

การผสมผสานเทคนิค pre- และ post-equalization สำหรับระบบสื่อสารไร้สาย

สุรียา กัณฑ์ลือ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยธุรกิจบัณฑิตย์

พ.ศ.2556

**Pre- and Post- Equalization Technique Combining for Wireless
Communications**

Suriya Kanthalue



**A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering
Department of Computer and Telecommunication Engineering
Faculty of Engineering, Dhurakij Pundit University**

2013

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การผสมผสานเทคนิค pre- และ post-equalization สำหรับระบบสื่อสารไร้สาย
ชื่อผู้เขียน	สุริยา กันทะลือ
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ ดร.ชัยพร เขมะภาคะพันธ์
อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม	อาจารย์ ดร.พีรเดช ฌ น่าน
สาขาวิชา	สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์และโทรคมนาคม
ปีการศึกษา	2556

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) โดยการใช้งาน equalization รูปแบบต่างๆ การเปรียบเทียบประสิทธิภาพและความซับซ้อน (complexity) ระหว่าง pre-equalization, post-equalization และ รูปแบบการผสมผสาน pre-equalization เข้ากับ post-equalization (PPE)

สำหรับเทคนิคการผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้นั้นมีรูปแบบสัญลักษณ์ (symbol) ที่ปนกันอยู่ในช่องสัญญาณ ซึ่งจะถูกแยกออกเป็นสัญลักษณ์ของ pre-equalized symbol และ post-equalized symbol โดยการใช้งานอัลกอริธึมคัดแยกกลุ่มดาวของข้อมูลหรือสัญลักษณ์ข้อมูล decision constellation splitter (DCS) อาศัยหลักการพิจารณาจากระยะห่างสัญลักษณ์ (symbol distance) ที่ตรวจรับได้กับสัญลักษณ์อ้างอิงตามรูปแบบ modulation ที่กำหนด สัญลักษณ์ที่มีระยะห่างสัญลักษณ์น้อยกว่าจะถูกตัดสินใจว่าเป็นสัญลักษณ์ pre-equalized symbol

ผลการจำลองแสดงให้เห็นถึงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมองของอัตราการผิดพลาดระดับบิต (bit error rate, BER) เปรียบเทียบตามเงื่อนไขของแต่ละแบบจำลองรวมทั้งการจำลองประมาณการช่องสัญญาณที่ไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation) แสดงออกให้เห็นอย่างชัดเจนว่า รูปแบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอขึ้นให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารูปแบบ pre-equalization ถึง 5 dB ที่ BER 10^{-2} โดยเฉพาะเรื่องความต้องการใช้พลังงานในการส่งน้อยกว่ารูปแบบ pre-equalization ถึงร้อยละ 68

Thesis Title	Pre- and Post- Equalization Technique Combining for Wireless Communications
Author	Suriya Kanthalue
Thesis Advisor	Chaiyaporn Khemapatapan, Ph.D.
Co- Thesis Advisor	Pheeradej Nanan, Ph.D.
Department	Computer and Telecommunication Engineering
Academic Year	2013

ABSTRACT

This paper presents OFDM wireless communication system by using different equalization schemes to reduce complexity and power consumption on mobile equipments. We propose combined pre- and post- equalization technique called PPE scheme and compared with pre-equalization scheme and post-equalization scheme in term of performance and complexity.

PPE employ equalization process that has weight process both in transmitter and receiver by decision constellation splitter (DCS) algorithm. The DCS technique made the mixed symbols from channel are separated to pre-equalized symbols and post-equalized symbols sequence by comparing symbol distances with reference symbols.

The result has shown outstanding performance of the proposed scheme of PPE especially in term of bit error rate (BER) by comparison with pre-equalization method for each simulation condition. The proposed PPE scheme provides higher efficiency up to 5 dB at level of BER 10^{-2} and requires 68% less transmitted power.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาของ ดร.พีรเดช ฅ น่าน และ ดร.ชัยพร เขมะ
ภาคะพันธ์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้คำปรึกษา เสนอแนะ และความช่วยเหลือหลายสิ่ง
ทำให้ทุกอย่างสำเร็จได้ด้วยดี ขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ ที่นี้ด้วย

ขอกราบขอบคุณ อาจารย์ ดร.ชัยพร เขมะภาคะพันธ์ อาจารย์ ดร.ประศาสน์ จันทรา
ทิพย์ และ อาจารย์ ดร.วรพล พงษ์เพชร กรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ที่สละเวลามาเป็นกรรมการสอบ
วิทยานิพนธ์ ได้ให้ข้อเสนอแนะ ให้ข้อคิดเห็น รวมทั้งแนวทางการปรับปรุงแก้ไขงานวิจัยนี้ให้มี
ความสมบูรณ์มากที่สุด

ขอขอบคุณเพื่อนนักศึกษา มนตรี งามวงศ์ และ พิเชฐพงษ์ ธินาเครือ ช่วยตรวจทานการ
เขียนวิทยานิพนธ์รวมทั้งงานวิจัยเพื่อตีพิมพ์ภาษาอังกฤษ

สุริยา ก้นทะลือ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ฉ
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	ง
กิตติกรรมประกาศ.....	จ
สารบัญตาราง.....	ซ
สารบัญภาพ.....	ฅ
รายการสัญลักษณ์.....	ญ
ประมวลศัพท์และคำย่อ.....	ฎ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	5
1.3 สมมติฐานของงานวิจัย.....	5
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	6
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
1.6 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	7
1.7 เครื่องมือที่ใช้.....	9
1.8 แผนการดำเนินงาน.....	10
2. แนวคิด ทฤษฎี และผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	11
2.1 แนวคิด ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	11
3. ระเบียบวิธีวิจัย.....	45
3.1 การออกแบบจำลอง PPE-DCS.....	45
3.2 ขั้นตอนกระบวนการของแบบจำลอง PPE-DCS.....	48
3.3 อัลกอริธึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล DCS.....	50
3.4 การวิเคราะห์ข้อมูลและการเปรียบเทียบ.....	53
3.5 กระบวนการทดสอบแบบจำลอง.....	54

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4. ผลการศึกษา.....	57
4.1 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบ pre-, post-, combined.....	57
4.2 ผลการศึกษาแบบจำลอง imperfect channel estimation.....	61
4.3 ผลการศึกษา complexity ของแบบจำลอง.....	62
5. สรุปผลการศึกษา.....	65
บรรณานุกรม.....	67
ภาคผนวก.....	71
ประวัติผู้เขียน.....	77

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 แผนการดำเนินงาน.....	10
2.1 อัลกอริธึมสำหรับ adaptive equalization.....	33
2.2 แสดงการเปรียบเทียบ complexity ในรูปแบบของ FLOP.....	40
2.3 คำศัพท์ที่ใช้กันทั่วไปสำหรับความซับซ้อนของอัลกอริทึม.....	41
2.4 Computational complexity of arithmetic operations.....	43
3.1 ข้อกำหนดเบื้องต้นของแบบจำลอง.....	46
4.1 ผลการเปรียบเทียบ Rx complexity (512FFT,QPSK,MIMO 4X4).....	64

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 ลักษณะโดยทั่วไปของแบบจำลองช่องสัญญาณหรือการกระจายตัวของสัญญาณ.....	11
2.2 เปรียบเทียบการกระจายตัวของสัญญาณ Rayleigh และ Rician fading channel model..	13
2.3 ลักษณะของ Selection combining diversity.....	14
2.4 ลักษณะของ Maximal ratio combining diversity.....	15
2.5 ลักษณะของ equal gain combining diversity.....	15
2.6 การเปรียบเทียบรูปแบบ diversity combining ในมุมมอง BER กับ SNR.....	16
2.7 ลักษณะโดยทั่วไปของ Multiple Antenna.....	18
2.8 ลักษณะ space-time coded MIMO systems.....	20
2.9 ลักษณะ spatially multiplexed MIMO system.....	21
2.10 Block-type pilot arrangement.....	22
2.11 Comb-type pilot arrangement.....	23
2.12 Lattice-type pilot arrangement.....	23
2.13 ลักษณะ pilot ในมาตรฐาน LTE.....	24
2.14 MMSE channel estimation.....	25
2.15 OFDM receiver with decision-directed channel estimation.....	25
2.16 กระบวนการพื้นฐานของระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM.....	27
2.17 แสดงตัวอย่าง block diagram ของการ modulation ใน OFDM.....	28
2.18 ลักษณะของสัญลักษณ์ OFDM ที่ใช้กับ CP และ CS.....	29
2.19 ผลกระทบ ISI ของ multipath สำหรับแต่ละ subcarrier.....	30
2.20 ลักษณะ block diagram ของ equalization.....	31
2.21 ลักษณะการทำงานอย่างง่ายของ equalization.....	31
2.22 การแบ่งประเภทของ equalization.....	32
2.23 ระบบการสื่อสารที่ภาครับใช้งาน adaptive equalization.....	32
2.24 ลักษณะอย่างง่ายของ pre- equalization.....	36
2.25 (a) Post- equalization (b) Pre- equalization (c) Balanced equalization.....	37

สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.26 กราฟผลลัพธ์แสดงการเปรียบเทียบรูปแบบผสมผสาน pre- และ post- equalization ของงานวิจัยที่ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้.....	38
2.27 รูปแบบโดยทั่วไปของการวัดความซับซ้อนของฟังก์ชัน $f(n)$	41
3.1 รูปแบบการสื่อสารไร้สาย OFDM ที่ใช้ในงานวิจัย.....	45
3.2 ลักษณะการทำงานของ equalization ที่ใช้ในงานวิจัย.....	47
3.3 ลักษณะการทำงานของ pre-equalization ที่ใช้ในงานวิจัย.....	47
3.4 ลักษณะการทำงานของ PPE-DCS.....	49
3.5 การเปรียบเทียบระยะห่างสัญลักษณ์.....	51
3.6 แผนภาพอัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล DCS.....	52
3.7 การวัดประสิทธิภาพของระบบ.....	54
4.1 เปรียบเทียบลักษณะของ constellation กับการใช้งานแต่ละรูปแบบ.....	57
4.2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ.....	58
4.3 ผลลัพธ์ของ Post-, Pre- และ Balanced equalization.....	60
4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมอง Throughput ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ.....	61
4.5 ประสิทธิภาพ BER ของ PPE ภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ.....	62

รายการสัญลักษณ์

Tx	transmitter	-
Rx	receiver	-
H, CH	channel	-
\hat{H}	channel estimation	-
W	weight	-
σ_e^2	channel estimation error variance	-
G_w	random complex normal distribution	-
η	random complex normal distribution function	-
β	constant	-
O	Big-O	-
S/P	serial to parallel process	-
P/S	parallel to serial process	-
x	input	-
y	output	-
n, z	noise	-
e	error	-
d	symbol distance	-

ประมวลศัพท์และคำย่อ

AWGN	Additive white Gaussian noise	-
BER	bit error rate สัมประสิทธิ์อัตราความผิดพลาดของบิต	-
CP	cyclic prefix	-
DCS	decision constellation splitter	-
DFE	decision feedback equalization	-
FDM	frequency division multiplexing	-
FEC	forward error correction	-
FFT	fast fourier transform	-
ISI	inter symbol interference	-
LOS	line-of-sight	-
LTE	long term evolution	-
MIMO	multiple input multiple output	-
MISO	multiple input single output	-
MMSE	minimum mean square error	-
MRC	maximum ratio combined	-
OFDM	orthogonal frequency division multiplexing	-
PPE	combined pre- and post-equalization	-
PSK	phase shift keying	-
QAM	quadrature shift keying	-
QPSK	quadrature phase shift keying	-
S/N	signal power over noise power	dB
SIMO	single input multiple output	-
SISO	single input single output	-
SINR	signal-to-interference plus noise ratio	dB
SNR	signal-to-noise ratio	dB
STBC	space time block code	-
WBAN	wireless body area network	-
ZF	zero forcing	-

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญของปัญหา

การรับส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูงขึ้นเป็นที่ต้องการของมนุษย์เสมอ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเทคโนโลยี LTE-Advanced (long term evolution - advanced) หรือ LTE-A หรือ 4G แต่ก็ต้องเผชิญกับความท้าทายในส่วน downlink เนื่องจากข้อจำกัดของอุปกรณ์ของผู้ใช้งาน UE (user equipment) ที่ใช้งานในลักษณะเคลื่อนที่ (mobile equipment) ในเรื่องขนาดของอุปกรณ์และการใช้พลังงาน

ขนาดของอุปกรณ์มีความจำเป็นกับคุณสมบัติการใช้งาน ในลักษณะเคลื่อนที่ได้ (mobility) เช่น โทรศัพท์มือถือมีความจำเป็นจะต้องออกแบบให้มีขนาดเล็ก สะดวกต่อการพกพา โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบช่วยในการมองเห็น visual prosthesis หรือ โครงข่ายภายในร่างกายมนุษย์ wireless body area network (WBAN) มีความจำเป็นอย่างมากในเรื่องขนาดของตัวรับ (receiver) เนื่องจากอุปกรณ์เหล่านี้จะต้องถูกใช้งานในพื้นที่จำกัดในร่างกายมนุษย์นั่นเอง

การใช้พลังงานของอุปกรณ์ก็เป็นเรื่องที่จะต้องคำนึงถึงมากเช่นกัน เพราะว่ามีข้อจำกัดในเรื่องของแบตเตอรี่ หากใช้พลังงานมาก ก็จะเปลืองแบตเตอรี่ ทำให้ประสิทธิภาพของอุปกรณ์ลดลง ทางออกของเรื่องนี้ อาจจะเป็นการพัฒนาแบตเตอรี่ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น เช่น การมุ่งเน้นให้แบตเตอรี่สามารถเก็บพลังงานได้ยาวนานมากขึ้น

สำหรับการสื่อสารไร้สายแบบดั้งเดิม การรับส่งข้อมูลจากสถานีฐานไปยังอุปกรณ์ที่เคลื่อนที่หรือภาครับนั้น มีการใช้งาน equalization ในการปรับปรุงสัญญาณที่รับได้ให้มีความผิดพลาดน้อยลง ซึ่งกระบวนการดังกล่าวเป็นกระบวนการที่ภาครับ ทำให้อุปกรณ์ที่ภาครับมีความซับซ้อน (complexity) มากขึ้น ส่งผลให้มีการใช้พลังงานมากขึ้นหรือสิ้นเปลืองแบตเตอรี่ อีกทั้งมีผลกระทบกับลักษณะการใช้งานที่เคลื่อนที่อีกด้วย การที่จะรักษาไว้ซึ่งประสิทธิภาพของการรับส่งข้อมูลความเร็วสูงในขณะที่มีข้อจำกัดด้านพลังงานของอุปกรณ์ที่เคลื่อนที่อยู่จึงเป็นความท้าทายของระบบการสื่อสารไร้สาย

ต่อมา มีการเสนอให้ใช้งาน pre-equalization เพื่อวัตถุประสงค์ในการลดความซับซ้อนที่ภาครับนี้ โดยที่แนวคิดของเรื่องนี้คือการย้ายกระบวนการบางอย่างที่ไม่จำเป็นต้องกระทำที่ภาครับ ให้มากระทำที่ภาคส่งแทน อาศัยข้อได้เปรียบของสถานีฐาน (base station) ที่ไม่มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงานเหมือนอุปกรณ์เคลื่อนที่ (mobile equipment) ดังที่กล่าวมา

ในเทคโนโลยี LTE-Advanced มีการเสนอให้ใช้งานรูปแบบ orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) อย่างกว้างขวางในหลายแอปพลิเคชันและหลายมาตรฐาน เช่น xDSL, digital video broadcasting (DVB), ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ มาตรฐาน IEEE 802.11 และ 802.16 ยังสนับสนุนการรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงในการกำจัดสัญญาณรบกวน ISI (inter-symbol interference) ที่เกิดจาก quasi-static frequency selective-fading channels (David Tse & Pramod Viswanath, 2005; R.V. Nee & R. Prasad, 2000; Ho Van Khuong & Tho Le-Ngoc, 2010, pp. 1-6)

รูปแบบการสื่อสารไร้สาย OFDM เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายอัตราเร็วรับส่งข้อมูลสูง ที่มีกระบวนการในการจัดการกับปัญหาเรื่องสัญญาณรบกวนต่างๆ (FEC, interleaving, equalization, diversity, channel coding) เพื่อรักษาประสิทธิภาพของระบบ ลดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูล กระบวนการเหล่านี้ก่อให้เกิดผลข้างเคียงตามมาที่ไม่พึงประสงค์คือ อุปกรณ์ที่ภาครับมีความซับซ้อน (complexity) มากขึ้น เป็นอุปสรรคต่อการออกแบบภาครับสัญญาณ หรือการออกแบบตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ให้มีขนาดเล็กสะดวกพกพา และยังคงเผชิญกับข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงานสูงขึ้นอีกด้วย

เมื่อพิจารณารูปแบบเทคนิคการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบ equalization และ channel estimation ของ OFDM มีการเสนอหลายรูปแบบ แต่รูปแบบที่ได้รับความนิยมอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีความง่ายและให้ประสิทธิภาพ เช่น zero-forcing (ZF) equalizer and minimum mean square error (MMSE) equalizer, decision-feedback (DF), maximum a posteriori probability (MAP) (E. Panayirci, H. Dogan, & H.V. Poor, 2009, pp. 1-6; A. Gorokhov & J. P. Linnartz, 2004, pp. 572-583; L. Rugini, P. Banelli, & G. Leus, 2006, pp. 1-13)

โดยธรรมชาติของ equalization มักจะเป็นการต้องเลือกอย่างใดอย่างหนึ่ง (trade-off) ระหว่างประสิทธิภาพหรือความซับซ้อนของระบบ รูปแบบ equalizer แบบ ZF มีความซับซ้อนน้อย และมีประสิทธิภาพน้อยด้วยเช่นกัน ในขณะที่ MMSE มีความซับซ้อนมากขึ้นและประสิทธิภาพสูงขึ้นด้วยตามลำดับ การออกแบบระบบที่ดีจึงเป็นทั้งศาสตร์และศิลป์ ส่วนหนึ่งจึงเป็นการกำหนดจุดที่ยอมรับได้ หรือจุดที่เหมาะสมที่สุดของลักษณะการใช้งานในแต่ละสถานการณ์ที่แตกต่างกัน

