร
2. เพื่อศึกษาการวิเคราะห์ข้อมูลที่วัดได้ โดยใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์สัญญาณ โปรแกรม MATLAB และออกแบบ Block Diagram ของ Adaptive OFDM
3. เพื่อศึกษาการสื่อสารในยุคที่ 4 วิเคราะห์แนวโน้มและความเป็นไปในอนาคต

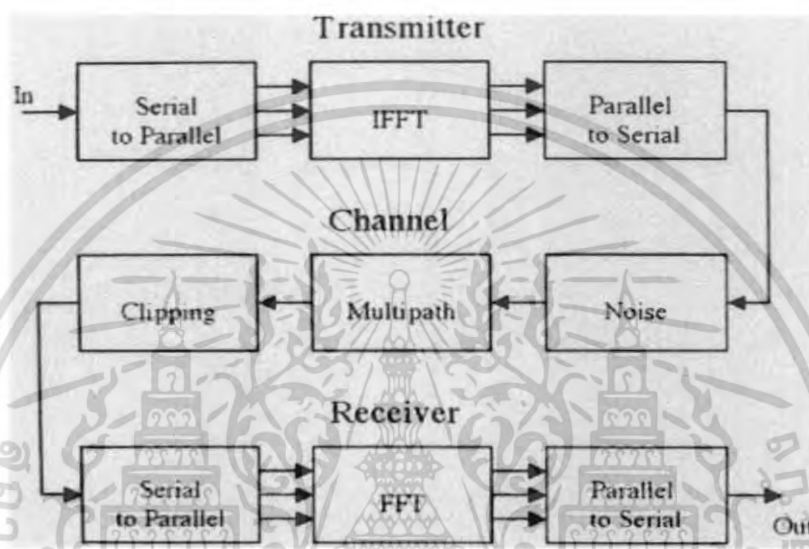
1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ศึกษาเกี่ยวกับการสื่อสารในยุคที่ 4 ว่ามีลักษณะ แนวโน้มและทิศทางเป็นไปในรูปแบบใด
2. ศึกษา ระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) และ Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) เพื่อให้เข้าใจถึงวิธีการ ข้อดีข้อเสียของระบบ ของระบบดังกล่าว
3. ศึกษาปัญหาที่เกิดขึ้นของ 2 ระบบนี้ และสามารถแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นได้
4. นำระบบ MIMO มาร่วมใช้กับ OFDM และทำการส่งในลักษณะ Multicarrier เพื่อวิเคราะห์ สัญญาณที่ได้ออกมาว่ามีลักษณะอย่างไร
5. ศึกษาวิธีการ LMS (Least Mean Square) เพื่อให้เข้าใจถึงกระบวนการ ข้อดี ข้อเสียของวิธี ดังกล่าว และสามารถแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นได้
6. นำระบบ LMS ไปประยุกต์ใช้กับระบบ OFDM ในเชิงความถี่เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการ ทำงานของระบบ OFDM ให้ดีขึ้น
7. ศึกษาการทำงานของระบบ OFDM เมื่อมีการเข้ารหัสสัญญาณ และเปรียบเทียบผลที่เกิดขึ้น ว่าแตกต่างอย่างไรกับระบบ OFDM ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 สถาปัตยกรรม องค์ประกอบหลักๆ โดยรวมของโครงงาน หรือรูปแสดงระบบการทำงาน

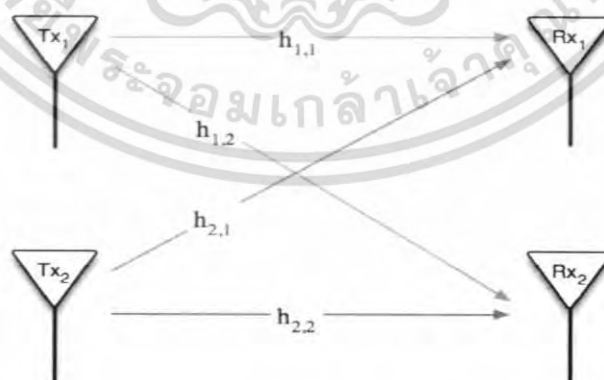
1.4.1 สถาปัตยกรรมระบบ Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)



รูปที่ 1.1 แสดงโครงสร้างของระบบ OFDM

ประกอบด้วยภาคส่ง (Transmitter) ช่องสัญญาณ (Channel) และภาครับ (Receiver)

1.4.2 สถาปัตยกรรมระบบ Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการส่งและรับของระบบ MIMO

ประกอบด้วยเสาอากาศภาคส่ง (Transmitter; Tx) ช่องสัญญาณ (Channel; h) และภาครับ เอกสาร (Receiver; Rx) ซึ่งงานไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขั้นตอนของการทำโครงการ

ขั้นตอนการทำโครงการแบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอน คือ การกำหนดปัญหาที่จะทำการศึกษา การออกแบบจำลองการวัด การวัดช่องสัญญาณ การวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการวัด และการทำปริญญานิพนธ์ โดยช่วงเวลาในการทำขั้นตอนต่างๆ ได้แสดงไว้ในตารางที่ 1

ตารางที่ 1.1 ขั้นตอนของการทำโครงการ

ขั้นตอนการทำโครงการ	ช่วงระยะเวลา						
	2550						
	มิ.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ธ.ค.
1. การกำหนดปัญหาที่จะศึกษา	←→						
2. การออกแบบจำลองการวัด		←→					
3. การทดลองผ่าน MATLAB			←→				
4. การวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้และสรุป					←→		
5. การทำปริญญานิพนธ์							←→

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

2.1.1 บทนำ

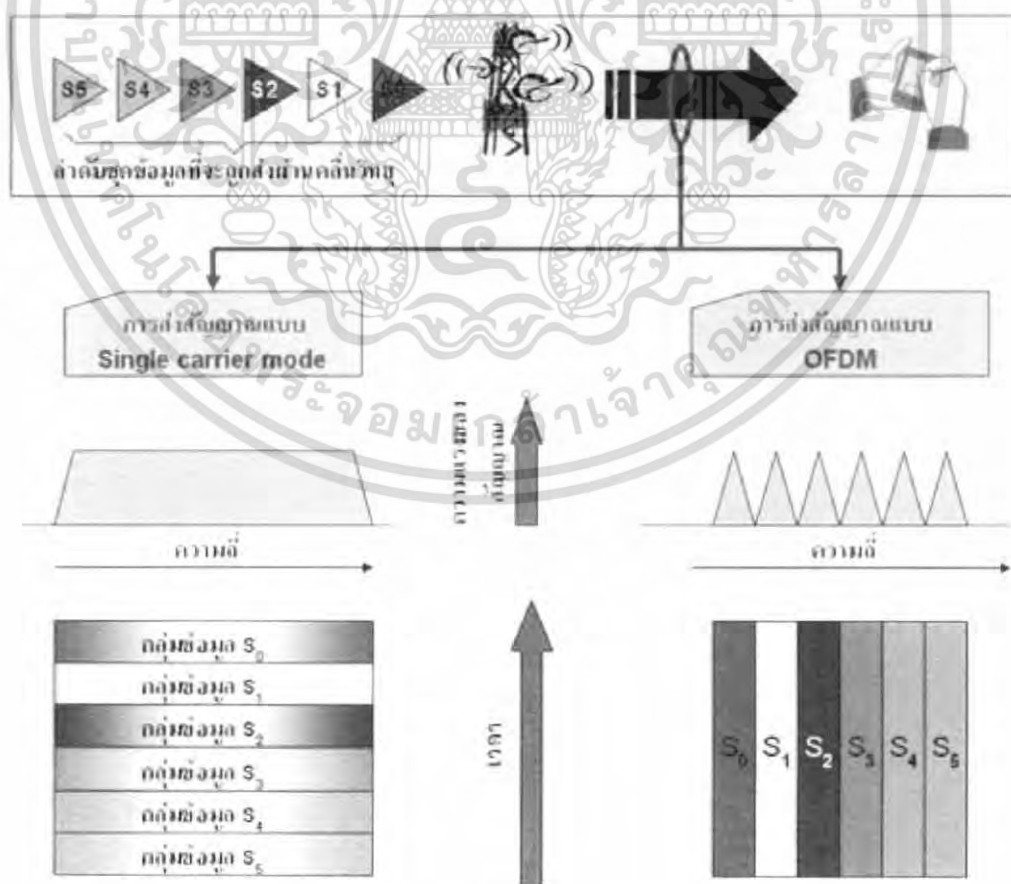
OFDM ย่อมาจาก Orthogonal Frequency Division Multiplex เป็นเทคนิคการมอดูเลชันแบบหลายคลื่นพาห้ (Multiple Carrier Modulation) ซึ่งเป็นรูปแบบของการสื่อสารแบบขนานนั่นเอง (ในอดีตส่วนใหญ่การสื่อสารเป็นแบบอนุกรม) OFDM ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้งานสำหรับระบบสื่อสารไร้สายแบบเคลื่อนที่แบนด์กว้าง (Broad band) มีอัตราการส่งข้อมูลสูงๆ เช่น ระบบ LAN แบบไร้สาย (Wireless LAN) ระบบอินเทอร์เน็ตความเร็วสูงแบบไร้สาย (Wireless high speed internet) ระบบกระจายเสียงแบบดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting) หรือ DAB และระบบกระจายสัญญาณโทรทัศน์แบบดิจิทัล (Digital Television) หรือ DTV เป็นต้น

เนื่องจากการสื่อสารแบบไร้สายมักจะประสบกับปัญหาการจางหายของสัญญาณ (Fading) อันมีสาเหตุมาจากการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณเป็นหลายวิถี (Multipath propagation) นอกจากนั้นคลื่นหลายวิถียังทำให้เกิดการรบกวนแบบแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter Symbol Interference) หรือ ISI ของสัญญาณข้อมูลขึ้นที่เครื่องรับอีกด้วย ซึ่งถ้าเป็นระบบการมอดูเลตและส่งสัญญาณแบบเก่า (การส่งข้อมูลแบบอนุกรม) จะแก้ไขปัญหาลำบากได้ค่อนข้างยาก โดยเฉพาะเมื่อเป็นการสื่อสารที่มีอัตราการส่งข้อมูลสูง แต่สำหรับ OFDM แล้วปัญหาลำบากนี้สามารถแก้ไขได้ง่ายกว่าและยังสามารถส่งข้อมูลที่มีอัตราสูง ได้อย่างสบาย เนื่องจากในระบบ OFDM ข้อมูลที่เป็นอนุกรมความเร็วสูงจะถูกแปลงให้เป็นข้อมูลแบบขนานความเร็วต่ำเสียก่อน แล้วจึงส่งออกไปยังเครื่องรับพร้อมๆ กัน ซึ่งสามารถลดปัญหาเหล่านี้ลงได้

จริงๆ แล้ว OFDM ไม่ใช่สิ่งใหม่อะไรเลยแต่เป็นเทคนิคที่มีการคิดค้น วิจัยและพัฒนา มากกว่าห้าสิบปีมาแล้ว คือราวๆ ค.ศ. 1950 เป็นต้น เทคนิค OFDM ถูกนำไปประยุกต์ใช้ในกิจการสื่อสารทางทหาร ต่อมาได้ถูกพัฒนามาเป็นระบบสื่อสารดิจิทัลความเร็วสูงแบบไร้สายเพื่อใช้งานในเชิงพาณิชย์ เช่น ระบบ HDSL (High bit rate Digital Subscriber Lines) ระบบ ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Lines) ระบบ VHDSL (Very High Speed Digital Subscriber Lines) ระบบ DAB (Digital Audio Broadcasting) และระบบ DTV (Digital Television Broadcasting) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

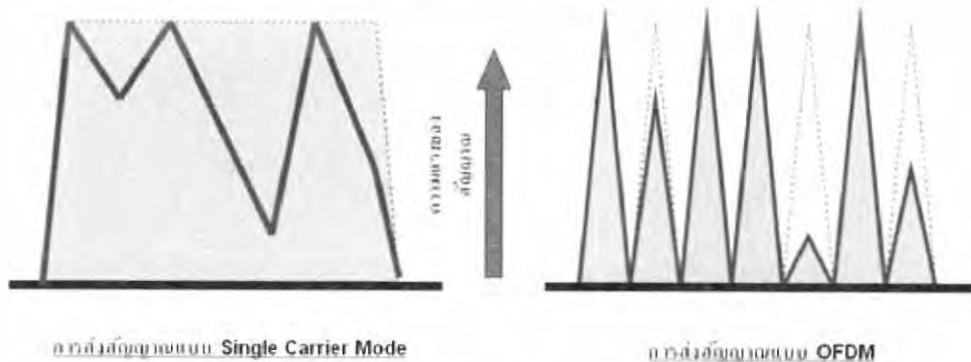
เทคโนโลยี OFDM แม้จะเป็นหนึ่งในมาตรฐานทางเทคนิคที่แตกแขนงออกมาจากเทคโนโลยี Spread Spectrum ก็ตาม แต่ก็ถือว่ามีารรับส่งข้อมูลแบบ Multiple Carrier Mode ซึ่งหมายถึงการแบ่งย่อยแถบความถี่ออกเป็นแถบย่อย ๆ สำหรับแยกส่งข้อมูลหลาย ๆ ช่อง แตกต่างจากมาตรฐาน Spread Spectrum ทั่วไปที่ใช้แถบความถี่เดียวสำหรับรับส่งข้อมูลช่องเดียว ความแตกต่างและข้อเด่นของเทคโนโลยี OFDM แสดงในรูปที่ 2.1 แนวคิดในการสื่อสารแบบ Spread Spectrum ตั้งอยู่บนพื้นฐานที่ว่าให้นำข้อมูลที่ต้องการส่งทั้งหมด ไม่ว่าจะมาจากที่แหล่งก็ตาม มาทำการมอดูเลตเข้ากับสัญญาณรบกวนเสมือน (Pseudo Noise) แล้วทำการส่งแบบให้กระจายไปทั่วในแถบความถี่สำหรับรับส่ง ตัวอย่างเช่น ในกรณีของเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ 3G มาตรฐาน W-CDMA ซึ่งมีการกำหนดแถบความถี่กว้าง 5 เมกะเฮิรตซ์สำหรับวางรความถี่หนึ่งช่อง ข้อมูลของผู้ใช้งานทั้งหมดจะถูกนำมามอดูเลตกับสัญญาณรบกวนเสมือนแล้วกระจายส่งไปตลอดแถบความถี่ 5 เมกะเฮิรตซ์นั้น ๆ คล้ายกับการเป่าพวงเป่าเหล็กสิบนิ้วมือให้กระจายออกไปในวงกว้าง เครื่องรับปลายทางจะทราบเองว่าต้องแยกรับสัญญาณรบกวนเสมือนรหัสใด โดยจะพิจารณาจับข้อมูลที่ตรงตามตลอดแถบความถี่ 5 เมกะเฮิรตซ์นั้น ดังแสดงในส่วนซ้ายมือของรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ความแตกต่างระหว่างการสื่อสารแบบ Spread Spectrum กับ OFDM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่แจ้งมติหรือมติที่ประชุมเพื่อการที่ขอให้นำขึ้นสู่ที่ประชุมเพื่อพิจารณาและดำเนินการต่อไป
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

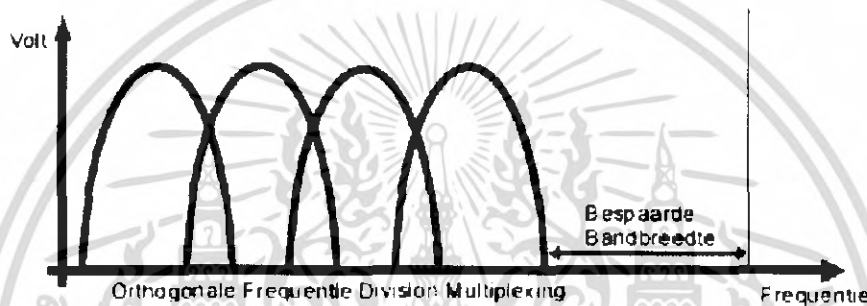
สำหรับการรับส่งข้อมูลด้วยเทคโนโลยี OFDM จะมีข้อแตกต่างออกไป โดยก่อนส่ง จะทำการแบ่งแยกแถบความถี่ออกเป็นแถบความถี่ย่อยๆ จากนั้นจึงนำข้อมูลที่ต้องการจะส่งมาทำการเรียงลำดับเป็นกลุ่มรหัสข้อมูล (Symbol) โดยเนื้อหาข้อมูลที่อยู่ภายในแต่ละกลุ่มรหัสข้อมูลนั้นไม่จำเป็นว่าจะต้องเป็นข้อมูลของผู้ใช้บริการรายเดียวกัน เปรียบเสมือนการดักน้ำที่ปลายท่อ ซึ่งต้นทางอาจมีการเก็บสะสมน้ำสีต่าง ๆ จากหลากหลายท่อย่อยที่เทรวมกันมา อธิบายให้ง่ายเข้าก็คือเป็นการเพิ่มเงื่อนไขในการทำงานขึ้นจากมาตรฐาน Spread Spectrum แทนที่จะส่งข้อมูลออกไปในแถบความถี่กว้าง ก็ให้นำข้อมูลมาจัดเป็นกลุ่มรหัสข้อมูลเสียก่อนนั่นเอง กลุ่มรหัสข้อมูลแต่ละกลุ่มจะถูกนำไปส่งออกอากาศโดยมีการกำหนดแบ่งแยกแถบความถี่ออกเป็นแถบย่อย ๆ มีจำนวนแถบเท่ากับกลุ่มรหัสข้อมูล ส่วนที่ว่าจะกำหนดให้มีกี่กลุ่มรหัสข้อมูลหรือแถบความถี่ย่อยนั้นก็แล้วแต่ข้อกำหนดของเทคโนโลยีนั้น ๆ จึงคล้ายกับว่ามีการตัดตอนข้อมูลออกเป็นกลุ่มย่อย ๆ แล้วให้แต่ละกลุ่มส่งขนานกันไปในเวลาเดียวกัน เพียงแต่อยู่ในแถบความถี่ย่อย ๆ ผิดกับมาตรฐาน Spread Spectrum ที่หากคิดแบบเดียวกับ OFDM ว่ามีการจัดกลุ่มรหัสข้อมูลขึ้นเหมือนกัน ก็ให้เห็นราวกับว่ามีการส่งกลุ่มรหัสข้อมูลเรียงต่อกันไปตามเวลา มาตรฐาน OFDM จึงคล้ายกับเป็นการคิดนอกกรอบออกจากมาตรฐาน Spread Spectrum โดยมีการส่งข้อมูลในแนวนอนแทนที่จะเป็นการส่งต่อเป็นทอด ๆ หรือที่เรียกกันว่าเป็นอนุกรม



รูปที่ 2.2 OFDM เปรียบเทียบกับการสื่อสารแบบ Spread Spectrum และ Single Carrier Mode

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีสารสนเทศและการสื่อสาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม เป็นเทคนิคที่ทำให้สามารถส่งผ่านข้อมูลด้วยความเร็วสูงโดยอาศัยหลักการการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห้ (multi-carrier) อีกทั้งยังใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เพราะแต่ละคลื่นพาห้ย่อยที่ใช้ในการส่งสัญญาณจะมีสเปกตรัมเหลื่อมกันโดยช่องสัญญาณความถี่จะถูกแบ่งออกเป็นความถี่คลื่นพาห้ย่อย (subcarrier) หลายๆความถี่ โดยแต่ละความถี่คลื่นพาห้ย่อยจะตั้งฉาก ซึ่งกันและกัน ทำให้มันเป็นอิสระต่อกัน ความถี่ที่คลื่นพาห้ที่ตั้งฉากกันนั้นทำให้ไม่มีปัญหาการรบกวนทับกันของ สัญญาณที่อยู่ติดกันโดยมีคุณสมบัติของการตั้งฉาก (Orthogonal properties) ซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห้ย่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.3



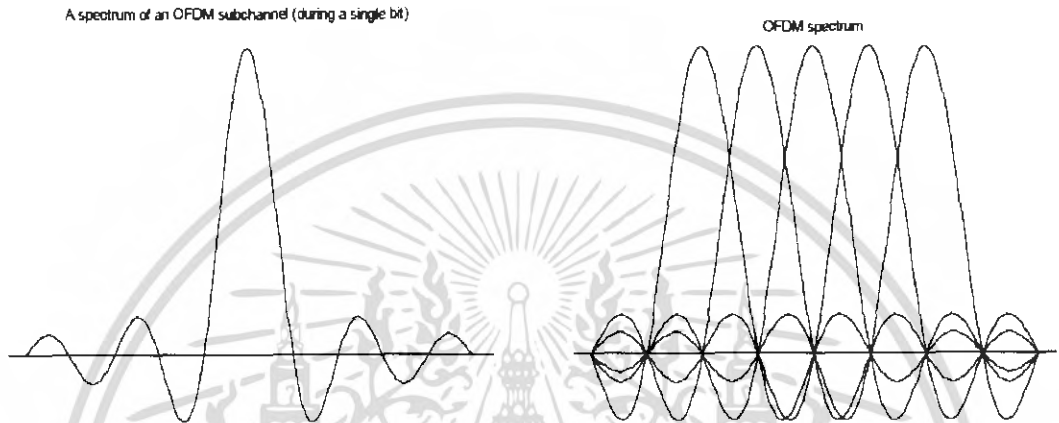
รูปที่ 2.3 การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็ม

OFDM เป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งความถี่ เมื่อช่องความถี่ถูกแบ่งออกเป็นขนาดเล็กลงๆ N ช่อง แต่ละช่องมีขนาดเท่ากับขนาดของสัญลักษณ์ (bit rate) ดิจิตอล ทางด้านส่งจะมีสัญญาณดิจิตอล ความเร็วสูงที่ถูก แบ่งออกเป็นกลุ่มข้อมูลย่อยๆ ที่มีความถี่ต่ำกว่า จะถูกมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้ย่อย 1 สัญญาณ และนำสัญญาณ ทั้งหมดส่งขนานกันออกไป รูปแบบในการมอดูเลตสัญญาณคลื่นพาห้ย่อยที่นิยมทั่วไปได้แก่ QAM, 16 QAM หรือ 64 QAM เป็นต้น ใน OFDM กลุ่มของข้อมูลจะถูกแปลงให้อยู่ในรูปขนานกัน โดยการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้ ย่อย ดังนั้น จะกลายมาเป็นสัญญาณบนแกนความถี่ ซึ่งการแปลงสัญญาณกลับให้อยู่บนแกนเวลาอีกครั้งโดยการแปลงกลับฟาสต์ฟูเรียร์ (IFFT) จากนั้นจะสัญลักษณ์บนแกนเวลาจะถูกมัลติเพล็กซ์เข้าด้วยกันให้เป็นอนุกรมของ สัญญาณ แล้วจึงส่งสัญญาณออกไปทางเสาอากาศ

หลังจากการมอดูเลตแบบ OFDM จะมีการสอดแทรกช่วงแถบป้องกันแคบๆ เพื่อลดสัญญาณรบกวน ระหว่างสัญลักษณ์ (Inter symbol Interference: ISI) ที่เกิดจากสัญญาณหลายเส้นทาง (multi-path) เรียกแถบ ป้องกันแคบๆนี้ว่า การเสริมไซคลิก (cyclic prefix) ส่วนในเครื่องรับจะดำเนินการบรรจบการตรงข้ามกับเครื่องส่ง ในเครื่องรับจะใช้การแปลงฟาสต์ฟูเรียร์แปลงสัญญาณที่อยู่บนแกนเวลาไปเป็นแถบความถี่สมมูลย์

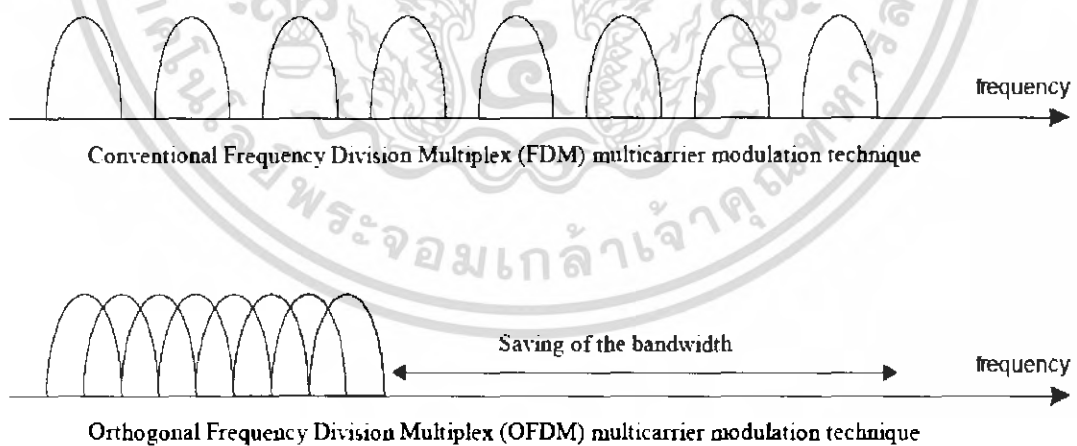
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของ OFDM คือสามารถใช้งานแถบความถี่ในระบบที่เคยใช้สัญญาณคลื่นพาห์เดี่ยวได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ (spectral efficiency), สามารถป้องกันผลกระทบจากการเคลื่อนที่ของสัญญาณหลายเส้นทาง (immunity to multi-path) และมีความไวต่ำต่อการเลื่อนหายไปของความถี่ที่เลือก (less sensitivity to frequency selective fading)



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของ OFDM spectrum (a) single subchannel (b) 5 carriers

2.1.2 ความแตกต่างระหว่าง OFDM และ FDM



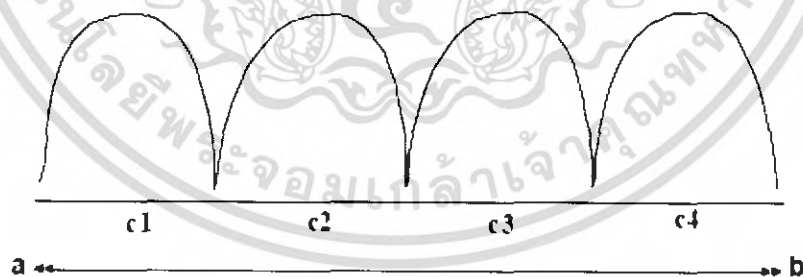
รูปที่ 2.5 การเปรียบเทียบระหว่าง FDM และ OFDM

ในระบบทั่วไปของการส่งข้อมูลแบบขนานโดยวิธี Frequency Division Multiplexing (FDM) แถบความถี่ของสัญญาณทั้งหมดจะถูกแบ่งเป็นช่องสัญญาณย่อย ตามความถี่ซึ่งไม่มีการเหลื่อมล้ำกัน โดยแต่ละช่องสัญญาณย่อยจะถูกมอดูเลตด้วยคุณลักษณะและสัญลักษณ์ที่แตกต่างกันซึ่งเหมือนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นวิธีที่ดี ในการหลีกเลี่ยงการเหลื่อมล้ำกันของสัญญาณความถี่ใกล้เคียงเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงได้ อย่างไรก็ตามวิธีนี้นำไปสู่การใช้งานแถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพซึ่งมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้นจึงมีแนวความคิดในการใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพโดยใช้หลักการของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน (orthogonality) ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่ใกล้เคียงสามารถที่จะเหลื่อมล้ำกันและไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างในการใช้งานแบนด์วิดธ์ระหว่างการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์แบบเดิมที่ไม่มี การเหลื่อมล้ำกันและแบบที่มีการเหลื่อมล้ำกันได้ จากรูป 2.5 จะเห็นได้ว่าสามารถลดแบนด์วิดท์ได้ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ ทำให้สามารถใช้งานแถบสเปกตรัมได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้

การมัลติเพล็กซ์แบบโอเอฟดีเอ็มเป็นเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ ที่คล้ายกับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (Frequency Division Multiplexing) โดยที่ระบบโอเอฟดีเอ็มนั้นจะใช้พื้นฐานของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ที่ทำให้สามารถส่งข่าวสารได้หลายข่าวสาร ไปในช่องสัญญาณช่องเดียวกันซึ่งเป็นการใช้ย่านความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM) นั้นจะใช้ช่องทางการสื่อสารร่วมกัน ด้วยการแบ่งความกว้างของช่องสัญญาณเป็นหลายช่องทางขนานกัน กำหนดและแยกด้วย guard band ของความถี่ที่แตกต่างกัน สัญญาณทั้งหมดจะถูกส่งไปพร้อมๆ กัน เช่นสมมติว่ามีแบนด์วิดธ์ความถี่ตั้งแต่ a ถึง b สามารถแบ่งความถี่นี้ออกเป็นความถี่สี่ช่องเท่าๆ กันดังรูป



รูปที่ 2.6 FDM carrier

ความถี่ a และ b ไม่มีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$c_n = n \times c_1 \quad (2.1)$$

ดังนั้น

$$c_2 = 2c_1 \quad (2.2)$$

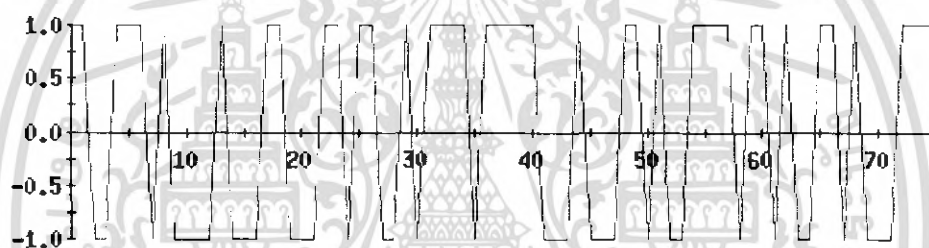
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c_3 = 3c_1 \quad (2.3)$$

$$c_4 = 4c_1 \quad (2.4)$$

ความถี่ทั้งสามเป็น harmonic กับ c_1 ในกรณีนี้คลื่นพาห้ทั้งหมดตั้งฉากต่อกัน ดังนั้นเมื่อนำมารวมกันจึงทำให้สัญญาณไม่รบกวนซึ่งกันและกัน แต่ใน FDM ไม่มีความถี่ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ข้างต้นทำให้มีการรบกวนกันของสัญญาณจากคลื่นพาห้ข้างเคียง ทำให้ต้องใช้ guard band เพื่อแยกสัญญาณให้ห่างกัน และลดการรบกวนของสัญญาณ

ใน OFDM สามารถใช้คลื่นพาห้ได้ N ตัว ซึ่ง N เป็นได้ตั้งแต่ 16 ถึง 1024 ตามตัวอย่างข้างล่างจะใช้ คลื่นพาห้ 4 ตัว โดยที่สัญญาณมี อัตราข้อมูลเท่ากับ 1 และ ความถี่ sampling เท่ากับ 1 sample/symbol



รูปที่ 2.7 Bit stream ซึ่งจะถูกรหัสโดย OFDM ซึ่งมี 4 carriers

มีบิตตั้งต้นดังต่อไปนี้ 1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, ...