ลักษณะของ ZF equalizer จะขจัด ISI ทั้งหมดให้หมดไป โดยการบีบบังคับให้ส่วนที่ผิดพลาดเป็นศูนย์ แต่ทั้งนี้ก็เป็นเพียงในอุดมคติเท่านั้น เฉพาะเมื่อช่องสัญญาณไม่มีสัญญาณรบกวน (noise) แต่เมื่อช่องสัญญาณมีการรบกวนมากๆ ZF equalizer ก็จะขยายสัญญาณรบกวนให้มีความถี่สูงขึ้นตามไปด้วย จึงทำให้ประสิทธิภาพรวมของระบบแย่ลง เราจึงมองหารูปแบบที่สมคูลกว่านั้น ซึ่งนั่นก็คือ MMSE equalizer ที่ไม่ได้จัดการกับ ISI ให้หายไปทั้งหมด เพียงแต่จัดการให้สัญญาณ

รบกวน noise และ ISI ให้มีค่าเหมาะสมและน้อยสุดที่ผลลัพธ์สุดท้าย (N. Sathish Kumar & K. R. Shankar Kumar, 2011, p. 335; 2011, pp. 522-532; Xiaojing Huang, 2007, pp. 802-807)

Equalizer ประเภทที่ส่งสัญญาณป้อนกลับ feedback หรือ adaptive equalization จะเพิ่มกระบวนการและความซับซ้อนให้มากขึ้นไปอีก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ภาครับ บางงานวิจัยที่เน้นการออกแบบภาครับให้มีความซับซ้อนน้อย เช่นงานวิจัยนี้จะไม่ให้ความสนใจกับ equalizer ประเภทดังกล่าวนี้

ความซับซ้อนมากขึ้นนอกจากจะส่งผลกระทบต่อผลเรื่องขนาดแล้ว ยังส่งผลถึงเรื่องการใช้พลังงานมากตามไปด้วย แต่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงาน ในขณะที่สถานีฐาน (base station) ไม่มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงาน เราจึงอาจจะอาศัยข้อได้เปรียบนี้เป็นกุญแจสำคัญในการพัฒนาออกแบบระบบต่อไป

เทคนิค pre-equalization ถูกเสนอให้ใช้โดยมีจุดประสงค์เพื่อลดความซับซ้อนในส่วนที่เคลื่อนที่ หรือ ภาครับ เทคนิค pre-equalization เป็นกระบวนการที่กระทำในส่วนภาคส่ง หรือ สถานีฐานที่สามารถรับมือกับเรื่องความซับซ้อนได้มากกว่าและไม่มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงาน เมื่อเปรียบเทียบกับภาครับหรือตัวเคลื่อนที่ เทคนิคใช้งาน pre-equalization ที่ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้ มุ่งเน้นในเป้าหมายหลักคือการลดความซับซ้อนที่ภาครับ (Dr.Mary Ann Ingram, 2000; Lingyang Song, Are Hjørungnes, & Manav R. Bhatnagar, 2008, pp. 4744-4748; Luca Rugini, Paolo Banelli, & Geert Leus, 2005)

เมื่อไม่นานมานี้เพื่อให้ได้ระบบการสื่อสารไร้สายที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง มีการเสนอให้ใช้งานแบบผสมผสานระหว่าง pre-equalization ที่ตัวส่ง และ post-equalization ที่ภาครับ (Cosovic I., Schnell M., & Springer A., 2003, pp. 439-450; 2005, pp. 1609-1614; G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148) ซึ่งมีข้อจำกัดในการใช้งานอยู่ ไม่ว่าจะเป็นเรื่องความซับซ้อน (complexity) ที่เพิ่มขึ้นมากเนื่องจากอัลกอริทึมต่างๆ ที่เพิ่มขึ้นมา ซึ่งก่อให้เกิดปัญหาตามมาอีกมากอย่างที่กล่าวไว้แล้ว

ในสภาพแวดล้อมการใช้งานจริงในทางปฏิบัติ เมื่อสัญญาณจาก pre-equalization และ post-equalization ถูกส่งมารวมกันที่ช่องสัญญาณเดียวกันในเวลาเดียวกัน มันเป็นเรื่องยากมากในการที่จะให้ภาครับตรวจสอบสัญญาณที่รับมาที่ปนกันอยู่นี้ แล้วมาแยกให้รู้ว่าสัญญาณมาจากแหล่งใด เป็น pre-equalized symbol หรือ post-equalized symbol เพื่อการเข้ากระบวนการต่อไป

ดังนั้นใจความสำคัญของเรื่องนี้ก็คือการนำเสนอรูปแบบการผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกัน พร้อมด้วยอัลกอริทึมในการแยกสัญลักษณ์ของข้อมูลหรือกลุ่มดาวของข้อมูล DCS (decision constellation splitter) ซึ่งจะแยกสัญลักษณ์ pre-

equalized symbol และ post-equalized symbol ออกจากกัน โดยการคำนวณระยะห่างของสัญลักษณ์ (symbol distance) จากสัญญาณที่รับได้เปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (reference symbol) ที่ละคู่ สัญญาณที่ได้รับมาใดที่ใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากกว่า หรือ มีระยะห่างจากสัญญาณอ้างอิง น้อยกว่า จะถูกตัดสินโดย DCS ว่าเป็นสัญญาณที่มาจากกระบวนการ pre-equalization ส่วนอีกอัน จะถูกตัดสินให้เป็นสัญญาณที่มาจาก post-equalization ก่อนจะผ่านเข้าสู่กระบวนการต่อไปของ แบบจำลองผสมผสาน PPE

ในการประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) ตามความเป็นจริง หรือในทางปฏิบัติเราไม่สามารถล่วงรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณล่วงหน้าว่ามีลักษณะเป็นเช่นไร จึงมีแนวความคิด เรื่องการประมาณการ หรือการคาดคะเนลักษณะของช่องสัญญาณ ไว้ก่อนล่วงหน้า แน่แน่นอนว่ามี โอกาสผิดพลาดจากการประมาณช่องสัญญาณด้วย ซึ่งงานวิจัยโดยทั่วไปจะใช้การประมาณ ช่องสัญญาณที่เป็นอุดมคติ (perfect channel estimation) หมายถึง การจำลองที่สมมติว่าไม่มีความ ผิดพลาดเลย จำลองช่องสัญญาณที่คาดคะเนเหมือนช่องสัญญาณจริงเลย จึงเป็นการจำลองที่ไม่ เหมือนสภาพแวดล้อมการใช้งานจริง ทำให้การนำแบบจำลองไปประยุกต์ใช้งานจริงนั้นจึงเป็นเรื่อง ที่จำเป็นต้องทำการศึกษาเพิ่มเติมอีก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงได้รวมการจำลองระบบภายใต้เงื่อนไข การประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation) อีกด้วย เพื่อให้การ จำลองมีความใกล้เคียงกับสถานการณ์การใช้งานจริงมากที่สุด และเป็นการศึกษาความเป็นไปได้ใน การประยุกต์แบบจำลองที่นำเสนอให้ใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติต่อไป

เทคนิคการรวมความถี่ carrier aggregation (CA) สำหรับการขยาย bandwidth ถึง 100 MHz ในเทคโนโลยี LTE-Advanced หรือ 4G นั้นมีการแบ่งเป็น component carrier (CC) ละ 20 MHz แยกกัน modulation แต่มารวมกันที่ user equipment (UE) ซึ่งแต่ละย่านความถี่อาจจะไม่ได้อยู่ ใกล้เคียงกันหรือติดกันจึงมีลักษณะเฉพาะของแต่ละ CC ตัวอย่างเช่นบาง CC อยู่ในช่วงความถี่สูง หรือ บาง CC อยู่ในช่วงที่มีความถี่ต่ำ ความสามารถในการเผชิญหน้ากับสัญญาณรบกวน noise หรือ interference ได้ต่างกันตามไปด้วย การศึกษารูปแบบการผสมผสานของ equalization ต่างๆ ใน งานวิจัยนี้ อาจจะช่วยทำให้สามารถประยุกต์เทคนิคการรวมหรือแยก equalization ได้ตามต้องการของ ระบบและเป็นลักษณะที่ปรับเปลี่ยนได้เอง (adaptive) โดยแนวคิดที่จะให้ equalization ของแต่ละ component ทำงานเป็นอิสระต่อกันหรือไม่ก็ได้ หรือมีลักษณะที่ตัดสินใจได้อัตโนมัติว่าจะเลือกใช้ equalization แบบใด โดยการพิจารณาจากสิ่งแวดลอมของช่องสัญญาณ หรือลักษณะเฉพาะตัวที่ component นั้นเป็นอยู่ หรือค่าความต้องการใช้พลังงานในขณะนั้น

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

วัตถุประสงค์ของการวิจัยนี้จะศึกษาค้นคว้าและเสนอแบบจำลองการรับส่งข้อมูลความเร็วสูงแบบไร้สาย OFDM ที่ใช้ลักษณะผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกัน combined pre- and post-equalization (PPE) โดยอาศัยลักษณะเด่นของแต่ละรูปแบบมารวมกัน การลดความซับซ้อน (complexity) ที่ภาครับสัญญาณในขณะที่ยังคงไว้ซึ่งประสิทธิภาพเทียบเท่าหรือดีกว่าการใช้ (post-) equalization หรือ pre-equalization เพียงอย่างเดียว และการจำลองแบบผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกันเพื่อประสิทธิภาพระบบสูงสุด

วัตถุประสงค์ในการออกแบบอัลกอริทึมในการจัดการกับข้อจำกัดของรูปแบบการผสมผสาน PPE ที่นำเสนอคือเรื่องสัญลักษณ์ (symbol) ของข้อมูลที่ปนกันอยู่เมื่อผ่านช่องสัญญาณไปแล้วในเวลาเดียวกันสองเส้นทาง ทำให้ฝั่งรับสัญญาณ ไม่สามารถแยกแยะได้ว่าสัญลักษณ์มาจากกระบวนการใด post-equalization หรือ pre-equalization กล่าวคือ symbol ที่ตรวจจับได้แต่ละคู่ นั้นไม่สามารถระบุได้ว่า symbol ไหนเป็น pre-equalized symbol หรือ post-equalized symbol จึงเกิดความผิดพลาดหากผ่านเข้าสู่กระบวนการถัดไปโดยไม่แยกก่อน

วัตถุประสงค์ในการจำลองอีกอย่างหนึ่งคือ การมุ่งเน้นให้แบบจำลองมีความใกล้เคียงกับสภาพแวดล้อมการใช้งานจริงมากที่สุด โดยการใช้การประมาณช่องสัญญาณที่ไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation) เนื่องจากในโลกแห่งความเป็นจริงไม่มีอะไรที่สมบูรณ์แบบ การประมาณการช่องสัญญาณก็เช่นกัน

1.3 สมมติฐานของงานวิจัย

การใช้งาน pre-equalization ในระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM จะให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าการใช้ equalization ที่ภาครับสัญญาณ โดยมีความซับซ้อนที่ภาครับสัญญาณน้อยที่สุดเป็นเกณฑ์ ในขณะที่ประสิทธิภาพการทำงานก็เป็นเงื่อนไขในการออกแบบด้วยการผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกันจะให้ผลลัพธ์ที่ดีที่สุดในเรื่องของประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูล แต่จะต้องแลกด้วยความซับซ้อน (complexity) ที่เพิ่มขึ้น สมมติฐานคือจะต้องมีรูปแบบการผสมผสานอย่างง่ายที่ลงตัวเหมาะสมกับสถานการณ์ที่ต้องการให้มีความซับซ้อนต่ำ

เมื่อมีการผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกันแล้ว ที่ภาครับจำเป็นต้องมีกระบวนการหรืออัลกอริทึมในการแยกสัญลักษณ์ข้อมูลที่ปนกันอยู่ที่นี่จะต้องมีอัลกอริทึมที่ออกแบบมาเพื่อใช้ในการแยกสัญญาณที่ปนกันอยู่ตรวจจับได้จากช่องสัญญาณ โดยอาศัยการเปรียบเทียบระยะห่างสัญลักษณ์ที่ตรวจจับได้กับสัญลักษณ์อ้างอิง (reference symbol)

อัลกอริทึมนี้จะช่วยแยกสัญลักษณ์ข้อมูล pre-equalized symbol และ post-equalized symbol ออกจากกันที่ภาครับเพื่อเข้ากระบวนการต่อไป

สมมติฐานของอัลกอริทึม DCS คือสัญลักษณ์ที่ผ่านกระบวนการ pre-equalization ถูกจัดการ (กระบวนการ weight) ให้เรียบร็อยก่อนเข้าช่องสัญญาณที่จะพบเจอกับสัญญาณรบกวน noise จะมีความคลาดเคลื่อนน้อยกว่าสัญลักษณ์ที่ผ่านช่องสัญญาณก่อนแล้วค่อยมาจัดการด้วยกระบวนการ post-equalization

การคำนวณหาค่าความคลาดเคลื่อนของสัญญาณที่รับได้ (received symbol) กับสัญลักษณ์อ้างอิงดังกล่าวพิจารณาได้จากระยะห่างสัญลักษณ์ที่ตรวจจับได้เปรียบกับจุดอ้างอิง หรือ reference symbol ที่เราทราบแน่นอนอยู่แล้วจากการกำหนดรูปแบบ modulation ของระบบตั้งแต่ต้น มีสมมติฐานว่าระยะห่างสัญลักษณ์ที่น้อยกว่าหมายถึงความคลาดเคลื่อนจากสัญลักษณ์อ้างอิงน้อยกว่าก่อนจะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจต่อไป

การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation) จะเป็นตัวแปรหรือเงื่อนไขที่จะทำให้แบบจำลองมีความใกล้เคียงกับสภาพแวดล้อมการใช้งานจริงมากที่สุด ทำให้ผลการจำลองมีความถูกต้องแม่นยำ เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้งานเทคนิคต่างๆ ในแบบจำลองผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization หรือ PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้เพื่อไปใช้งานจริงต่อไปในอนาคต

1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

งานวิจัยนี้จะศึกษาเกี่ยวกับแบบจำลองการสื่อสารไร้สายพื้นฐาน OFDM และนำเสนอแบบจำลองการผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกัน (combined) หรือที่งานวิจัยนี้เรียกว่า PPE ประกอบกับการใช้อัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มสัญลักษณ์ข้อมูลหรือกลุ่มดาวข้อมูล DCS ในการจัดการกับข้อจำกัดของรูปแบบการผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกันนี้ ข้อจำกัดดังกล่าวเกี่ยวข้องกับ การคัดแยกกลุ่มสัญลักษณ์ที่ภาครับตรวจจับได้จากข้อมูลปนกันที่ผ่านช่องสัญญาณที่ละคู่ (pre-equalized symbol และ post-equalized symbol) ในรูปแบบ streaming

โดยทำการทดลองทั้งหมดของแบบจำลองที่นำเสนอเปรียบเทียบกับ pre-equalization, post-equalization และอัลกอริทึม ZF, MMSE แบบดั้งเดิม พิจารณาในมุมมองของประสิทธิภาพและด้านความซับซ้อน (complexity) มุ่งเน้นที่ภาครับเท่านั้น ภายใต้เงื่อนไขช่องสัญญาณที่เป็น AWGN และการประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation)

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

คาดว่าจะได้องค์ความรู้เกี่ยวกับการสื่อสารไร้สาย OFDM โดยเฉพาะอย่างยิ่งเทคนิคการปรับปรุงประสิทธิภาพของสัญญาณแบบต่างๆ รวมทั้งรูปแบบผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization หรือ PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ เพื่อประยุกต์ใช้ในอุปกรณ์ให้มีประสิทธิภาพสูงสุด ใช้งานได้จริง ความต้องการใช้พลังงานน้อย มีอัตราสิ้นเปลืองแบตเตอรี่ต่ำ มีความยืดหยุ่นในการใช้งาน โดยเฉพาะในพื้นที่จำกัด รวมทั้งมีความปลอดภัยการใช้งานด้วย

การผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization หรือ PPE ในงานวิจัยนี้เป็นพื้นฐานในการศึกษาการใช้งานเทคนิค equalization ร่วมกับเทคนิครวมช่วงความถี่ carrier aggregation (CA) ให้ได้ถึง 100 MHz หรือมากกว่านั้น สำหรับมาตรฐานเทคโนโลยี LTE-Advanced หรือ 4G เพื่อให้ได้มาซึ่งอัตราการรับ-ส่งข้อมูลสูงสุด

งานวิจัยนี้จะป็นต้นแบบของแนวความคิดที่จะให้แต่ละ component carrier (CC) มีกระบวนการปรับปรุงคุณภาพสัญญาณหรือกระบวนการ equalization ที่เป็นของตัวเองและเป็นอิสระต่อกัน เหมาะสมสำหรับลักษณะเฉพาะตัวของแต่ละ component CC ที่แตกต่างกัน เนื่องจากตำแหน่งที่ตั้งของช่วงความถี่นั้น รวมทั้งสัญญาณรบกวน noise หรือ interference ที่แตกต่างกันด้วย เพื่อได้ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลสูงสุดในทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัด องค์ความรู้ที่ได้จะเป็นประโยชน์ต่อการพัฒนาเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายเพื่อมวลมนุษยชาติต่อไป

1.6 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษากระบวนการและเทคนิคในการปรับปรุงประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูลของระบบสื่อสารไร้สายแบบต่างๆ ตั้งแต่แนวคิดดั้งเดิมเริ่มต้นในอดีต ความจำเป็นในการใช้งานกระบวนการปรับปรุงประสิทธิภาพ วิธีการนำมาประยุกต์ใช้งานกับระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน ตลอดจนการศึกษาค้นคว้าและงานวิจัยที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในอนาคตข้างหน้า ตัวอย่างเช่น เทคโนโลยี LTE-Advanced หรือ 4G โดยเฉพาะระบบสื่อสารไร้สาย OFDM ที่เป็นพื้นฐานของเรื่องดังกล่าว รวมทั้งการศึกษางานวิจัยอื่นที่เกี่ยวข้อง วิเคราะห์จุดเด่น จุดด้อย และผลข้างเคียงหรือปัญหาใหม่ที่เกิดขึ้นตามมาเนื่องจากการใช้กระบวนการดังกล่าวข้างต้น

2. ศึกษาอัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับปรุงประสิทธิภาพทั้งหมดที่ใช้ในระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM ตัวอย่างเช่น channel coding, diversity, equalization, pre-equalization และอัลกอริทึม zero forcing (ZF), minimum mean square error (MMSE) โดยเฉพาะผลกระทบต่อเรื่องความซับซ้อน (complexity) ของระบบ เพื่อเป็นเกณฑ์การพิจารณาถึงความเหมาะสมตามสถานการณ์ต่างๆ ที่กำหนด ข้อเด่น-ข้อด้อยของแต่ละรูปแบบ ทางเลือกที่มีทั้งในปัจจุบันและอนาคตเกี่ยวกับเรื่อง

ดังกล่าว รวมทั้งการตัดสินใจเลือกใช้งานอัลกอริทึมต่างๆ ในแบบจำลองผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization หรือ PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้

3. ศึกษาอุปกรณ์ ซอฟต์แวร์หรือโปรแกรมที่ใช้ทำการจำลองระบบสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน โดยทำการศึกษาค้นหาและรวบรวม โปรแกรมที่จะทำการจำลองระบบและสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการจำลองระบบที่นำเสนอได้อย่างถูกต้อง ความต้องการขั้นพื้นฐานของระบบที่จะใช้สร้างแบบจำลอง ลักษณะของโปรแกรมหรือซอฟต์แวร์ รวมทั้งการศึกษา source code ตัวอย่างของแบบจำลองในงานวิจัยอื่นที่ใกล้เคียงกัน หรือรูปแบบที่ใช้งานกันอย่างแพร่หลาย

4. ออกแบบและพัฒนาระบบที่ทำการนำเสนอ การผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกันหรือ PPE ในรูปแบบที่เหมาะสม มีความซับซ้อนของระบบน้อยที่สุดในขณะที่ยังให้ประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูลที่ดี ศึกษาความเป็นไปได้ภายใต้เงื่อนไขข้อจำกัดต่างๆ ของแบบจำลอง เริ่มจากการกำหนดค่าพื้นฐานของแบบจำลองก่อน ร่าง block diagram ของแบบจำลอง และ flow chart การทำงานของแต่ละกระบวนการ รวมทั้งการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของสมการหรือสูตรต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในงานวิจัย เพื่อปรับปรุงให้เหมาะสมกับสภาพแวดล้อมของระบบที่นำเสนอ รวมทั้งการออกแบบวิธีการพิสูจน์หรือวิธีการทดลองเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของแบบจำลองที่นำเสนอในงานวิจัย

5. ออกแบบหลักการ วิธีการ กระบวนการ หรืออัลกอริทึมที่ช่วยในการตัดสินใจคัดแยกสัญลักษณ์ข้อมูลหรือกลุ่มดาวของข้อมูล decision constellation splitter (DCS) ในการจัดการกับข้อจำกัดของแบบจำลองที่สัญลักษณ์ของข้อมูลที่ตรวจจับได้แต่ละคู่สัญลักษณ์ที่ส่งแบบ streaming และปนกันอยู่ที่ภาครับเมื่อผ่านช่องสัญญาณพร้อมกัน ไม่สามารถระบุที่มาได้ในความเป็นจริง ออกแบบรูปแบบการคำนวณระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ที่รับได้หรือ received symbol กับ reference symbol ทำการทดลองในหลายเงื่อนไข เก็บข้อมูล วิเคราะห์ค่าเฉลี่ย กำหนดเป็นหลักการ ทำงานของอัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล DCS และการกำหนด reference symbol ตามรูปแบบการ modulation ที่ต่างกันไป

6. จำลองระบบที่นำเสนอ โดยใช้ตัวอย่างที่มี ข้อมูลที่รวบรวมได้ในการออกแบบข้างต้น และนำข้อมูลเหล่านั้นมาเป็นตัวแปร ข้อกำหนดและเงื่อนไขต่างๆ ในการจำลองระบบ การจำลองสภาพแวดล้อมของการเปรียบเทียบให้เท่ากัน การสุ่มข้อมูลของช่องสัญญาณรวมทั้งบิตข้อมูลทดสอบที่ได้จากการสุ่มถูกกำหนดให้เป็นชุดเดียวกันในการทดลองแต่ละเงื่อนไข เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอได้ โดยใช้โปรแกรมจำลองคณิตศาสตร์

7. ทำการทดลอง บันทึก วิเคราะห์เปรียบเทียบถึงประสิทธิภาพของระบบที่นำเสนอ เพื่อที่จะสรุปผลการจำลองระบบนั้นว่ามีประสิทธิภาพเป็นอย่างไร โดยเปรียบเทียบผลลัพธ์จากอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล BER และ throughput ที่ signal-to-noise ratio (SNR) ต่างๆกัน ตั้งแต่ SNR 1 ถึง SNR 20 ซึ่งถือว่าเพียงพอแล้วที่จะพิสูจน์ให้เห็นถึงแนวโน้ม (trend) ประสิทธิภาพของระบบหรือแบบจำลอง ทำการทดลองให้ครบทุกเงื่อนไขตามขอบเขตของงานวิจัยและสอดคล้องกับวัตถุประสงค์ของงานวิจัย ดังนี้ การทดลองไม่ใช้งาน equalization การทดลองใช้งาน equalization ร่วมกับ ZF หรือ MMSE การทดลองเปรียบเทียบประสิทธิภาพ post-equalization, pre-equalization และ combined pre- and post-equalization (PPE) การทดลอง PPE ทำงานร่วมกับ DCS การทดลองการประมาณการช่องสัญญาณที่ไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation)

8. วิเคราะห์ความซับซ้อน complexity ของแบบจำลองผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ โดยการเปรียบเทียบกับแบบจำลองอื่นที่ถูกนำมาเสนอมาก่อนหน้านี้ และมุ่งเน้นการวิเคราะห์ความซับซ้อนที่ภาครับ (Rx complexity) ที่เป็น โจทย์ตั้งต้นและเป็นที่มาความสำคัญของปัญหาในงานวิจัยนี้ กำหนดรูปแบบการวัดความซับซ้อน (complexity measurement) เพื่อเปรียบเทียบกับแบบจำลองที่ถูกเสนอมาก่อนหน้านี้

9. รวบรวมข้อมูลของแบบจำลองผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ตลอดจนผลการทดสอบระบบที่ได้ทำมาตั้งแต่ต้นเพื่อจัดทำเป็นวิทยานิพนธ์ นำเสนอให้ครบทุกผลการทดลองมุ่งเน้นการนำเสนอในรูปแบบกราฟเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบไม่ว่าจะเป็นกราฟ throughput หรือกราฟความผิดพลาดระดับบิตข้อมูล BER และตารางเปรียบเทียบที่มีการใช้เปรียบเทียบกันอย่างแพร่หลาย เนื่องจากมีความง่ายและสะดวกในการเปรียบเทียบอย่างชัดเจน

10. สรุปผลการวิจัย ผลประโยชน์ที่ได้รับจากแบบจำลองการผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ สิ่งที่จะต้องสูญเสียไปเพื่อแลกมาซึ่งประสิทธิภาพสูงภายใต้ความซับซ้อนต่ำ และเสนอแนะแนวทางในการศึกษาที่เกี่ยวข้องต่อไป

1.7 เครื่องมือที่ใช้

1. เครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล CPU แบบ Intel Core 2 Duo (P7350) ความเร็วสัญญาณนาฬิกา 2.0 GHz ใช้ในการคำนวณและเขียน โปรแกรมแบบจำลองทางคณิตศาสตร์
2. ซอฟต์แวร์โปรแกรมสำหรับจำลองคณิตศาสตร์
3. ซอฟต์แวร์โปรแกรมสำเร็จรูป Graph version 4.4.2

1.8 แผนการดำเนินงาน

ตารางที่ 1.1 แผนการดำเนินงาน

งาน	เดือน									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ศึกษาหลักการของระบบสื่อสารไร้สาย OFDM และอัลกอริทึมปรับปรุงคุณภาพการรับส่งข้อมูลที่เกี่ยวข้อง	■	■								
ศึกษาหลักการทำงานของโปรแกรมที่ใช้จำลองระบบ รวมทั้งตัวอย่างจากงานวิจัยอื่น		■	■							
ศึกษาความเป็นไปได้ ข้อกำหนดพื้นฐาน และข้อจำกัดของแบบจำลองที่นำเสนอ			■	■						
ออกแบบและพัฒนาระบบที่ทำการนำเสนอ ออกแบบอัลกอริทึม DCS จัดการกับข้อจำกัดของแบบจำลอง				■	■	■				
สร้างแบบจำลองระบบที่ทำการนำเสนอ และทดสอบโดยใช้โปรแกรมจำลองคณิตศาสตร์					■	■	■			
เก็บข้อมูลที่ได้จากการจำลอง เปรียบเทียบ วิเคราะห์ผลที่ได้ และสรุปผลการทดลอง						■	■	■		
รวบรวมข้อมูลที่ได้ทั้งหมด นำเสนอและจัดทำวิทยานิพนธ์								■	■	■

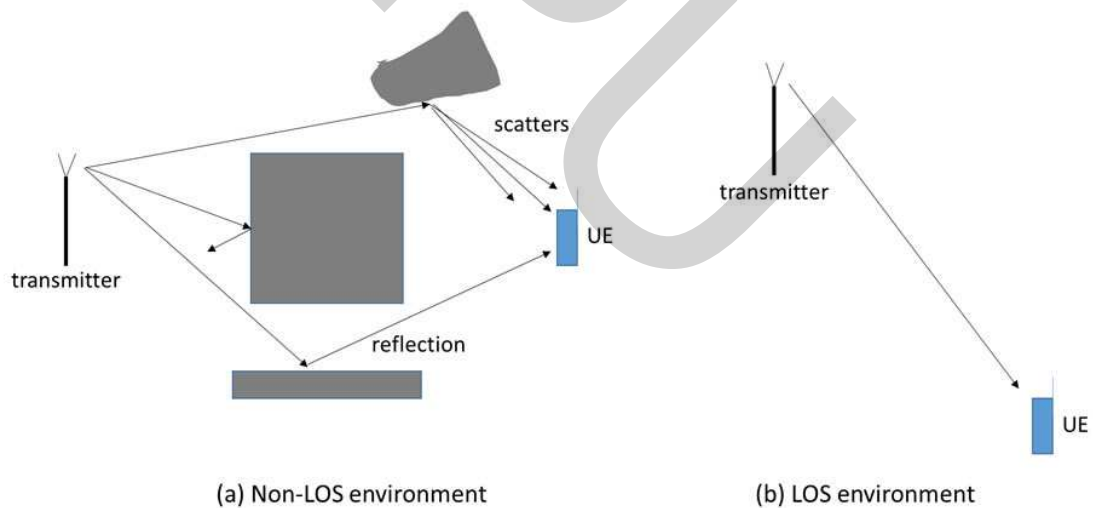
บทที่ 2

แนวคิด ทฤษฎี และผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

2.1 แนวคิด และทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1.1 Channel model และ multiple antenna

รูปแบบช่องสัญญาณ หรือ channel model โดยทั่วไปไม่ว่าจะเป็นระบบการสื่อสารไร้สายใดก็ตาม ไม่ว่าจะเป็นรูปแบบภายในอาคาร (indoor) หรือรูปแบบภายนอกอาคาร (outdoor) ลักษณะสภาพแวดล้อมของการแพร่กระจายตัวของสัญญาณ (propagation environment) มักจะกล่าวถึงสองเรื่องใหญ่เท่านั้นคือ LOS (Line-of-Sight) หรือ NLOS (Non Line-of-Sight) ดังภาพที่ 2.1 โดยที่ลักษณะการกระจายตัวของสัญญาณที่ได้รับภายใต้สภาพแวดล้อม LOS มักจะอ้างอิงตามแบบจำลองของ Rician distribution ในขณะที่สภาพแวดล้อม NLOS มักจะอ้างอิงตาม Rayleigh distribution



ภาพที่ 2.1 ลักษณะโดยทั่วไปของแบบจำลองช่องสัญญาณหรือการกระจายตัวของสัญญาณ

ในสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณของการสื่อสารไร้สายใดใด สามารถพิจารณาได้โดยการรวมเอาสัญญาณทุกสัญญาณที่สะท้อนตกกระทบ (reflection) เลี้ยวเบนหักเห (diffraction) หรือกระเจิงกระจัดกระจาย (scattering) อยู่อย่างนับไม่ถ้วน ในทาง

ทฤษฎีแล้วสัญญาณที่รับได้ทั้งหมดถูกกำหนดให้สามารถแทนด้วยตัวแปรแบบสุ่มของ Gaussian หรือ Gaussian random variable หรืออาจจะกล่าวได้อีกอย่างหนึ่งว่า ช่องสัญญาณ ภายใต้สภาพแวดล้อมแบบจางหาย fading channel ดังภาพที่ 2.1 นั้น สามารถแทนด้วยตัวแปรสุ่มเชิงซ้อนของ Gaussian (complex Gaussian random variable) ในรูปแบบของ $a + jb$ โดยที่ a และ b เป็นการกระจายตัวปกติที่เป็นอิสระต่อกันและเป็นแบบเดียวกัน หรือ independent and identically-distributed (i.i.d.) สุ่มด้วยค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวน σ^2

ให้ X แทนแอมพลิจูด (amplitude) ของตัวแปรสุ่มเชิงซ้อน $a + jb$ แล้ว $X = \sqrt{a^2 + b^2}$ หมายความว่า X เป็นตัวแปรสุ่ม Rayleigh ด้วยฟังก์ชันความน่าจะเป็นของการกระจายตัวปกติ (probability density function : PDF) สามารถเขียนได้ดังสมการ (2.1)

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2.1)$$

โดยที่ $2\sigma^2 = E\{X^2\}$ ดังนั้น X^2 เป็นที่รู้จักกันคือตัวแปรสุ่ม chi-square (χ^2) ในการสร้างตัวแปรสุ่มของ Rayleigh X นั้นทำได้ด้วยสร้างตัวแปรสุ่ม Gaussian Z_1 และ Z_2 ตัวด้วยค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวน 1 ซึ่งในการใช้งาน โปรแกรมจำลองคณิตศาสตร์โดยทั่วไปสามารถเรียกใช้ฟังก์ชันสุ่ม randn()

จะได้ตัวแปรสุ่มของ Rayleigh X ด้วยความน่าจะเป็นของการกระจายตัวปกติ PDF ในสมการ (2.1) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ (2.2) นอกจากนี้ยังสามารถสร้าง ตัวแปรสุ่มของ Rayleigh X ที่มีพลังงานเฉลี่ย $E\{X^2\} = 2\sigma^2$ จากสมการนี้อีกด้วย

$$X = \sigma \cdot \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2} \quad (2.2)$$

ในสภาพแวดล้อมการแพร่กระจายตัวของสัญญาณ LOS มีเส้นทางที่สัญญาณมีความแข็งแรงหรือความเข้มสูงอยู่แล้ว แทบจะไม่ได้รับผลกระทบจากการสะท้อนตกลับ (reflection) การเลี้ยวเบนหักเห (diffraction) และการกระเจิงกระจัดกระจาย (scattering) ใดเลย แอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ชัดเจนได้ว่า $X = c + a + jb$ โดยที่ c แทนส่วนของเส้นทางที่ LOS ในขณะที่ a และ b เป็นตัวแปรสุ่มเชิงซ้อนของ Gaussian ที่เป็น i.i.d. สุ่มด้วยค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวน σ^2 เหมือนในสภาพแวดล้อม NLOS เป็นที่ทราบกันว่า X ที่ได้เป็นตัวแปรสุ่มตามแบบ Rician ด้วยการกระจายตัวปกติ PDF สามารถเขียนเป็นสมการ

$$f(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2+c^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xc}{\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

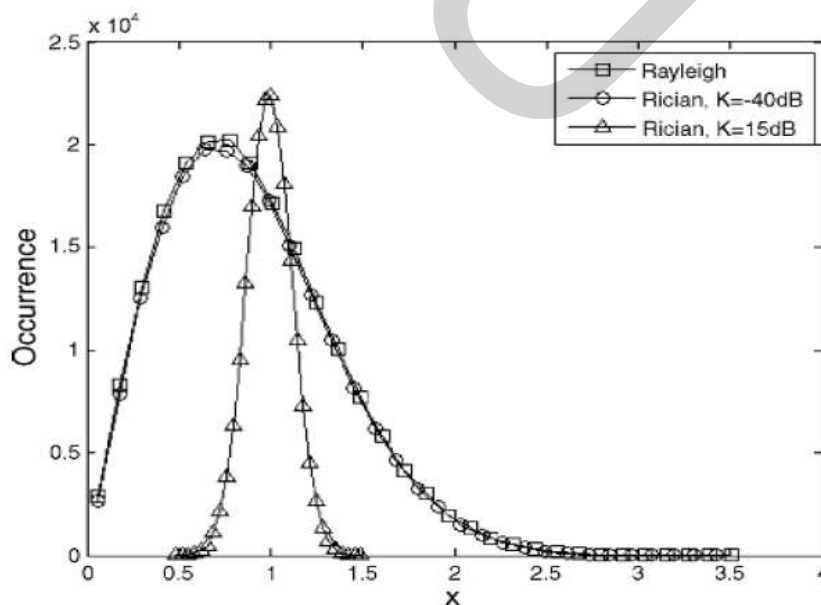
โดยที่ $I_0(\cdot)$ แปลงมาจากฟังก์ชัน Bessel ระดับศูนย์ จะเห็นได้ว่าสมการ (2.3) นั้นสามารถเขียนในแบบ Rician K-factor ดังสมการ (2.4)

$$K = \frac{c^2}{2\sigma^2} \quad (2.4)$$

ในกรณีที่ไม่มีส่วนของที่เป็น LOS เลย ($K=0$) สมการ (2.3) สามารถลดรูปเป็นการกระจายตัวปกติสมการ (2.1) ของ Rayleigh ได้เหมือนในสภาพแวดล้อมของ NLOS

เมื่อ K มีค่าเพิ่มมากขึ้น สมการ (2.3) มีแนวโน้มจะกลายเป็นการกระจายตัวปกติแบบ Gaussian โดยปกติแล้วจะจำลองให้ K มีค่าประมาณ -40 dB สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณ Rayleigh และจำลองให้ $K > 15$ dB สำหรับแบบจำลองช่องสัญญาณ Gaussian