ทำการเปลี่ยนจาก serial เป็น parallel ได้โดยการเขียนบิตข้างต้นได้เป็น 4 คอลัมน์

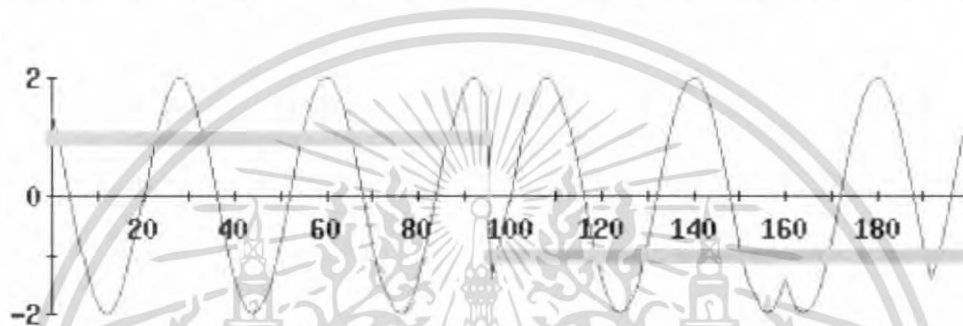
c_1	c_2	c_3	c_4
1	1	-1	-1
1	1	1	-1
1	-1	-1	-1
-1	1	-1	-1
-1	1	1	-1
-1	-1	1	1

แต่ละคอลัมน์แสดงบิตที่ถูกส่งไปในหนึ่งคลื่นพาห้ย่อย จากทฤษฎีของ Nyquist ทำให้ทราบว่าความถี่ต่ำสุดที่สามารถส่งข้อมูลได้จะต้องเป็นสองเท่าของอัตราข้อมูล ในกรณีนี้ อัตราเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลต่อหนึ่งคลื่นพหุย่อยเท่ากับ $1/4$ หรือ 1 symbol ต่อ วินาทีสำหรับคลื่นพหุย่อยทั้งสิ้น ดังนั้น ความถี่ต่ำสุดที่สามารถใช้ได้คือ $1/2$ Hz แต่เพื่อความสะดวกในการคำนวณจะใช้ 1 Hz ดังนั้น harmonic จะเท่ากับ 1, 2, 3 และ 4 Hz

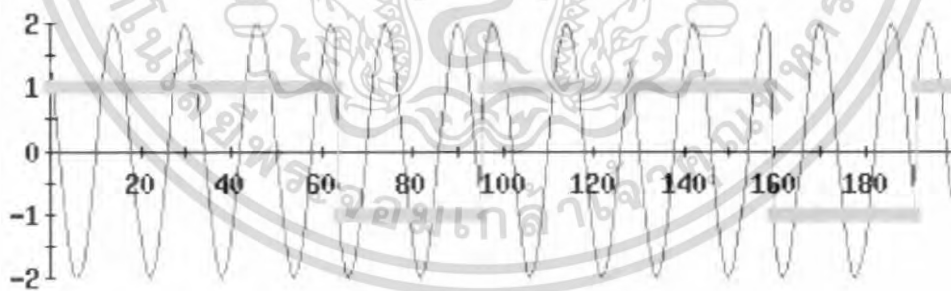
ในกรณีนี้เลือกใช้การมอดูเลชันแบบ BPSK (สามารถเลือกใช้การมอดูเลชันแบบไหนก็ได้เช่น QPSK, 8PSK, 32-QAM ฯลฯ)

ในคลื่นพหุแรก (c_1) ส่ง 1, 1, 1, -1, -1, -1 เมื่อผ่านการมอดูเลชันแบบ BPSK จะเป็นดังนี้



รูปที่ 2.8 Sub-carrier 1 และบิตที่มอดูเลท

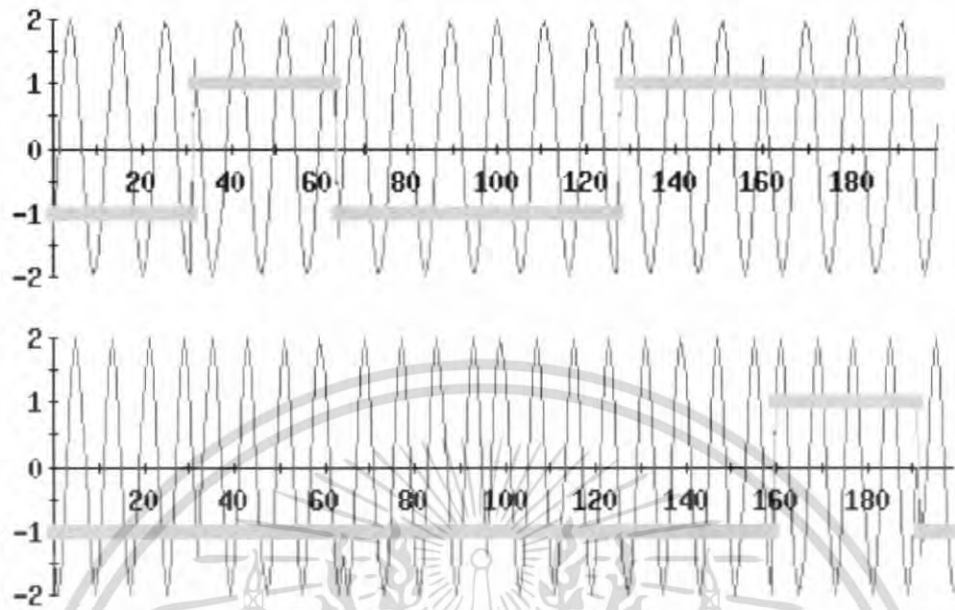
คลื่นพหุที่ 2 (c_2) จะมีความถี่เท่ากับ 2 Hz ซึ่งจะเป็นฮาร์โมนิกและตั้งฉากกับความถี่ของคลื่นพหุแรกซึ่งเท่ากับ 1 Hz นำบิตในคอลัมน์ที่สองมามอดูเลทจะได้ดังนี้



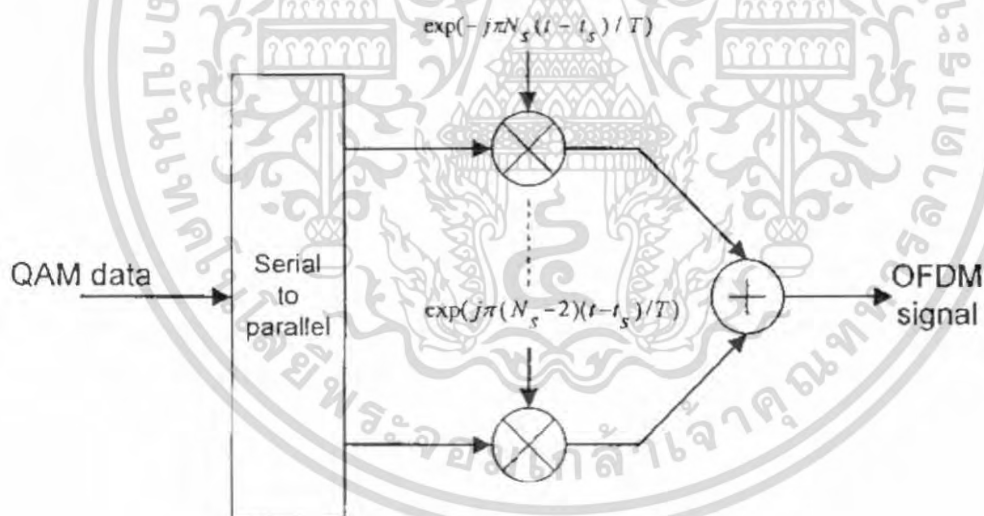
รูปที่ 2.9 Sub-carrier 2 และบิตที่มอดูเลท

คลื่นพหุที่ 3 (c_3) ความถี่จะเท่ากับ 3 Hz และ คลื่นพหุที่ 4 (c_4) ความถี่จะเท่ากับ 4 Hz c_3 จะมอดูเลทกับ -1, 1, 1, -1, -1, 1 และ c_4 กับ -1, -1, -1, -1, -1, 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



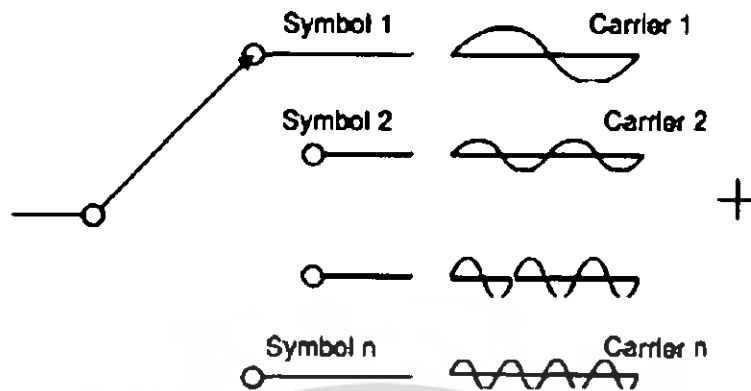
รูปที่ 2.10 Sub-carrier 3 และ 4 และบิตที่มอดูเลต



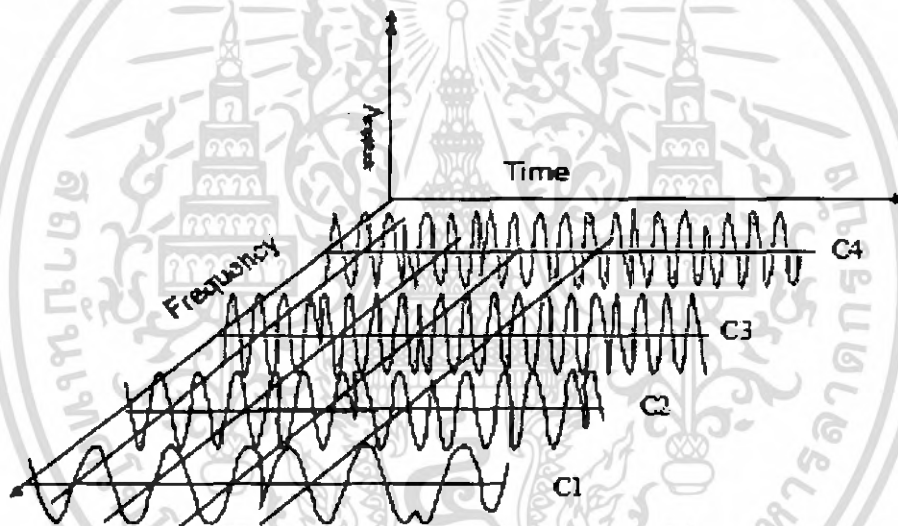
รูปที่ 2.11 การมอดูเลตสัญญาณ OFDM

นำบิตสตรีมมากระจายทีละบิตไปยังความถี่คลื่นพาห่อย่อยทั้งสิ้น โดยการใช้ความถี่คลื่นพาห่อย่อยที่เป็นอิสระต่อกัน (c1-c4) ของความถี่ซึ่งตั้งฉากกันตั้งแต่ความถี่ที่ 1 -4 Hz มามอดูเลตได้รูปตามข้างล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



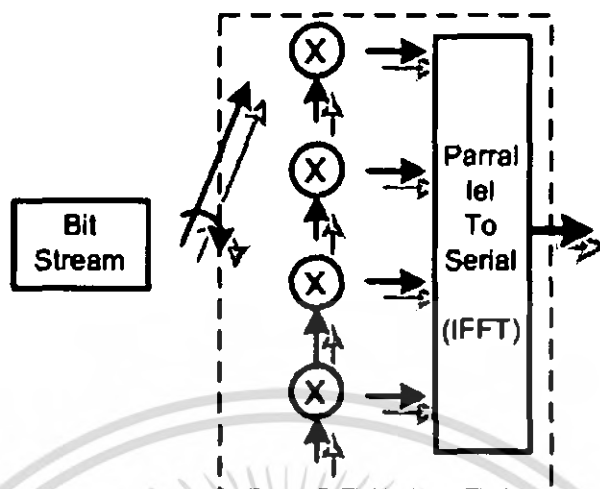
รูปที่ 2.12 ความถี่หลังมอดูเลท



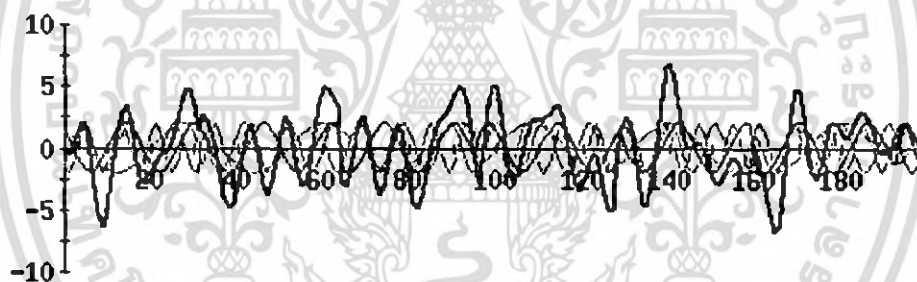
รูปที่ 2.13 OFDM ใน time และ frequency domain

รวมความถี่คลื่นพาห์ย่อยที่มอดูเลทแล้วทั้งสิ้นเพื่อสร้างสัญญาณ OFDM (ส่วนใหญ่สร้างโดย IFFT)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 Function diagram ของการสร้างสัญญาณ OFDM ในเส้นประจะเรียกว่า IFFT block



รูปที่ 2.15 สัญญาณ OFDM ที่ถูกสร้างขึ้นมา

สามารถเขียนสมการได้เป็น

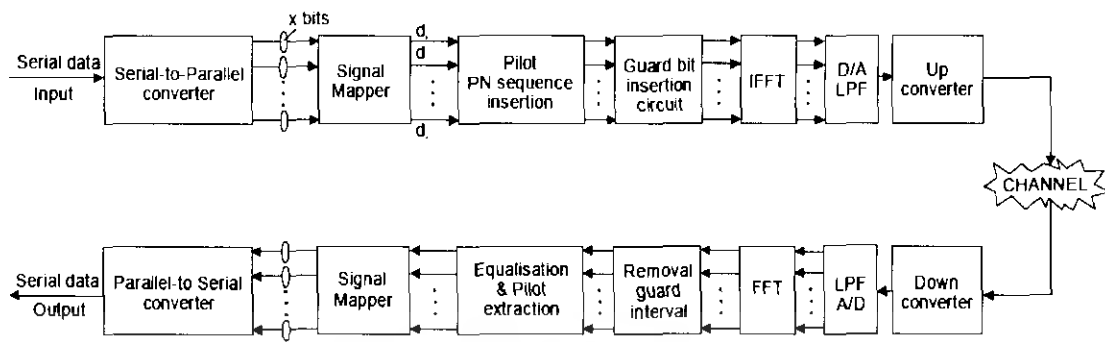
$$c(t) = \sum_{n=1}^N m_n(t) \sin(2\pi n t) \quad (2.5)$$

ซึ่งก็คือสมการของ Inverse FFT นั่นเอง

2.1.3 การใช้ Inverse FFT สร้างสัญญาณ OFDM

เมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณจนกลายเป็นสัญญาณบนแกนความถี่ ให้แปลงสัญญาณกลับให้อยู่บนแกนเวลาอีกครั้งโดยการแปลงกลับฟาส์ฟูเรียร์ (IFFT) เพื่อที่จะนำสัญลักษณ์บนแกนเวลามามัลติเพล็กซ์เข้าด้วยกันให้เป็นอนุกรมของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 Block diagram ของระบบ OFDM ซึ่งใช้ FFT, pilot PN sequence และใส่ guard bit

2.1.4 Orthogonality

สัญญาณจะออร์โธโกนอลกันถ้ามีความเป็นอิสระร่วมกัน (mutually independent) ของแต่ละสัญญาณ คุณสมบัติของการออร์โธโกนอลจะทำให้สามารถส่งสัญญาณหลายๆ สัญญาณรวมกันไปในช่องสัญญาณการสื่อสารเดียวกันและสามารถที่จะกู้สัญญาณกลับมาได้ โดยไม่มีการแทรกสอดซึ่งกันและกัน ปกติแล้วส่วนมากการมัลติเพล็กซ์รูปแบบต่างๆ จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลโดยธรรมชาติ ตัวอย่างเช่นการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM: Time Division Multiplexing) ซึ่งสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารหลายๆ สัญญาณไปในช่องการสื่อสารเดียวกันโดยอาศัยการส่งคนละช่วงเวลา (time slot) คือในระหว่างที่ส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณใดสัญญาณหนึ่งนั้นจะไม่มี การส่งสัญญาณข่าวสารสัญญาณอื่น ส่วนสัญญาณข่าวสารอื่นๆ นั้นจะส่งที่ช่วงเวลาถัดไปดังนั้นจึงทำให้ไม่เกิดแทรกสอดระหว่างสัญญาณข่าวสารที่ส่ง เพราะระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลานั้นมีลักษณะของการออร์โธโกนอล ในส่วนการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่ (FDM: Frequency Division Multiplexing) นั้นสัญญาณข่าวสารแต่ละสัญญาณจะออร์โธโกนอลกันโดยไม่เกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยการส่งที่คลื่นพาห้คนละความถี่และแถบความถี่ที่ห่างกัน เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างสัญญาณที่ใช้คลื่นพาห้ที่มีความถี่ใกล้กัน ถึงแม้ว่าวิธีการเหล่านี้จะมีความเป็นออร์โธโกนอลในส่วนของระบบไอเอฟดีเอ็ม จะเป็นรูปแบบการมัลติเพล็กซ์ของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงความถี่โดยที่คลื่นย่อยๆ ของสัญญาณไอเอฟดีเอ็มจะมี สเปกตรัมที่ซ้อนทับกันซึ่งมีความเป็นไปได้ในทางทฤษฎีถ้าสามารถที่จะรักษาคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลระหว่างคลื่นพาห้ย่อยเหล่านั้นได้

การมัลติเพล็กซ์แบบไอเอฟดีเอ็มนั้น จะมีคุณสมบัติของการออร์โธโกนอลในแถบความถี่โดยสามารถที่จะส่งสัญญาณข่าวสารไปในคลื่นพาห้ย่อยที่ต่างกันโดยไม่เกิดการรบกวนกัน สัญญาณไอเอฟดีเอ็มสามารถสร้างจากผลรวมของสัญญาณไซน์ซอยด์ (Sinusoid signal) หลายๆ สัญญาณ ซึ่งแต่ละสัญญาณก็คือคลื่นพาห้ย่อยแต่ละตัวนั่นเอง ความถี่เบสแบนด์ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะกำหนดให้เป็นจำนวนเต็มของส่วนกลับของช่วงเวลาของสัญลักษณ์หนึ่งสัญลักษณ์ (symbol time) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยผลที่ได้จะทำให้แต่ละคลื่นพหุย่อยนั้นมีจำนวนของไซเคิลเป็นจำนวนเต็มในหนึ่งสัญลักษณ์ และผลที่ตามมาก็จะทำให้แต่ละคลื่นพหุย่อยๆ นั้นออซิโนนอลกัน

ใน OFDM นั้นจะเลือกความถี่คลื่นพหุกับข้อมูลซึ่งมอดูเลทแล้วตั้งฉากต่อกัน ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้ guard band อีกต่อไป ด้วยลักษณะแบบนี้จึงทำให้ออกแบบภาครับและภาคส่งของ OFDM นั้นง่ายขึ้น และไม่จำเป็นต้องใช้ filter แยกสำหรับ แต่ละช่องสัญญาณย่อยเหมือนกับ FDM

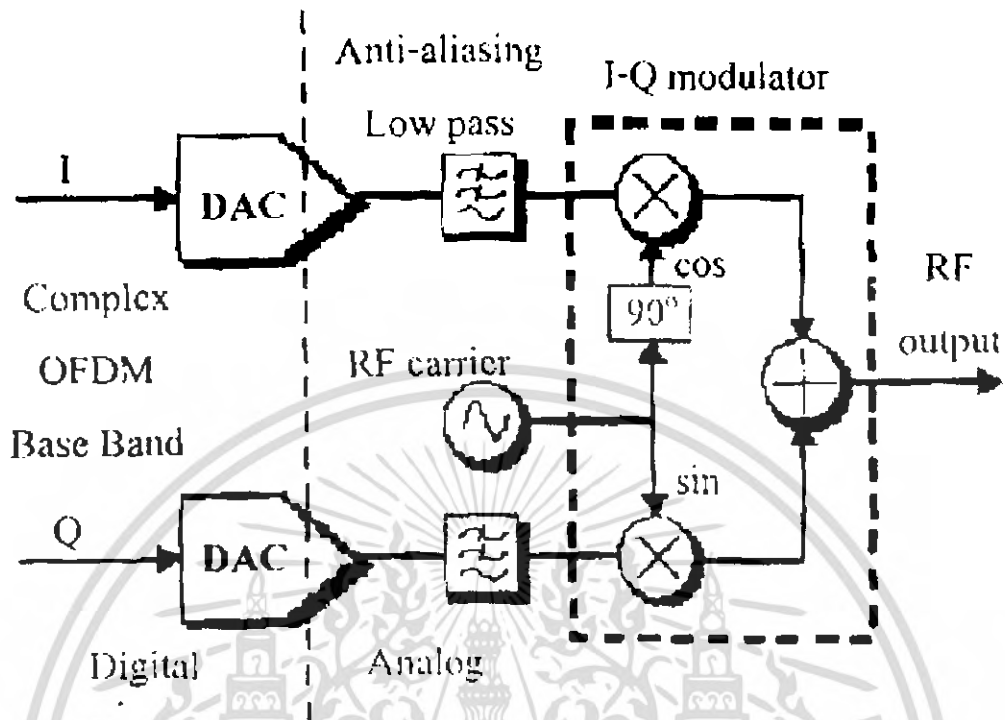
การตั้งฉากกันของคลื่นพหุยังทำให้สามารถใช้ความจุได้ใกล้เคียงกับ Nyquist rate โดยที่สามารถใช้ความจุได้เกือบทั้งหมดของย่านความถี่นั้น

ประสิทธิภาพของ OFDM อาจถูกลดทอนเมื่อเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงเนื่องจาก Doppler Shift ของความถี่คลื่นพหุอาจทำให้สูญเสียความ orthogonality ไป และทำให้เกิด Inter-carrier-interference (ICI) เช่นการ cross-talk ระหว่าง ช่องสัญญาณย่อย

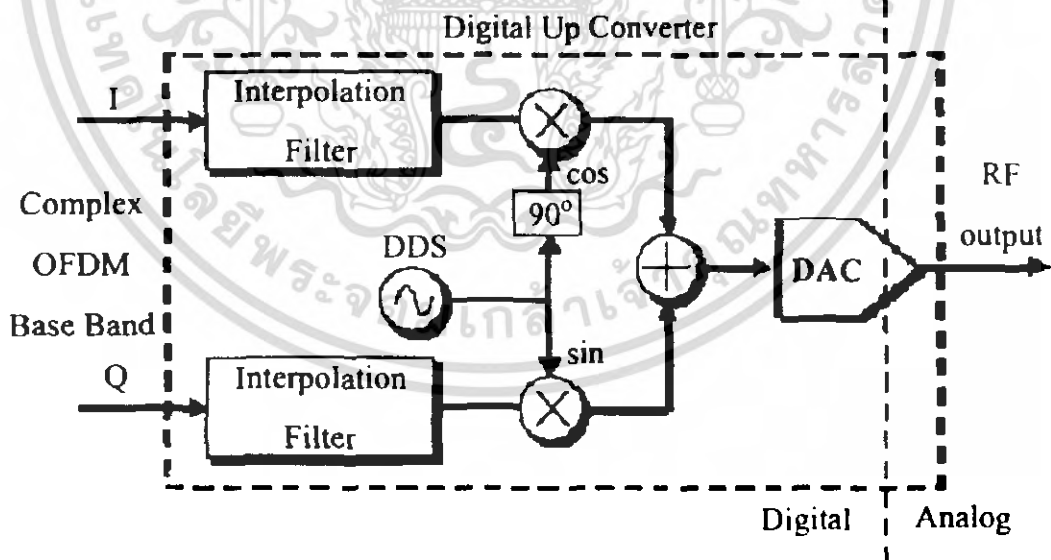
OFDM จำเป็นต้องใช้การ synchronize ความถี่ ซึ่งมีความแม่นยำสูงในเครื่องรับ ถ้าเกิดความผิดพลาดขึ้นอาจทำให้คลื่นพหุย่อยนั้นไม่ ตั้งฉากกันอีกต่อไป ซึ่งเป็นการลดประสิทธิภาพของ OFDM

2.1.5 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟ

สัญญาณ OFDM ที่ได้นั้นจะอยู่ในรูปของสัญญาณเบสแบนด์ ในการส่งสัญญาณผ่าน ช่องสัญญาณวิทยุจะต้องทำการผสมความถี่ให้สูงขึ้นที่จะทำให้สามารถส่งสัญญาณผ่าน ช่องสัญญาณไปได้ โดยสามารถใช้เทคนิคแบบอนาล็อกดังแสดงในรูปที่ 2.17 หรือเทคนิคการแปลงความถี่ให้สูงขึ้นแบบดิจิทัลดังแสดงในรูปที่ 2.18 ซึ่งทั้งสองวิธีจะให้ผลการทำงานที่คล้ายกัน แต่อย่างไรก็ตามสมรรถนะของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นจะมีความแม่นยำมากกว่าแบบอนาล็อก



รูปที่ 2.17 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบอนาล็อก

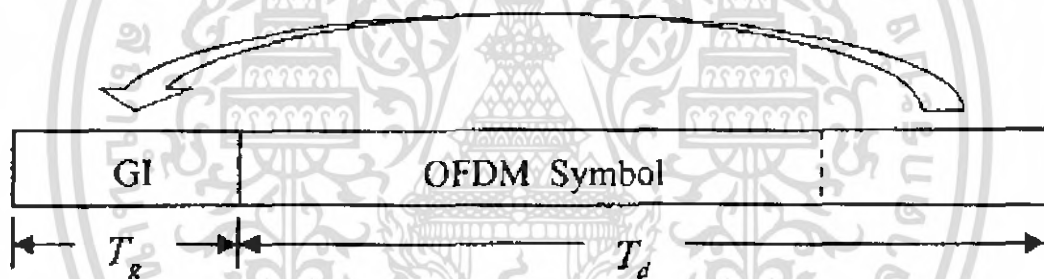


รูปที่ 2.18 การมอดูเลตสัญญาณอาร์เอฟโดยเทคนิคแบบดิจิทัล (DDS: Direct Digital Synthesis)

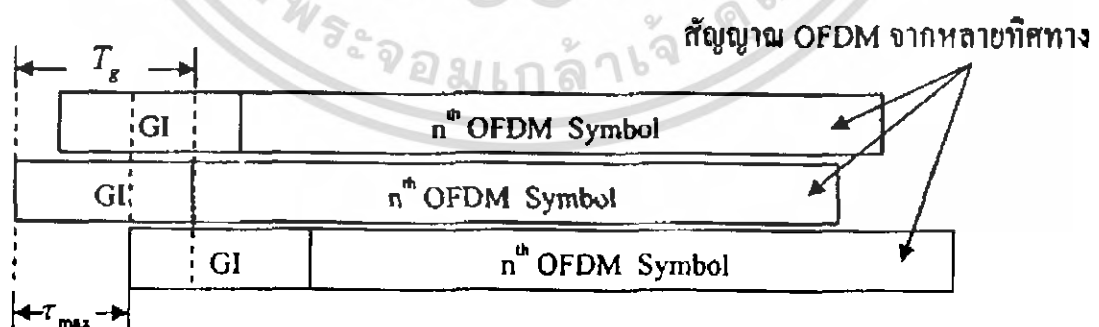
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 ช่วงเวลาป้องกัน

หนึ่งในเหตุผลที่สำคัญของการนำ OFDM มาใช้งานก็คือมีความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายทิศทาง โดยการแบ่งชุดข้อมูลตามจำนวนของคลื่นพาห้อย่อย N ซึ่งช่วงเวลาสัญลักษณ์จะเพิ่มขึ้น N เท่า ในการจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ได้อย่างสมบูรณ์นั้นจะมีการเพิ่มช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time) เข้าไปในช่วงสัญลักษณ์ OFDM แต่ละช่วง โดยช่วงเวลาป้องกันจะถูกกำหนดให้มีขนาดใหญ่กว่าการแผ่กว้างของการประวิง กล่าวคือองค์ประกอบของสัญญาณจากหลายทิศทางจากสัญลักษณ์หนึ่งไม่สามารถแทรกสอดกับสัญลักษณ์ถัดไปได้ การจัดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่นั้น ทำได้โดยการใส่ส่วนขยายแบบย้อนกลับ (Cyclic Prefix) ของช่วงสัญลักษณ์ OFDM ในช่วงเวลาป้องกัน โดยคัดลอกข้อมูลที่อยู่ส่วนท้ายของช่วงสัญลักษณ์ OFDM แล้วนำมาวางไว้หน้าช่วงสัญลักษณ์ OFDM เดิม ทำให้แน่ใจว่าสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งถูกประวิงมาจะมีจำนวนรอบคลื่นเป็นจำนวนเต็มในคาบเวลาของ FFT เสมอ จึงไม่สามารถก่อให้เกิดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่ได้



รูปที่ 2.19 การส่งส่วนขยายแบบย้อนกลับในช่วงเวลาป้องกัน



รูปที่ 2.20 ตัวอย่างสัญญาณ OFDM ที่ได้รับจากช่องสัญญาณแบบหลายทิศทาง

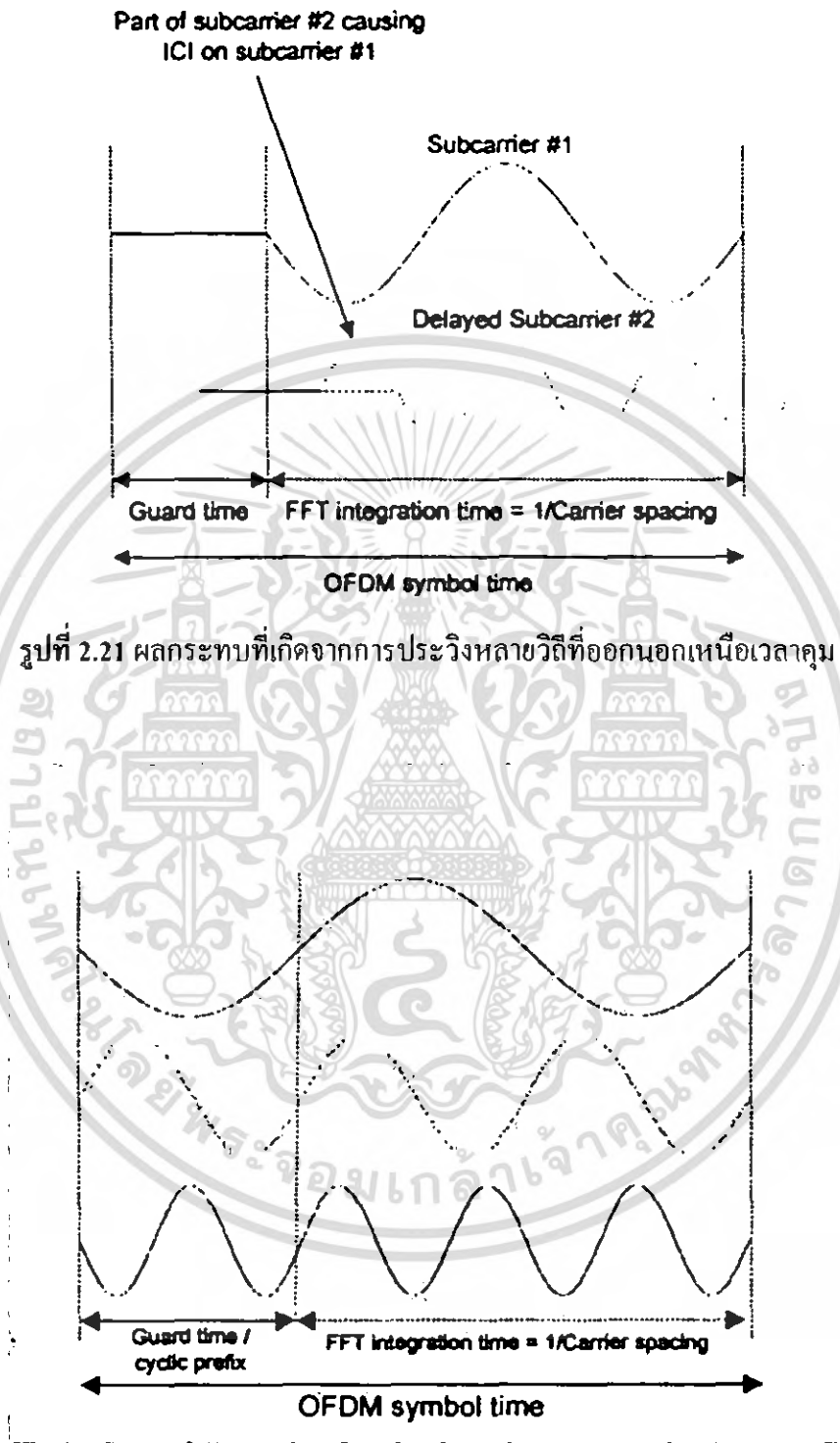
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.7 ช่วงเวลาคูลมและส่วนหน้าแบบวน