ในสภาพแวดล้อม LOS เส้นทางแรกที่มีมักจะมาถึงด้วยการสะท้อนตกรอบ reflection ใดก็ตาม สามารถจำลองให้เป็นการจำลองช่องสัญญาณแบบ Rician fading ได้เลย ภาพที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบของทั้งสองแบบจำลอง รูปแบบช่องสัญญาณในแบบจำลองส่วนใหญ่จะจำลองสัญญาณรบกวนให้เป็นแบบ AWGN (Additive white Gaussian noise)



ภาพที่ 2.2 เปรียบเทียบกระจายตัวของสัญญาณ Rayleigh และ Rician fading channel model (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

ลักษณะ multiple antenna หรือลักษณะสายอากาศหลายต้น เป็นรูปแบบที่ช่วยเพิ่มอัตราการรับส่งข้อมูลมากขึ้น มีหลายลักษณะดังนี้

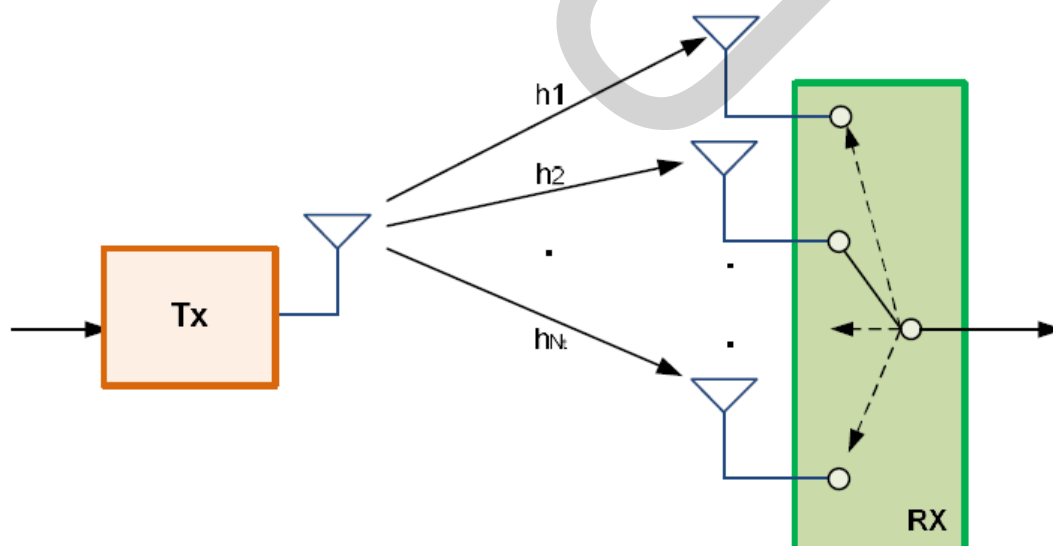
1. Selection combining diversity หลักการคือการเลือกสัญญาณที่แรงกว่า หรือการพิจารณา signal strength นั้นเอง เมื่อสัญญาณจากสายอากาศตัวไหนที่มี signal strength สูงกว่าจะเลือกใช้สัญญาณจากสายอากาศตัวนั้นโดยกระบวนการ selection logic ดังภาพที่ 2.3

2. Maximal ratio combining diversity นำเอาสัญญาณมา weight SNR ก่อน แล้วจึงรวมกัน แผนภาพ block diagram ดังภาพที่ 2.4

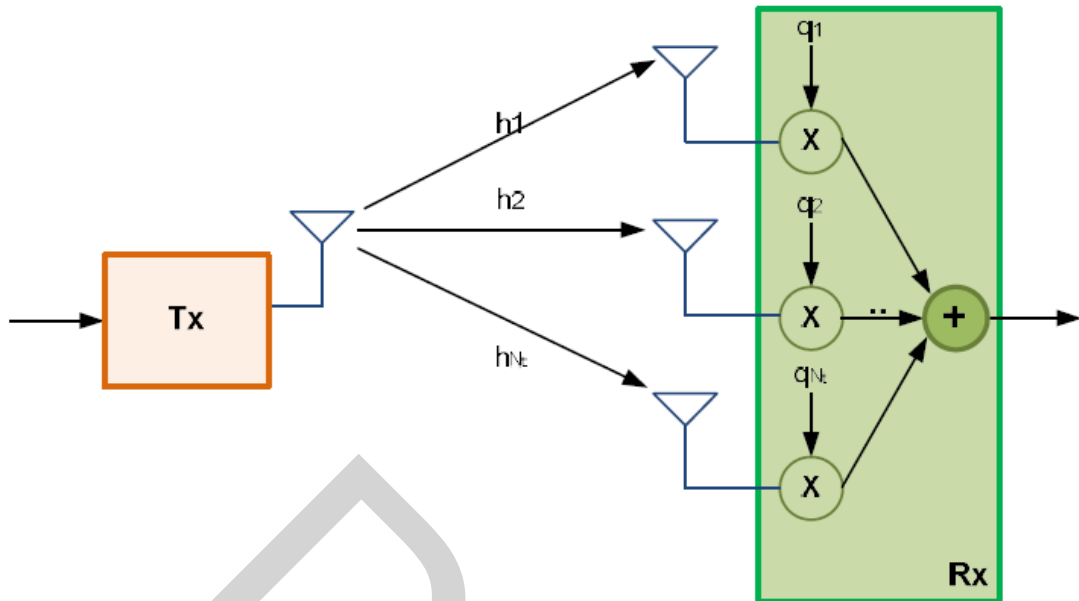
3. Equal gain combining diversity นำเอาสัญญาณทั้งหมดที่รับมาได้ รวมกันก่อนอย่างมีความสัมพันธ์คล้ายกับ maximal ratio combining เพียงแต่ไม่มีการ weight ก่อนเท่านั้น block diagram ดังภาพที่ 2.5

4. Switched combining diversity เลือกสัญญาณอีกอันเมื่อสัญญาณต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ อาจมีความคล้ายคลึงกับ selection combining diversity เพียงแต่พิจารณาอีกด้านหนึ่งที่ตรงข้ามความท้าทายของวิธีนี้จะอยู่ที่กำหนดค่าที่ตั้งไว้ให้เหมาะสมหรือยอมรับได้

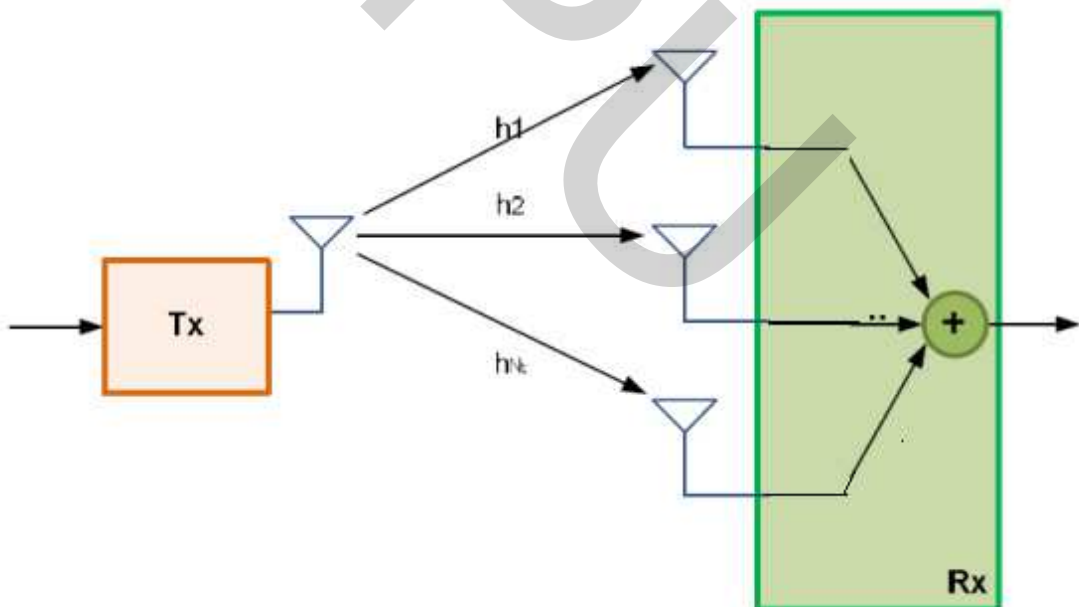
5. Optimum combining diversity เลือกสัญญาณที่เหมาะสม maximization การพิจารณาถึง signal strength เปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวน noise และ interference หรือที่เรียกว่า signal-to-interference plus noise ratio (SINR)



ภาพที่ 2.3 ลักษณะของ Selection combining diversity (Auda M. Elshokry, 2010)

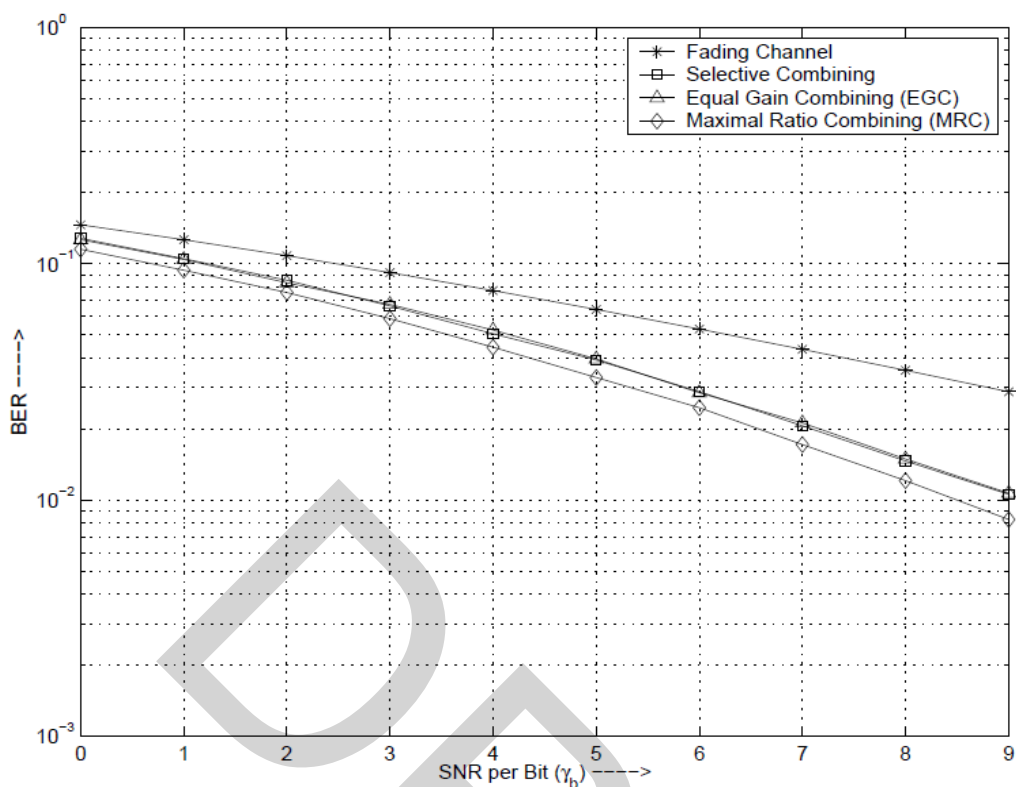


ภาพที่ 2.4 ลักษณะของ maximal ratio combining diversity (Auda M. Elshokry, 2010)



ภาพที่ 2.5 ลักษณะของ equal gain combining diversity (Auda M. Elshokry, 2010)

การเปรียบเทียบลักษณะแนวโน้มของอัตราขยายในมุมมอง SNR ของ combining diversity แต่ละแบบเมื่อกำหนดเงื่อนไขจำนวนสายอากาศรับ N ดังภาพที่ 2.6



ภาพที่ 2.6 การเปรียบเทียบรูปแบบ diversity combining ในมุมมอง BER กับ SNR (Vijaya Chandran Ramasam, 2009)

ความหลากหลายของช่องสัญญาณ หรือ ไดเวอร์ซิตี (diversity) เป็นอีกกระบวนการหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น โดยไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตรหัส (code bits) รวมเข้ากับบิตข้อมูล (data bits) อย่างที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (channel codes) และยังไม่ต้องการส่งสัญญาณ ที่เรียกว่า training sequence สำหรับใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจร equalizer ซึ่งหมายถึงว่า ไม่มีการแบ่งเอาแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของการรับ/ส่งสัญญาณเลย นอกจากนี้ ส่วนของอุปกรณ์ที่ต้องเพิ่มเข้ามา สำหรับการทำให้ไดเวอร์ซิตี ก็มีราคาที่ไม่แพงจนเกินไป ดังนั้นเทคนิคไดเวอร์ซิตีจึงมีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ

หลักการของไดเวอร์ซิตี คือ การอาศัยคุณสมบัติพื้นฐาน ของการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สาย ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้ว ถ้าหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่ง ถูกรบกวนอย่างมากจากการจางหายทำให้สัญญาณที่รับมามีกำลังที่อ่อนมาก ก็อาจจะมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่น ที่ให้สัญญาณที่รับมามีกำลังสูง ดังนั้นถ้าหากเราทำการติดตั้งจุดรับสัญญาณ มากกว่าหนึ่งแห่งก็จะ

สามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบก็สามารถที่จะทำการเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ ซึ่งวิธีการนี้สามารถช่วยทำให้ค่า SNR ของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ถึง 20-30 dB สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้น โดยที่ทางภาครับสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องด้วยเลย ซึ่งวิธีการไคเวอร์ซิตีชนิดที่นิยมใช้สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ลักษณะดังนี้ คือ

ไคเวอร์ซิตีทางเวลา (time diversity) คือ การส่งสัญญาณข้อมูลเดิมซ้ำ มากกว่าหนึ่งครั้ง ที่เวลาแตกต่างกัน โดยการส่งแต่ละครั้งจะต้องเว้นช่วงเวลาให้ห่างกันมากพอ คือ ต้องมากกว่าช่วง coherence time ของช่องสัญญาณ ผลที่ได้คือ ภาครับจะได้รับสัญญาณข้อมูลซ้ำหลายครั้ง โดยสัญญาณข้อมูลที่ได้รับได้ในแต่ละครั้งนี้ จะได้รับผลกระทบจากการจางหายในช่องสัญญาณด้วยลักษณะที่แตกต่างกัน ค่าของ coherence time ขึ้นอยู่กับค่า doppler spread ของคลื่นสัญญาณ ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วในการเคลื่อนที่และความถี่ของคลื่นพาห้ ตัวอย่างเบื้องต้น ของการใช้งานเทคนิคไคเวอร์ซิตีทางเวลา คือ วงจร RAKE receiver ในระบบ CDMA

ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ (frequency diversity) ไคเวอร์ซิตีชนิดนี้ จะใช้ความถี่ถึงสองช่องสัญญาณ ระหว่างสายอากาศด้านส่งและด้านรับข้อมูลจะถูกส่งโดยเครื่องส่งสองต้น ที่ทำงานที่ความถี่แตกต่างกัน ซึ่งสัญญาณทั้งสองจะถูกรวมกัน ไปสู่ท่อนำคลื่นและสายอากาศตามลำดับ โดยสัญญาณจะถูกส่งออกไปในสายอากาศเดียวกัน (แต่อาจมีโพลาริเซชันต่างกัน) ที่ด้านรับสายอากาศจะรับสัญญาณและผ่านท่อนำคลื่นไปยังตัวกรองความถี่แยกความถี่ทั้งสองออกมา เครื่องรับแต่ละตัวก็จะแยกสัญญาณข้อมูลออกมา ด้วยวิธีการดังกล่าวก็จะทำให้สามารถลดผลกระทบจากการจางหายได้ ถ้าหากการแยกกันของความถี่ของเครื่องส่งสัญญาณมีมาก การจางหายซึ่งเกิดเฉพาะที่ความถี่หนึ่งๆ จะมีโอกาสน้อยมากๆที่จะเกิดกับสัญญาณทั้งสองความถี่พร้อมๆกัน จึงเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพให้ระบบ สำหรับความถี่ที่ห่างกันประมาณร้อยละ 2 ถือว่าเพียงพอ และถ้ายิ่งห่างกันร้อยละ 5 ก็จะได้มากที่สุด ข้อเสีย ของไคเวอร์ซิตีทางความถี่คือ จะต้องใช้แถบความถี่มากกว่าปกติ จึงไม่เหมาะที่จะใช้กับพื้นที่ในเมืองใหญ่ จำนวนช่องสัญญาณก็มีจำกัด การเพิ่มประสิทธิภาพของไคเวอร์ซิตีทางความถี่ถือว่าน้อยมากเมื่อเทียบกับไคเวอร์ซิตีแบบสเปซ

ไคเวอร์ซิตีทางสเปซหรือสายอากาศ (space-diversity) ไคเวอร์ซิตีชนิดนี้ เครื่องรับจะรับสัญญาณจากสายอากาศ ตั้งแต่สองต้นขึ้นไป ซึ่งติดตั้งอยู่ห่างกัน เป็นระยะหลายเท่าของความยาวคลื่น โดยสัญญาณที่ได้รับจากสายอากาศแต่ละต้น จะถูกต่อเข้ากับตัวไคเวอร์ซิตีคอมไบเนอร์ (diversity combiner) ซึ่งหน้าที่ของตัวคอมไบเนอร์ก็คือ จะทำการเลือกสัญญาณที่ดีที่สุดหรือทำการรวมสัญญาณเข้าด้วยกัน ซึ่งก็แล้วแต่การออกแบบ สัญญาณจากด้านส่งจะเดินทางเป็นเส้นตรงสองเส้นทางไปยังสายอากาศทางด้านรับทั้งสองต้น และสัญญาณจากเครื่องส่งอาจจะเดินทางไปในอีกหลายเส้นทางที่แตกต่างกัน และเส้นทางที่สัญญาณเกิดมีความต่างเฟสกับสัญญาณทางตรง ก็จะทำให้