หนึ่งในเหตุผลที่สำคัญของการนำ OFDM มาใช้งานคือมีความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายวิถี (multipath delay spread) ด้วยวิธีการแบ่งชุดข้อมูลอินพุตออกตามจำนวนของคลื่นพาห่อย่อย N_s เท่ากับว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงแคบๆ ตาม N_s เช่นกัน ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ช่วยลดการเกิดการประวิงแบบหลายวิถี สำหรับการกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่สมบูรณ์แบบนั้นได้มีการนำช่วงเวลาคูลมาไว้ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM โดยที่เวลาคูลจะถูกกำหนดให้มีค่ามากกว่าการแผ่กว้างของการประวิงเวลาตามที่คาดหมายไว้ (ปกติจะกำหนดให้ มีค่ามากกว่า 4 เท่าของค่าประวิงเวลาการแผ่กว้างโดยเฉลี่ย) จนกระทั่งส่วนประกอบในหลายวิถีจากสัญลักษณ์หนึ่งไม่สามารถไปรบกวนสัญลักษณ์ต่อไปได้ อย่างไรก็ตามอาจจะไม่มีสัญญาณอยู่ในช่วงเวลาคูลทั้งหมด ในกรณีเช่นนี้อาจทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่ได้ ซึ่งหมายถึงคลื่นพาห่อย่อยได้เสียคุณลักษณะการตั้งฉากไปนั่นเอง โดยผลกระทบนี้ถูกแสดงดังรูปที่ 2.22 จะเห็นได้ว่าคลื่นพาห่อย่อยที่ 2 เกิดการประวิงเวลาออกไปนอกส่วนของช่วงเวลาคูล ดังนั้นเมื่อเครื่องรับต้องการดีมอดูเลทคลื่นพาห่อย่อยที่ 1 จะพบว่าเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นจากคลื่นพาห่อย่อยที่ 2 ได้ เพราะภายในคาบเวลาของ FFT นั้นได้เกิดจำนวนรอบที่ไม่เป็นจำนวนเต็มส่งผลทำให้เกิดผลต่างขึ้นและในเวลาเดียวกันนั้นเองคลื่นพาห่อย่อยที่ 1 จะไปรบกวนคลื่นพาห่อย่อยที่ 2 ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกัน

เทคนิคในการต่อสู้กับความเสียหายที่เกิดจาก ICI นั้นคือการใช้เทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซึ่งเป็นการลอกแบบส่วนท้ายสุดของสัญลักษณ์ OFDM ก่อนหน้านี้มาต่อไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์ OFDM ถัดไป ซึ่งถูกนำไปใช้ในช่องของเวลาคูลโดยกำหนดความยาวให้มีค่าเท่ากันหรือมากกว่าค่าสูงสุดของการประวิงเวลา (delay) ที่แผ่กว้างออกดังแสดงในรูปที่ 2.21 ซึ่งวิธีนี้ทำให้แน่ใจได้ว่าสัญลักษณ์ OFDM จะมีค่าเป็นจำนวนเต็มของรอบคลื่นภายในคาบเวลาของ FFT อย่างแน่นอน

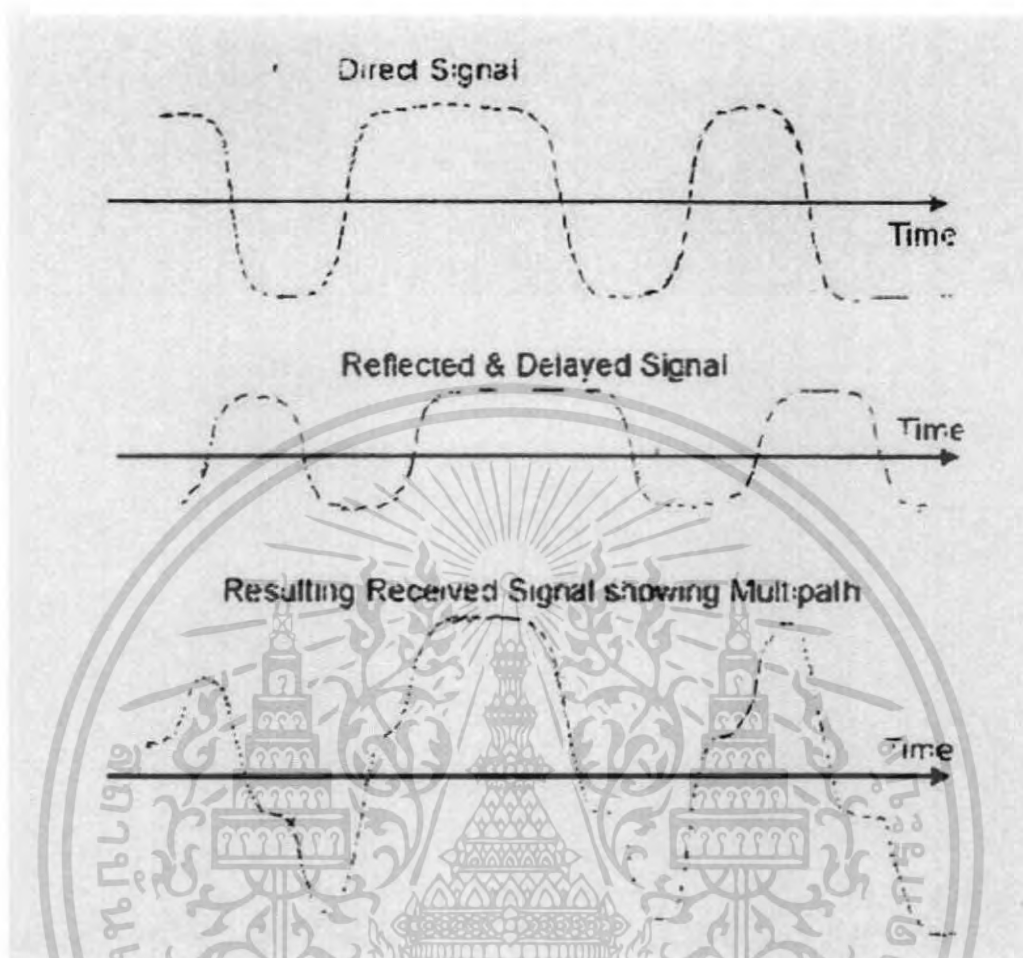
ในส่วนทางด้านเครื่องรับจะทำการถอดช่วงเวลาคูลและส่วนหน้าแบบวนออก ซึ่งมีความยาวของช่วง เวลา ตามที่กำหนดไว้ในการป้องกันการเกิด ISI และ ICI ยิ่งถ้ากำหนดความยาวไว้มากจะสามารถป้องกันปัญหาดังกล่าวได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อเสียนั้นคือทำให้ช่วงเวลาในการส่งข้อมูลมีค่าลดลง เนื่องจากต้องสิ้นเปลืองไปกับการใช้ช่วงเวลาคูลที่เพิ่มขึ้นทำให้สูญเสียกำลังในการส่งผ่านข้อมูลและแถบความถี่ใช้งานไปโดยเปล่าประโยชน์ ฉะนั้นจึงต้องมีการกำหนดช่วงเวลาคูลให้เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณด้วยเช่นกันเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด



รูปที่ 2.21 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายวิถีที่ออกนอกเหนือเวลาคลุม

รูปที่ 2.22 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 กราฟแสดงผลของการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายทิศทาง

2.1.8 การซิงโครไนซ์ (Synchronization)

ก่อนที่เครื่องรับ OFDM จะสามารถตีความข้อมูลคลื่นพาห้ย่อยออกมาได้ จะต้องมีการซิงโครไนซ์อย่างน้อยสองครั้ง โดยครั้งแรกใช้เพื่อหาขอบเขตของสัญญาณและเวลา (timing) ที่เหมาะสมเพื่อให้ผลกระทบที่เกิดจาก ISI และ ICI มีค่าน้อยที่สุดในขณะนั้น ส่วนครั้งที่สองใช้เพื่อการประมาณค่า และการตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเกิดมาจากความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห้เพื่อใช้ในการหลีกเลี่ยงการเกิด ICI สำหรับเครื่องรับร่วมนัย (coherent receivers) เฟสของคลื่นพาห้ต้องมีการซิงโครไนซ์เพื่อใช้ในการตรวจวัดขนาดและเฟสของคลื่นพาห้ย่อยทั้งหมด จนถึงใช้ในการกำหนดขอบเขตสำหรับแผนผัง QAM ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อย โดยปกติสัญญาณ OFDM ที่รับได้จะมีค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ซึ่งผลลัพธ์ทันทีในรูปของการเกิด ICI ทำให้คลื่นพาห้ย่อยสูญเสียคุณลักษณะของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งนำไปสู่การเกิดสัญญาณรบกวนทางเฟส ส่งผลทำอัตราส่วนสัญญาณรบกวนทางเฟสและทางความถี่เมื่อเทียบกับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นิยามไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

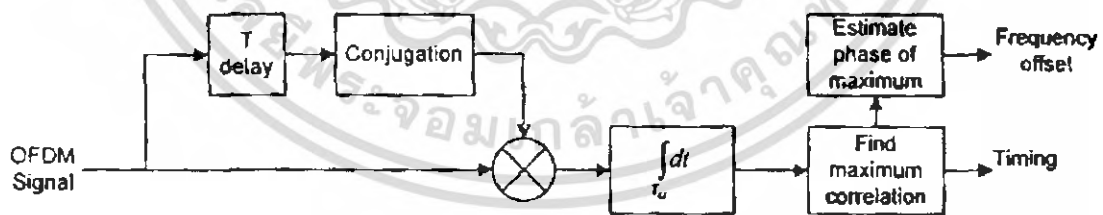
ระบบที่ส่งแบบคลื่นพาห์เดียว สำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าวได้มีการนำเทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน หรือชุดสัญลักษณ์ (training symbols) แบบพิเศษ มาใช้ ในการซิงโครไนซ์ทั้งแบบความถี่และแบบเวลา เพื่อลดปัญหาที่เกิดจากสัญญาณรบกวนทางเฟสและทางความถี่ให้มีค่าน้อยที่สุด

การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนถูกนำมาใช้เพื่อการซิงโครไนซ์นั้นคือ ช่วงเวลา T_G ของแต่ละสัญลักษณ์ถูกทำให้เหมือนกันในส่วนหลังสุด ซึ่งคุณลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ประโยชน์สำหรับการซิงโครไนซ์แบบเวลาและแบบความถี่ของระบบได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.24 โดยพื้นฐานอุปกรณ์เหล่านี้เกี่ยวข้องกับความยาว T_G ของสัญญาณและช่วงเวลาที่ถูกระวัง T ซึ่งเอาท์พุท สามารถเขียนได้ดังนี้

$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t - \tau)r(t - \tau - T)d\tau \quad (2.6)$$

การเกิดสัญญาณรบกวนของตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกกำหนดสำหรับสัญญาณอินพุต $r(t)$ ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณ OFDM $s(t)$ ด้วยกำลัง P รวมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) ที่เพิ่มขึ้นตามความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านหนึ่งของ N_0 ภายใต้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM นั่นคือ

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.7)$$



รูปที่ 2.24 การซิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน

ตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกนำมาคูณกับสัญญาณอินพุตด้วยค่าประวิงและค่าสังยุค (conjugate) ทำให้เกิดสัญญาณ $y(t)$ ตาม

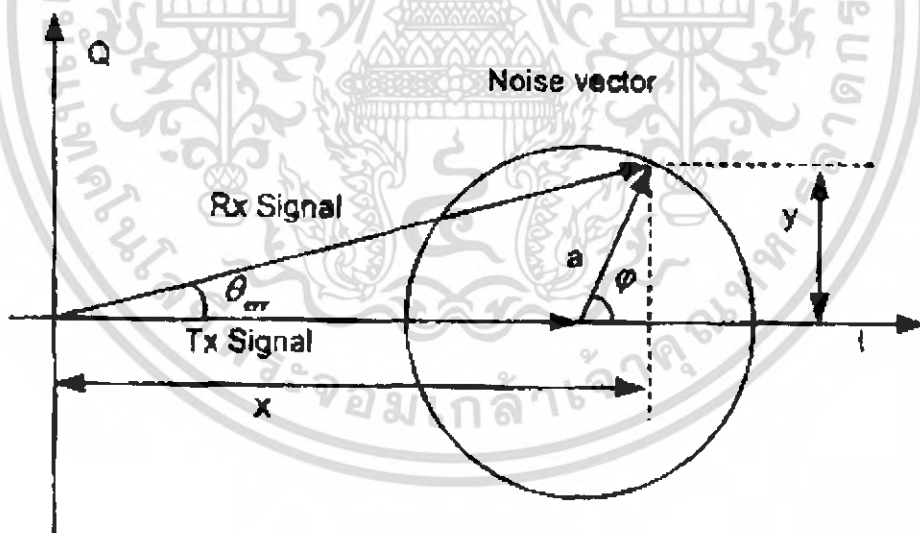
$$\begin{aligned} y(t) &= r(t)r^*(t - T) \\ &= |s(t)|^2 \exp(j\varphi) + n(t)s^*(t - T) + n^*(t - T)s(t) + n(t)n^*(t - T) \quad (2.8) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอมแรกด้านขวามือของสมการคือ ส่วนประกอบเอาต์พุตกับค่าเฟสที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งมีค่าเท่ากับเฟสที่เลื่อนไปบนช่วงเวลา T และกำลังมีค่าเท่ากับกำลังของสัญญาณยกกำลังสอง สำหรับอีกสองเทอมถัดไปเป็นผลมาจากสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ซึ่งถูกสุ่มด้วยเวลาที่ต่ำต่างกันทำให้ไม่มีความเกี่ยวข้องกัน ในส่วนเทอมสุดท้ายค่ากำลังมีค่าเท่ากับกำลังสองของสัญญาณรบกวนยกกำลังสอง แต่ถ้าค่า SNR ของอินพุตมีค่ามากกว่าหนึ่งมากๆ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนจะถูกละเลยไป

ความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกประมาณด้วยค่าเฉลี่ย $y(t)$ บนช่วงเวลาที่เหมาะสมกับช่วงเวลา TG และค่าเฟสที่ประมาณได้จาก $y(t)$ เพราะเป็นส่วนประกอบเอาต์พุตที่ออกแบบไว้เป็นค่าแวกเตอร์คงที่ ค่าเฉลี่ยที่ได้จะช่วยลดสัญญาณรบกวนและเพิ่มค่าแวกเตอร์นี้ได้ สมมติให้ส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนถูกละเลย ดังนั้นเอาต์พุต SNR จะถูกประมาณโดย

$$\text{SNR} \cong \frac{p^2}{2PN_0/T_G} \cong \frac{PT_G}{2N_0} \quad (2.9)$$



รูปที่ 2.25 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้

รูปที่ 2.25 บนแสดงผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้ ถ้ากำหนดให้สัญญาณทางด้านส่งมีค่าเป็น 1 และความยาวของแวกเตอร์สัญญาณรบกวนมีค่าเป็น a กับมุม φ ฉะนั้นค่าผิดพลาดของเฟสที่รับได้คือ θ_{err}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตรีโกณมิติ

$$x = 1 + a \cos \varphi \quad (2.10)$$

$$y = a \sin \varphi \quad (2.11)$$

เมื่อ
เพราะฉะนั้น

$$\theta_{\text{err}} = \tan^{-1} \frac{y}{x} \quad (2.12)$$

$$\theta_{\text{err}} = \tan^{-1} \frac{a \sin \varphi}{1 + a \cos \varphi} \quad (2.13)$$

อัตราส่วนสัญญาณกำหนดตามขนาดของสัญญาณที่รับได้และระดับของสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณถูกสเกลให้มีขนาดเท่ากับ 1 ดังนั้นขนาดของสัญญาณรบกวนคือ

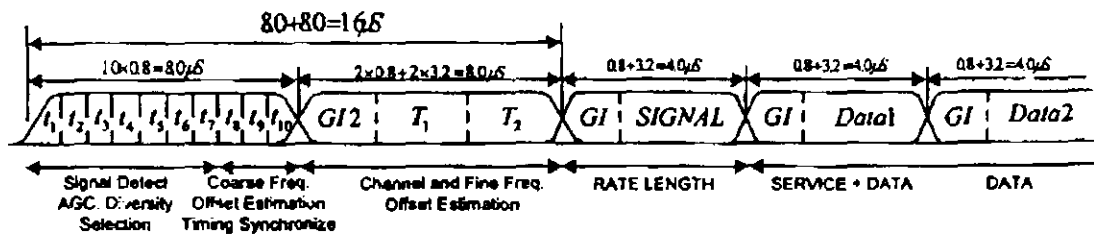
$$a = \frac{1}{\text{SNR}} \quad (2.14)$$

SNR อยู่บนพื้นฐานขนาดของสัญญาณ ดังนั้นสเกลที่ถูกต้องจึงจัดให้อยู่ในรูปของ dB แทนค่าใน

$$\theta_{\text{err}} = \tan^{-1} \left(\frac{1}{\text{SNR}} \frac{\sin \varphi}{1 + \left(\frac{1}{\text{SNR}}\right) \cos \varphi} \right) \quad (2.15)$$

เทคนิคการชิงโครในชั้นพื้นฐานของการเพิ่มส่วนขยายแบบวน เป็นวิธีที่เหมาะสมเป็นพิเศษกับการชิงโครในซัทพ์ที่ไม่ชัดเจนในการติดต่อ ซึ่งไม่มีการใช้งานสัญญาณชุดแบบพิเศษ แต่สำหรับระบบการส่งผ่านแบบเพ็ทเกนนั้นจำเป็นต้องมีการชิงโครในซัทพ์ที่แน่นอน โดยเฉลี่ยจะใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนมากกว่า 10 สัญลักษณ์ในการชิงโครในซัทพ์เพื่อให้ได้ค่า SNR ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการส่งผ่านเพ็ทเกนความเร็วสูง เวลาการชิงโครในซัทพ์จำเป็นต้องเป็นช่วงสั้นซึ่งสามารถทำได้โดยการ ใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนเล็กน้อยภายในบรรจุด้วยข้อมูลซึ่งเครื่องรับสามารถรับรู้ข้อมูลเหล่านี้ได้ โดยสัญญาณชุดที่ได้รับทั้งหมดจะถูกนำมาใช้ในการชิงโครในซัทพ์ ซึ่งวิธีการเพิ่มส่วนหน้าแบบวนจะใช้เฉพาะบางส่วนของแต่ละสัญลักษณ์เท่านั้น รูปที่ 2.26 แสดงตัวอย่างการใช้สัญลักษณ์แบบสั้นและแบบยาวในการชิงโครในซัทพ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.26 โครงสร้างชุดข้อมูล OFDM

ซึ่งโครโมโซมจะประกอบด้วย 3 ส่วนที่สำคัญคือ

1. การตรวจจับเฟรม (frame detection)
2. การประมาณค่าความถี่ของคลื่นพาห้และการแก้ไขถูกต้อง (carrier frequency offset and correction)
3. การแก้ไขความผิดพลาดของการสุ่ม (sampling error correction)

การตรวจจับเฟรม (frame detection) ใช้สำหรับการหาจุดเชื่อมต่อของสัญญาณแต่ละสัญลักษณ์ เพื่อให้สามารถที่จะทำการสุ่มค่าของแต่ละสัญลักษณ์ได้อย่างถูกต้อง

เนื่องจากความแตกต่างของความถี่คลื่นพาห้ของเครื่องส่งและเครื่องรับ ทำให้การสุ่มสัญญาณแต่ละครั้งในเวลา t จะประกอบด้วยค่าแฟกเตอร์ของเฟส (phase factor) ที่ไม่รู้ค่าๆ หนึ่ง โดยสามารถเขียนได้เป็น $e^{j2\pi\Delta f_c t}$ โดย Δf_c ที่ คือค่าของความถี่ของคลื่นพาห้ (carrier frequency offset) ที่ไม่รู้ค่า ฉะนั้นค่าของแฟกเตอร์ที่ไมรู้นี้จะต้องทำการประมาณค่าและชดเชยสำหรับการสุ่มแต่ละครั้งก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้จากการสุ่มไปผ่านกระบวนการ FFT ไม่อย่างนั้นจะทำให้สูญเสียคุณสมบัติของการออร์โธโกนอล (Orthogonality) ระหว่างช่องสัญญาณย่อยๆ

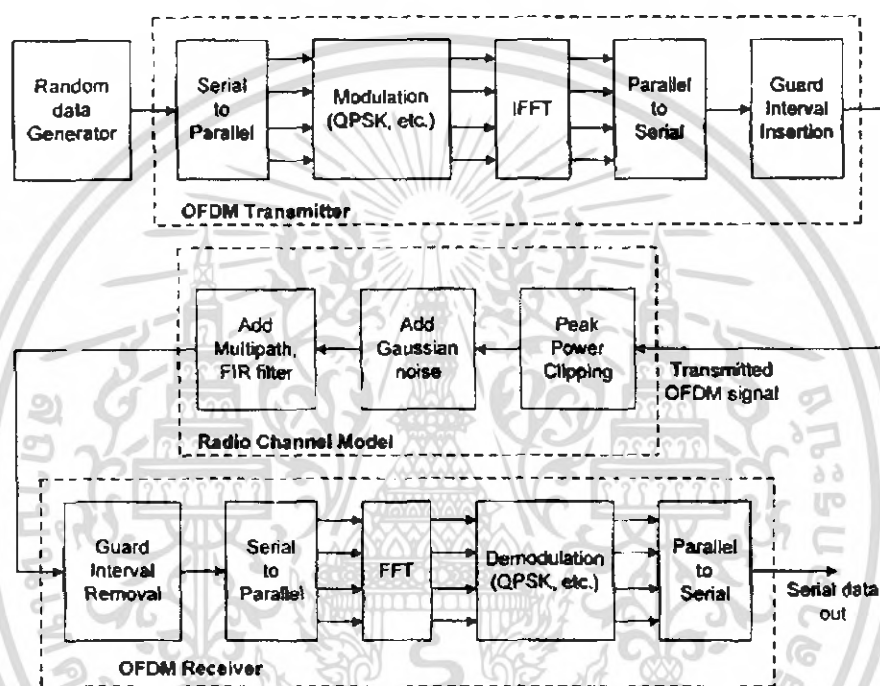
2.1.9 ระบบ OFDM

รูปที่ 2.27 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ OFDM โดยที่ส่วนด้านบนเป็นชุดเครื่องส่งและส่วนด้านล่างเป็นชุดเครื่องรับ และเมื่อสังเกตพบว่า IFFT ทำหน้าที่คล้ายกับการมอดูเลตสัญญาณอินพุตตามจำนวนของคลื่นพาห้ย่อยและ FFT ทำหน้าที่เหมือนการดีมอดูเลตสัญญาณซึ่งตรงกันข้ามกับ IFFT โดยไม่จำเป็นต้องนำ Equalizer มาใช้งาน ทำให้สามารถลดความยุ่งยากซับซ้อนรวมถึงลดต้นทุนทางด้านอุปกรณ์เครื่องรับได้

ในส่วนของด้านเครื่องส่ง สัญญาณอินพุตที่มีความเร็วสูงและมีแบนด์วิดท์กว้างจะถูกแบ่งออกตามจำนวนของชุดข้อมูล (data streams) ที่มีความเร็วต่ำและมีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ โดยนำไปเข้ารหัส (coding) และทำการวางสลับ (interleaving) รวมถึงการจัดวางรูปแบบการมอดูเลต

(mapping) และมีการเพิ่มเติมในส่วนของสัญญาณ ซึ่งถูกใช้ในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับ ในส่วนของ IFFT จะทำหน้าที่แปลงสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปโดเมนเวลาพร้อมกับทำการเพิ่มเติมช่วงเวลาคูมและส่วนหน้าแบบวนเพื่อป้องกันการเกิด ISI และ ICI แล้วจึงนำไปเข้ากับตัวแปลงสัญญาณจากดิจิทัลเป็นอนาล็อก พร้อมกับทำการกรองความถี่เพื่อเลือกเฉพาะความถี่ที่ต้องการส่งออกไปเท่านั้น ในส่วนของเครื่องรับก็จะทำงานตรงกันข้ามกับทางด้านส่ง จะแตกต่างกันตรงที่ต้องเพิ่มเติมส่วนของการตรวจสอบการซิงโครไนซ์เท่านั้น



รูปที่ 2.27 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM

2.1.10 ประโยชน์ของระบบการส่งสัญญาณแบบ OFDM

- OFDM ทนทานต่อการจางหายแบบหลายวิถี การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ และไม่ไวต่อการจางหายเฉพาะความถี่
- การใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้และมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่แคบ (ประมาณ 1 กิโลเฮิร์ต) ทำให้ช่องสัญญาณเกิดการจางหายแบบเรียบ (flat fading) และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า
- รองรับผู้ใช้บริการได้เป็นจำนวนมากและสนับสนุนอัตราการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.11 ข้อเสียของ OFDM เมื่อเทียบกับการมอดูเลตแบบคลื่นพาร์เดียว

- OFDM มีความไวเป็นอย่างมากต่อความเบี่ยงเบนทางความถี่และสัญญาณรบกวนทางเฟส
- OFDM เกี่ยวข้องกับอัตราส่วนค่าเฉลี่ยสูงสุดของกำลัง ซึ่งนำไปสู่ปัญหาในการทำงานของตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ของระบบความถี่วิทยุ RF

2.1.12 การประมาณค่าสัญญาณที่ส่งตามหลักการของความน่าจะเป็นสูงสุด

พิจารณาสัญญาณที่ได้รับในช่วงสัญลักษณ์ OFDM ที่ i ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$x(t) = \sum_{m=0}^{M-1} h_{i,m} s(t - mt_s) + n(t) \quad (2.16)$$

เมื่อ M คือจำนวนเส้นทางของสัญญาณที่ได้รับ ณ เครื่องรับ, $s(t)$ คือสัญญาณที่ส่งบน N คลื่นพาร์ย่อย ณ เวลา t คือสัญญาณรบกวนอื่นๆ ณ เวลา t , $h_{i,m}$ คือค่า Scaling Factor หรือพารามิเตอร์ของช่องสัญญาณ Path ที่ m ในช่วงสัญลักษณ์ OFDM ที่ i และ T_s คือช่วงเวลาที่ใช้ในการสุ่มสัญญาณ 1 Sample

ถ้ามีการสุ่มสัญญาณที่ได้รับ ($x(t)$) จำนวน L Sample โดยมีช่วงเวลาที่ใช้ในการสุ่มสัญญาณแต่ละ Sample เป็น T_s จะได้เวกเตอร์ของสัญญาณที่ได้รับดังสมการต่อไปนี้

$$\mathbf{x}_i = [x(iL) \ x(iL + 1) \ \dots \ x((i + 1)L - 1)]^T \quad (2.17)$$

$$= \mathbf{A}_c \mathbf{B}_i \mathbf{A}_d \mathbf{h}_i + \mathbf{n}_i \quad (2.18)$$

2.2 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)

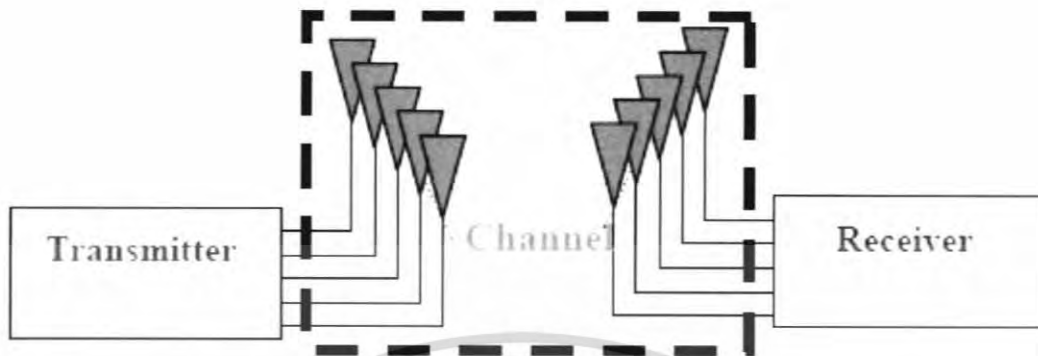
Multiple-input multiple-output, or MIMO, เป็นเทคโนโลยีการส่งข้อมูลที่สามารถเพิ่มช่องส่งสัญญาณและพื้นที่ได้โดยใช้เสาอากาศหลายๆ ตัว

2.2.1 MIMO Capacity

ความจุช่องสัญญาณของระบบ MIMO จะแปรผันตามจำนวนของสายอากาศ ซึ่งก็คือเมื่อมีสายอากาศมากขึ้น ความจุก็จะเพิ่มมากขึ้นด้วย

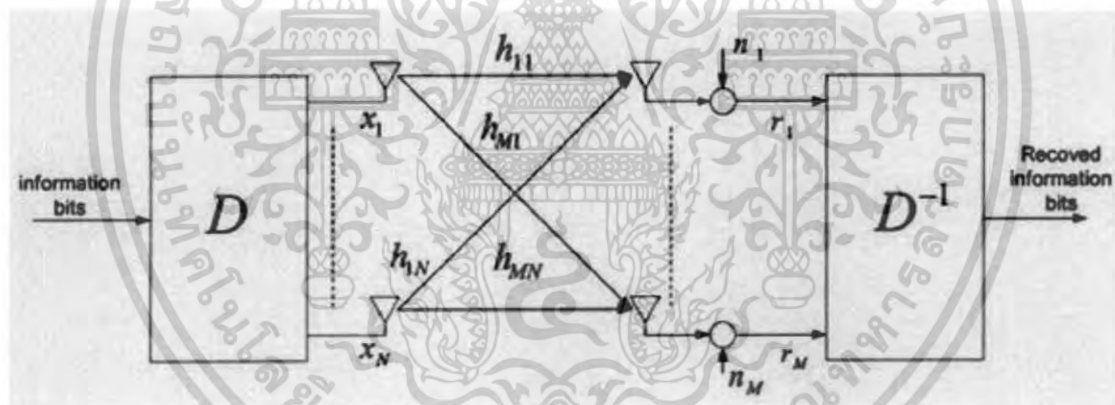
2.2.2 MIMO Encoding

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.28 สถาปัตยกรรม MIMO

สมมติว่ามีเสาอากาศ N เสาที่ภาคส่ง และ M ตัวที่ภาครับ M Block Diagram ของ MIMO จะเป็นดังรูปที่ 2.29