ให้เกิด multipath fading ขึ้นที่สายอากาศด้านรับ แต่สายอากาศทั้งสองต้นนั้น จะไม่เกิด multipath fading ที่เหมือนกัน เพราะระยะทางของสายอากาศทั้งสองต้นแตกต่างกัน นั่นคือ แม้ว่าสัญญาณที่เดินทางในระยะทางจากสายอากาศด้านส่งไปยังสายอากาศด้านรับ ข้างใดข้างหนึ่งอาจเกิดการหักล้างทางเฟสกัน แต่ในสายอากาศด้านรับอีกข้างหนึ่งก็จะไม่เกิดเหตุการณ์ดังกล่าว จากสถิติพบว่า การใช้ไดเวอร์ซิตีแบบสเปซทำให้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้นหลายร้อยเท่า ซึ่งเป็นที่น่าพอใจมาก และสายอากาศมักติดตั้งห่างกันเป็นระยะทาง 200 เท่า ของความยาวคลื่นที่ใช้ จากการค้นพบล่าสุด การจัดสายอากาศไดเวอร์ซิตีที่ดีที่สุดจะอยู่ในแนวนอนให้สายอากาศอยู่ข้าง ๆ กัน นอกจากนี้ การใช้ไดเวอร์ซิตีแบบสเปซยังมีประสิทธิภาพดีกว่าเฟริควเอนซีไดเวอร์ซิตีเพราะว่า ไดเวอร์ซิตีแบบสเปซใช้ความถี่น้อยกว่า และใช้สำหรับช่องสัญญาณเพียงช่องเดียวก็จะประหยัดกว่า จำแนกตามจำนวนสายอากาศเป็น 4 รูปแบบดังนี้

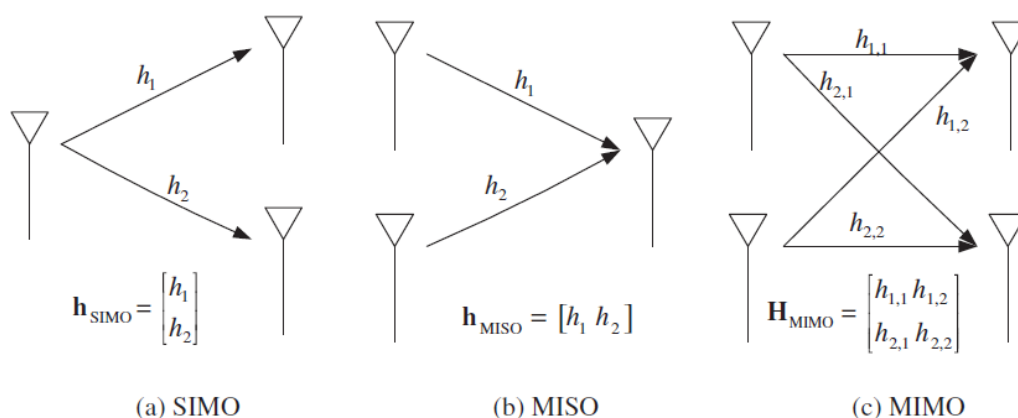
MIMO (multiple input multiple output)

MISO (multiple input single output)

SIMO (single input multiple output)

SISO (single input single output)

รูปแบบสายอากาศ SISO ถือได้ว่าเป็นรูปแบบดั้งเดิมแบบเก่า จึงไม่ได้รับความสนใจ ส่วนรูปแบบสายอากาศหลายต้น MIMO เป็นที่นิยมอย่างแพร่หลาย มีการศึกษาวิจัยอย่างมาก มีความสำคัญมากในการที่จะคงไว้ซึ่งอัตรารับส่งข้อมูลสูงสุด มีการกำหนดแบบจำลอง MIMO 8x8 ในเทคโนโลยี LTE-Advanced หรือ 4G อีกด้วย ในงานวิจัยนี้จึงให้ความสนใจและมุ่งเน้นรูปแบบสายอากาศหลายตัว MIMO รูปแบบโดยทั่วไปของ MIMO ดังภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 ลักษณะโดยทั่วไปของ Multiple Antenna (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

ระบบ MIMO จะให้สมรรถนะทางด้านความจุช่องสัญญาณสูงสุด จึงมีการวิจัยและพัฒนารูปแบบ เพื่อนำมาใช้งานแทนระบบหนึ่งทางเข้า หนึ่งทางออก (SISO) ซึ่งทำให้เกิดการพัฒนาสมรรถนะของระบบ ดังนี้

1. อัตราการขยายแถวลำดับ (array gain) การใช้สายอากาศหลายต้น จะทำให้อัตราการขยายของสัญญาณที่ออกมาจากสายอากาศมีค่าเพิ่มมากขึ้น ทำให้ระยะทาง (range) และพื้นที่ครอบคลุม (coverage) ในการส่งสัญญาณเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะมีประโยชน์อย่างมากในกรณีที่เพิ่มพื้นที่ที่ต้องการส่งสัญญาณให้กว้างขึ้น หรือกรณีที่จำนวนของผู้ใช้งานในพื้นที่นั้นน้อยไม่มาก จะทำให้จำนวนการติดตั้งสถานีฐานลดลง เพราะพื้นที่ที่ครอบคลุมมีมากขึ้น นอกจากนี้ยังมีข้อดีที่ทำให้กำลังงานส่งจากตัวสถานีเคลื่อนที่ (โทรศัพท์มือถือ) มีค่าลดลง ตามอัตราการขยายของสายอากาศที่สถานีฐานนั้นมีมากขึ้น หรือค่าความไวที่สายอากาศแถวลำดับที่สถานีฐานรับได้มีมากขึ้นนั่นเอง

2. อัตราการขยายไคเวอร์ซิตี (diversity gain) ค่ากำลังของสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายนั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่แน่นอนตามการลดทอนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ เทคนิคไคเวอร์ซิตีจึงเป็นวิธีที่มีประโยชน์มากในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการจางหายนั้นๆ (หรือที่เรียกว่า fading) ดังนั้นระบบสื่อสารหลายทางเข้า หลายทางออก (MIMO) จึงมีการใช้สายอากาศภาคส่ง M_T ต้น และสายอากาศภาครับ M_R ต้น ที่มีการจางหายหรือเฟดดิ้งเป็นอิสระต่อกัน เมื่อส่งสัญญาณออกไปจะทำให้ภาครับสามารถรวมสัญญาณที่เข้ามาได้ โดยลดปัญหาเรื่องของการเปลี่ยนแปลงค่ากำลังของสัญญาณในระบบออกไปได้มาก เมื่อเทียบกับระบบสื่อสารหนึ่งทางเข้า หนึ่งทางออก (SISO)

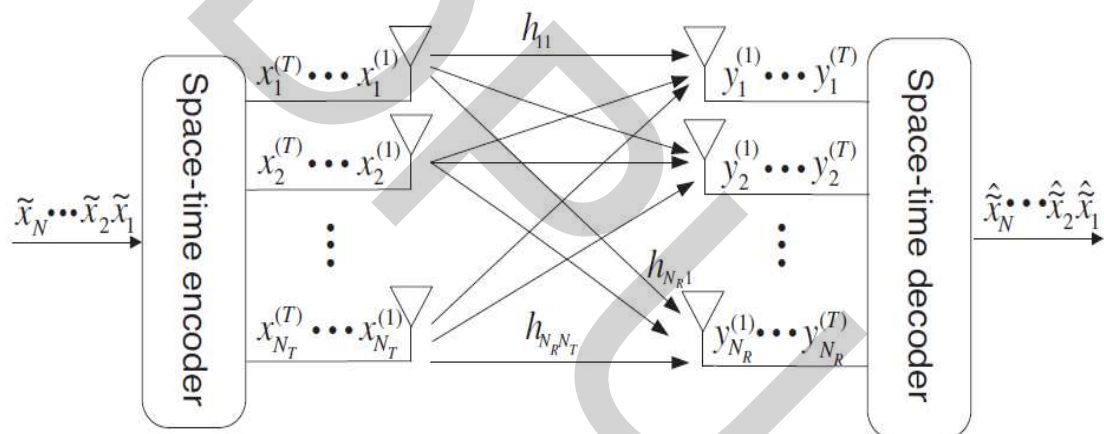
3. กำลังขยายของการส่งหลายระยะทาง (spatial multiplexing gain) ช่องสัญญาณในระบบสื่อสารหลายทางเข้า หลายทางออก จะมีการเพิ่มขึ้นของความจุช่องสัญญาณในระบบเป็นเส้นตรง และมีค่าเท่ากับค่าที่น้อยที่สุดระหว่างจำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและภาครับ โดยไม่มีผลต่อค่ากำลังงานหรือการใช้แบนด์วิดท์ ค่ากำลังขยายของการส่งหลายระยะทาง (spatial multiplexing gain) จะส่งผลให้ความจุของช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากการส่งแบบหลายระยะทางนั้น ทางภาคส่งจะทำการส่งข้อมูลที่เป็นอิสระต่อกันออกจากสายอากาศแต่ละต้นภายใต้เงื่อนไขของช่องสัญญาณที่มีการแพร่กระจายของสัญญาณมากพอ (Rich scattering) ทำให้ทางภาครับสามารถแยกสัญญาณต่างๆ ออกจากกันได้

4. การลดการแทรกสอด (interference reduction) การแทรกสอดแบบร่วมภายในช่องสัญญาณ (co-channel interference) เกิดจากการใช้ความถี่ซ้ำ (frequency reuse) เมื่อมีการใช้

สายอากาศหลายต้น จะเกิดความแตกต่างระหว่างระยะห่างของสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่อยู่ในช่องสัญญาณข้างเคียง จึงทำให้สามารถลดการแทรกสอดได้ (interference reduction)

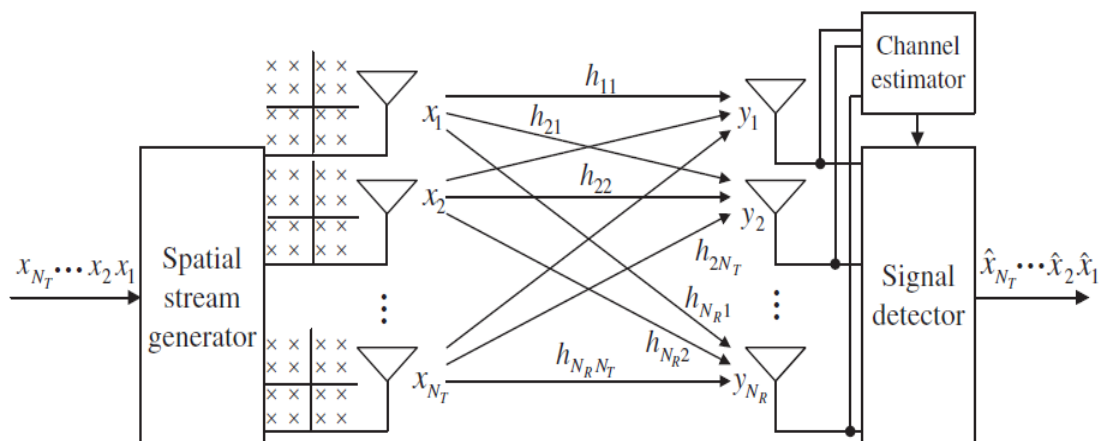
ในระบบ MIMO หรือการสื่อสารไร้สายที่มีช่องสัญญาณเป็นแบบหลายทางเข้า หลายทางออก จะมีเทคนิคการส่งข้อมูลอยู่หลายเทคนิค แต่ก็สามารถจัดกลุ่มรวมกันตามเทคนิคหลักๆ ได้ 2 กลุ่ม คือ

ก) การเข้ารหัสเชิงปริภูมิ-เวลา (space-time coding; STC) เทคนิคนี้จะใช้สายอากาศที่เพิ่มเข้ามาในระบบ มาช่วยกันเข้ารหัส เพื่อให้ได้โคเวอริจี้ดีทางปริภูมิ-เวลา ทำให้ข้อมูลที่ส่งมีความน่าเชื่อถือ และมีความทนทานต่อการผิดพลาดมากขึ้น เมื่อช่องสัญญาณที่ส่งผ่านเป็นแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงไม่คงที่ ซึ่งวิธีการส่งแบบนี้มีข้อดี คือ มีรูปแบบการส่งสัญญาณที่ง่ายและมีความซับซ้อนต่ำ ดังภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 ลักษณะ space-time coded MIMO systems (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

ข) การมัลติเพล็กซ์ทางปริภูมิ (spatial multiplexing) เป็นอีกเทคนิคหนึ่งที่ใช้ในระบบสื่อสารไร้สายแบบหลายทางเข้า หลายทางออก ซึ่งเทคนิคการส่งข้อมูลแบบนี้จะให้อัตราการส่งข้อมูลที่สูง โดยขั้นตอนการส่ง จะมีการส่งข้อมูลที่เป็อนอิสระกันทั้งหมด M_T ค่า (เท่ากับจำนวนของสายอากาศที่ภาคส่ง) ต่อหนึ่งคาบสัญลักษณ์ คือ ข้อมูลที่ถูกส่งไปในแต่ละสายอากาศจะเป็นข้อมูลที่แตกต่างกัน ดังภาพที่ 2.9



ภาพที่ 2.9 ลักษณะ spatially multiplexed MIMO system (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

ลักษณะที่ได้รับความนิยมมากคือ MIMO ตามมาตรฐานของ LTE-Advanced ที่ peak spectrum efficiency สามารถรองรับ multiple antenna ได้ถึง MIMO 8x8 ที่ฝั่ง downlink และ 4x4 ที่ฝั่ง uplink แสดงลักษณะโดยทั่วไปของ MIMO $N \times M$

ลักษณะช่องสัญญาณ MIMO สามารถเขียนอยู่ในรูปของเมทริกซ์ช่องสัญญาณได้ดังสมการที่ (2.5) โดยสมาชิกแต่ละตัวของเมทริกซ์ H แทนข้อมูลช่องสัญญาณ หรือ channel gain

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

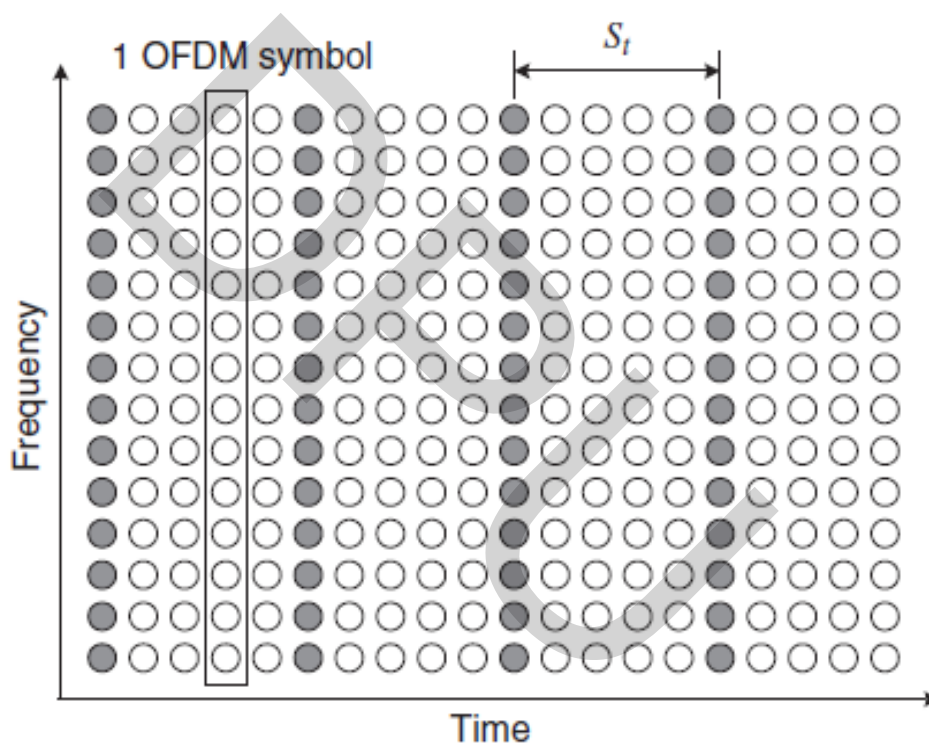
เมื่อเราป้อนสัญญาณ x ผ่านช่องสัญญาณ H จะได้สัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณแล้ว y มีค่าเท่ากับสัญญาณ x คูณกับ channel gain แต่ละเส้นทางรวมกับสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณด้วย ดังสมการ (2.6) โดยที่ n คือสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ (channel noise)

$$y = Hx + n \quad (2.6)$$

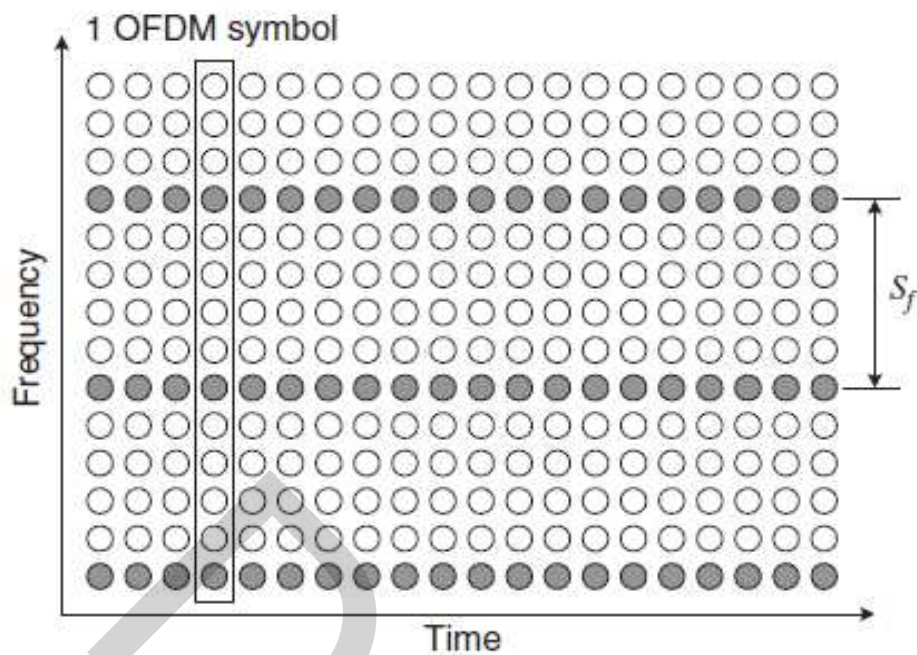
Channel estimation คือการประมาณช่องสัญญาณ การคาดคะเน หรือการสมมุติให้เครื่องส่งข้อมูลสามารถรู้ข้อมูลข่าวสารของช่องสัญญาณ (channel state information, CSI) การประมาณช่องสัญญาณแบ่งออกเป็นหลายแบบดังนี้

1) Pilot structure

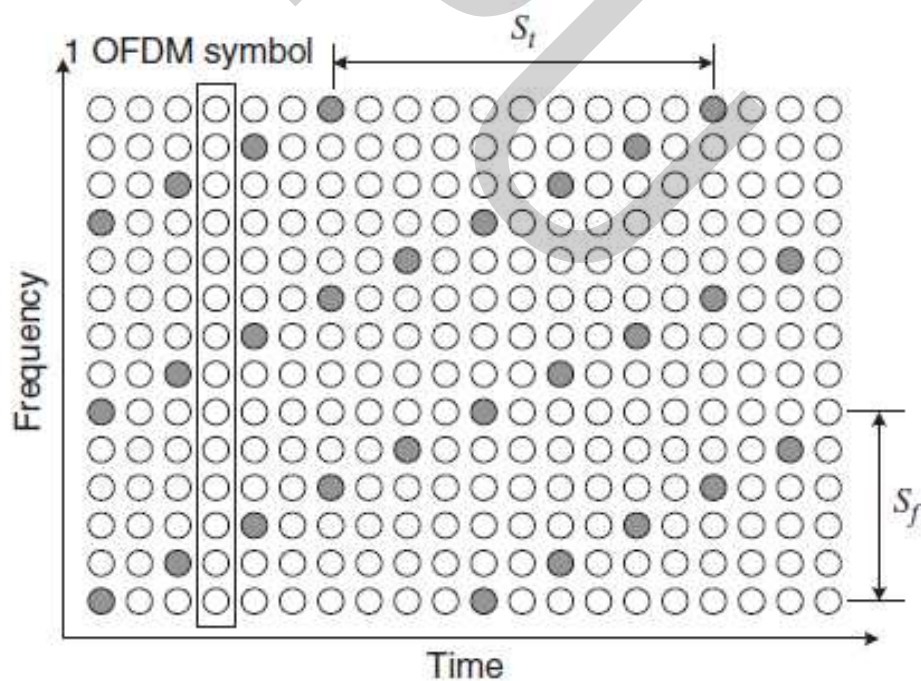
- Block Type ดังภาพที่ 2.10
- Comb Type ดังภาพที่ 2.11
- Lattice Type ดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.10 block-type pilot arrangement (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, p. 188)

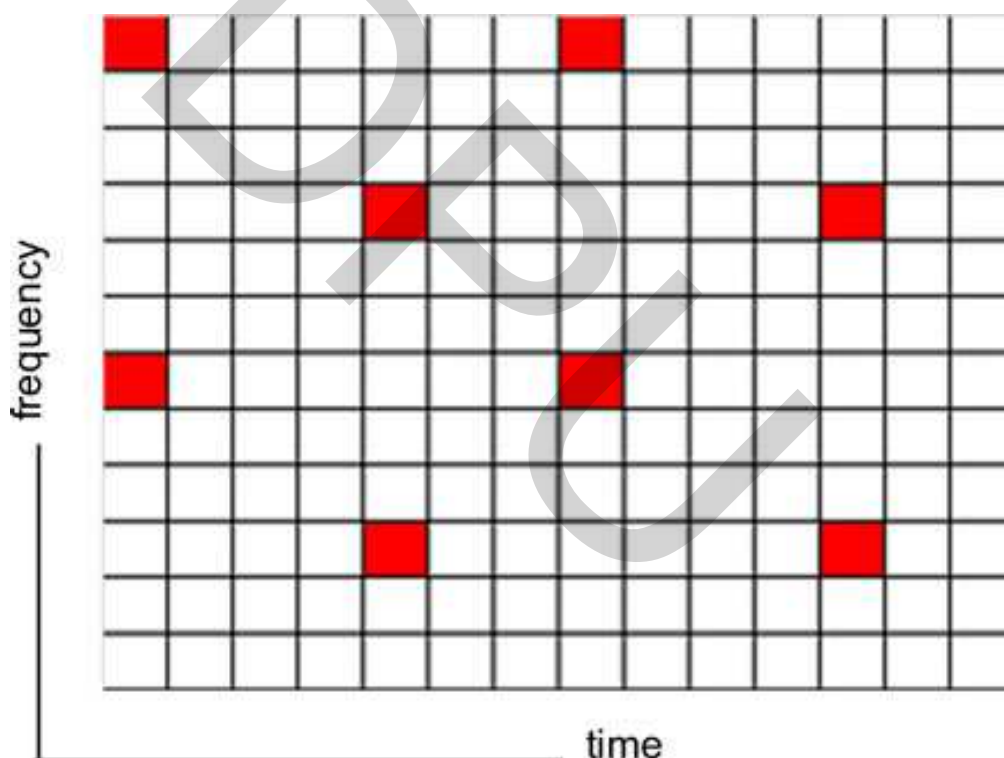


ภาพที่ 2.11 comb-type pilot arrangement (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, p. 189)



ภาพที่ 2.12 lattice-type pilot arrangement (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, p. 189)

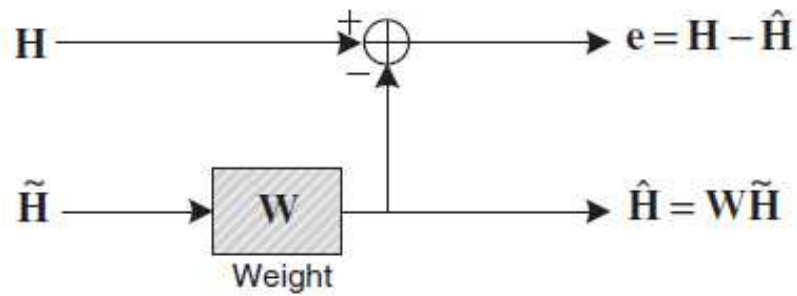
ลักษณะ pilot ที่ใช้ในมาตรฐานของ LTE ใช้สัญญาณอ้างอิงเฉพาะตัวของแต่ละ cell เรียกว่า cell-specific reference signal หรือ pilot signal ซึ่งจะขึ้นอยู่กับหมายเลขระบุ cell ของ eNodeB และหมายเลขของสายอากาศส่งที่ถูกใช้อยู่ สัญญาณลักษณะ pilot นี้จะถูกแทรกเพิ่มเข้าไปทั้งแกนความถี่ (frequency domain) และแกนเวลา (time domain) สัญญาณลักษณะ pilot นี้จะให้ข้อมูลการประมาณการช่องสัญญาณ โดยการกำหนดตำแหน่งใน sub frame การประมาณการสุ่มแบบอิสระจำนวนหลาย sub frame ก็จะสามารถคาดคะเนภาพรวมได้ ลักษณะตำแหน่งที่ไม่ซ้ำกันทำให้แน่ใจได้ว่าไม่รบกวนซึ่งกันและสามารถนำมาใช้การประมาณการข้อมูลช่องสัญญาณหรืออัตราขยาย (gain) แต่ละ resource block ที่น่าเชื่อถือได้ ออกมาในรูปแบบเมตริกซ์แทนการแผ่กระจายของช่องสัญญาณ (propagation channel) รูปแบบ pilot จะเป็นดังภาพที่ 2.13



ภาพที่ 2.13 ลักษณะ pilot ในมาตรฐานของ LTE

2) Training symbol-based channel estimation

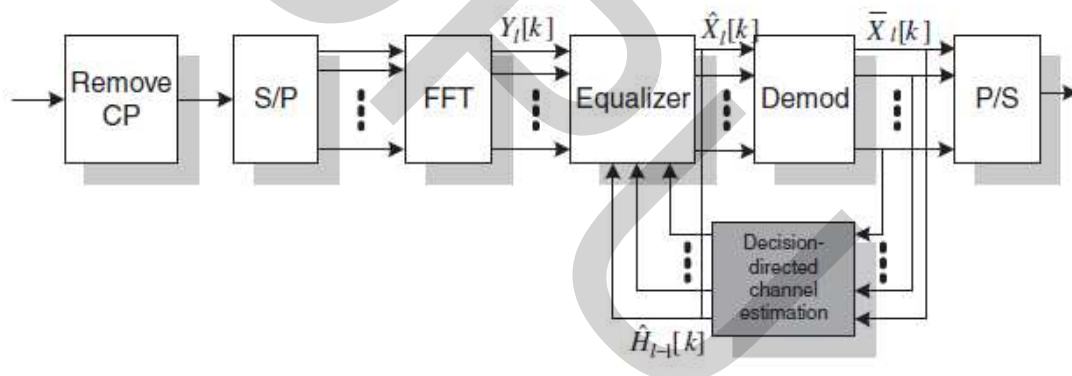
- LS Channel Estimation
- MMSE Channel Estimation ดังภาพที่ 2.14



ภาพที่ 2.14 MMSE channel estimation (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

3) DFT-based channel estimation

4) Decision-directed channel estimation ดังภาพที่ 2.15



ภาพที่ 2.15 OFDM receiver with decision-directed channel estimation (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

5) Advanced channel estimation techniques

- Channel estimation using a superimposed signal
- Channel estimation in fast time-varying channels
- EM algorithm-based channel estimation
- Blind channel estimation

2.1.2 OFDM (orthogonal frequency division multiplexing)

มีหลักการคือการทำมัลติเพล็กซ์สัญญาณหลายสัญญาณหรือการแบ่งช่องสัญญาณด้วยความถี่นั่นเอง ซึ่งจะคล้ายกับ FDM (frequency division multiplexing) ซึ่งจะเป็นเพียงการแบ่งสัญญาณความถี่ออกจากกัน ทั้งนี้เพื่อให้แต่ละช่องสัญญาณ ไม่รบกวนกันและรับส่งข้อมูลได้อย่างราบรื่น แต่การที่จะทำให้ไม่รบกวนกันนั้นจำเป็นที่จะต้องมีการมี guard band ที่เป็นช่องว่างความถี่ที่ไม่สามารถใช้งานได้ จึงกลายเป็นความสูญเสียที่ไม่เกิดประโยชน์ ดังนั้นเพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของการทำมัลติเพล็กซ์บนความถี่ ทำให้ต้องมองหามุมมองอื่นที่จะเข้ามาช่วยทำให้เทคนิคทางคณิตศาสตร์ที่เรียกว่า orthogonal ได้ก้าวข้ามมีบทบาทในเรื่องนี้ ในทางคณิตศาสตร์แล้ว เมื่อค่าสัญญาณ ทั้งสอง orthogonal ต่อกัน ทำให้ค่าผลคูณของเวกเตอร์ของสัญญาณ ในทางคณิตศาสตร์ก็จะเป็นศูนย์ ซึ่งก็คือเป็นอิสระต่อกัน

สำหรับสัญญาณ sine wave จะเป็น orthogonal ต่อกันก็ต่อเมื่อการทำ integral ของการคูณได้เท่ากับศูนย์ต่อหนึ่งช่วงเวลา ($T=2\pi$) ซึ่งก็คือการทำคูณในเชิงเวกเตอร์ของสัญญาณนั่นเอง ตัวอย่างเช่น หากสัญญาณทั้งสองมีเฟสต่างกันอยู่ 90 องศา ซึ่งจะเป็น orthogonal ต่อกัน สามารถที่จะแยกจากกันได้อย่างอิสระด้วยวิธีการของ phase shift keying (PSK) ซึ่งทั้งสองจะเขียนในเชิงคณิตศาสตร์ได้เป็นฟังก์ชัน $\sin(x)$ กับ $\cos(x)$ และเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2.7)

$$f(x) = \sin(x)\cos(x) \quad (2.7)$$

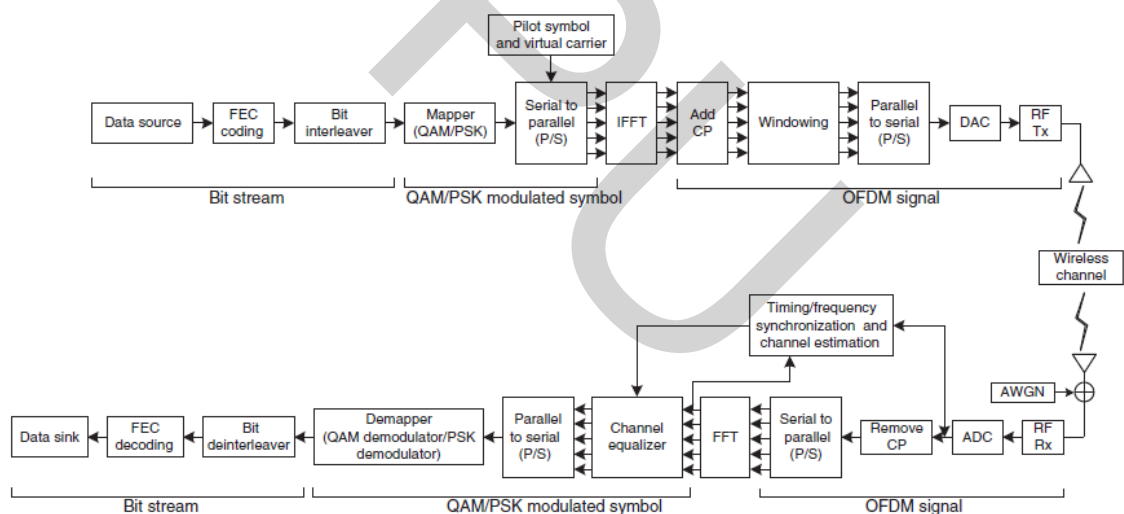
และความเป็น orthogonal ต่อกัน จะได้ค่า integral ของมันเท่ากับศูนย์ดังจะเห็นได้จากสมการที่ (2.8)

$$\int_0^{2\pi} f(x) \sin(x)\cos(x)dx = 0 \quad (2.8)$$

นอกจากนี้ความถี่ฮาร์โมนิก (harmonic) หรือความถี่ที่เป็นจำนวนเท่าของความถี่ใด ก็จะมีลักษณะ orthogonal กับความถี่ดั้งเดิม หรือชุดความถี่ฮาร์โมนิกของความถี่นั้นเช่นกัน เช่น $\sin(2x)$ กับ $\sin(3x)$ เป็น orthogonal ต่อกัน และเป็น orthogonal กับ $\sin(x)$ ด้วย ซึ่งทำให้เราได้ชุดความถี่สำหรับแต่ละช่องสัญญาณที่เป็น orthogonal ต่อกันได้ด้วยวิธีนี้เอง ซึ่งเมื่อเราสามารถจัดให้ความถี่ในแต่ละช่องสัญญาณเป็น orthogonal ต่อกันได้ ความจำเป็นที่จะต้องมีการมี guard band เพื่อป้องกันการรบกวนกันก็จะหมดไป ทำให้ใช้ความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น

ผลของการใช้สัญญาณความถี่ที่ไม่ orthogonal ต่อกัน และผ่านการ modulation มาแล้ว จะพบว่าสัญญาณฮาร์โมนิกที่เกิดจากการ modulation จะเข้าไปกวนสัญญาณข้างเคียง ไม่สามารถที่จะแยกออกจากกันได้อย่างเด็ดขาด ทำให้ระบบ FDM จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีการมี guard band ระหว่างช่องสัญญาณเพื่อป้องกันหรือลดทอนการรบกวนจากสัญญาณของช่องสัญญาณรอบข้างดังกล่าวให้มากที่สุด เมื่อต้องเสีย bandwidth เพื่อจัดให้เป็น guard band มากเพียงใด ก็จะเหลือ bandwidth ให้ใช้งานได้น้อยลงเท่านั้น นั่นหมายถึง data rate น้อยลง

แต่สำหรับช่องสัญญาณที่ orthogonal กันนั้น เมื่อได้ผ่านการ modulation ที่ทำให้เกิดสัญญาณ sideband รอบข้างขึ้นนั้นกลับไม่มีผลต่อช่องสัญญาณของอีกช่องสัญญาณ ซึ่งจะสังเกตได้จากความถี่กลางของช่องสัญญาณ ไม่มีสัญญาณรบกวน เนื่องจากช่องสัญญาณนั้นเป็น orthogonal กัน ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้ guard band มาช่วยป้องกัน และทำให้สูญเสียประสิทธิภาพความถี่บางส่วนอย่างไร้ประโยชน์ ทำให้การรับส่งสัญญาณความถี่เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น จึงได้อัตรา throughput ที่สูงกว่าด้วย bandwidth ความถี่ที่เท่ากันนั่นเอง รูปแบบพื้นฐานของ OFDM แสดงเป็นแผนภาพ block diagram ดังภาพที่ 2.16



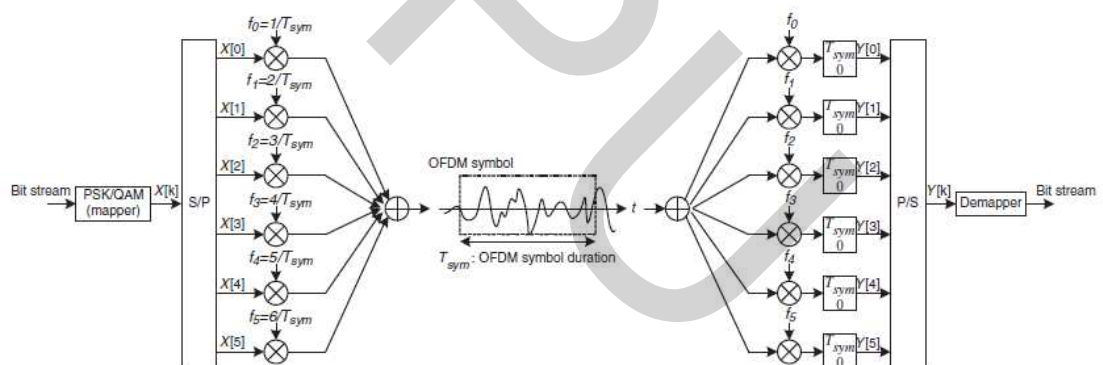
ภาพที่ 2.16 กระบวนการพื้นฐานของระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, p. 126)

S/P และ P/S เป็นกระบวนการแปลงสัญญาณจาก serial stream เป็น parallel stream และแปลงจาก parallel stream เป็น serial stream ตามลำดับ