รูปที่ 2.29 MIMO system block diagram

ในตอนแรกข่าวสารจะถูกโปรเซสใน Block Diagram D เพื่อสร้างสัญญาณสำหรับส่ง โดยสามารถเขียนได้เป็น $N \times 1$ column vector $x = [x_1, \dots, x_N]^T$ กำลังงานที่ถูกส่งไปทั้งหมดขึ้นอยู่กับ P และ x จะมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ค่ากำลังงานเฉลี่ยจะเท่ากับ $P_i = P/N$

สัญญาณ x_i ถูกส่งจากเสาอากาศ i ($i=1, \dots, N$) ซึ่งจะผ่านช่องสัญญาณไร้สายและเข้าสู่เสาอากาศตัวรับ j ($j=1, \dots, M$) สัญญาณที่ได้รับทั้งหมดที่เสาอากาศตัวรับเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$r_j = \sum_{i=1}^N h_{ji} x_i + n_j \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H_{ji} คือ sample ของค่าเชิงซ้อนที่บ่งบอกถึงช่องสัญญาณระหว่างเสาอากาศตัวส่ง i และเสาอากาศตัวรับ j และ n_j มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ สัญญาณเวกเตอร์ที่ได้รับทั้งหมดแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$r = H \cdot x + n \quad (2.20)$$

โดยที่ $r = [r_1, \dots, r_m]^T$ คือ $M \times 1$ column vector ของสัญญาณที่ได้รับผ่านเสาอากาศตัวรับ M , H คือ $M \times N$ complex channel matrix

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & \dots & h_{M,N} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

X คือ $N \times 1$ vector ของสัญลักษณ์ ที่ถูกส่งผ่านเสาอากาศ N และ n คือ $M \times 1$ vector ของสัญญาณรบกวน AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และค่าความแปรผันเท่ากับ σ^2 ที่ภาครับ ให้กำลังงานเฉลี่ยที่เอาท์พุทของเสาอากาศภาครับแต่ละตัวเท่ากับ P_r , SNR ที่ภาครับแต่ละตัวเท่ากับ

$$\gamma = \frac{P_r}{\sigma_n^2} = \frac{P_t \sum_{i=1}^N E[|h_{ji}|^2]}{\sigma_n^2} \quad (2.22)$$

อย่างไรก็ตามสำหรับการ normalization สมมุติว่ากำลังงานที่ได้รับที่เสาอากาศตัวรับ M เท่ากับกำลังงานที่ถูกส่งมาทั้งหมด เช่น $P=P_r$, ดังนั้นค่า normalization ของ H คือ

$$\sum_{i=1}^N E[|h_{ji}|^2] = N, j = 1, \dots, M \quad (2.23)$$

ในที่สุดสัญลักษณ์ที่ถูกส่งโดยเสาอากาศแต่ละตัวจะได้รับพร้อมกันที่ด้านรับ ดังนั้นสัญญาณที่ถูกส่งจากเสาอากาศ i ($i=1, \dots, N$) จะถูกรบกวน โดยสัญญาณจากเสาอากาศที่เหลือในช่องสัญญาณเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MIMO ภาครับแบบง่ายที่สุดคือ filter ที่ match กับ multi-channel impulse response (การ fading ใน flat fading channel)

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.24)$$

Correlation matrix คือ

$$\mathbf{G} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \begin{bmatrix} G_{1,1} & \dots & h_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N,1} & \dots & G_{N,N} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$G_{j,i}$ ($j, i = 1, \dots, N$) คือ correlation ระหว่าง j -th และ i -th เสาอากาศภาคส่ง, interference ที่เกิดจาก correlation ถูกเรียกว่า co-channel interference (CCI)

2.2.3 ข้อดีของ MIMO

การเพิ่มความเร็วจะไม่ต้องถูกจำกัดด้วยย่านความถี่คลื่นวิทยุที่รัฐบาล เป็นผู้จัดสรรให้อีกต่อไป ซึ่งเป็นการก้าวข้ามทฤษฎีเก่าๆ โดยสิ้นเชิงเพราะแต่ก่อนนี้คนเคยเชื่อกันว่า เมื่อต้องการเพิ่มความเร็วในการรับ - ส่ง ข้อมูลก็ต้องเพิ่มความกว้างของช่วงความถี่ในการสื่อสาร (Bandwidth) เท่านั้น แต่เนื่องจากการใช้งานคลื่นวิทยุในช่วงความถี่ต่างๆ นั้น รัฐบาลของแต่ละประเทศมีการควบคุมอย่างเข้มงวด โอกาสที่จะเพิ่มความเร็วจึงแทบเป็นไปไม่ได้เลย

2.2.4 ข้อเสียของ MIMO

คือความยุ่งยากในการออกแบบและผลิตเสาอากาศที่ต้องมีความเที่ยงตรงเป็นอย่างยิ่ง และเนื่องจากการจัดวางขนาดและระยะตำแหน่งของเสาอากาศในระบบ MIMO ต้องเหมือนกันจึงจะสามารถสื่อสารกันได้

2.3 คุณลักษณะทางการแพร่ของช่องสัญญาณวิทยุ

บนช่องสัญญาณวิทยุ สัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไประหว่างการส่งผ่านไปยังบนช่องสัญญาณ โดยสัญญาณที่ได้รับจะประกอบด้วย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

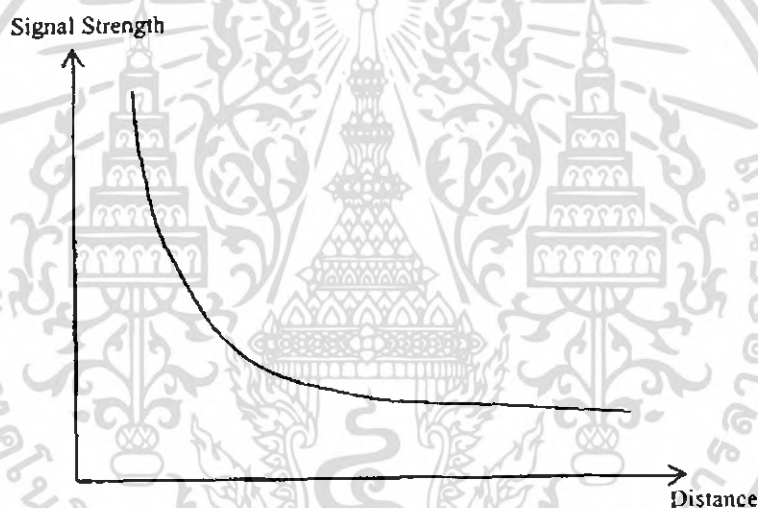
1. การรวมตัวกันของสัญญาณซึ่งเกิดจากการลดทอน การสะท้อน การหักเห และการแตกตัวของสัญญาณที่ส่ง
2. สัญญาณรบกวน ซึ่งเกิดจากการส่งผ่านช่องสัญญาณ
3. การเลื่อนความถี่ของคลื่นพาห์ ซึ่งเกิดจากการเคลื่อนที่ของเครื่องส่งหรือเครื่องรับ

2.3.1 การลดทอน

การลดทอนของสัญญาณแบ่งออกเป็น 3 ประเภทดังนี้

2.3.1.1 การสูญเสียสัญญาณตามระยะทาง (Pathloss)

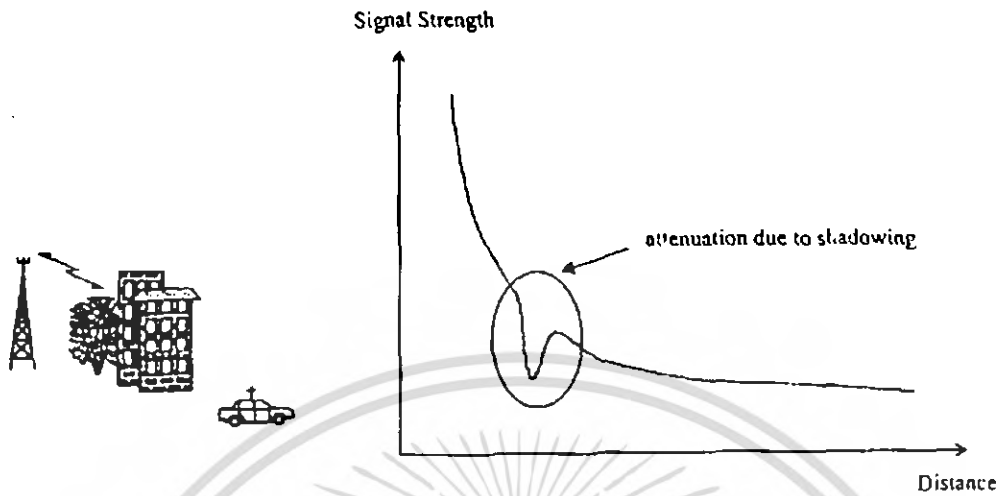
เป็นการลดทอนของสัญญาณที่กำลังส่งของสัญญาณจะลดลงอย่างคงที่ตามระยะทางในการส่งสัญญาณ



รูปที่ 2.30 กราฟแสดงผลของการสูญเสียสัญญาณตามระยะทาง

2.3.1.2 การบดบัง (Shadowing)

เป็นการลดทอนของสัญญาณอันเนื่องมาจากมีสิ่งกีดขวางระหว่างเส้นทางในการส่งสัญญาณ เช่น อาคาร ต้นไม้ ภูเขา ฯลฯ



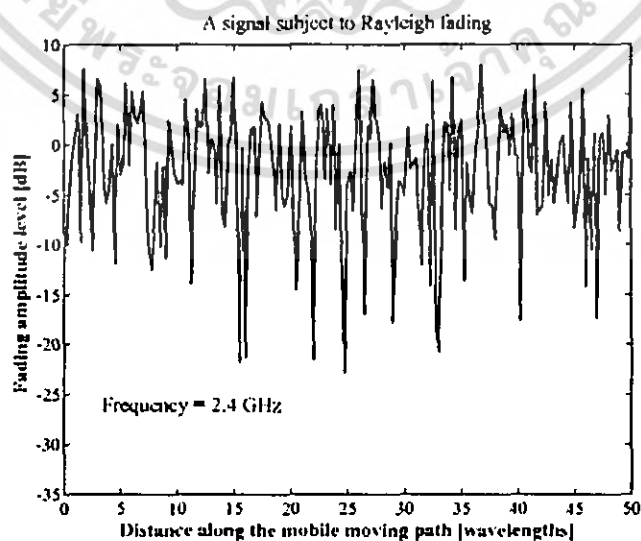
รูปที่ 2.31 กราฟแสดงผลของการสูญเสียตามระยะทางและการบดบังที่มีต่อสัญญาณ

2.3.1.3 ผลกระทบของสัญญาณจากหลายทิศทาง (Multipath Effect)

เกิดจากการสะท้อนของสัญญาณ (ชนกับวัตถุหรือสิ่งกีดขวาง) ทำให้สัญญาณที่ได้รับเกิดจากการรวมตัวกันของสัญญาณจากหลายทิศทาง แบ่งออกเป็น 2 ประเภทได้แก่

2.3.1.3.1 การจางหายแบบเร็ว

การจางหายแบบเร็ว (Fast Fading) หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า การจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) เป็นการลดลงหรือเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอย่างทันทีทันใด เนื่องมาจากการแทรกสอดแบบเสริม (Constructive Interference) หรือการแทรกสอดแบบหักล้าง (Destructive Interference) ระหว่างสัญญาณตรงและสัญญาณสะท้อนที่มาถึงเครื่องรับ



รูปที่ 2.32 กราฟแสดงผลของการจางหายแบบเรย์ลีเมื่อ Mobile Unit มีการเคลื่อนที่

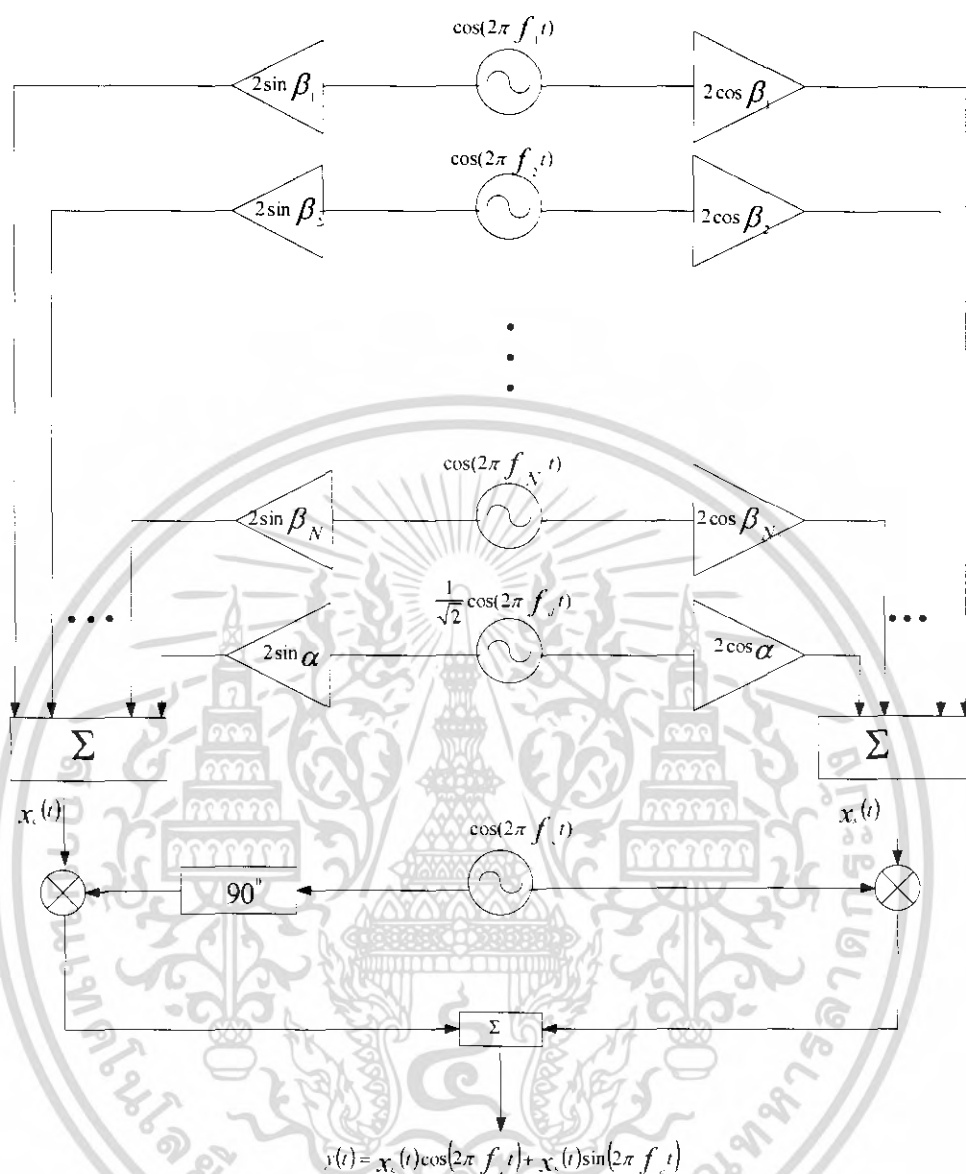
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1.3.2 การจางหายแบบเฉพาะความถี่

การจางหายเฉพาะความถี่ การสะท้อนของสัญญาณจากวัตถุที่อยู่ใกล้เคียง เช่น พื้นดิน อาคาร ต้นไม้ ฯลฯ ทำให้สัญญาณจากหลายทิศทางมีกำลังของสัญญาณเท่ากับสัญญาณตรง (สัญญาณซึ่งเดินทางจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับโดยตรง) ซึ่งอาจส่งผลให้เกิดการจางหายเฉพาะความถี่ (Frequency Selective Fading) กล่าวคือ กำลังของสัญญาณรวมที่ได้รับเป็นจุดต่ำของระดับสัญญาณ เนื่องจากการแทรกสอดแบบหักล้างสำหรับการส่งสัญญาณที่มีช่วงกว้างของแถบสัญญาณแถบนั้น ถ้าจุดต่ำของระดับสัญญาณเกิดขึ้นที่ความถี่ที่ส่งแล้ว ข้อมูลที่ส่งไปทั้งหมดจะสูญหายไป ดังนั้นจึงสามารถแก้ไขได้ 2 วิธี คือ

2.3.1.3.3 แบบจำลองของเจ็ก(Jake's Model)

ปกติการสร้างแบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี โดยใช้วิธีการสร้างฮาร์ดแวร์ (Hardware) หรือ ซอฟต์แวร์ software) นั้นจะมีประโยชน์อย่างมาก วิธีการสร้างแบบจำลองของสัญญาณ โดยส่วนใหญ่จะใช้หลักการมอดูเลตแบบอินเฟส และ ควอดเรเจอร์ ลักษณะสัญญาณที่ใช้ จะใช้การสร้างแบบจำลองจะต้องมีสเปกตรัมและคุณสมบัติต่างๆ ที่ใกล้เคียงกับสัญญาณที่ได้จากการวัด



รูปที่ 2.33 โครงสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีตามแบบของเจ็ค

สำหรับวิธีการของเจ็คนั้น จะอาศัยโครงสร้างของแบบจำลองช่องสัญญาณหลายวิถีตามรูปที่ 2.29 เมื่อพิจารณาจะเห็นว่าแบบจำลองนี้ประกอบไปด้วยวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ต่ำจำนวน N_0 ชุด ที่มีค่าความถี่เท่ากับ คอเพลอร์ชิฟต์ต่างๆ กัน และวงจรออสซิลเลเตอร์อีกหนึ่งตัวที่ความถี่คอปเพลอร์ชิฟต์สูงสุดมีค่าเท่ากับ f_d องค์ประกอบทางความถี่ทั้งหมดนี้มีหน้าที่จำลองสัญญาณความถี่ที่เลื่อนไปจากความถี่คลื่นพาห้ f_0 สังเกตว่าองค์ประกอบทางความถี่ของออสซิลเลเตอร์ N_0 ชุด จะกำหนดให้มีแอมพลิจูดเป็น 1 ทั้งหมด ส่วนองค์ประกอบทางความถี่ ตัวสุดท้ายจะมีแอมพลิจูดเท่ากับ $1/\sqrt{2}$ สำหรับค่าความถี่ของออสซิลเลเตอร์แต่ละตัวกำหนดให้มีค่าเท่ากับ [6,9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

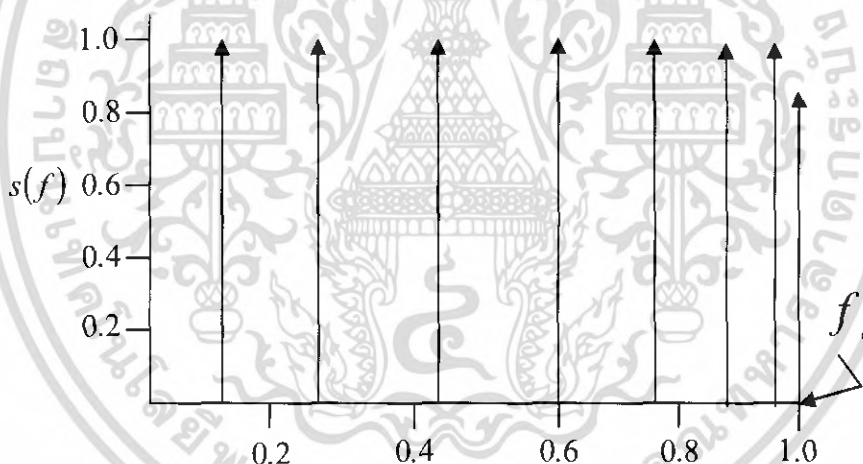
$$f_n = f_d \cos(2\pi n/N) \quad (2.26)$$

โดย $f_d = \frac{v}{d}$ ซึ่งเป็นค่าออปเลตอร์ชิฟต์สูงสุดและ N มีความสัมพันธ์ กับ N_0

$$N_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{N}{2} - 1 \right) \quad (2.27)$$

โดยมีข้อกำหนดอีกด้วยว่า $N/2$ ต้องมีค่าเป็นจำนวนเต็มคี่

เมื่อนำองค์ประกอบความถี่ทั้งหมดที่ได้มาว่าเป็นตัวอย่างรูปสเปกตรัมความถี่จะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.30 ซึ่งในกรณีนี้จะเป็นลักษณะที่กำหนดให้ $N_0 = 8$ และ $N = 34$



รูปที่ 2.34 สเปกตรัมความถี่ของออสซิลเลเตอร์สำหรับกรณี $0=8$ และ $N=34$

สำหรับค่าของเฟส β_n จะได้รับการกำหนดให้มีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงกับสภาพที่ต้องการคือ กำหนดให้แต่ละเฟสมีการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง $0-2\pi$ คือมีความน่าจะเป็นในการเกิดของเฟสแต่ละค่าเท่า ๆ กันซึ่งเท่ากับ $\frac{1}{2\pi}$ ดังนั้น β_n จึงกำหนดให้มีค่าเท่ากับ $\frac{\pi n}{N_0}$ สำหรับ $n=1, 2, \dots, N_0$

จากรูปที่ 2.34 แสดงให้เห็นว่า $x_c(t)$ และ $x_s(t)$ มีค่าเท่ากับ [6,19]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_c(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \cos \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.28)$$

$$x_s(t) = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos(2\pi f_n t) + \sqrt{2} \sin \alpha \cos(2\pi f_d t) \quad (2.29)$$

ในการสร้างสัญญาณ $y(t)$ ให้มีเฟสเป็นแบบแรนดอมและมีการกระจายแบบยูนิฟอร์มระหว่าง $0-2\pi$ จะต้องทำให้เงื่อนไขต่อไปนี้เป็นจริงนั่นคือ $\langle x_c^2 \rangle \approx \langle x_s^2 \rangle$ และ $\langle x_s x_c \rangle \approx 0$

จากสมการข้างต้นสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ของค่า $\langle x_c^2 \rangle$, $\langle x_s^2 \rangle$ และ $\langle x_s x_c \rangle$ ได้ดังนี้

$$\langle x_c^2 \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos^2 \beta_n + \cos^2 \alpha \quad (2.30)$$

$$= N_0 + \cos^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \quad (2.31)$$

$$\langle x_s^2 \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin^2 \beta_n + \sin^2 \alpha \quad (2.32)$$

$$= N_0 + \sin^2 \alpha + \sum_{n=1}^{N_0} \cos 2\beta_n \quad (2.33)$$

$$\langle x_s x_c \rangle = 2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cos \beta_n + \sin \alpha \cos \alpha \quad (2.34)$$

จากความสัมพันธ์ที่ได้นี้สามารถกำหนดค่า β_n และ α ที่เหมาะสมเพื่อให้เงื่อนไขทั้งสองข้อข้างต้นเป็นจริงได้

1. ส่งสัญญาณที่มีช่วงกว้างของแถบสัญญาณกว้าง หรือมีการแผ่กว้างของแถบความถี่ (Spread Spectrum) การลดลงของแถบความถี่ส่งผลให้มีการสูญเสียกำลังของสัญญาณเพียงบางส่วนเท่านั้น ไม่ได้สูญเสียกำลังของสัญญาณทั้งหมด
2. แบ่งช่องสัญญาณไปเป็นช่องสัญญาณย่อยๆ ที่มีช่วงกว้างของแถบสัญญาณแคบลง การเกิดจุดต่ำของระดับสัญญาณที่แถบความถี่ไม่สามารถเกิดขึ้นได้กับทุกๆ ความถี่คลื่นพาห้ ทำให้มีเพียงบางคลื่นพาห้ที่สูญเสียข้อมูลไป ซึ่งข้อมูลของคลื่นพาห้ที่เสียไปสามารถกู้คืนได้โดยใช้การเข้ารหัสสำหรับแก้ไขข้อผิดพลาด (Error Correction Coding: ECC)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

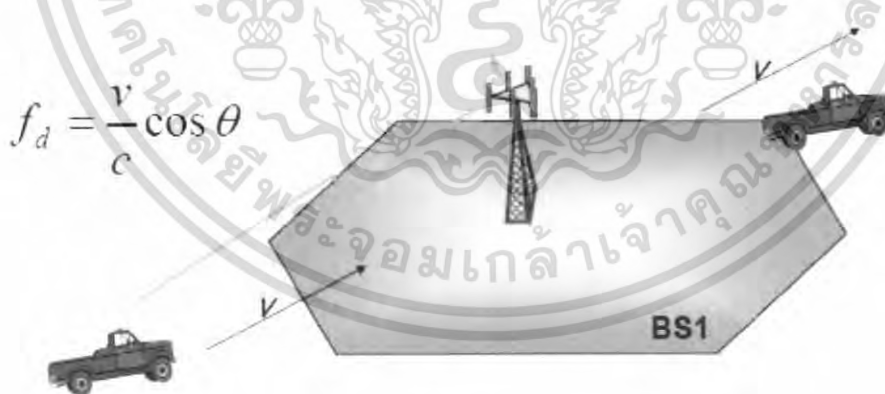
2.3.2 การแผ่กว้างของการประวิง

สัญญาณวิทยุที่ได้รับจากเครื่องส่งประกอบด้วยสัญญาณตรง และสัญญาณสะท้อนที่สะท้อนจากวัตถุทิศทางต่างๆ เช่น อาคาร ภูเขา และวัตถุอื่นๆ สัญญาณสะท้อนจะมาถึงเครื่องรับช้ากว่าสัญญาณตรง ซึ่งการแผ่กว้างของการประวิง (Delay Spread) ก็คือการแผ่กว้างของเวลาระหว่างสัญญาณจากหลายทิศทางที่มาถึงเครื่องรับเป็นสัญญาณแรกและสัญญาณสุดท้าย

ในระบบดิจิทัลการแผ่กว้างของการประวิงสามารถก่อให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ซึ่งมีสาเหตุมาจากการซ้อนทับกันของสัญญาณจากหลายทิศทางที่ประวิงมากับสัญญาณของช่วงสัญลักษณ์ใหม่ที่ส่งมา การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์นี้จะมีบทบาทมากในระบบที่มีอัตราการส่งข้อมูลสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงเวลา (TDM) นอกจากนี้ยังเครื่องส่งมีอัตราการส่งข้อมูลสูงขึ้นก็ยิ่งทำให้มีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เพิ่มมากขึ้น

การลดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์สามารถทำได้โดยการลดอัตราการส่งสัญญาณ โดยการลดอัตราการส่งข้อมูลของแต่ละช่องสัญญาณ หรืออาจจะใช้รูปแบบของการเข้ารหัสเพื่อให้ทนทานต่อการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ดังในกรณีของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งช่วงรหัสก็ได้

2.3.3 การเคลื่อนไปของดอปเปลอร์ (Doppler Shift)



รูปที่ 2.35 การเกิดดอปเปลอร์

ปรากฏการณ์ Doppler Shift คือปรากฏการณ์ที่เกิดการเคลื่อนที่สัมพัทธ์กันระหว่างจุดส่งคลื่นและจุดรับคลื่น ซึ่งจะทำให้ความถี่ที่จุดรับได้แตกต่างไปจากความถี่จริงที่ส่งคลื่นออกมาผลกระทบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

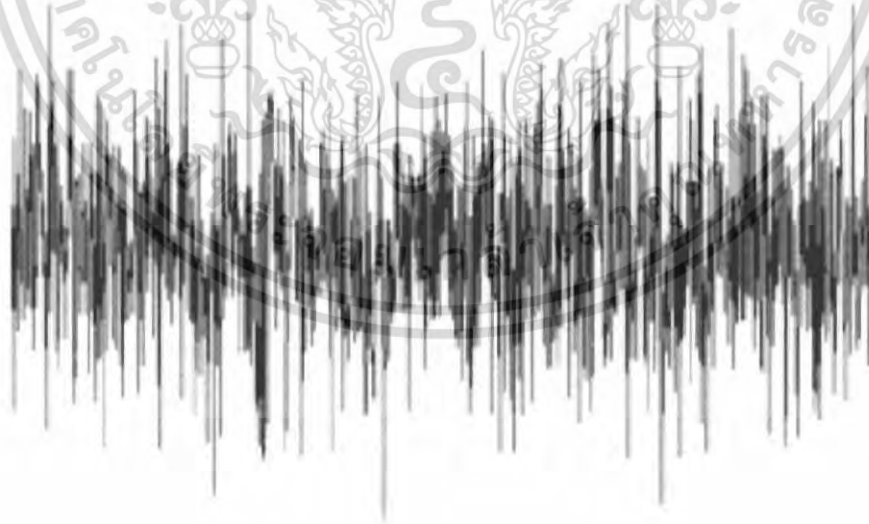
จาก Doppler Shift ความเร็วของการแพร่ของคลื่นการเคลื่อนไปของคอปเปอเรอร์ของความถี่สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\Delta f \approx \pm f_0 \frac{v}{c} \quad (2.35)$$

เมื่อ Δf คือความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปของสัญญาณจากเครื่องส่งกับสัญญาณที่เครื่องรับ ได้รับ f_0 คือความถี่ของสัญญาณจากเครื่องส่ง v คือความเร็วที่แตกต่างกันระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับที่มีการเคลื่อนที่ และ c คือความเร็วแสง

2.3.4 White Gaussian noise

White Gaussian noise เป็นสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นมาเนื่องจากการเคลื่อนที่แบบสุ่มตามอุณหภูมิของอิเล็กตรอนที่วิ่งผ่านตัวนำ ที่มีความต้านทานภายในวงจร โดยสเปกตรัมกำลัง (Power Spectrum) ของสัญญาณรบกวนนี้จะมีลักษณะที่เรียบ หรือกล่าวได้ว่าทุกๆ Harmonic ของสัญญาณรบกวนจะมีค่าพลังงาน เท่ากันอย่างต่อเนื่องตลอดย่านสเปกตรัม White Noise จะมีลักษณะการกระจายแบบเกาส์เซียน ดังนั้นจึงเรียกชื่อกันว่า White Gaussian Noise