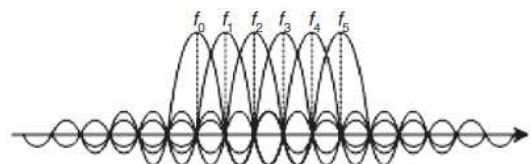
FFT/IFFT (fast fourier transform/inverse fast fourier transform) เป็นกระบวนการแปลงสัญญาณอยู่ในรูปอนุกรมฟูริเยร์ FFT มีลักษณะการทำงานเหมือนกับ DFT แต่ FFT ได้รับ

ความนิยมมากกว่าเนื่องจากมีประสิทธิภาพทางเวลาดีกว่า DFT ขนาดของ FFT สัมพันธ์กับ $N=2^m$ โดยที่ m คือเลขจำนวนเต็มบวกใดใด ขนาดของ FFT ที่มากขึ้น นอกจากจะมีผลกระทบในเรื่องการใช้พลังงานมากขึ้นแล้ว ยังมีผลให้มีความต้องการใช้ RAMs สูงขึ้นในการคำนวณ ความซับซ้อนมากขึ้นตามไปด้วย โดยที่ความซับซ้อนและขนาดของหน่วยความจำเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับขนาดของ FFT (C. S. Modlin & J. S. Chow, 1999)

Modulation/demodulation เป็นเทคนิคการพาสัญญาณที่ต้องการส่งเดินทางไปยังจุดหมายปลายทางผ่านตัวกลางการสื่อสาร กระบวนการ modulation ที่สูงขึ้นจะได้ อัตราการรับส่งข้อมูลที่สูงขึ้นในขณะที่สัญญาณรบกวนระหว่าง symbol หรือ inter symbol interference (ISI) ก็เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน เนื่องจากรูปแบบสัญลักษณ์ (symbol) หรือ constellation มีความใกล้เคียงกันมาก จนเกิดความผิดพลาดในการแยกแยะ แต่อย่างไรก็ตาม ความผิดพลาดนี้สามารถหลีกเลี่ยงได้ด้วยการเลือกใช้ modulation order ต่ำลง (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010) ตัวอย่างการ modulation คือ BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM เป็นต้น แผนภาพ block diagram ของการ modulation ดังภาพที่ 2.17



(a) OFDM modulation/demodulation



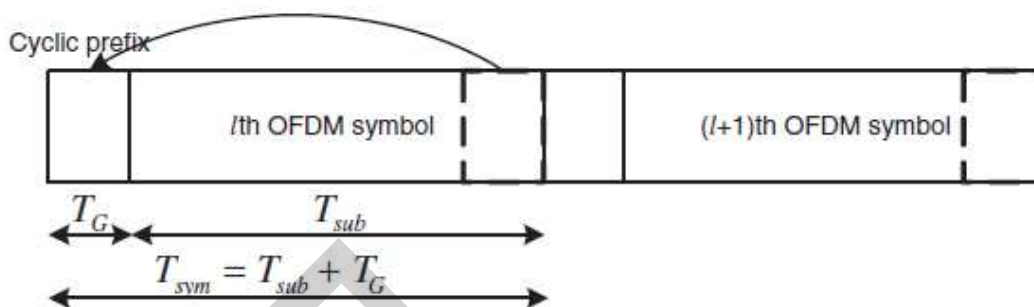
(b) Realization of subcarrier orthogonality

ภาพที่ 2.17 แสดงตัวอย่าง block diagram ของการ modulation ใน OFDM (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, p. 125)

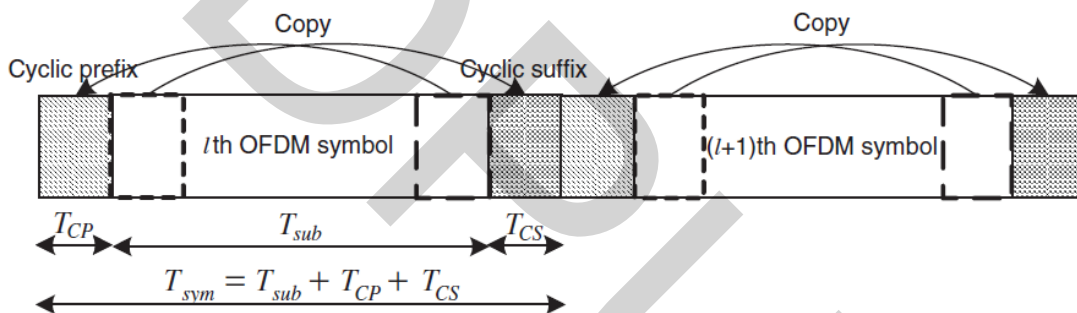
Cyclic prefix (CP) เป็นกระบวนการแก้ปัญหา multipath โดยการคัดลอกส่วนสุดท้ายของสัญญาณมาส่งไปก่อนเพื่อแยกแยะสัญญาณไม่ให้ปนกับสัญญาณที่มาจากเส้นทางอื่น มี

กระบวนการอีกอย่างหนึ่งที่คล้ายกันกับ CP แต่ทำในทิศทางตรงกันข้ามคือ cyclic suffix (CS) เป็นการคัดลอกส่วนหัวของสัญญาณแล้วเอาไปต่อส่วนท้าย ลักษณะของ CP และ CS ดังภาพที่ 2.18

(a) OFDM symbols with CP

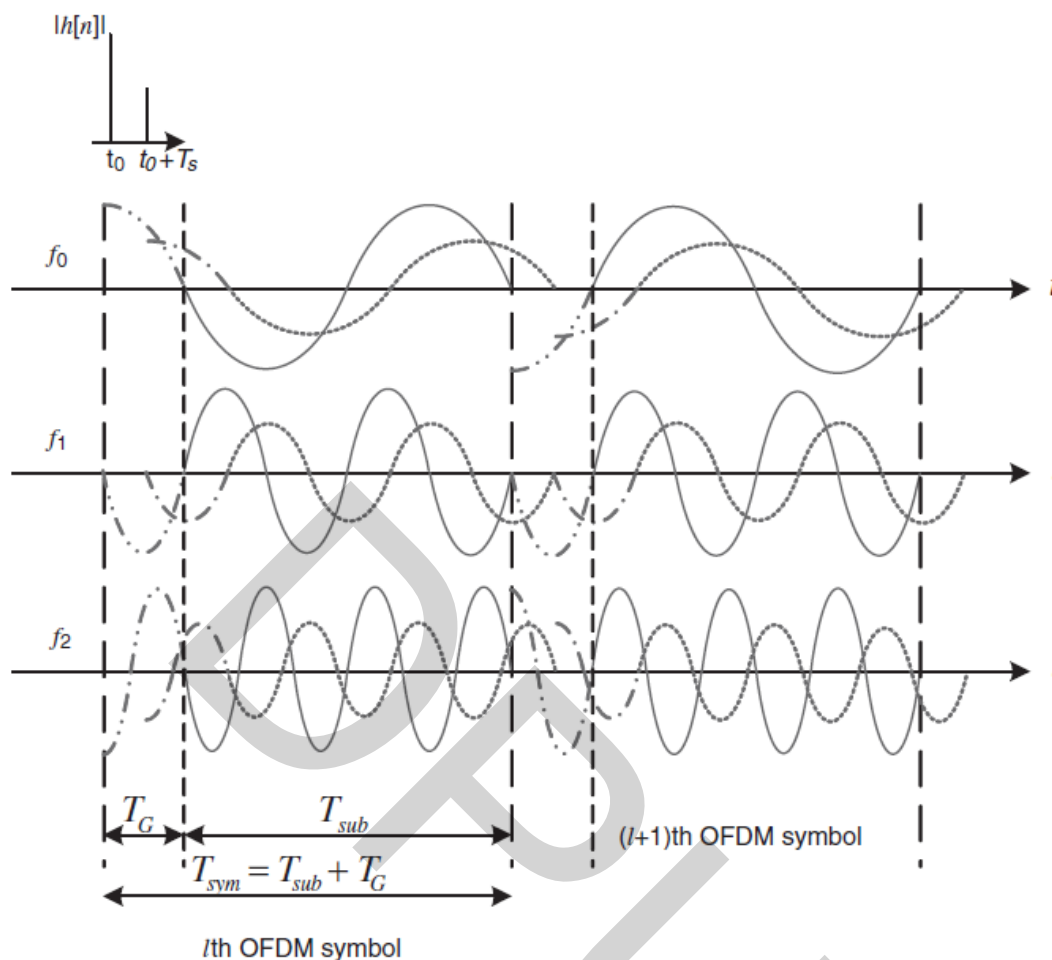


(b) OFDM symbols with both CP and CS



ภาพที่ 2.18 ลักษณะของสัญลักษณ์ OFDM ที่ใช้กับ CP และ CS (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, pp. 129-132)

ขนาดของ CP มักจะกำหนดให้รองรับกับความล่าช้าของสัญญาณที่มาจากเส้นทางอื่น ตัวอย่างเช่น CP 25% สำหรับสภาพแวดล้อมของ visual prosthesis อาจจะสมมติให้ไม่มีปัญหาเรื่อง multipath ก็ได้เนื่องจากระยะทางระหว่างภาคส่งสัญญาณและภาครับสัญญาณน้อยมาก ISI ของ multipath สำหรับแต่ละ subcarrier ดังภาพที่ 2.19



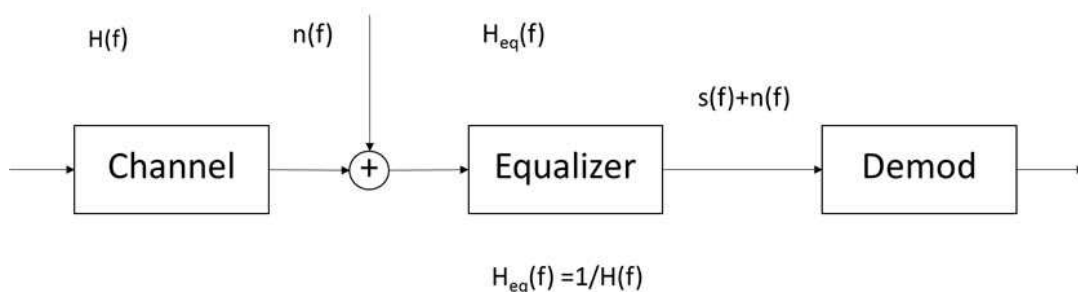
ภาพที่ 2.19 ผลกระทบ ISI ของ multipath สำหรับแต่ละ subcarrier (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010, p. 129)

2.1.3 Equalization

ระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM โดยทั่วไปจะมีกระบวนการปรับปรุงคุณภาพสัญญาณที่เรียกว่า equalization เป็นกระบวนการที่กำจัดสัญญาณในการจัดการกับสัญญาณรบกวน ISI (inter symbol interference) หรือเรียกอีกอย่างว่าเป็นกระบวนการ signal processing ที่บริหารจัดการสัญญาณรบกวน ISI การสื่อสารไร้สายแบบ time division multiple access (TDMA) เป็นรูปแบบที่เหมาะสมเป็นอย่างดีกับรูปแบบ equalization

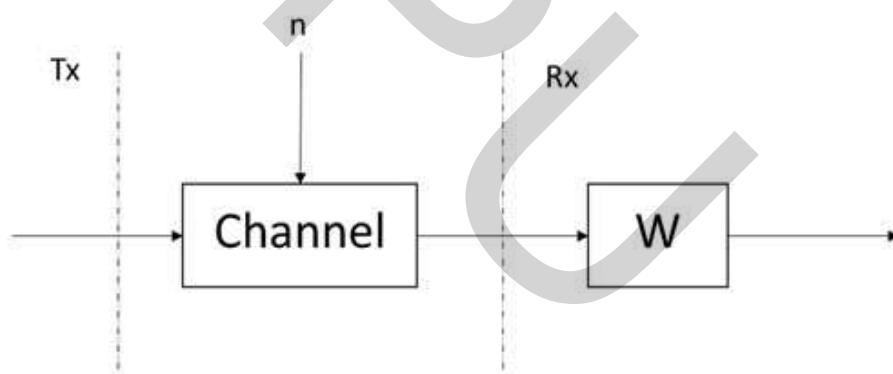
ลักษณะการทำงานของ equalization พื้นฐานโดยทั่วไปดัง block diagram ภาพที่ 2.20 ในมุมมองของ frequency domain ส่วนเกินที่เกิดจากช่องสัญญาณจะถูกชดเชยด้วย equalization โดยที่ส่วนชดเชยก็คือส่วนกลับของช่องสัญญาณ เมื่อนำมาคูณกันก็จะหักล้างกันพอดี equalization

กำหนดให้กระทำการที่ภาครับจึงถูกเรียกว่า post-equalization แต่โดยทั่วไปมักใช้ equalization หรือ equalisation โดยละ post- เอาไว้ในฐานที่เข้าใจว่าเป็นอันเดียวกัน



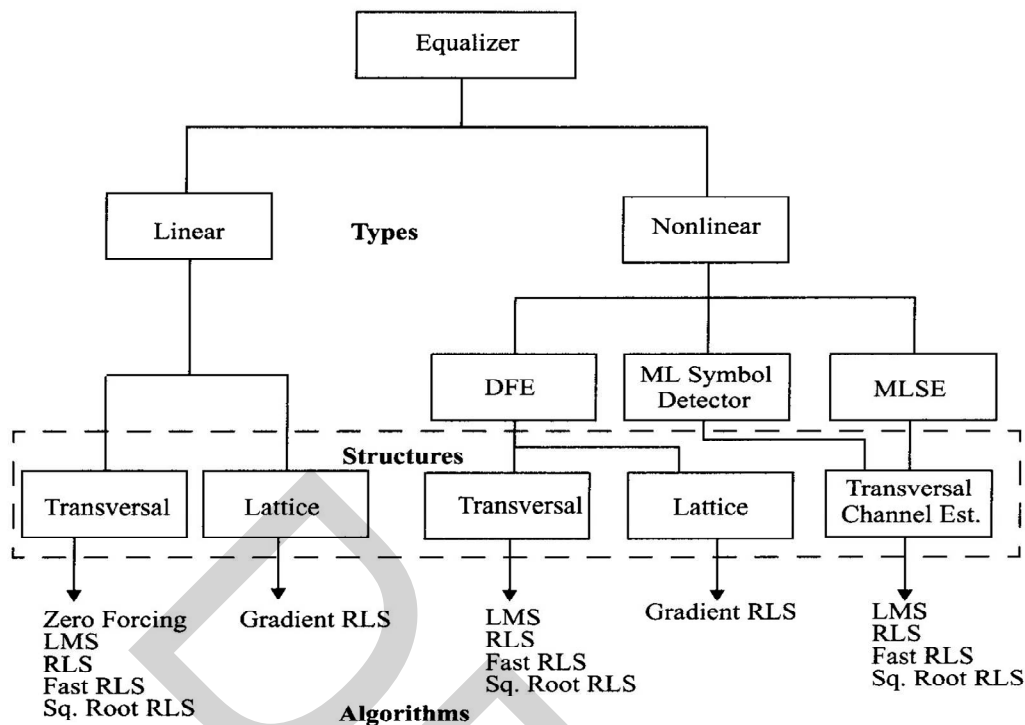
ภาพที่ 2.20 ลักษณะ block diagram ของ equalization

ลักษณะ โดยทั่วไปของ equalization แสดงดังภาพที่ 2.21 จะเห็นว่ากระบวนการน้ำหนัก weight (W) กำหนดให้กระทำการที่ภาครับ Rx

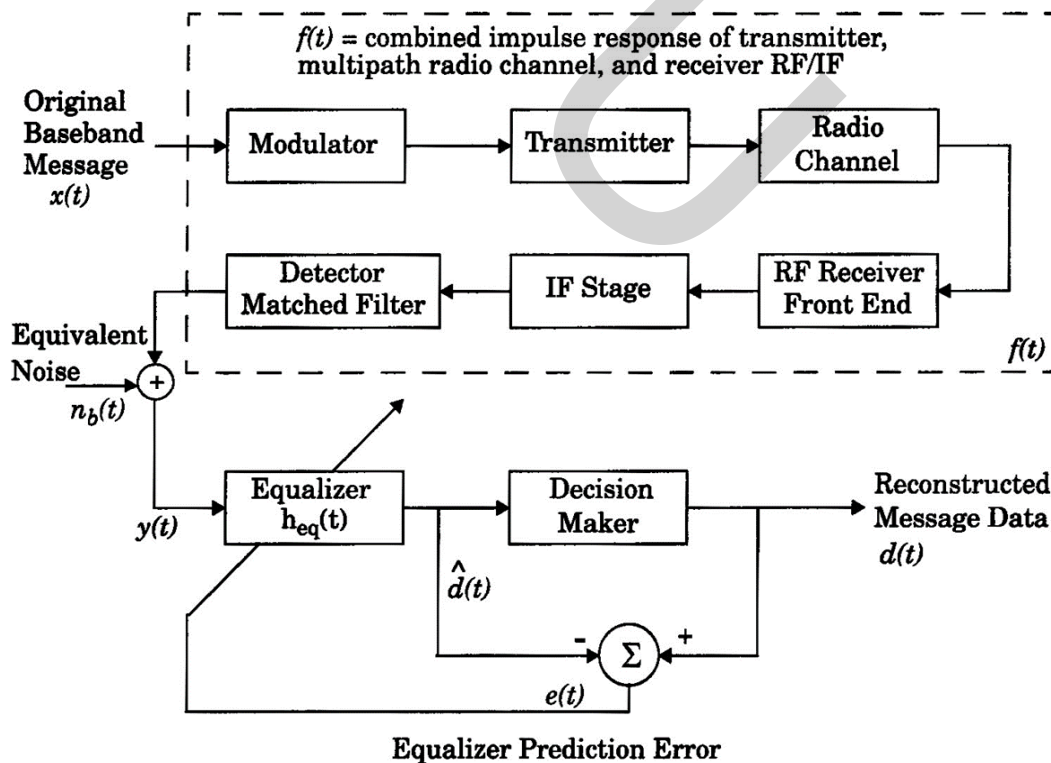


ภาพที่ 2.21 ลักษณะการทำงานอย่างง่ายของ equalization

โดยทั่วไป equalization แบ่งออกเป็น 2 ประเภทด้วยกันคือ แบบ linear equalization และ nonlinear equalization การแบ่งประเภทของ equalization ดังภาพที่ 2.22



ภาพที่ 2.22 การแบ่งประเภทของ equalization (J. G. Proakis, 1989)



ภาพที่ 2.23 ระบบการสื่อสารที่ภาครับใช้งาน adaptive equalization (T. S. Rappaport, 1996)