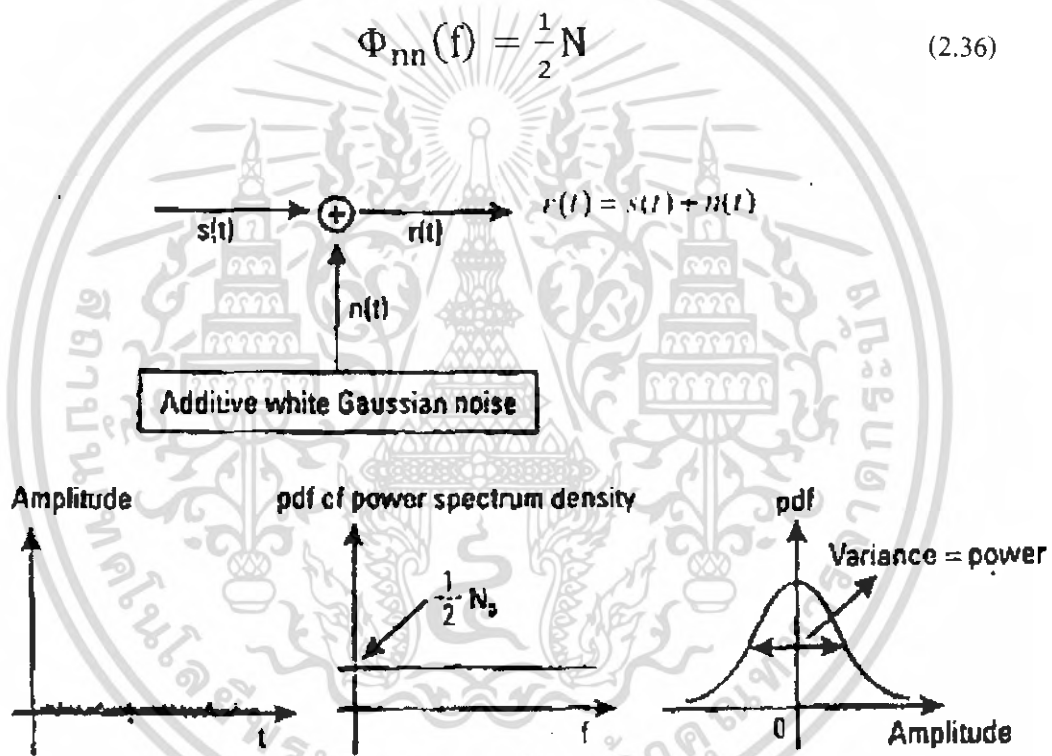
รูปที่ 2.36 สัญญาณรบกวนแบบ white noise

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 AWGN Channel Block

สัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารนั้นส่วนมากจะจำลอง ให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN (Additive White Gaussian Noise) ซึ่งจะมีความหนาแน่นของสเปกตรัมเป็นแบบยูนิฟอร์ม (uniform spectrum density) แอมพลิจูดมีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) โดยปกติแล้วสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิ (thermal noise) และสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า (electrical noise) ที่เกิดจากการขยายสัญญาณนั้นจะมีคุณสมบัติของ White Gaussian Noise ซึ่งจากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถจำลองให้เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ได้ ซึ่งฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN แสดงได้ดังนี้

$$\Phi_{nn}(f) = \frac{1}{2} N_0 \quad (2.36)$$

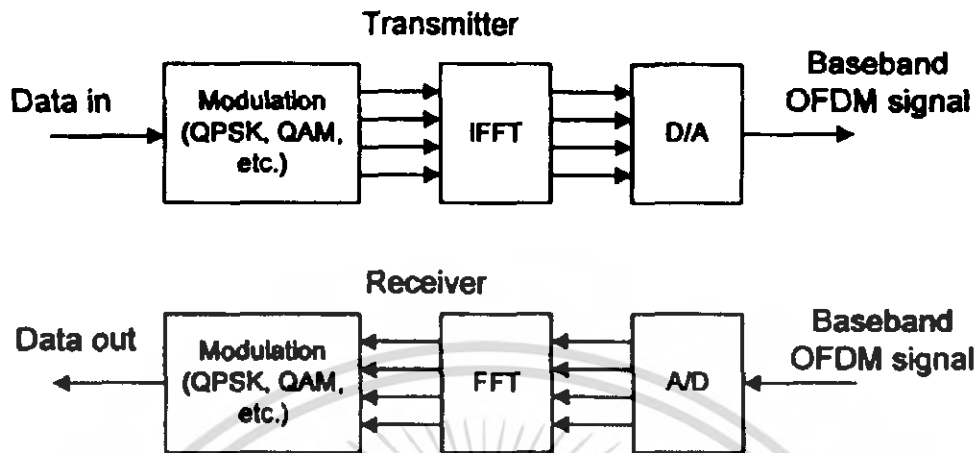


รูปที่ 2.37 คุณสมบัติของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

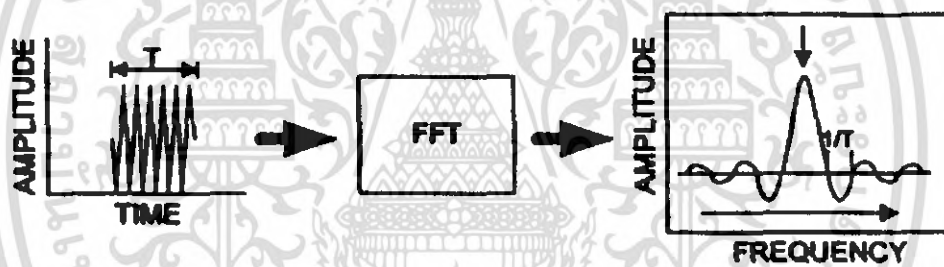
2.4 Fast Fourier Transform (FFT)

FFT ก็คือ DFT แต่เป็นการสลับตำแหน่งข้อมูลและเทคนิคการรวมสัญญาณ เพื่อย่อให้จำนวนการแปลงลดรูปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.38 หลักการพื้นฐานในการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ OFDM

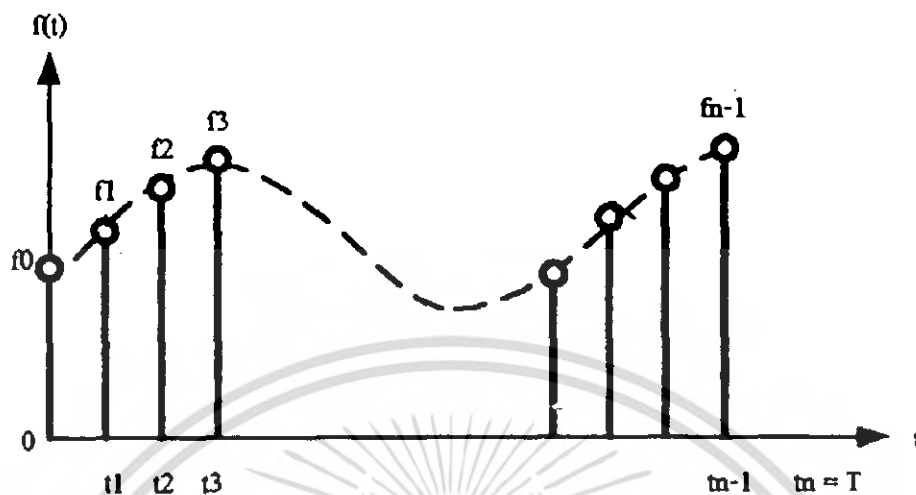


รูปที่ 2.39 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณ โดเมนเวลามาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT

2.4.1 Discrete Fourier Transform

Discrete Fourier Transform เป็นการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องโดยข้อมูลที่สุ่มเข้ามาจะต้องเริ่มจากค่า “0” ถึง “1” ดังรูป โดยให้ค่า N เป็นจำนวนการสุ่มข้อมูลทั้งหมด โดยมีค่า t_n เป็นเวลาในการส่งข้อมูล และค่า f_n เป็นค่าของฟังก์ชันต่อเนื่องตามการสุ่มของ t_n ใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 Discrete Fourier Transform

โดยสามารถเขียนสมการ DFT ได้ดังนี้

$$F_k = \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-jk\omega_0 n} \quad (2.37)$$

โดยค่า $k=0$ ถึง 1

โดยค่า $\omega_0 = 2\pi/N$ และการแปลงค่า DFT จากสมการต้องทำการคำนวณเป็นจำนวน N^2 โดยข้อมูลต้องอยู่ในรูปของจำนวนเชิงซ้อนเพื่อให้คอมพิวเตอร์คำนวณได้ง่าย

2.4.2 ทฤษฎี Fast Fourier Transform

FFT เป็นการพัฒนามาจาก DFT เพื่อให้มีการคำนวณเร็วขึ้น ซึ่ง DFT ต้องการข้อมูลที่ใช้ในการคำนวณเป็นจำนวน N^2 แต่ FFT ใช้ข้อมูลในการคำนวณประมาณ $N \log_2 N$

FFT จะคำนวณเร็วกว่าดิคกรีทฟูเรียร์ทรานฟอร์มประมาณ 10 เท่า โดยจะใช้วิธีการแบบบัตเตอร์ฟลายหรือวิธีการของคูเลย์-ตุคีย์

โดยสมมติให้ $N=2M$ โดย M เป็นค่าจริงใดๆ จะได้ $F_k = x(k)$, $f_n = x(n)$ จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าให้ $e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk} = W^{nk}$ ได้สมการใหม่ดังนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W^{nk} \quad (2.39)$$

แบ่งสมการได้เป็นสองส่วนดังนี้

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n)W^{nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x(2n+1)W^{(2n+1)k} \quad (2.40)$$

N แทนขนาดความยาวของการสุ่มตัวอย่าง และแทนสมการทั้งสองด้วยสมการคู่และสมการคี่ ได้สมการใหม่คือ

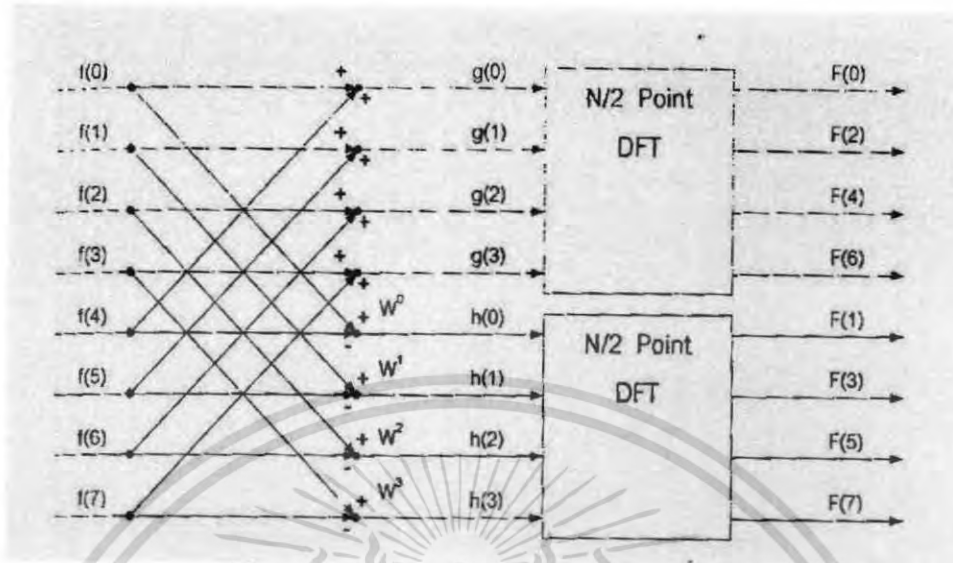
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{ev}(n)W_{N/2}^{nk} + \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{od}(n)W_{N/2}^{nk} \quad (2.41)$$

ในการนี้จะใช้ $N/2$ จุดเท่านั้นเพื่อคำนวณหาค่า $X(k)$ โดย k ต้องมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง $N-1$ อย่งไรก็ตาม คุณสมบัติของสมการคู่ และสมการคี่หาได้จาก

$$X_{ed}(k) = X_{ev}\left(k - \frac{N}{2}\right) \rightarrow \text{for } \frac{N}{2} \leq k \leq (N-1) \quad (2.42)$$

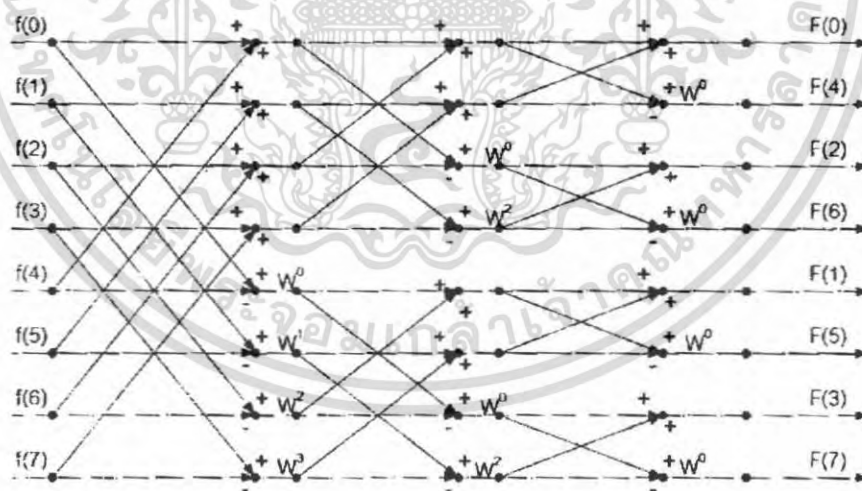
ผลลัพธ์ของการแปลงฟูเรียร์แบบไม่ต่อเนื่องสามารถทำซ้ำๆ จนกระทั่งเหลือข้อมูลแค่ตัวเดียว โดยต้องมีอินพุต 2 ตัวเพื่อใช้ในการคำนวณตลอดเวลา

สำหรับการหาค่าฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มจะใช้แค่ 2 จุดในการคำนวณค่าของฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์มที่สมบูรณ์จะต้องมีการคูณด้วยแฟกเตอร์ที่เหมาะสม ค่า "W" โดยค่า W จะต้องเริ่มจาก W^0 to W^{N^2-1}



รูปที่ 2.41 การหาค่า 8 จุดฟูรีเยร์ทรานฟอร์ม

สำหรับการคำนวณต้องทราบค่าของ N ที่จะใช้ในการคำนวณ จากรูปจะใช้ค่า $N=8$ และจะใช้ค่า g_n และ h_n ที่คำนวณได้เป็นจำนวน $N/2$ จุด โดยมีค่า W^n มาคูณกับค่า h_n และคำนวณต่อไปดังนี้



รูปที่ 2.42 การหาค่า 8 จุดฟูรีเยร์ทรานฟอร์ม

จากรูปข้างบนเมื่อคำนวณช่วงแรกเสร็จจะคำนวณช่วงที่ 2 ต่อ โดยมีวิธีการคำนวณดังรูปและจะใช้ข้อมูลในการคำนวณทั้งสิ้นประมาณ $N \log_2 N$ สามารถหาจำนวนบิตเตอร์ฟลายได้ดังนี้

$$\text{จำนวนบิตเตอร์ฟลาย} = N \log_2 N \tag{2.43}$$

โดย $N/2$ = จำนวนแถวของบิตเตอร์ฟลาย (มี 2 อินพุต)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

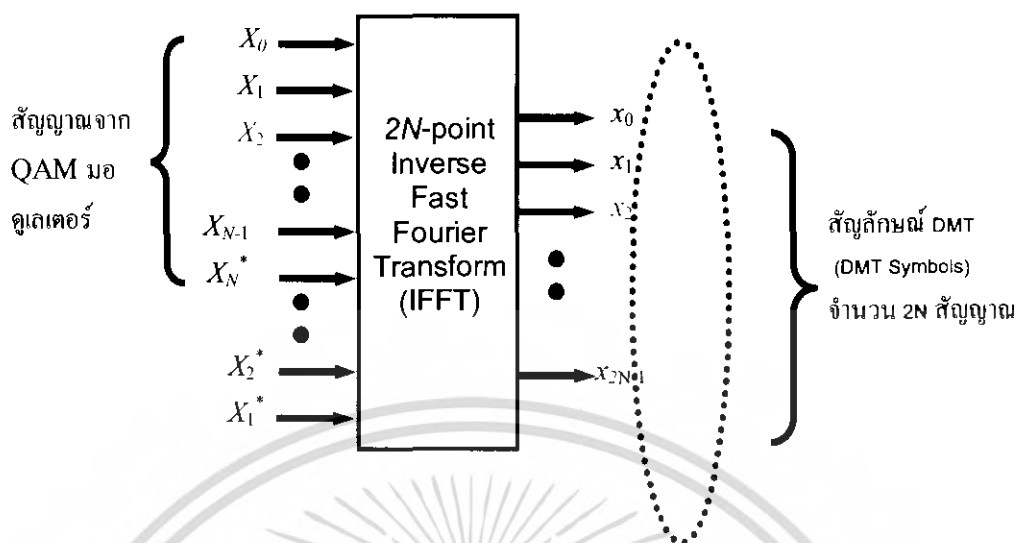
$\log_2 N$ = จำนวนหลักของบิตเตอร์ฟลาย
 แต่ละบิตเตอร์ฟลายต้องมี 2 อินพุทเท่านั้น

2.5 การแปลงผกผันฟูเรียร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform)

ตรงการทำการแยกแบนด์ย่อย DMT นี้เองที่จะใช้ประโยชน์จากกรรมวิธีที่สำคัญอันหนึ่งของ ทฤษฎีการประมวลผลดิจิทัล นั่นก็คือใช้ การแปลงผกผันฟูเรียร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) กับสัญญาณเชิงซ้อนจาก QAM modulator การแปลงผกผันฟูเรียร์จะหมายถึง การหาค่าองค์ประกอบของสัญญาณในโดเมนเวลา (time domain) ซึ่งก็คือ สัญญาณที่จะส่งผ่านช่อง การสื่อสาร จากสัญญาณในโดเมนความถี่ (frequency domain) ซึ่งได้ เป็นเอาต์พุทของ QAM มอดูเลเตอร์ เหตุที่สัญญาณนี้ถือว่าเป็นสัญญาณในโดเมนความถี่ นั้นหมายถึงว่า ในแต่ละสัญญาณสุ่ม (Sample) ของสัญญาณ จะถือว่าเป็นองค์ประกอบทางความถี่หนึ่งค่า ที่ภาครับก็จะใช้การแปลงฟูเรียร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform: FFT) ซึ่งเป็นการแปลงกลับของ IFFT เพื่อแปลงสัญญาณในโดเมนเวลานั้นกลับเป็นสัญญาณในโดเมนความถี่ เพื่อเป็นสัญญาณอินพุท ให้กับ QAM demodulator

เมื่อลำดับสัญญาณจาก QAM modulator ถูกนำเข้าตัวแปลงอนุกรม/ขนาน (S/P) สัญญาณก็จะเรียงลำดับออกเป็น N สัญญาณคือ X_1 ถึง X_N ซึ่งจะถูกลบเป็นค่าสัมประสิทธิ์เชิงซ้อน (complex coefficients) ของการแปลง IFFT เพื่อการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยจำนวน N คลื่นพาห้ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุทของการแปลง IFFT ก็คือ สัญญาณในเชิงโดเมนเวลา (ซึ่งจะถูกส่งไปยังเครื่องรับผ่านช่องการสื่อสาร ซึ่งก็คือคู่สายโทรศัพท์)

ใช้สัญญาณ $2N$ สัญญาณ X_1 ถึง X_{2N} เป็นสัญญาณสมมาตร โดยใช้สัญญาณเชิงซ้อนจำนวน N สัญญาณคือ X_0 ถึง X_{N-1} รวมกับ สัญญาณ N ที่ได้จากการทำคอนจูเกตเชิงซ้อน (complex conjugate) กับ X_0 ถึง X_{N-1} ซึ่งได้เป็น X_1^* ถึง X_N^* สัญญาณทางโดเมนเวลา ที่เป็นเอาต์พุทของ IFFT นี้ เรียกว่า เป็น สัญญาณ DMT (DMT symbol) ซึ่งมีจำนวน $2N$ สัญลักษณ์ การเลือกให้ สัญญาณเชิงซ้อนมีลักษณะเป็นสมมาตรเช่นนี้จะทำให้ได้สัญญาณ x_0 ถึง x_{2N-1} ที่เป็นสัญญาณจริง (real signal) ในโดเมนเวลา

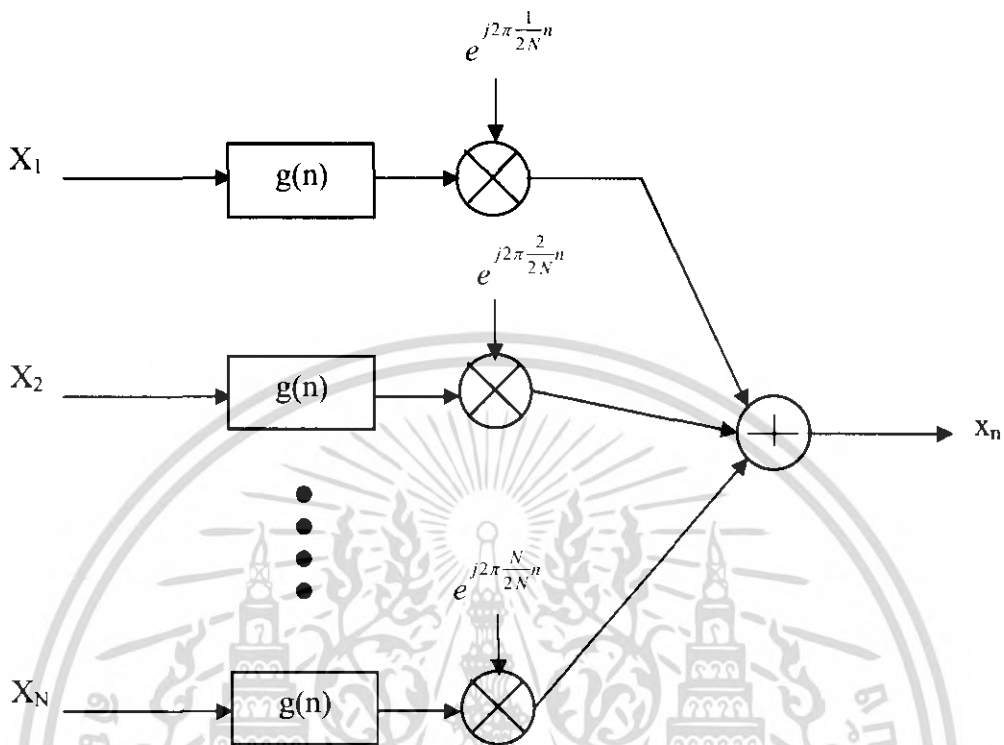


รูปที่ 2.43 สัญญาณเชิงซ้อนโดเมนความถี่ จำนวน $2N$ สัญญาณ ถูกแปลงฟูเรียร์ผกผัน (IFFT) ขนาด $2N$ จุด ทำให้ได้เป็น สัญญาณจริงโดเมนเวลา $2N$ สัญญาณ

การแปลงผกผันฟูเรียร์ IFFT จะแสดงสมการข้างล่าง

$$x_n = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{2N-1} X_k e^{j\frac{2\pi k}{2N}n}, n = 0, 1, \dots, 2N-1 \quad (2.44)$$

โดยที่ X_0 ถึง X_{N-1} ทำหน้าที่เป็น ค่าถ่วงน้ำหนัก หรือ สัมประสิทธิ์ของการแปลง IFFT ค่า k ที่แสดงนั้น คือ ค่าความละเอียดทางความถี่ หรือ เป็นความถี่ของคลื่นพหุคูณดิจิทัล

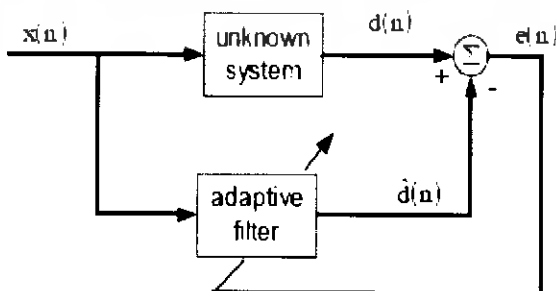


วงจรกรองปรับแต่งพัลส์

รูปที่ 2.44 การมอดูเลต แบบ มัลติแคเรียร์ โดยใช้ การแปลงผกผันฟูเรียร์

2.6 Least Mean Square Algorithm

เป็นวิธีการหนึ่งทีพิจารณาถึงการหาค่าสัมประสิทธิ์ของ Adaptive Filter โดยอาศัยค่าเกรเดียนต์เพื่อมาทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของ Adaptive Filter เพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดระหว่างสัญญาณจริงกับสัญญาณจาก Adaptive Filter น้อยที่สุด



รูปที่ 2.45 Identification of Echo Cancellation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.45 ในการทำ Least Mean Square algorithm (LMS) มีสมการเพื่อการคำนวณและตัวแปรต่างๆเพื่อใช้ใน Algorithm คือ ค่าความผิดพลาด (Error) ระหว่างสัญญาณออกของ Acoustic Echo path กับสัญญาณที่ได้จาก Adaptive Filter

$$e(n) = d(n) - W^T(n)X(n) \quad (2.45)$$

และสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของ Adaptive Filter เพื่อนำไปคำนวณหาค่าความผิดพลาดในรอบใหม่ต่อไป (Update Equation) ของ LMS algorithm เป็น

$$w(n+1) = w(n) + \mu x(n)e(n) \quad (2.46)$$

เมื่อมีค่าตัวแปรต่างๆ เป็นดังนี้

$x(n)$: สัญญาณ (input signal) เช่น สัญญาณเสียงพูด หรือสัญญาณรบกวนขาว

$d(n)$: เป็นสัญญาณออกที่เกิดจาก Acoustic Echo path (desired signal) ที่เกิดขึ้น

d_n : สัญญาณออกที่ได้จาก Adaptive filter ซึ่งสุดท้ายจะได้ประมาณให้ใกล้เคียงกับสัญญาณ

ออกของ Acoustic Echo path ให้มากที่สุด เพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดน้อยที่สุด

$e(n)$: สัญญาณความผิดพลาด (error signal) ซึ่งจะมีค่าน้อยที่สุด เมื่อที่ปราศจาก Echo

และ

$$x(n) = [x(n) \quad x(n-1) \dots x(n-L+1)]^T \quad (2.47)$$

$$w(n) = [w_1(n) \quad w_2(n) \dots w_L(n)]^T \quad (2.48)$$

โดยเลือกให้มีค่า Adaptation gain หรือค่า Step-size-parameter (μ) ที่จะทำให้ระบบมี

สัมประสิทธิ์เข้าสู่ค่าตอบ (Convergence) หรือ coefficient convert to optimum solution ประมาณ

ได้จาก $0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}}$ [W. B. MIKHAEL AND A. S. SPANIAS, "Comparison of several

Frequency domain", 1987] หรือประมาณ

$$0 < \mu < \frac{2}{n\{R\}} = 0 < \mu < \frac{2}{\sum_{k=0}^{L-1} E\{x(n-k)^2\}} = 0 < \mu < \frac{2}{Lr(0)} \quad (2.49)$$

จากสมการทั้งหมด สามารถนำไปสู่การศึกษาเรื่องการทำ Adaptive Filter เพื่อไปใช้ในการทำ Echo

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Cancellation ได้ ซึ่งลักษณะการศึกษาก็จะแยกความแตกต่างออกเป็น 2 กรณีคือ กรณีที่สัญญาณเข้า (Input Signal) เป็นสัญญาณรบกวนขาว และสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูด (Speech Signal)

เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณ White noise

สัญญาณ White noise เป็นสัญญาณที่มีค่า variance ≈ 1 ดังนั้นในการทำการศึกษาเมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณรบกวนขาว โดยใช้สมการของการทำ LMS Algorithm ตามสมการ 2.45-2.46 ดังกล่าวนั้น จะพบว่าค่า Step-size-parameter (μ) ที่ได้นั้นจะประมาณขอบเขตได้คือ $0 < \mu < 0.1$ ซึ่งจะเป็น ขอบเขตที่ทำให้ Algorithm สามารถที่จะทำให้ Adaptive Filter ลู่เข้าสู่ค่าตอบได้ ซึ่งที่ค่า Step-size-parameter (μ) ต่างกัน ก็จะได้ผลของการลู่เข้าสู่ค่าตอบที่ต่างกันด้วย

เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูด

เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูด ซึ่งโดยธรรมชาติของสัญญาณเสียงพูดแล้วจะพบว่าเป็นสัญญาณที่ค่า เปลี่ยนแปลงไป ค่อนข้างมาก ดังนั้นเมื่อเรานำ LMS algorithm เข้ามาใช้ในการศึกษาการทำ Adaptive Filter ค่า Step-size-parameter (μ) ที่จะใช้ใน LMS algorithm จึงอยู่ในช่วงที่ค่อนข้างแคบมาก(อยู่ในช่วงเลขยกกำลังลบ) ซึ่งเป็นการยากมากที่เราจะทำการปรับค่า Step-size-parameter (μ) เพื่อเปรียบเทียบผลการลู่เข้าสู่ค่าตอบของ Adaptive Filter

ดังนั้นเมื่อพบว่า เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูดจะมีปัญหาเรื่องการปรับค่า Step-size-parameter (μ) ที่ค่อนข้างยากดังที่กล่าวแล้ว เราจึงมีวิธีการที่จะทำการ Normalize สัญญาณเสียงพูดก่อนที่จะนำมาคำนวณใน LMS Algorithm เพื่อขยายให้ช่วงของ Step-size-parameter (μ) ที่เราต้องการปรับให้มีค่ากว้างขึ้น ที่เราเรียกว่า Normalize Least Mean Square Algorithm (NLMS) นั่นเอง ซึ่งสมการที่จะใช้ในการคำนวณแบบ NLMS Algorithm เพื่อจะหาการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของ Adaptive Filter สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \frac{\mu}{1 + \|\underline{x}(n)\|^2} \underline{x}(n)e(n) \quad (2.50)$$

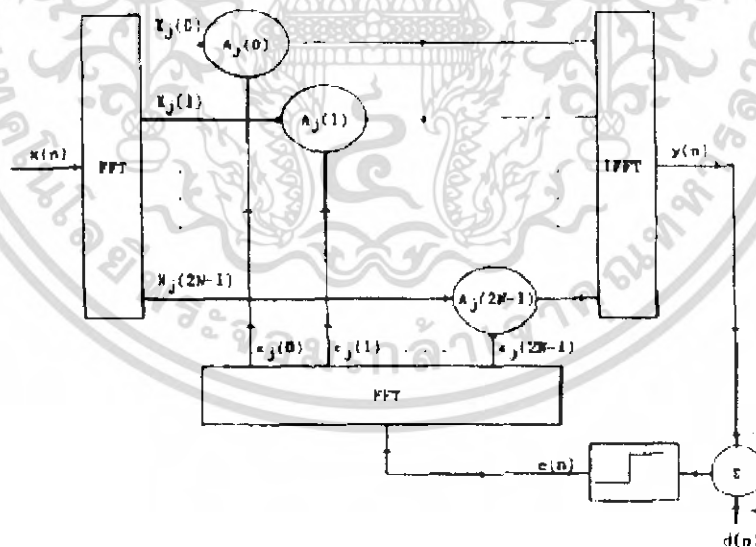
ซึ่งในการทำ NLMS Algorithm นั้นก็ยังคงใช้สมการที่ 2.45 ในการหาค่าความผิดพลาดตามเดิม เพียงแต่เปลี่ยนจากที่ LMS Algorithm ใช้สมการที่ 2.46 ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ก็เปลี่ยนให้ NLMS Algorithm มาใช้สมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ที่สมการที่ 2.50 แทน ซึ่งผลที่ได้ก็จะทำให้เราสามารถเลือกค่าขอบเขตของ Step-size-parameter (μ) ได้กว้างมากขึ้นเนื่องจาก สัญญาณเข้าได้ถูก Normalize ด้วยตัวของมันเองแล้วในสมการดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.1 การเปรียบเทียบของความถี่ต่างๆของ LMS Algorithm

มีสิ่งที่น่าสนใจที่ควรพิจารณาใน adaptive filtering ใน frequency domain ซึ่งในการทำงานนั้นเราจะให้ความสนใจไปที่ filters โดยใช้ FFT, DLMS(Dentino's LMS), FLMS(Fast LMS) และ OFLMS(Optimal FLMS) โดย FLMS algorithm นั้นจะทำให้ LMS algorithm เป็นผลใน Frequency domain โดยมันจะใช้เทคนิค overlap-and-save เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงความผิดพลาดเนื่องจากการคอนโวลูชันแบบหมุนเวียนโดยจะกระทำใน DLMS ซึ่ง Algorithm นั้นจะเป็นการทำให้เกิดผลแบบ Frequency domain ของ Block LMS algorithm(BLMS) ตัวแปรอีกตัวของ FLMS นั้นเป็น FLMS algorithm แบบตัวของมันเองซึ่ง gradient ของมันจะไม่ถูกจำกัดค่า

ความถูกต้องและความเร็วของ Algorithm ที่กล่าวมาก่อนหน้านี้จะขึ้นอยู่กับตัวประกอบ Convergence คือ μ ของ LMS algorithm โดยตัวเลือกของ μ เป็นหัวข้อของวิจัยทั่วไป ในเรื่องนี้เราจะเสนอในเรื่อง Optimal FLMS นั้นใช้ μ ซึ่งได้มาจากการหาผลลัพธ์ของการดำเนินการที่เหมาะสม การทำให้การดำเนินการดีขึ้นโดยใช้ OFLMS ที่ถูกตรวจสอบในการ Simulation โดยใช้การกระตุ้นสัญญาณรบกวนแบบ white และ color โดยจะมีหรือไม่มีสัญญาณรบกวนเพิ่มเข้ามาก็ได้



รูปที่ 2.46 FLMS algorithm

เพื่อความสะดวกในการบรรยาย FLMS algorithm โดย FIR adaptive filter ที่แสดงในรูปที่ 2.46 ซึ่งใช้ $2N$ point ของ FFT ในการเชื่อมกันโดยใช้เทคนิค overlap-and-save เพื่อที่จะทำ block adaptive filter ให้อยู่ใน Frequency domain ค่าสัมประสิทธิ์ของ adaptive filter นี้คือ $A_j(K)$ โดย K เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ ค่า frequency bin และ j คือ iteration (การวนซ้ำ) Filter นี้จะถูกกระตุ้นโดยค่าอินพุต $x(n)$ โดย n คือ ค่าดัชนีของเวลา ซึ่งถูกเก็บสะสมในรูปของ $2N$ block และจากนั้นจะแปลงค่าโดยใช้ FFT ค่าเอาต์พุต $y(n)$ จะถูกสร้างขึ้นโดยเทคนิค overlap-and-save และถูกลบออกจาก desire signal (สัญญาณที่ตรงตามความต้องการ) $d(n)$ ใน time domain เพื่อสร้าง error (ความผิดพลาด) $e(n)$ ขึ้น โดยความผิดพลาดนี้จะถูกแปลงไปและถูกใช้โดย FLMS เพื่ออัปเดตสัมประสิทธิ์ของมัน สมการการอัปเดตคือ

$$A_{j+1}(K) = A_j(K) + 2\mu_j(K)G_j(K) \quad (2.51)$$

โดย $\mu_j(K)$ เป็นค่าคงที่สำหรับ FLMS และ $G_j(K)$ ถูกระบุตามนี้:

$$\underline{g}_j = \text{first } N \text{ points of FFT}^{-1} \{ c_j(K) X_j^*(K) \} \\ \text{for } K = 0, 1, \dots, 2N-1 \quad (2.52)$$

และ

$$[G_j(0) \ G_j(1) \ \dots \ G_j(2N-1)]^T = \text{FFT} \{ \underline{g}_j | 0^T \}^T \quad (2.53)$$

Underbar คือ เวกเตอร์ $N \times 1$ และเครื่องหมายดอกจัน คือ ค่าคอนจูเกตเชิงซ้อน โดยตัวอักษรเล็ก คือ ค่าตัวแปรของ time-domain ขณะที่ตัวอักษรใหญ่ คือ ค่าตัวแปรของ frequency-domain

2.7 วิธีการ Circular-Convolution

ในการเอา gradient constraint ในย่อหน้าที่ 5 ความยาว $2n$ ใน frequency domain weight vector ไม่ค่อยมีลักษณะเหมือนกับ N time domain weights, ดังนั้นผลของการแนะนำให้ใช้ wrap-around จะเกิดผลเสียในประสิทธิภาพ steady-state ของ adaptive algorithm ในหัวข้อนี้ได้อธิบายวิธีการตัดแปลงอื่นๆใน FDAF algorithm ซึ่งช่วยลดความซับซ้อนของระบบแต่ก็ทำให้มีส่วนที่ต้องเพิ่มเติมเข้ามา การเรียกคืนกลับสำหรับ overlap-save และ overlap-add FDAFs, $2N$ -length DFTs จะใช้ตัวแปร N ของ $2N$ -point vector output ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับ Linear convolution จะพิจารณาเฉพาะ N -point DFTs ซึ่งจะคำนวณในทุก block ของ N samples (i.e. 0% overlap) ซึ่งอธิบายโดย FDAF ในย่อหน้าที่ 7 สำหรับ adaptive algorithm weight vector และ input signal matrix ถูกนิยามโดย

$$W(k) = Fw(k) \quad (2.54)$$

และ

$$X(k) = \text{diag} \{ F[x(kN), \dots, x(kN+N-1)]^T \} \quad (2.55)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่... ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ Overall output คือ

$$y(k) = F^{-1}Y(k) \quad (2.56)$$

ซึ่ง $Y(k) = X(k)W(k)$ มาก่อน เปรียบเทียบสัญลักษณ์สุดท้ายของ linear-convolution FDAFs ซึ่งจะเห็นว่าค่า constraint matrices \bar{k} และ k จะถูกตัดทิ้งไป และลำดับของ F ในนี้คือ $M=N$ เพราะว่าถูกเปลี่ยนจากการที่มัน clear ค่าในส่วนประกอบของ y ซึ่งจำเป็นสำหรับ ผลของ circular convolution

เมื่อข้อมูลตัวอย่างไม่ได้ Overlap เพราะว่า เกิดข้อผิดพลาดของ linear function ในสัญญาณ output และ desired response ข้อผิดพลาดโดยตรงที่คำนวณเจอได้ได้โดยง่ายใน frequency domain ที่ไม่มีส่วน DFTs (ไม่เหมือนกับ FDAFs ที่ผ่านมา) Circular Convolution FDAF เป็นตัวอย่างของ second error configuration ในย่อหน้าที่ 1 การทำ DFT ของ block การออกแบบตัวอย่างผล N , $D(k)=F_d(k)$ error ของ frequency domain ได้นิยามไว้ว่า

$$E(k)=D(k)-Y(k) \quad (2.57)$$

เพราะไม่สามารถกำหนด gradient (i.e. $G=I$) algorithm weight update รูปแบบเหมือนกับ unconstrained algorithm . Complete algorithm ซึ่งถูกพบคนแรก โดย Dentino et al

แม้ว่า circular-convolution FDAF ไม่ต้องมีค่าคงที่ใดๆ ซึ่ง block algorithm จะมีลักษณะคล้ายอาจจะใช้แทน และใช้ weight vector ถูกคำนวณใน (2.57) ซึ่ง output เขียนได้เป็น

$$y(k)=F^{-1}X(k)F\omega(k)=x(k)\omega(k) \quad (2.58)$$

เมื่อ $X(k)$ คือ diagonal matrix, $x(k) = F^{-1}x(k)$ F คือ circulant matrix ซึ่งในแต่ละทุกๆแถว และคอลัมน์ที่แตกต่างกันจะถูกอธิบายโดย Matrix ทั้งหมด คอลัมน์แรกของ $X(k)$ ประกอบด้วย N sample ของ input block $\{x(kN), \dots, x(kN+N-1)\}$ ใช้ IDFT ของ FDAF algorithm นี้ใช้อธิบายผลของ $x(k)$

$$\omega(k+1) = \omega(k) + 2\mu X^T(k)e(k) \quad (2.59)$$

Block ของ gradient จะมีส่วนร่วมกับ

$$V^T(k) = \sum_{m=0}^{N-1} X_m^T(k) e^{(kN+m)} \quad (2.60)$$

ซึ่ง $x_m^T(k)$ คือ แถวของ m ใน $x(k)$ ดังนั้น จะมี block ที่ update แล้วคล้ายกับ linear correlation ใน ยกเว้นใน เทอมของ error จะถูกแก้ไขโดย circularly-shifted version ของ input vector ในความเหมือนกัน vector output ใน คือผลของ circular convolution ระหว่าง time domain weights กับ สัญญาณ input

ข้อแตกต่างที่เห็นได้ชัดของการใช้แค่ N -point DFTs คือการลดความซับซ้อนในการคำนวณซึ่งผลที่ได้รับ เทียบได้กับการช่วยแทนที่ โดย gradient constraint ออก ซึ่งช่วยลดในการแสดงความเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซับซ้อนรวมใน FDAF ข้อเสียเปรียบหลักสำหรับ FDAF คือการลดประสิทธิภาพระบบ เพราะว่า ตัวมันเองเท่านั้นที่สนับสนุนใน block adaptive algorithm ซึ่งรวมคุณสมบัติซึ่งโดยทั่วไปแตกต่างกันเล็กน้อย สำหรับ FDAFs ที่ผ่านมาเพราะว่า ผลกระทบรูปที่ผิดไปสำหรับ circular convolution

Adaptive weights ในการรวม wiener weight vector สำหรับ filter นี้ซึ่งมีข้อแตกต่างกันเล็กน้อยจาก 1 block ที่น้อยสุดของ MSE ผลนี้ในทุก weight จะถูกปรับแต่งสำหรับค่าที่ต่ำสุดของ MSE ซึ่งมีส่วนร่วมในความถี่มากกว่า MSE ทั้งหมดที่ตรงกับ output รวมของ lifter ซึ่งถ้า bin มีความเกี่ยวข้องกันน้อย ค่าต่ำสุดของ 2 performance function จะทำให้มีผลคล้ายกัน อย่างไรก็ตาม spectral overlap มีความสำคัญมาก ซึ่งไม่สามารถยกเว้นได้ ซึ่งประสิทธิภาพของ steady-state จะคล้ายคลึงกับ linear convolution FDAFs 1 โอกาสที่ยกเว้นอาจจะมีขึ้นได้ใน adaptive line enhancer(ALE) application ถ้าสัญญาณ sinusoids กว้างพอที่จะแบ่ง อาจจะทำให้สิ่งนี้ไม่จำเป็นในความถี่ของbinที่แตกต่างกัน

2.8 การวิเคราะห์ความซับซ้อนของ Detector แบบ Non-Adaptive และแบบ Adaptive

โดยเราจะดูในส่วนของจำนวนของกระบวนการการกระทำสัญญาณต่อหนึ่ง Coded Symbol ต่อหนึ่ง Layer ซึ่งก็จะพิจารณาเพียงแต่ความซับซ้อนของตัว Detector เท่านั้น ในส่วนนี้จะเป็นการความซับซ้อนในการคำนวณของ Detector แบบ Non-adaptive โดยเราจะดูในส่วนของ ขนาด ของ Matrix ของค่า Inverser-Channel Parameter ของตัว Detector แบบ Non-Adaptive และในส่วนของ Detector แบบ Adaptive จะพิจารณาในส่วนของ Algorithm LMS ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยถ้าคิดในโครงสร้างแบบ MIMO เนื่องจากขนาดตัวคูณ (Matrix)ของ LMS-Algorithm มีขนาดเล็ก โดยแสดงผลเปรียบเทียบใน ตารางที่ 2.1

ตาราง 2.1 แสดงการเปรียบเทียบความซับซ้อนของ DetectorแบบNon-Adaptive กับAdaptive-LMS

	Detector	
	Non-Adaptive	Adaptive-LMS
Number of multiplications	$NI(Mt^2 + Mt)$	$(NI(\log_2(2M + 1) - \log_2(2N - 1)))$
Computational Complexity	200	76

Computational Complexity เรากำหนดให้ $N=2$, $M=2$, $I=10$ และ $Mt=2$

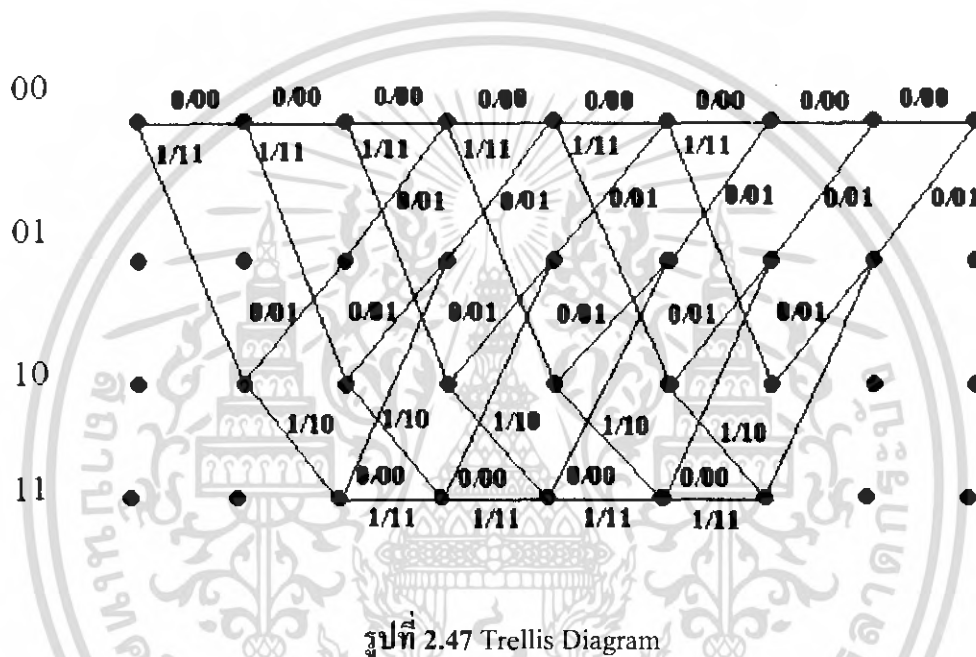
M =จำนวนสายอากาศรับ N =จำนวนสายอากาศส่ง I =จำนวนวนรอบ

Mt =ขนาดของ Matrix สปต.Channel Parameter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 Trellis Diagram

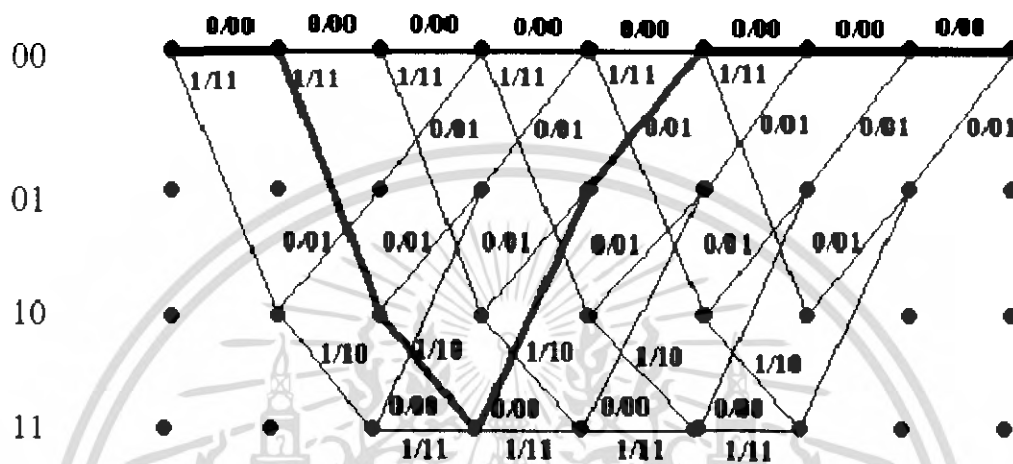
การแสดงผลการทำงานของวงจรเข้ารหัสโดยใช้ Trellis Diagram นั้น จะเป็นการนำการแสดงผลการทำงานของวงจรเข้ารหัสโดยใช้ State Diagram มาทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบให้อยู่ในอีกลักษณะหนึ่ง ที่แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลต่างๆภายในวงจรเข้ารหัส, ข้อมูลที่ป้อนเข้ามา และ Codeword ที่จะถูกส่งออกไป ณ เวลาต่างๆ โดยที่จะมีลักษณะของ Trellis Diagram ดังรูปต่อไปนี้



จากรูป จะเป็นการแสดงผลการทำงานของวงจรเข้ารหัสข้อมูลแบบ Convolution Codes ในรูปที่ 2.47 ที่มีการนำข้อมูลในอดีตจำนวน 2 บิต มาทำการประมวลผลร่วมกับข้อมูล ณ เวลานั้น (จำนวน state ทั้งหมดใน trellis diagram จะมีค่าเท่ากับ $2^2 = 4$ state) และจะมีข้อมูลป้อนเข้ามาภายในวงจรครั้งละ 1 บิต ($k=1$) ซึ่งในกรณีนี้ จะมีข้อมูลที่จะเข้ารหัสทั้งหมด 6 บิต ซึ่งเส้นทางต่างๆที่อยู่ใน Trellis Diagram นั้น จะแสดงถึงลักษณะการเปลี่ยนแปลง สถานะของวงจรและตัวเลข x/y ที่อยู่เหนือทางเดินในแต่ละเส้นทางนั้น จะแสดงถึงข้อมูลที่ป้อนเข้ามา และ Codeword ที่จะถูกส่งออกไป เมื่อมีการป้อนข้อมูลนั้นเข้ามา ซึ่งเมื่อพิจารณาลักษณะของ Trellis Diagram แล้ว จะพบว่ารูปแบบของ Trellis Diagram ในแต่ละ State การทำงานนั้น จะมีลักษณะที่คล้ายกันแต่จะมีความแตกต่างกันเฉพาะส่วนหัวและท้าย ซึ่งเป็นผลมาจากข้อมูลที่เก็บอยู่ในวงจรนั้นจะมีค่าที่เริ่มต้นจากสถานะที่มีข้อมูลเป็น 0 ทั้งหมด และจะจบลงที่สถานะข้อมูลเป็น 0 เช่นกัน ดังนั้นเส้นทางอื่นๆ ที่ไม่ผ่านจุดที่มีข้อมูลเป็น 0 ทั้งหมด ณ จุดเริ่มต้นและจุดสุดท้ายนั้นจะไม่ถูกนำมาพิจารณา ดังนั้นขนาดของความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขาวใน Trellis Diagram นั้นจึงขึ้นอยู่กับข้อมูลที่ถูกนำมาเข้ารหัส ตัวอย่างในการใช้งาน Trellis Diagram เช่น กรณีที่มีการป้อนข้อมูล 0 1 1 0 0 0 0 0 เข้ามาภายในวงจร จะสามารถใช้ Trellis Diagram ในการหาลักษณะของ Codeword ได้ดังรูปที่ 2.48

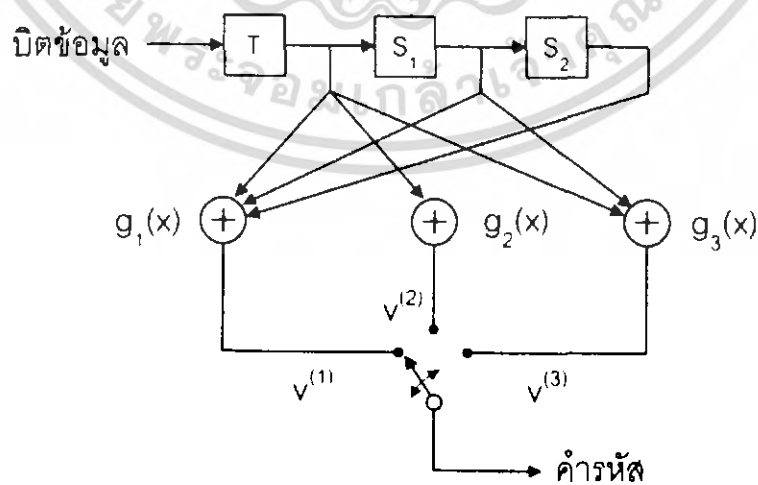


รูปที่ 2.48 การใช้งาน Trellis Diagram

ดังนั้นข้อมูลที่ได้หลังจากการเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับ 00 11 10 00 01 00 00 00

ตัวอย่างการเข้ารหัส Convolution ที่มีชิพรีจิสเตอร์ 3 ชุด

ชิพรีจิสเตอร์ 3 ชุด ($K=3, k=1$)



รูปที่ 2.49 ตัวอย่างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

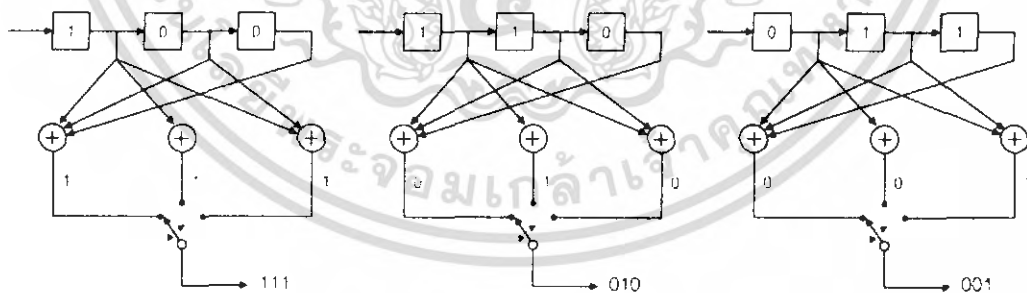
ในการทำความเข้าใจกับกลไกการทำงานของวิธีการเข้ารหัสคอนโวลูชัน เราจะอาศัยวงจรเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$, $K=3$, และ $k=1$ ในรูปที่ 2.49 เป็นตัวอย่างในการอธิบาย จากวงจรในรูปจะเห็นว่า $k=1$ ดังนั้นจำนวนบิตที่จะเลื่อนเข้าสำหรับการเข้ารหัสแต่ละครั้งมีค่าเพียง 1 บิต ค่า $K=3$ และ $k=1$ หมายความว่าต้องใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 3 ชุด และในรูป ประกอบด้วย วงจรพหุนามตัวกำเนิด 3 ชุด คือ $g_1(x)$, $g_2(x)$ และ $g_3(x)$ โดยที่

$$g_1(x) = 1+x+x^2 \quad (2.61)$$

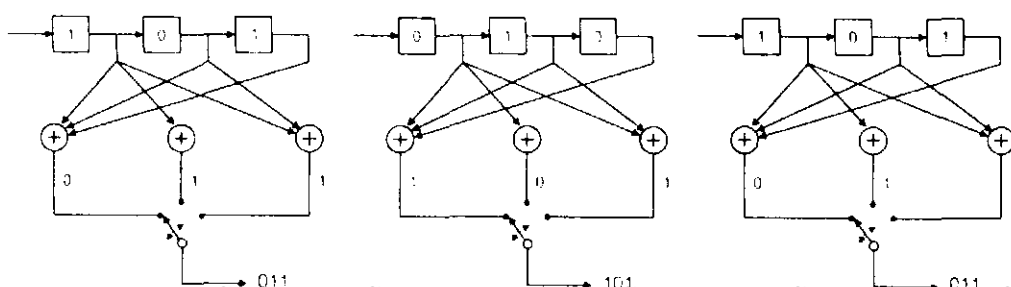
$$g_2(x) = 1 \quad (2.62)$$

$$g_3(x) = 1+x \quad (2.63)$$

การเข้ารหัสข้อมูลแต่ละบิตจะให้เป็นการรหัสที่มีจำนวนมากถึง 3 บิต ได้แก่ $v^{(1)}$, $v^{(2)}$, $v^{(3)}$ ค่าเหล่านี้คือค่าที่ได้จากขาออกของวงจรพหุนามของ $g_1(x)$, $g_2(x)$ และ $g_3(x)$ นั่นเอง โดยกระบวนการอ่านค่าเหล่านี้จะวนสลับกันไป ยกตัวอย่างเช่น ถ้าข้อมูลหกบิตแรกที่ป้อนเข้าสู่วงจรเข้ารหัสมีค่าเป็น 110101 คำรหัสที่ได้จากวงจรเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับ 111 010 001 011 101 011 101 100 สำหรับรายละเอียดการเข้ารหัสอย่างเป็นขั้นตอนของทั้ง หกบิต สามารถดูได้จากรูปที่ 2.23 สังเกตว่า ทุกครั้งที่จะสิ้นสุดการเข้ารหัสบิตข้อมูลแต่ละชุดจะต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษเพิ่มเติม ที่เรียกว่า บิตหาง (Tail Bits) ต่อท้ายบิตข้อมูล ทั้งนี้ก็เพื่อปรับให้ชิฟต์รีจิสเตอร์กลับคืนสู่สถานะเดียวกับตอนเริ่มต้นซึ่งมีค่าเป็น 0 ทั้งหมด



(ก) รายละเอียดการเข้ารหัสสามบิตแรก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลของ Nonsystematic Convolution Codes มีค่าที่มากกว่ากรณีของ Systematic Convolution Codes

สำหรับการถอดรหัสข้อมูลสำหรับวิธีการเข้ารหัสแบบ Convolution Codes นั้น จะมีรูปแบบในการถอดรหัสอยู่หลายวิธีการด้วยกัน โดยในการถอดรหัสนั้น จะมีการนำ Trellis Diagram ของวงจรเข้ารหัสมาใช้ในการทำงานของภาคถอดรหัส

การถอดรหัสข้อมูล

ในการถอดรหัสสำหรับกรณีของ Convolution Codes นั้น จะมีวิธีการที่ใช้ในการถอดรหัส อยู่หลายวิธีการด้วยกัน ซึ่งสามารถที่จะแบ่งรูปแบบของการถอดรหัสออกเป็น 3 รูปแบบด้วยกัน [2] ได้แก่

- **Sequential Decoding** เป็นวิธีการถอดรหัสที่มีการนำ Tree diagram ของวงจรเข้ารหัสมาใช้ในการออกแบบการทำงานของภาคถอดรหัส โดยที่จะมีการนำข้อมูลที่ได้รับเข้ามาได้ มาทำการเปรียบเทียบกับข้อมูลที่อยู่ในเส้นทางต่างๆใน Tree Diagram เพื่อค้นหาเส้นทางที่มีข้อมูลที่ใกล้เคียงกับข้อมูลที่ได้รับเข้ามามากที่สุด
- **Majority-logic หรือ Threshold Decoding** เป็นวิธีการถอดรหัสที่มีการนำการคำนวณทาง topological มาใช้ในการออกแบบการถอดรหัสเพื่อที่จะทำให้มีการถอดรหัสที่ใช้งานได้ง่ายขึ้น แต่จะทำให้ประสิทธิภาพในการทำงานนั้นลดลง
- **Viterbi Decoding** เป็นวิธีการถอดรหัสข้อมูลที่มีการนิยมใช้งานมากที่สุด ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานเป็นแบบ Maximum-likelihood decoding algorithm ซึ่งจะหมายถึงว่าในการทำงานของการถอดรหัสนั้น จะเป็นการนำข้อมูลที่ได้รับได้ที่ปลายทาง นั้นไปทำการประมวลผลเพื่อค้นหาเส้นทางใน Trellis Diagram ที่มีลักษณะที่ใกล้เคียงกับข้อมูลที่ได้รับได้จากระบบสื่อสารมากที่สุด

2.10 Interleaver

ระบบการสื่อสารแบบ IDMA ได้มีการดัดแปลงปรับปรุงมาจากการสื่อสารแบบ CDMA ปัจจุบันระบบการสื่อสารแบบ CDMA ได้มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลาย เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีบางอย่าง เช่น การแบ่งการใช้ช่องสัญญาณ การลดปัญหาการแทรกสอดข้ามเซลล์กัน มีการป้องกันการ Fading ที่ดี เป็นต้น ซึ่งระบบ IDMA ได้คงคุณสมบัติที่ดีต่างๆ เหล่านี้ของระบบ CDMA ไว้ แต่ข้อเสียของระบบ CDMA ก็คือ เมื่อผู้ส่งสามารถใช้สื่อในการส่งข้อมูลร่วมกันได้

ดังนั้น สัญญาณที่มาจาก user ที่ต่างกันก็จะซ้อนทับกัน ทำให้เกิดปัญหา Multiple Access เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในทางอื่นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Interference (MAI) ดังนั้น ที่ฝั่งภาครับจึงต้องมีเทคนิคที่ใช้ในการแยกสัญญาณที่ส่งมากแบบรวมกัน ซึ่งก็คือ Multi-user Detection (MUD) แต่ก็ยังคงเป็นปัญหาสำหรับระบบ CDMA เพราะเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมีจำนวนมาก ความซับซ้อนของตัวตรวจจับสัญญาณทางฝั่งภาครับก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย เพื่อการแก้ปัญหานี้ ในระบบ IDMA จึงใช้ตัว Interleaver เป็นตัวแยกสัญญาณของแต่ละ user และลดความซับซ้อนของ MUD ในระบบ multipath channels ที่มีจำนวนผู้ใช้งานอยู่จำนวนมาก

การ Interleave ข้อมูลนั้นเป็นกระบวนการในการเปลี่ยนแปลงการจัดเรียงข้อมูลดิจิทัล ให้มีลักษณะที่แตกต่างออกไปจากเดิม ซึ่งถูกนำมาใช้ในระบบสื่อสารเพื่อป้องกันการผิดพลาดของข้อมูลในรูปแบบของ Burst Error แต่สำหรับกรณีของวงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codes นั้น จะมีการนำการ Interleave มาใช้งานโดยมีจุดประสงค์เพื่อให้ข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัสจากวงจรเข้ารหัสต่างๆ นั้น มีลักษณะของข้อมูลที่ไม่มีความสัมพันธ์ซึ่งกันและกัน โดยจะเป็นการนำข้อมูลดิบที่จะทำการเข้ารหัสในวงจรเข้ารหัสต่างๆ มาผ่านการ Interleave เพื่อทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบของข้อมูล (permutation) เพื่อให้ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสนั้นมีลักษณะที่แตกต่างกัน

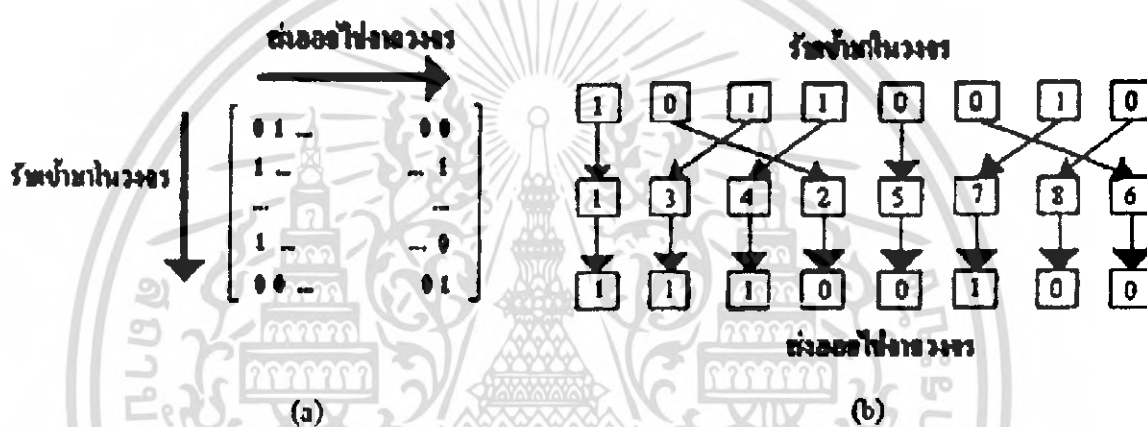
สำหรับวิธีการที่ใช้ในการ Interleave ข้อมูลนั้น จะมีรูปแบบในการทำงานอยู่หลายวิธีการด้วยกัน และในการทำงานแต่ละวิธีการนั้น จะให้ผลลัพธ์ในการทำงานที่แตกต่างกัน โดยสำหรับตัวอย่างของรูปแบบในการ Interleave ข้อมูล ได้แก่ วิธีการ Interleave ข้อมูลแบบ Block Interleave และ Random Interleave

2.10.1 Block Interleave

สำหรับการ Interleave ข้อมูลด้วยวิธีการ Interleave ข้อมูลแบบ Block Interleave นั้น จะเป็นวิธีที่มีการนิยมใช้งานสำหรับระบบสื่อสาร โดยในการทำงานเพื่อเปลี่ยนแปลงรูปแบบของข้อมูลนั้นจะมีลักษณะการทำงานที่สามารถแสดงการทำงาน โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการดึงข้อมูลที่จะทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบเข้ามาเก็บไว้ในเมมโมรี่ โดยจะมีการเก็บข้อมูลเรียงจากบนลงล่าง และ ซ้ายไปขวา โดยจะมีการเก็บข้อมูลในลักษณะนี้ต่อไปเรื่อยๆ จนกระทั่งเมมโมรี่ในวงจรมีการเก็บข้อมูลไว้ทุกตำแหน่งแล้ว จากนั้นจึงส่งข้อมูลออกจากวงจรโดยการเรียงลำดับการส่งจากซ้ายไปขวา และบนลงล่าง และจึงมีการส่งข้อมูลในลักษณะนี้เรื่อยๆ จนกระทั่งข้อมูลทุกตำแหน่งในเมมโมรี่ถูกส่งออกจากวงจรแล้ว จากนั้นจึงมีการรับข้อมูลชุดต่อไป เข้ามาในวงจรเพื่อทำงานในครั้งต่อไป โดยจะมีการทำงานในลักษณะนี้ จนกระทั่งข้อมูลทั้งหมดได้ผ่านกระบวนการ Interleave แล้ว จึงสิ้นสุดการทำงาน

2.10.2 Random (Pseudo-Random) Interleave

ในการ Interleave ข้อมูลด้วยวิธีการแบบ Random Interleave นั้น จะมีการใช้การสุ่มตัวเลข ขึ้นมาเพื่อใช้สำหรับกำหนดรูปแบบในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล โดยในการทำงาน นั้น จะมีการนำข้อมูลมาครั้งละ 1 ชุด เพื่อทำการสลับตำแหน่งของข้อมูลให้อยู่ในตำแหน่งต่างๆ ตามรูปแบบของค่าที่ได้จากการสุ่ม โดยจะมีลักษณะในการทำงานดังตัวอย่างในรูปที่ 2.51 (b) ที่เป็นตัวอย่างของการ Interleave แบบ Random Interleave ที่มีการดึงข้อมูลเข้ามาภายในวงจรครั้ง ละ 8 บิตเพื่อเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล



รูปที่ 2.51 การ interleave ข้อมูล (a)Block Interleave , (b) Random Interleave

2.10.3 Interleaving with Error Control Coding

Interleaving เป็นเทคนิคที่เข้ามาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับความสามารถในการแก้ไข bit error โดยการเข้ารหัสสัญญาณ ส่วนใหญ่จะใช้งานร่วมกับ error control coding เพื่อแก้ปัญหา เรื่อง Burst error ของช่องสัญญาณ

ทฤษฎีที่มีประสิทธิภาพในการจัดการกับปัญหาเรื่อง Burst error ได้อย่างมีประสิทธิภาพ คือการแทรก Interleaver เข้าไปวางระหว่างตัวเข้ารหัสของช่องสัญญาณ และช่องสัญญาณ ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสแล้วจะได้รับการจัดเรียงลำดับใหม่โดยตัว Interleaver จากนั้นจึงจะส่ง ข้อมูลนั้นๆ ออกไปทางฝั่งภาครับผ่านทางช่องสัญญาณ

ทางภาครับ Deinterleaver จะทำการสลับตำแหน่งข้อมูลให้กลับมาสู่รูปแบบเดิมของ ข้อมูลต้นฉบับ ผลลัพธ์ที่ได้จากการ Interleaving/Deinterleaving คือ Burst error จะถูกกระจาย ไปใน time domain ซึ่งเป็นการกระจายข้อผิดพลาดในข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสให้ปรากฏอย่าง

อิสระ ดังนั้น Burst error channel จะถูกแปลงให้เป็น random error channel ที่ input ของตัวถอดรหัสสัญญาณ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบโครงงาน

เนื่องจากบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีของระบบทั้ง Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) และ Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) แล้วจะเห็นได้ว่าทฤษฎีของทั้ง 2 ระบบเป็นนวัตกรรมระดับสูงสำหรับยุคสมัยนี้ โดย OFDM นั้นมีความโดดเด่นในการนำเอาไปใช้งานจริงอย่างมาก มีความจุของสเปกตรัมที่เกิดขีดจำกัดทางด้านทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด ส่วนทางด้านระบบ MIMO นั้น ใช้ algorithm space-time ขั้นสูง เช่น MMSE (Minimum Mean Squared Error) ทำให้การรวมระบบของ 2 ระบบนี้อย่างลงตัวส่งสัญญาณให้มีอัตราเร็วที่ข้ามระดับความเป็น 3rd Generation ไปถึงระดับขั้น 4th Generation เลยทีเดียว

3.1 หลักการออกแบบ Block Diagram ของระบบ OFDM System

ลักษณะเด่นของระบบ OFDM มีการแยกเป็น sub carrier โดยแต่ละ carrier ตั้งฉากซึ่งกันและกัน (orthogonal) ทำให้เพิ่มประสิทธิภาพของความจุสเปกตรัมหรือ Bandwidth มีค่าสูงขึ้น อีกทั้งยังทนทานต่อการจางหายแบบหลายวิถีได้ดี

ลักษณะเด่นของระบบ MIMO คือมีการแยกส่งข้อมูลหลายเสาอากาศ โดยแต่ละเสามีข้อมูลการส่งที่แตกต่างกัน ส่งไปยังภาครับที่มีจำนวนเสาอากาศรับเท่ากัน ทำให้ส่งข้อมูลได้รวดเร็วขึ้นในแต่ละเฟรม

3.1.1 การออกแบบระบบ OFDM System จะต้องคำนึงถึงอะไรบ้าง

1. ความจุของ spectrum ที่ใช้จะต้องมีประสิทธิภาพสูง
2. มีการความเร็วในการส่งที่สูง
3. ภาครับต้องต้องรับข้อมูลโดยให้เกิด Bite Error Rate (BER) และ Frame Error Rateให้น้อยที่สุด
4. สามารถแก้ไขปัญหา Inter Symbol Interferenceและการรบกวนของสายอากาศอื่นที่ส่งได้

3.1.2 ปัญหาที่พบในการรวมระบบ OFDM เข้ากับระบบ MIMO

1. ในระบบ MIMO มีการส่งสัญญาณจากทางด้านส่งหลายเสาอากาศ ทำให้ภาครับไม่ทราบว่าจะ Detect สัญญาณที่เสาอากาศไหนส่งมา ดังนั้นจึงต้องทำการ Equalization เพื่อขจัดสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ในระบบ OFDM มีการเกิด ISI และ Fading เนื่องจากการส่งแบบ Multipath ส่งไปสะท้อนกับวัตถุที่มีขนาดใหญ่
3. ในระบบ OFDM นั้นมีการเข้า FFT ซึ่งการเข้าถึงนั้นเป็นแบบ $N=2^M$ จุด
4. ในระบบ OFDM-MIMO เกิด BER ที่ค่อนข้างมาก

3.1.3 แก้ไขด้วยวิธีอะไร

1. Inter-Symbol Interference แก้ไขโดยการเพิ่ม แถบป้องกันที่เรียกว่า Cyclic Prefix เพื่อป้องกันการเหลื่อมล้ำกันของเฟรม ทำให้ภาครับ Detect สัญญาณที่ผิดไป
2. Fading แก้ไขโดยการเพิ่ม Amplifier ให้กับ sub carrier เพื่อให้มีกำลังในการส่งมากพอ ภาครับใช้ Equalizer ในการกรองสัญญาณให้เหมือนทางภาคส่งมากที่สุด
3. การรบกวนของเสาอากาศข้างเคียง ทำการติดตั้ง Detector โดยใช้หลักการ เช่น mean-squared error, minimum mean-squared error, channel estimate ในภาครับเพื่อ detect สัญญาณที่ต้องการ
4. การเกิด BER ที่ค่อนข้างมากแก้ไข โดย มีการเข้ารหัส(Coding) เพื่อกระจายข้อมูลที่มีโอกาสผิดพลาดออกจากกัน

3.1.4 หน้าที่การทำงานในแต่ละส่วน

3.1.4.1 ภาคส่ง(Transmitter) จะต้องทำหน้าที่ตามลำดับดังนี้

1. ส่งข้อมูลในรูปแบบของ bit stream เป็นรูปแบบของสัญญาณ Digital
2. แปลงสัญญาณในรูปแบบของ bit stream ด้วย S/P หรือ Serial to Parallel ที่มี bite rate สูง ให้แยกออกจากกันเป็น sub stream ที่มี bite rate ต่ำ โดยแยกตามจำนวนคลื่นพาห้ที่ต้องการส่ง
3. ทำการ Symbol Mapper หรือ การ Modulation ข้อมูลรวมเข้ากับคลื่นพาห้ ซึ่งในที่นี้ใช้หลักการ Bi Phase Shift Keying ในการ Modulation สัญญาณ Digital ให้อยู่ในรูปแบบของ Analog
4. ส่งเข้า Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) แปลง Frequency Domain ให้อยู่ในรูปแบบของ Time Domain และ ทำการเพิ่ม Cyclic Prefix (CP) แทรกแถบป้องกันแคบๆ เพื่อลด Inter-Symbol Interference (ISI) แล้วทำการ Serial to Parallel ก็จะได้สัญญาณ OFDM ออกมา
5. รวมสัญญาณ OFDM เข้ากับ MIMO ด้วย Transmitter Combiner ส่ง Sub carrier ออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4.2 ภาครับ (Receiver) จะต้องทำหน้าที่ตามลำดับดังนี้

1. รับสัญญาณจากภาครับ โดยระบบ MIMO ภาครับมีสายอากาศรับหลายสาย ถอดสัญญาณ OFDM
2. สัญญาณ OFDM ทำการถอด Cyclic Prefix ออกแล้วเข้า Fast Fourier Transform (FFT) แปลงสัญญาณจาก Time Domain เป็น Frequency Domain
3. ทำการ Detect สัญญาณเพื่อหาสัญญาณที่ต้องการหรือการทำ Equalization เพื่อแยกเอาสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณที่ไม่ต้องการออก
4. แล้วทำการแปลง Sub Channel ให้อยู่ในรูปของ bit stream ข้อมูลเดิมอีกครั้ง

3.2 ออกแบบ Block Diagram ของระบบ OFDM ที่มีการส่งเสาอากาศแบบ SISO

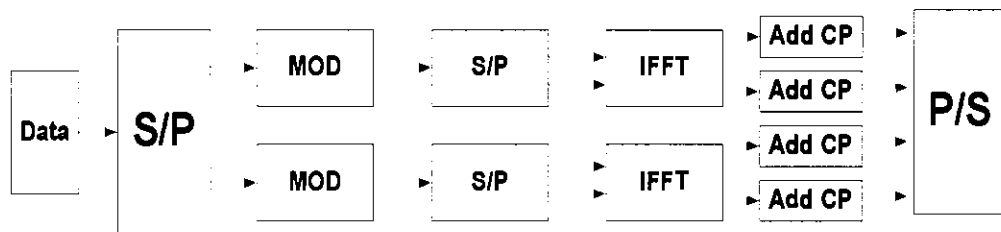
หลังจากเข้าใจถึงหลักการการออกแบบระบบ OFDM แล้วจึงได้ออกแบบ Block Diagram ขึ้นมาในลักษณะต่างๆ กัน ทั้งหมด 3 ระบบและนำทั้ง 3 ระบบมาเทียบสมรรถภาพเพื่อนำมาวิเคราะห์หาระบบที่ดีที่สุดก่อนนำไปรวมกับระบบ MIMO ที่มีค่าความแปรปรวนและจางหายในช่องสัญญาณมาก

3.2.1 ออกแบบ Block diagram ทดสอบระบบที่ 1

ลักษณะออกแบบ Block Diagram มีขั้นตอนการดำเนินงานของระบบดังนี้

3.2.1.1 ออกแบบทางภาคส่ง

1. ทำการส่ง Data Stream ผ่านเข้า Serial to Parallel แยกเป็น 2 สาย
2. ทำการ Modulation ในแต่ละสายหลังจากนั้น เข้า Serial to Parallel อีกทีแยกเป็น 2 สาย
3. ในแต่ละสายทำการ IFFT 2 จุด
4. ทำการ Add Cyclic Prefix ลงไป
5. สุดท้ายทำการ Parallel to Serial ให้เหลือ 1 สายส่งเป็น High Rate จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาคส่งได้ดังนี้

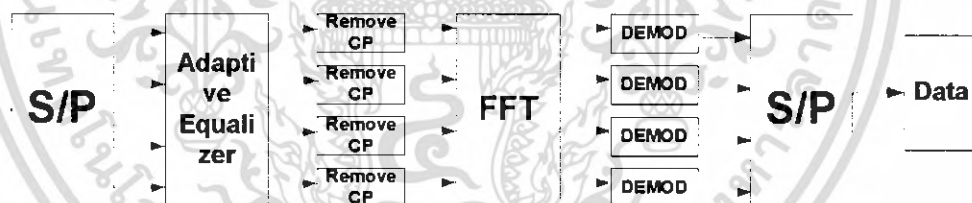


รูปที่ 3.1 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาคส่งระบบที่ 1

3.2.1.2 ออกแบบทางภาครับ

1. ทำการรับสัญญาณจากภาครับมา ผ่านเข้า Serial to Parallel ออกเป็น 4 สาย
2. เข้าสู่วงจร Adaptive Equalizer เพื่อจัดสัญญาณรบกวนออก
3. ทำการถอด Cyclic Prefix ออก
4. ทำการเข้า FFT 2 จุด แล้วทำการ Serial to Parallel กลับมาเป็น 2 สายดั้งเดิม
5. ทำการ Demodulation สัญญาณ Digital ให้กลับมาเป็น Analog
6. ส่งเข้า Serial to Parallel ออกมาเป็น Data Stream

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาครับได้ดังนี้



รูปที่ 3.2 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาครับระบบที่ 1

3.2.2 ออกแบบ Block diagram ทดสอบระบบที่ 2

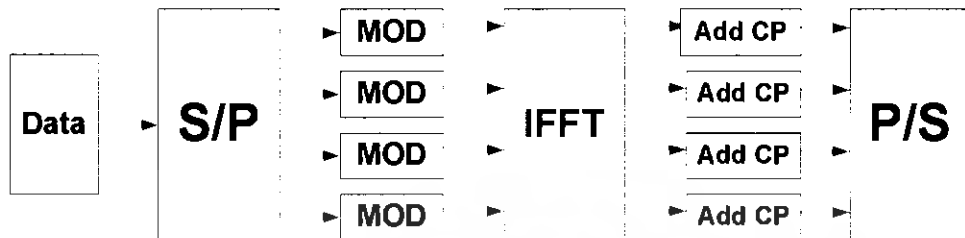
ลักษณะออกแบบ Block Diagram มีขั้นตอนการดำเนินงานของระบบดังนี้

3.2.2.1 ออกแบบทางภาคส่ง

1. ทำการส่ง Data Stream ผ่านเข้า Serial to Parallel แยกเป็น 4 สาย Low Data Rate
2. ทำการ Modulation ในแต่ละสาย
3. ทำการเข้า IFFT แบบ 4 จุด
4. ทำการ Add Cyclic Prefix ลงไป ในแต่ละสาย
5. สุดท้ายทำการ Parallel to Serial ให้เหลือ 1 สายส่งเป็น High Data Rate

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาคส่งได้ดังนี้

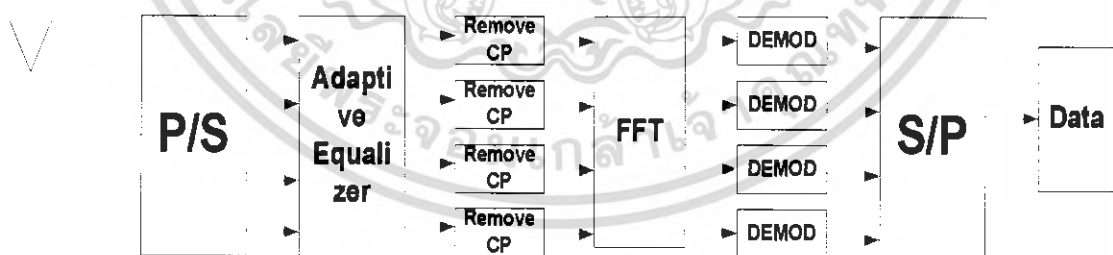


รูปที่ 3.3 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาคส่งระบบที่ 2

3.2.2.2 ออกแบบทางภาครับ

1. ทำการรับสัญญาณจากภาครับมา ผ่านเข้า Serial to Parallel ออกเป็น 4 สาย
2. เข้าตัววงจร Adaptive Equalizer เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนออก
3. ทำการถอด Cyclic Prefix ออก
4. ทำการเข้า FFT 4 จุด
5. ทำการ Demodulation สัญญาณ Analog ให้กลับมาเป็น Digital
6. ส่งเข้า Parallel to Serial ออกมาเป็น Data Stream

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาครับได้ดังนี้



รูปที่ 3.4 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาครับระบบที่ 2

3.2.3 ออกแบบ Block diagram ทดสอบระบบที่ 3

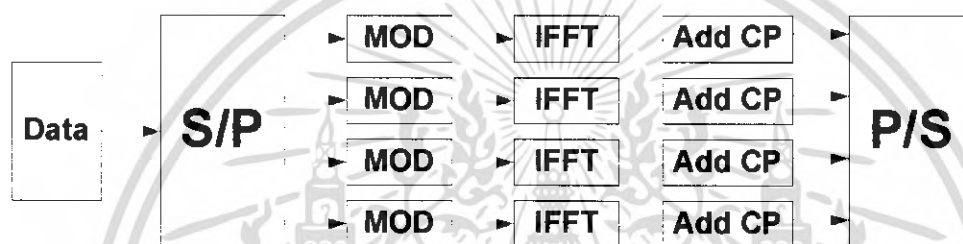
ลักษณะออกแบบ Block Diagram มีขั้นตอนการดำเนินงานของระบบดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3.1 ออกแบบทางภาคส่ง

1. ทำการส่ง Data Stream ผ่านเข้า Serial to Parallel แยกเป็น 4 สาย Low Data Rate
2. ทำการ Modulation ในแต่ละสาย
3. ทำการเข้า IFFT แบบ 1 จุด
4. ทำการ Add Cyclic Prefix ลงไป ในแต่ละสาย
5. สุดท้ายทำการ Parallel to Serial ให้เหลือ 1 สายส่งเป็น High Data Rate

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาคส่งได้ดังนี้

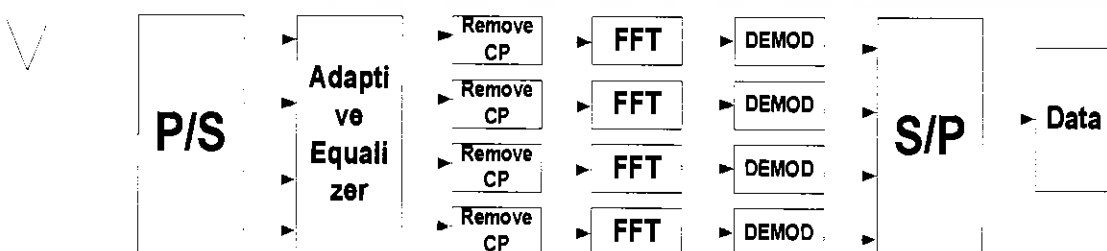


รูปที่ 3.5 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาคส่งระบบที่ 3

3.2.2.2 ออกแบบทางภาครับ

1. ทำการรับสัญญาณจากภาครับมา ผ่านเข้า Serial to Parallel ออกเป็น 4 สาย
2. เข้าสู่วงจร Adaptive Equalizer เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนออก
3. ทำการถอด Cyclic Prefix ออก
4. ทำการเข้า FFT 1 จุด
5. ทำการ Demodulation สัญญาณ Analog ให้กลับมาเป็น Digital
6. ส่งเข้า Parallel to Serial ออกมาเป็น Data Stream

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาครับได้ดังนี้



รูปที่ 3.6 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM SISO ทางภาครับระบบที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ออกแบบ Block Diagram ของระบบ OFDM รวมเข้ากับระบบ MIMO

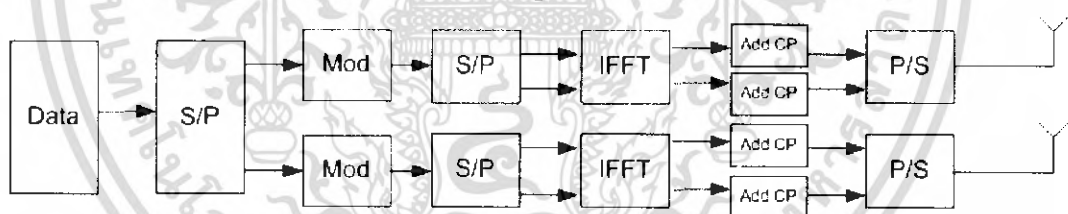
หลังจากทราบคุณสมบัติของระบบ MIMO แล้วและได้ออกแบบระบบ OFDM SISO เพื่อปรับใช้กับระบบ MIMO สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นเรื่องต่อไปคือการ Detect สัญญาณ ซึ่งได้นำรูปแบบการ Detect สัญญาณดังนี้

3.3.1. เมื่อไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ

3.3.1.1 ออกแบบทางภาคส่ง

1. ทำการส่ง Data Stream ผ่านเข้า Serial to Parallel แยกเป็น 2 สาย เพื่อแยกแต่ละสายในการส่งในแต่ละเสา
2. ทำการ Modulation จากสัญญาณ Digital เป็น Analog ในแต่ละสาย แต่ละสายทำ Serial to Parallel แยกออกเป็น 2 สายอีกต่างหาก
3. ในแต่ละทำการเข้า IFFT แบบ 2 จุด
4. ทำการ Add Cyclic Prefix ลงไป ในแต่ละสาย
5. สุดท้ายทำการ Parallel to Serial ให้เหลือ 2 สายส่งเป็น High Data Rate ออกไปทั้งหมด 2 เสา

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาคส่งได้ดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัส ในทางภาคส่ง

3.3.1.2 ออกแบบทางภาครับ

1. ทำการรับสัญญาณจากภาครับมา ผ่านเข้าตัวจับสัญญาณ Detector โดยใช้หลักการของ LMS Algorithm
2. เข้าสู่วงจร Serial to Parallel ในแต่ละเสาออกเป็น 2 สาย
3. ทำการถอด Cyclic Prefix ออก
4. ทำการเข้า FFT 2 จุด แล้วเข้าวงจร Parallel to Serial ในแต่ละเสา โดยที่สัญญาณส่วนหนึ่งจะถูกป้อนกลับไป Serial to Parallel แล้วแปลงโดยใช้ IFFT พร้อมทั้ง Add Cyclic

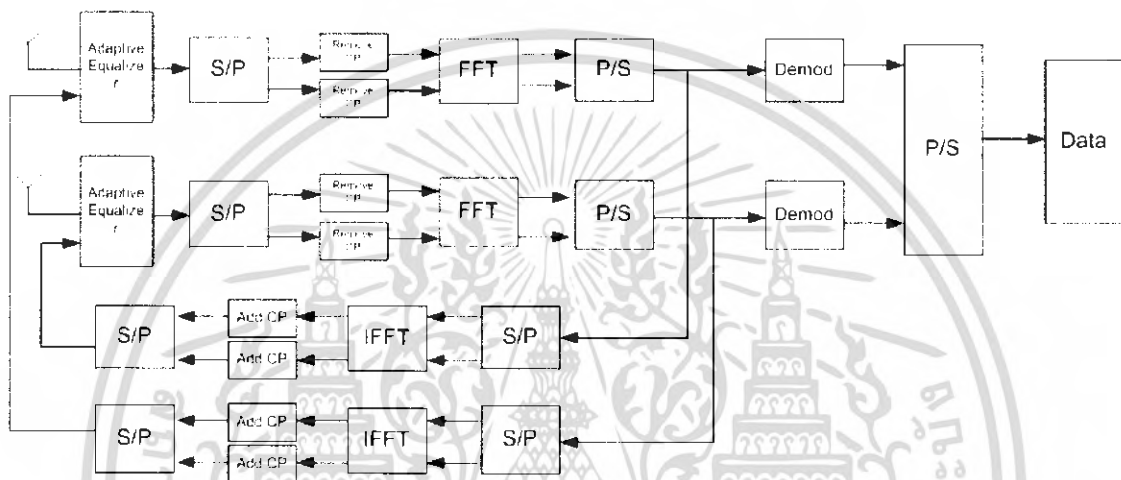
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Prefix แล้วจึงแปลงโดยใช้ Serial to Parallel จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ป้อนกลับไปยัง Adaptive Equalizer

5. ทำการ Demodulation สัญญาณ Analog ให้กลับมาเป็น Digital เหมือนดังเดิม

6. ส่งเข้า Parallel to Serial ออกมาเป็น Data Stream

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาครับได้ดังนี้



รูปที่ 3.8 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัส ในทางภาครับ

3.3.2. เมื่อมีการเข้ารหัสสัญญาณ

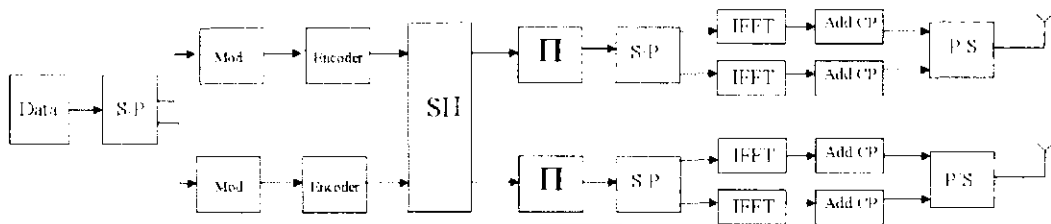
3.3.2.1 ออกแบบทางภาคส่ง

1. ทำการส่ง Data Stream ผ่านเข้า Serial to Parallel แยกเป็น 2 สาย เพื่อแยกแต่ละสายในการส่งในแต่ละเสา
2. ทำการ Modulation จากสัญญาณ Digital เป็น Analog ในแต่ละสาย
3. ทำการเข้ารหัสสัญญาณ(Encode)ในแต่ละสาย
4. ทำการรวบวน Spatial interleave รวมทุกสาย
5. หลังจากนั้นทำการ Random Interleave ในแต่ละเส้น
6. ทำการแยกสาย โดยใช้ Serial to Parallel ออกเป็น 2 สายในของแต่ละเส้น
7. จากนั้นทำการแปลงข้อมูลโดยใช้ IFFT ในแต่ละเส้น
8. ทำการ Add Cyclic Prefix ลงไป ในแต่ละสาย
9. สุดท้ายทำการ Parallel to Serial ให้เหลือ 2 สายส่งเป็น High Data Rate ออกไป

ทั้งหมด 2 เสา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาคส่งได้ดังนี้



รูปที่ 3.9 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMO เมื่อมีการเข้ารหัสในทางภาคส่ง

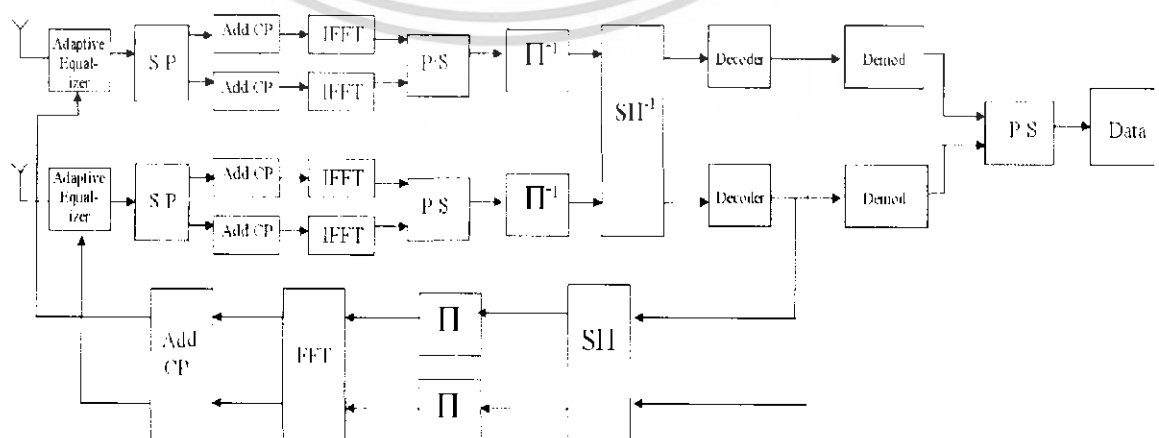
3.2.2 ออกแบบทางภาครับ

1. ทำการรับสัญญาณจากภาครับมา ผ่านเข้าตัวจับสัญญาณ Detector โดยใช้หลักการของ LMS Algorithm
2. เข้าสู่วงจร Serial to Parallel ในแต่ละเสาออกเป็น 2 สาย
3. ทำการถอด Cyclic Prefix ออก
4. ทำการเข้า FFT ในแต่ละเส้นจากนั้นจึงทำการแปลงข้อมูลโดยใช้ FFT
5. ทำการ Demodulation สัญญาณ Analog ให้กลับมาเป็น Digital เหมือนดังเดิม
6. จากนั้นส่งเข้า Parallel to Serial เพื่อแปลงให้เหลือ 2 เส้น จากนั้นเข้าสู่ DeInterleaver
7. ทำการนำเอาข้อมูลทั้งหมดเข้าสู่ Spatial Deinterleaver
8. จากนั้นพร้อมทั้งเข้าการถอดรหัสสัญญาณ พร้อมทั้งวนเอาสัญญาณไปเข้ากระบวนการ

Spatial interleave

9. จากนั้นนำเอาสัญญาณที่ผ่านการ Demod แล้วผ่านเข้า Parallel To serial เพื่อส่ง

จากลำดับหน้าที่ทำการออกแบบ Block Diagram ทางภาครับ ได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.10 แสดงการออกแบบ Block Diagram OFDM MIMOเมื่อมีการเข้ารหัส ในส่วนของทางภาครับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

หลังจากทำการออกแบบและทำแบบจำลองระบบ OFDM และทำแบบจำลองระบบ OFDM รวมเข้ากับระบบ MIMO แล้วนั้น ในบทนี้นำเสนอสมรรถนะของระบบที่ได้ทำการทดลองด้วยการเขียนโปรแกรม MATLAB ในการทดสอบหาค่า Bit Error Rate, Frame Error Rate ของระบบ OFDM SISO และ ระบบ OFDM MIMO ลงในช่องสัญญาณ (Channel) ในลักษณะต่างๆ ของทั้ง 2 ระบบ แล้วนำมาเปรียบเทียบค่ากันเพื่อทราบถึงประสิทธิภาพและสมรรถนะของระบบ รวมทั้งนำเอา Adaptive Equalizer และการเข้ารหัสสัญญาณ มาทำการปรับปรุงคุณภาพ ของสัญญาณเพื่อลดค่า Bit Error Rate, Frame Error Rate

โครงสร้างที่นำมาทำการทดลอง

โครงสร้าง SISO แบบที่ 1 : ใช้โครงสร้างจาก รูปที่ 3.1 และ รูปที่ 3.2 จะ มีการเข้า FFT 2 จุด

โครงสร้าง SISO แบบที่ 2 : ใช้โครงสร้างจาก รูปที่ 3.3 และ รูปที่ 3.4 จะมีการเข้า FFT 4 จุด

โครงสร้าง SISO แบบที่ 3 : ใช้โครงสร้างจาก รูปที่ 3.5 และ รูปที่ 3.6 จะมีการเข้า FFT 1 จุด

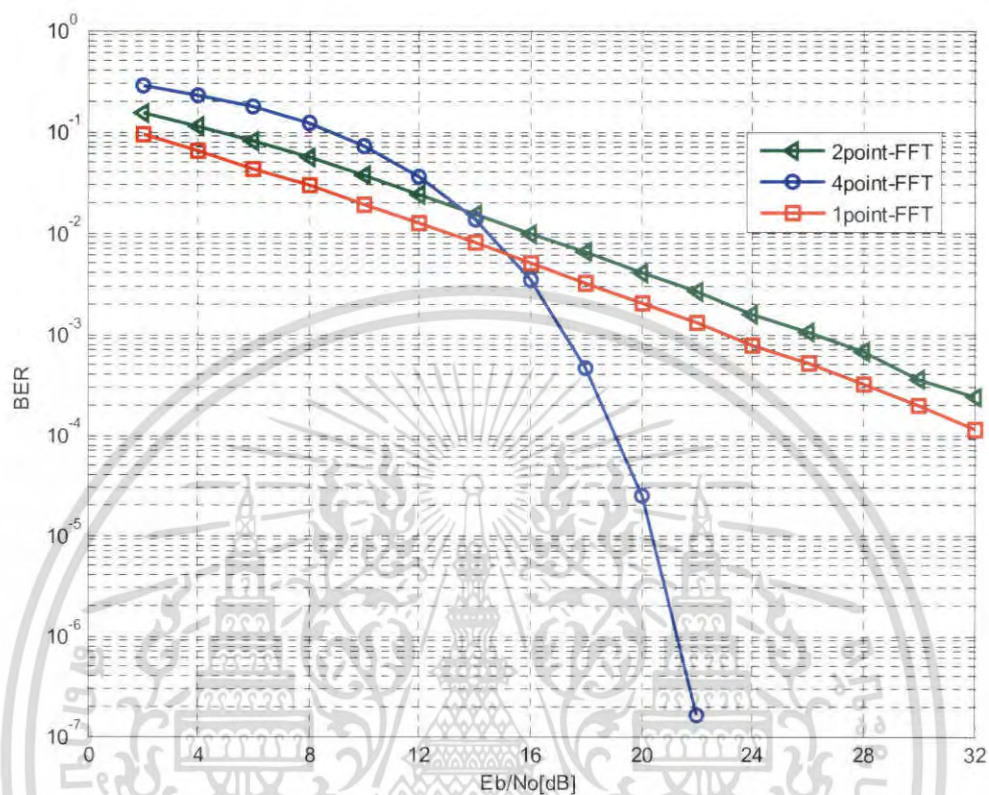
โครงสร้าง MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ : โครงสร้างจาก รูปที่ 3.7 และ รูปที่ 3.8 จะมีการเข้า FFT 2 จุด

โครงสร้าง MIMO ที่มีการเข้ารหัสสัญญาณ : โครงสร้างจาก รูปที่ 3.9 และ รูปที่ 3.10 จะมีการเข้า FFT 2 จุด

4.1 การทดลองเปรียบเทียบการออกแบบวงจร OFDM SISO

4.1.1 AWGN Channel

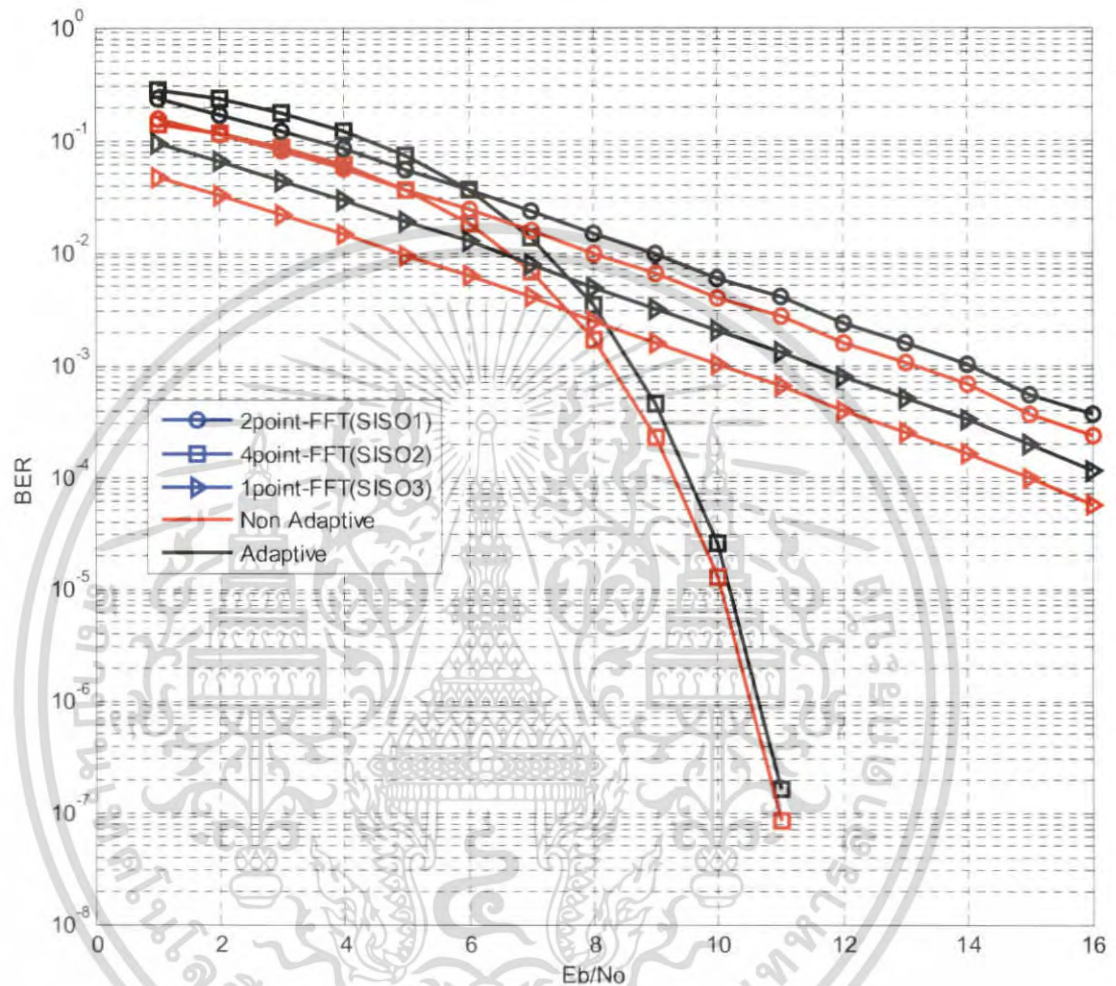
ทำการทดลองการออกแบบในลักษณะต่างๆ ผ่านช่องสัญญาณ AWGN หรือมีการรบกวนของสัญญาณที่มีอยู่ในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เท่านั้น เพื่อดูสมรรถภาพของระบบ OFDM SISO เพื่อทำการมาประยุกต์ใช้กับระบบ MIMO โดยเขียนผ่านโปรแกรม MATLAB สร้าง Block Diagram ตามบทที่ผลการทดลองที่ออกมาได้ดังนี้



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่างโครงสร้างของ SISO ทั้ง 3 แบบในช่อง สัญญาณ AWGN

โครงสร้าง SISO แบบที่สองที่มีการเข้าจุด 4 จุดของ FFT มีประสิทธิภาพดีที่สุดเมื่อสังเกตที่ SNR เดียวกัน โดยที่ โครงสร้าง SISO แบบที่ สามที่มีการเข้าจุด 1 จุดของ FFT และโครงสร้าง SISO แบบที่หนึ่งที่มีการเข้าจุด 2 จุดของ FFT มีประสิทธิภาพรองลงมาตามลำดับ

4.1.2 Adaptive & Non Adaptive Receivers

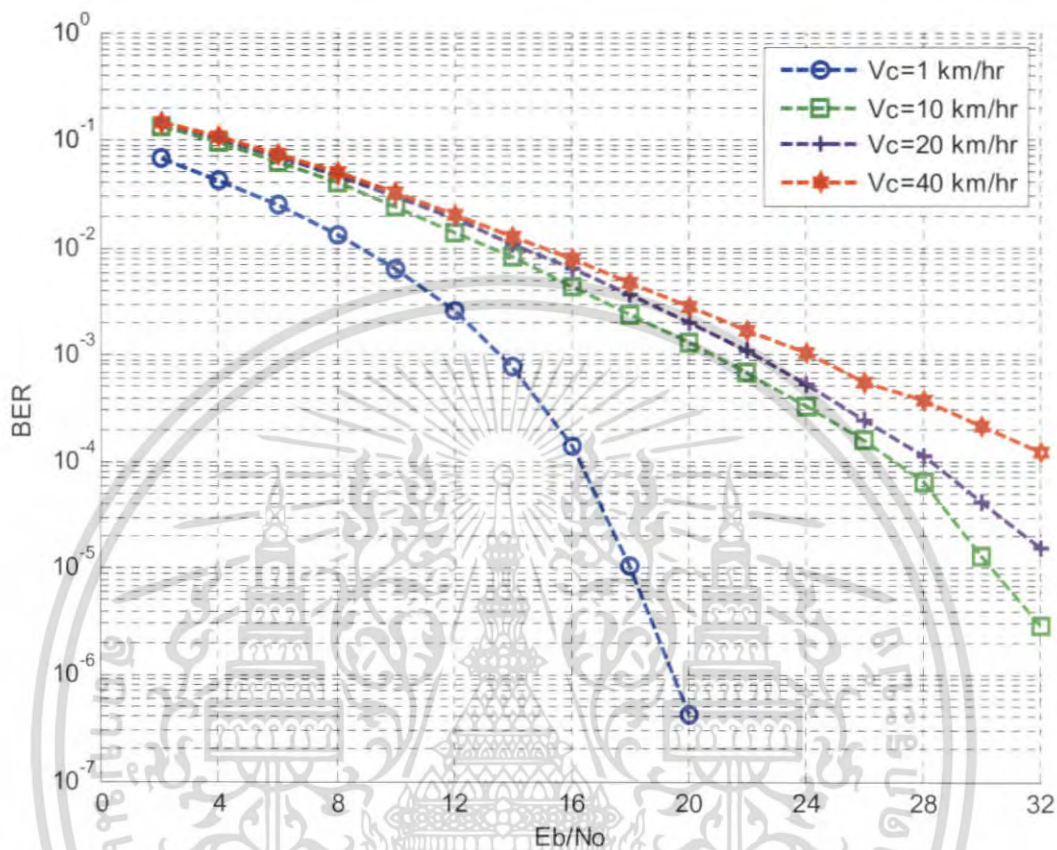


รูปที่ 4.2 กราเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ระหว่างเครื่องรับแบบ Adaptive และ Non Adaptive ของโครงสร้าง SISO ทั้ง 3 แบบ

โครงสร้างที่มีการใช้ Equalizer แบบ Non Adaptive เกิด BER น้อยกว่า Equalizer แบบ Adaptive(LMS) เล็กน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

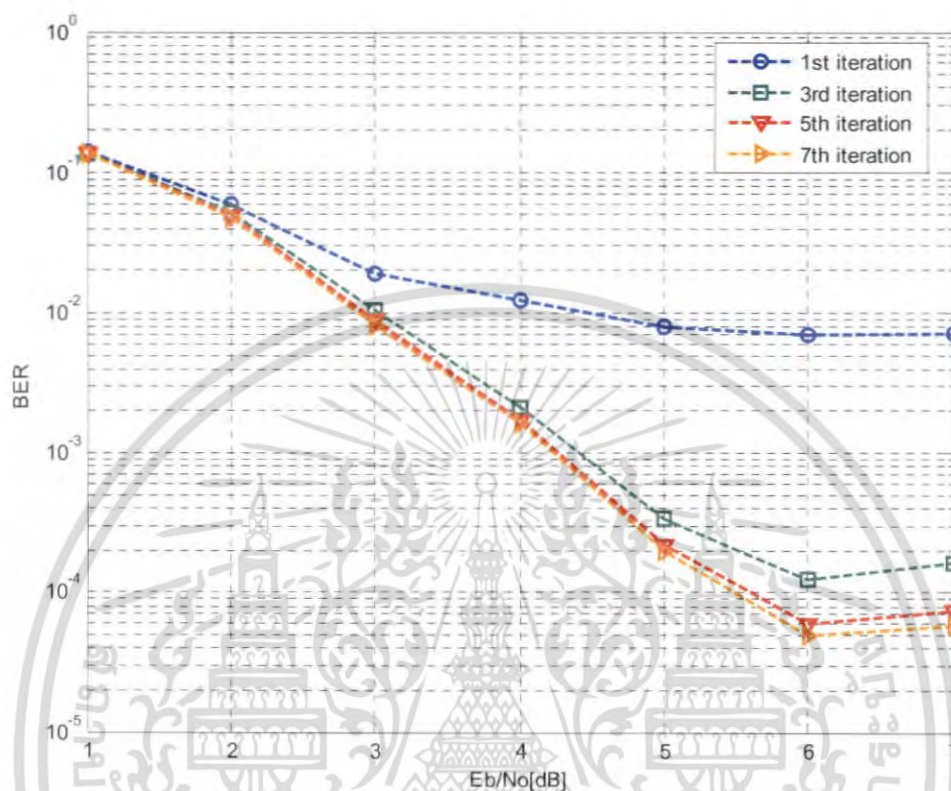
4.1.3 Slow Fading Channel



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงประสิทธิภาพในช่อง สัญญาณ Slow Fading Channel ของ โครงสร้าง SISO แบบที่ 2 โดยใช้ตัวรับแบบ Adaptive

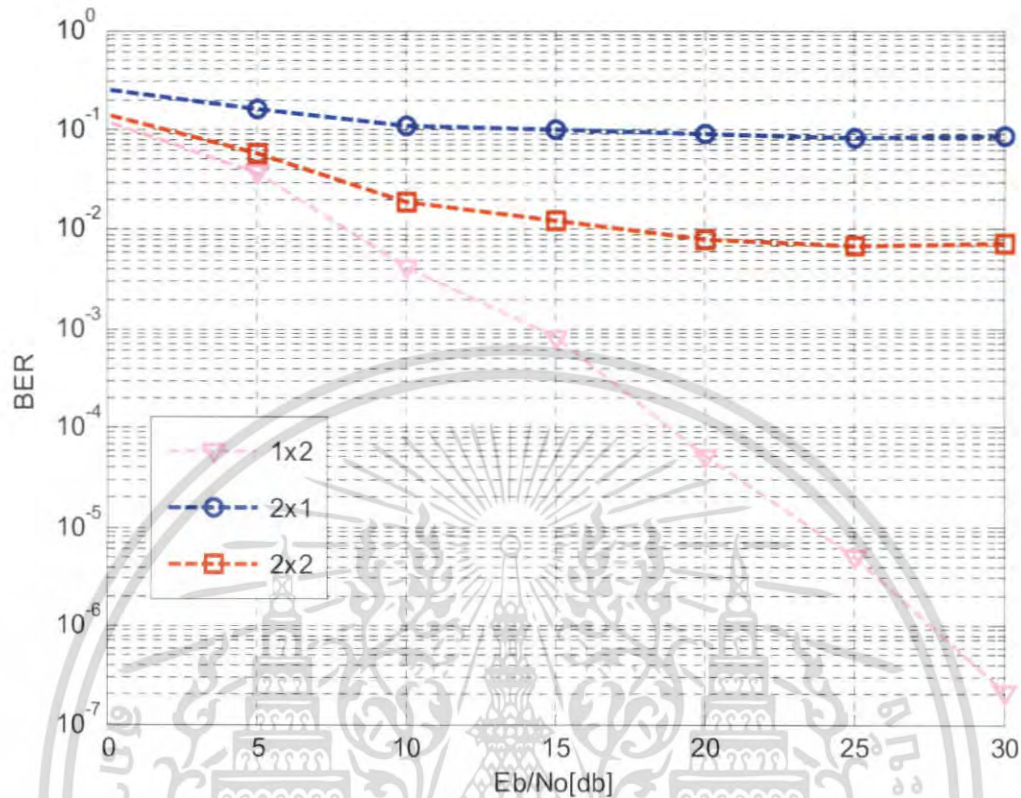
จากรูป การทดสอบในการเข้าช่องสัญญาณ Fading แบบ Slow Fading Channel ที่ ความเร็ว 1 km/hr สัญญาณ มีค่า Bit Error Rate น้อยที่สุดเมื่อเทียบกับ ที่ความเร็วสูงกว่า

4.2 การทดลองเปรียบเทียบการออกแบบวงจร OFDM MIMO



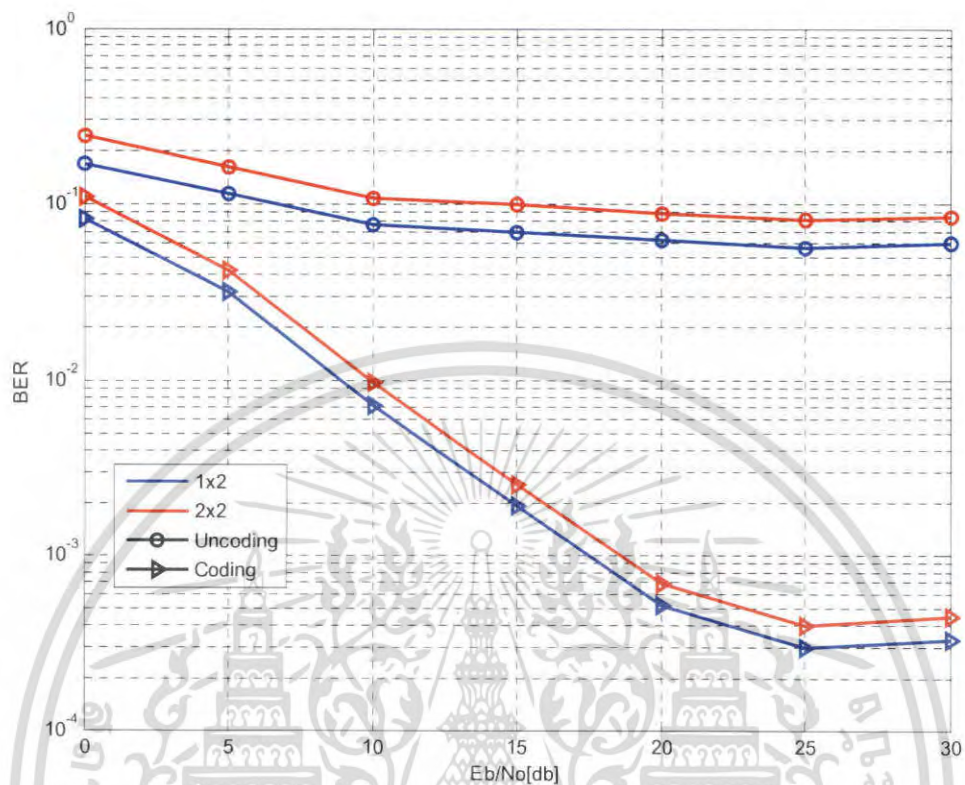
รูปที่ 4.4 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร MIMO 2x2 ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ เมื่อกำหนดให้มีการวนรอบซ้ำ (Iteration) โดยเปรียบเทียบผลของแต่ละรอบ

จากผลการทดลองสังเกตได้ว่า เมื่อมีการวนรอบซ้ำ ค่า BER ที่ได้จะยิ่งลดลงขึ้นเรื่อย ซึ่งเกิดจากการวนรอบเพื่อตัดเอาสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปในที่นี้คือสัญญาณรบกวน ซึ่งในกรณีนี้ก็คือ สัญญาณที่เกิดจากสัญญาณรบกวนและสัญญาณจากสายอากาศข้างเคียงของฝั่งส่ง



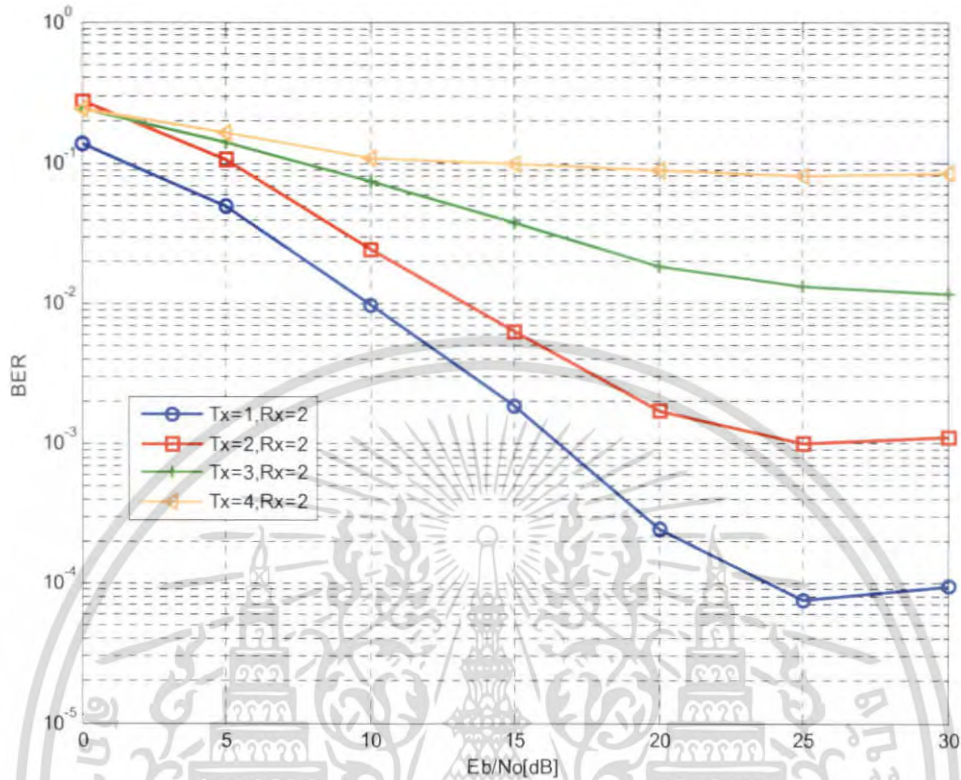
รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร MIMO ที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณในกรณีสมมุติให้มีจำนวนสายอากาศต่างกัน

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ค่า BER ของวงจรที่มีสายอากาศ 1x2 จะน้อยที่สุด เมื่อเปรียบเทียบกับ วงจรที่มีสายอากาศจำนวน 2x1 และ 2x2 เนื่องจาก วงจรที่มีสายอากาศ 1x2 จะไม่มีสัญญาณรบกวนจากสายอากาศข้างเคียง แต่เมื่อเทียบระหว่างวงจรที่มี สายอากาศ 2x1 และ 2x2 วงจรที่มีสายอากาศ 2x2 มีประสิทธิภาพที่ดีกว่า เนื่องจากที่ภาครับมีการเพิ่มจำนวนสายอากาศรับช่วยทำให้กำลังขยายทางด้านภาครับมีมากกว่า จึงทำให้มีประสิทธิภาพที่ดีกว่า



รูปที่ 4.6 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพ ของวงจร MIMO ระหว่าง วงจรที่ไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณ และวงจรที่มีการเข้ารหัสสัญญาณ โดยมีการเข้า FFT แบบ 2 point

จากผลการทดลองสังเกตได้ว่า ระหว่างวงจรที่มีการเข้ารหัสสัญญาณกับวงจรไม่มีการเข้ารหัสสัญญาณนั้น วงจรที่มีการเข้ารหัสนั้นมีค่า BER ที่เกิดขึ้นน้อยกว่า วงจรที่ไม่มีการเข้ารหัส โดยเปรียบเทียบที่สายอากาศเท่ากัน



รูปที่ 4.7 กราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจร MIMO ที่มีการเข้ารหัสสัญญาณ โดยเปรียบเทียบการเพิ่มสายอากาศส่ง

จากผลการทดลองที่ผ่านมาพบว่า ในวงจรที่มีการเข้ารหัสสัญญาณนั้น เมื่อมีการเพิ่มสายอากาศเข้าไปทำให้ค่า BER มีค่าสูงขึ้น โดยที่วงจรสายอากาศ Tx=1, Rx=2 มีค่าน้อยที่สุด โดยซึ่งที่เสาอากาศ Tx=1, Rx=2 เป็นตัวอ้างอิง และเมื่อเพิ่มจำนวนสายอากาศส่งขึ้นเรื่อยๆลำดับแล้วจะสังเกตได้ว่าประสิทธิภาพที่ได้ลดลงมากขึ้นตามลำดับ

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุป

5.1. สรุปผลการทดลองที่ 4.1.1

จากผลการทดลองที่ 4.1.1 ที่ผ่านมามีพบว่าเมื่อมีเปลี่ยนมาใช้ Adaptive Equalizer ทำให้โครงสร้าง SISO แบบที่ 2 มี BER น้อยที่สุดและโครงสร้างที่ 1 มีค่า BER สูงที่สุด โดยทุกโครงสร้างของทั้งสามระบบที่ออกแบบมานั้นจะต่างกันที่รูปการเข้าสู่ Inverse Fast Fourier Transform โดยเป็นแบบ 1 จุด 2 จุด และ 4 จุด

5.2. สรุปผลการทดลองที่ 4.1.2 -4.1.4

จากผลการทดลองที่ 4.1.2 ที่ผ่านมามีพบว่า สรุปได้ว่า โครงสร้างที่ใช้ Non Adaptive Receiver มี BER ที่น้อยกว่า โครงสร้างที่มีการใช้ Adaptive Receiver เล็กน้อย เนื่องจากโครงสร้างที่ทดลองมีการรู้ค่า Channel Parameter จึงทำให้ โครงสร้างที่มีการใช้ Non Adaptive Equalizer(ทำงานได้จะต้องรู้ค่า Channel Parameter) ได้เปรียบกว่าโครงสร้างที่มีการใช้ Adaptive Equalizer LMS (ไม่จำเป็นในการทราบค่า Channel Parameter) แต่ว่าเป็นความจริงแล้ว โครงสร้าง ที่มีการใช้ Non-Adaptive Equalizer ไม่สามารถทำงานได้เลยเนื่องจาก เราไม่สามารถรู้ค่า Channel Parameter ในระหว่าง เสาส่งกับเสารับ ได้จึงทำให้นิยมใช้ โครงสร้างที่มี Adaptive Equalizer

5.3 สรุปผลการทดลองที่ 4.2

จากผลการทดลองที่ 4.2 ที่ผ่านมาสรุปว่า

1. การเข้ารหัสสัญญาณจะช่วยลดอัตราการเกิดบิตข้อมูลผิดพลาดได้มากขึ้นเมื่อเทียบกับ การไม่ได้เข้ารหัสสัญญาณ เนื่องจากจะมีการแปลงข้อมูลที่ได้มา แปลงเป็น Convolutional Code ก่อน แล้วฝั่งรับที่ได้มา จะทำการถอด Code ที่ได้รับมาให้กลายเป็นข้อมูล ซึ่งจะช่วยลดอัตราข้อมูลผิดพลาดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การเพิ่มจำนวนสายอากาศทำให้อัตราการเกิดบิตข้อผิดพลาดมีค่าเพิ่มมากขึ้นก็จริง แต่ก็ทำให้ความเร็วในการส่งข้อมูลมีค่าเพิ่มมากขึ้น ซึ่งบางครั้งระบบอาจจะต้องการให้มีความเร็วในการส่งที่มากขึ้น โดยไม่สนใจข้อมูลที่จะผิดพลาดได้ ซึ่งก็สามารถแก้ไขได้โดยการเปลี่ยนเป็น Equalizer ชนิดอื่นๆ
3. การวนซ้ำ(Iteration) จะเอาสัญญาณที่ได้รับมา มาวนซ้ำเพื่อแยกเอาสัญญาณข้อมูล กับสัญญาณรบกวนประเภทต่างๆออกจากกัน ยิ่งมีการวนซ้ำมากขึ้นเท่าไรก็จะยิ่งแยกออกได้มากขึ้นเท่านั้น แต่ก็ทำให้ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้นเท่านั้นด้วย ซึ่งส่งผลให้ต้องใช้เวลาเพิ่มขึ้นด้วย

ปัญหาที่เกิดขึ้นในด้านเทคนิค

1. จำนวน Frame ที่ใช้ในการรับยังไม่พอเพียงต่อการทำให้ค่า Bit Error Rate มีความเที่ยงตรงมากกว่าที่เป็นอยู่ ซึ่งดูได้จากกราฟที่ออกมา
2. โปรแกรมบางส่วนยังมีข้อผิดพลาดอยู่มาก จึงต้องใช้เวลาในการแก้ไขโปรแกรม ซึ่งอาจจะทำให้ไม่มีเวลามากพอที่จะได้ข้อมูลที่ละเอียดมากพอ

แนวทางการพัฒนาต่อ

อาจจะให้มีการเข้ารหัสแบบต่างๆ หรือเพิ่มเติมกระบวนการอัลกอริทึม เพื่อช่วยลดข้อผิดพลาดที่ผิดพลาด หรืออาจจะเปลี่ยนแปลง Equalizer เปลี่ยนเป็นชนิดอื่นที่ดีขึ้นหรือชนิดเหมาะสมกับการนำไปประยุกต์เพื่อใช้งานจริง

บรรณานุกรม

Chang, R. W. 1966. **Synthesis of band-limited orthogonal signals for multi-channel data transmission.** Bell System Technical Journal 46, 1775-1796.

Chang, R. W. and Gibbey, R. A. 1968. **A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme.** IEEE Transactions on Communications Technology 16 (4), 529-540.

Saltzberg, B. R. 1967. **Performance of an efficient parallel data transmission system.** IEEE Transactions on Communications Technology 15 (6), 805-811.

Bahai, A. R. S., Saltzberg, B. R. and Ergen, M. (2004). **Multi Carrier Digital Communications, Theory and Applications of OFDM.** Springer, 2004.

Brad Morris 1993. **Optimization of a Broadband Modulation Scheme for the Indoor Radio Channel.** M.Sc. Thesis, University of Calgary.

Jonathan Stott 1998. **The how and why of COFDM.** EBU: EBU Technical Review 278 (winter 1998).

Akhtman, J.; Hanzo, L. **Low-complexity channel estimation for OFDM and MC-CDMA** Vehicular Technology Conference, 2004. VTC 2004-Spring, 2004 IEEE 59th Volume 2. 17-19 May 2004 Page(s):1134 - 1138 Vol.2

Yin-Tsung Hwang; Sheng-Chi Peng; Lain, J.-K.; **A Low-Complexity Channel Estimator for MIMO-OFDM Systems.** Communications, Circuits and Systems Proceedings, 2006 International Conference on Volume 2, 25-28 June 2006 Page(s):1021 - 1025