จากภาพที่ 2.23 ถ้า $d(t)$ ไม่มีเส้นทางสัญญาณย้อนกลับหรือ feedback กลับไปปรับปรุงเปลี่ยนแปลงตัวของ equalizer จะเรียกว่าเป็น equalization แบบ linear

ถ้า $d(t)$ มีเส้นทางสัญญาณย้อนกลับไปมีผลเปลี่ยนแปลงผลลัพธ์ของ equalizer ด้วยแล้ว จะเรียกว่าเป็น equalization แบบ nonlinear

Decision feedback equalization (DFE) ได้รับความนิยมมาก แต่ก็ได้รับผลกระทบมากจากความผิดพลาดที่เกิดจากการกระจายสัญญาณ (error propagation) ภายใต้ช่องสัญญาณที่ SNR ต่ำ รูปแบบที่เหมาะสมจึงเป็นรูปแบบที่อยู่ตรงกลางคือ MLSE (multichannel maximum-likelihood sequence estimation)

นอกจากนี้ยังมี equalization อีกประเภทหนึ่งที่มีประสิทธิภาพการทำงานสูง สามารถเรียนรู้ปรับเปลี่ยนการทำงานได้อย่างเหมาะสมและยืดหยุ่น เรียกว่า adaptive equalization ที่มีอัลกอริทึมการตัดสินใจอย่างชาญฉลาด แต่ก็ต้องแลกมาด้วยความซับซ้อนที่มากขึ้นด้วยเช่นกัน มีอยู่ 2 โหมดการทำงานหลักคือ โหมด training เป็นการปรับเปลี่ยน โดยการคาดคะเน (estimation) ล่วงหน้าโดยการส่ง pilot เพื่อเรียนรู้ช่องสัญญาณก่อนปรับเปลี่ยน และ โหมด tracking เป็นการปรับเปลี่ยนโดยใช้ข้อมูลที่ตรวจจับได้ อัลกอริทึมจำนวนมากถูกเสนอมาใช้งานกับ adaptive equalization ที่มีข้อได้เปรียบจุดเด่นจุดด้อยต่าง ๆ กัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 อัลกอริทึมสำหรับ adaptive equalization (J. G. Proakis, 1991)

Algorithm	Number of Multiply Operations	Advantages	Disadvantages
LMS Gradient DFE	$2N + 1$	Low computational complexity, simple program	Slow convergence, poor tracking
Kalman RLS	$2.5N^2 + 4.5N$	Fast convergence, good tracking ability	High computational complexity
FTF	$7N + 14$	Fast convergence, good tracking, low computational complexity	Complex programming, unstable (but can use rescue method)
Gradient Lattice	$13N - 8$	Stable, low computational complexity, flexible structure	Performance not as good as other RLS, complex programming
Gradient Lattice DFE	$13N_1 + 33N_2 - 36$	Low computational complexity	Complex programming
Fast Kalman DFE	$20N + 5$	Can be used for DFE, fast convergence and good tracking	Complex programming, computation not low, unstable
Square Root RLS DFE	$1.5N^2 + 6.5N$	Better numerical properties	High computational complexity

Linear มีความได้เปรียบเรื่องของความง่าย แต่ก็ได้รับกระทบจากสัญญาณรบกวนจาก noise มากกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับรูปแบบ nonlinear ตัวอย่างรูปแบบอย่างง่าย เป็นรู้จัก และมีการศึกษาค้นคว้าวิจัยใช้งานกันอย่างกว้างขวางก็คืออัลกอริทึม zero forcing (ZF) และ minimum mean square error (MMSE)

ZF เป็นวิธีการจัดการ ISI ที่เลือกจะเลือกค่า weight ที่ทำให้ ISI เป็นศูนย์เลย อาศัยการกำหนดหรือบังคับให้ ISI เป็นศูนย์ ดังนั้นในสถานการณ์ที่มี ISI มากๆแล้วนั้น ZF จะไม่ใช่ตัวเลือกที่ดีในการนำมาใช้งาน พิจารณา 2x2 MIMO สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศต้นแรกคือ

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + n_1 = [h_{11}, h_{12}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_1 \quad (2.9)$$

สัญญาณที่รับได้จากสายอากาศต้นที่สองคือ

$$y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + n_2 = [h_{21}, h_{22}] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + n_2 \quad (2.10)$$

โดยที่

y_1, y_2 คือ symbol ที่รับได้จากสายอากาศต้นแรกและต้นที่สองตามลำดับ

h_{11} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศต้นแรกไปหาอันแรก

h_{12} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศต้นแรกไปหาอันที่สอง

h_{21} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศต้นที่สองไปหาอันแรก

h_{22} คือ ช่องสัญญาณจากสายอากาศต้นที่สองไปหาอันที่สอง

x_1, x_2 คือ symbol ที่ส่ง หรือ input

n_1, n_2 คือ สัญญาณรบกวน noise จากสายอากาศต้นแรกและต้นที่สองตามลำดับ

สมการ (2.9) และ (2.10) สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

จากสมการ (2.11) เพื่อจะถอดรหัสสัญญาณ x จากสัญญาณที่ได้รับคือ y จะต้องหาเมตริกซ์ W ที่ทำให้ $WH=I$ ด้วยวิธีของ ZF (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010) จะได้ดังสมการ (2.12) และความสัมพันธ์ของสัญญาณ y ที่ภาครับ เป็นไปตามสมการ (2.15)

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (2.12)$$

$$W_{ZF} = \beta H^{-1} \quad (2.13)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{N_T}{\text{Tr}(H^{-1}(H^{-1})^H)}} \quad (2.14)$$

$$y = \frac{1}{\beta} W_{ZF} (H\tilde{x} + z) \quad (2.15)$$

MMSE เป็นวิธีการให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของ error เป็นที่น้อยสุดที่รับได้ โดยอาศัยหลักการทางสถิติ แทนที่จะเลือกให้จัดการให้เป็นศูนย์เหมือนในวิธีของ ZF จึงทำให้มีประสิทธิภาพดีกว่า ในสถานการณ์ที่ไม่มี noise หรือ noise = 0 แล้ว MMSE equalizer จะลดการทำงานเหมือน ZF equalizer (N. Sathish Kumar & K. R. Shankar Kumar, 2011, p. 337) ความสัมพันธ์ของ weight และสัญญาณที่ภากรับ y สำหรับรูปแบบของ MMSE ดังสมการ (2.16) และ (2.17) ตามลำดับ (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

$$W_{MMSE} = \beta \times H^H \left(HH^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} \quad (2.16)$$

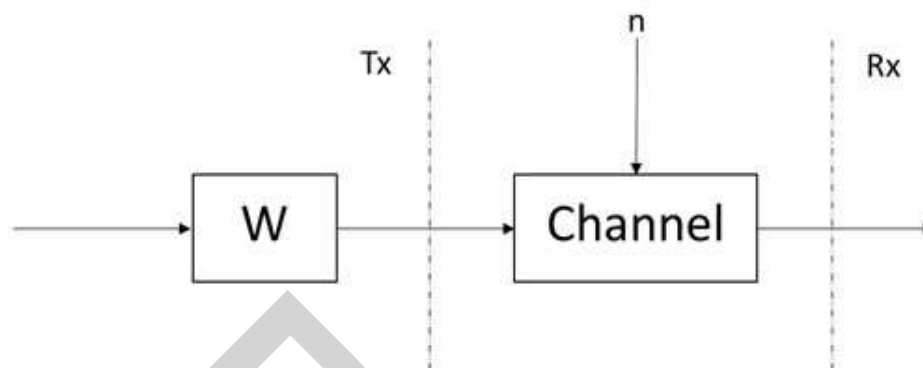
$$y = \frac{1}{\beta} W_{MMSE} (H\tilde{x} + z) \quad (2.17)$$

2.1.4 Pre-equalization

กระบวนการ pre-equalization กระทำการอยู่ในส่วนของภาคส่งสัญญาณ โดยอาศัยการประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation) เป็นการทำนายหรือคาดคะเนข้อมูล channel gain ล่วงหน้า ได้ความสัมพันธ์สัญญาณที่ภากรับ y ดังสมการ (2.18) (Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang, 2010)

$$y = \frac{1}{\beta} (\hat{H} W_{MMSE} \tilde{x} + z) \quad (2.18)$$

แผนภาพอย่างง่ายในการเปรียบเทียบการทำงานของ pre-equalization ที่กระบวนการนำหนัก weight (W) ถูกกำหนดให้ทำการที่ภาคส่ง Tx แสดงดังภาพที่ 2.24



ภาพที่ 2.24 ลักษณะอย่างง่ายของ pre-equalization

แนวคิดเรื่อง pre-equalization อาศัยข้อได้เปรียบจากสถานะฐานที่ไม่มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงาน ในที่นี้ไม่ได้หมายถึงเรื่องที่ดีหากสถานะฐานใช้พลังงานในการส่งปริมาณมาก แต่จะมุ่งเน้นในประเด็นที่ว่าสถานะฐานสามารถต่อสายส่งพลังงานเข้าไปได้ เนื่องจากว่าอยู่กับที่ ซึ่งแตกต่างกับอุปกรณ์ที่เคลื่อนที่ (mobile equipment) หรืออุปกรณ์ของผู้ใช้บริการ UE (user equipment) มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงาน เนื่องจากมีความจำเป็นจะต้องใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งพลังงานของอุปกรณ์ จึงมีความพยายามที่จะลดการใช้พลังงานของอุปกรณ์เหล่านี้ลงให้ได้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ แนวทางหนึ่งคือการลดความซับซ้อนของอุปกรณ์หรืออัลกอริทึมการทำงานในอุปกรณ์ หรืออีกทางหนึ่งคือการพัฒนาประสิทธิภาพและอายุการใช้งานของแบตเตอรี่ให้มากขึ้น กระบวนการใดที่ไม่จำเป็นจะต้องกระทำที่อุปกรณ์เคลื่อนที่ สามารถย้ายมากระทำในส่วนฝั่งส่งแทน ซึ่งก็คือกระบวนการ weight (W) ใน pre-equalization นั่นเอง

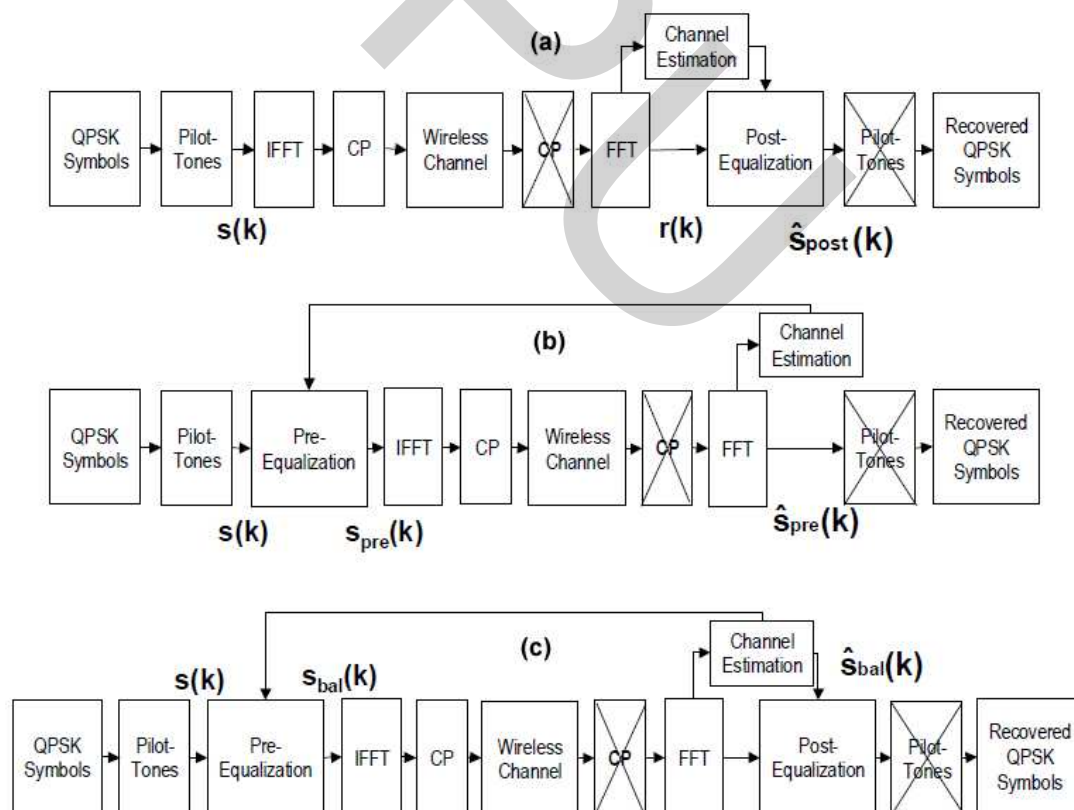
Pre-equalization ที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้มุ่งเน้นเป้าหมายหลักคือมุ่งเน้นลดความซับซ้อนของอุปกรณ์ฝั่งรับ (receiver) อย่างไรก็ตามเทคนิค pre-equalization นั้นก็ยังคงต้องการข้อมูลช่องสัญญาณ (channel state information : CSI) จากภาคส่งอยู่ ซึ่งเทคนิคที่ช่วยให้ได้มาซึ่งข้อมูลดังกล่าวคือ การประมาณการช่องสัญญาณ (channel estimation) นั่นเอง

การใช้งานระบบที่ผู้ใช้หลายคน (multi user) เทคนิค pre-equalization สามารถช่วยกำจัดสัญญาณรบกวน (interference) ที่เกิดจากผู้ใช้ด้วยกัน โดยอาศัยข้อมูล MAI (multiple access interference) ที่ได้จากแต่ละผู้ใช้งานจากภาคส่งสัญญาณ แนวคิดคือสัญญาณของผู้ใช้งานคนอื่นจะถูกนำมาหักล้างออกเมื่อมาถึงผู้ใช้คนอื่น จะเหลือสัญญาณที่เป็นเฉพาะของบุคคลนั้นเท่านั้น

2.1.5 Combined pre- and post-equalization

เทคนิคการรวมกันหรือรูปแบบผสมผสานต่างๆ ที่ถูกนำเสนอก่อนหน้านี้ (Cosovic I., Schnell M., & Springer A., 2003, pp. 439-450; 2005, pp. 1609-1614; G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148) มุ่งเน้นปรับปรุงประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูลให้ดีขึ้น ส่วนใหญ่จะใช้เทคนิค MRC (maximal ratio combining) แนวคิดมาจากการการรวมกันของ diversity หรือสายอากาศ ถูกนำมาจำลองใช้งานในเรื่อง equalization หลักการก็คือสัญญาณจากทุกแหล่งหรือช่องสัญญาณจะถูกรวมเข้าด้วยกัน อัตราขยายของแต่ละช่องสัญญาณจะเป็นสัดส่วนแปรผันตรงกับระดับสัญญาณเฉลี่ย rms และแปรผกผันกับระดับสัญญาณเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน noise จากแต่ละช่องสัญญาณ ค่าคงที่ของสัดส่วนที่ต่างกันจะถูกใช้งานในแต่ละช่องสัญญาณ MRC ที่รู้จักกัน ratio-squared combining และ predetection combining จัดว่าเป็นเทคนิคการผสมผสานที่เหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณ AWGN ที่เป็นอิสระ

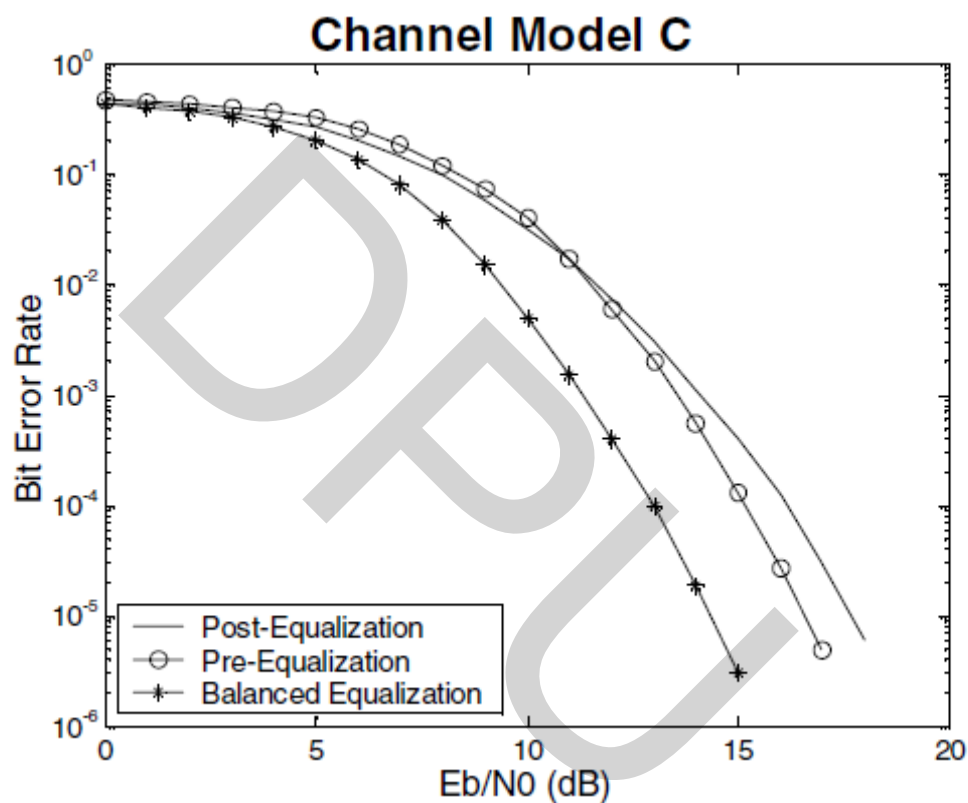
งานวิจัยก่อนหน้านี้ที่นำเสนอรูปแบบการผสมผสาน pre- และ post-equalization ที่ใกล้เคียงกับรูปแบบการผสมผสานเทคนิค pre- และ post-equalization ในงานวิจัยนี้ เรียกว่า Balanced Equalization ดังแสดงในภาพที่ 2.25



ภาพที่ 2.25 (a) Post- equalization (b) Pre- equalization (c) Balanced equalization (G.

Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148)

ผลลัพธ์ของการผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization ในงานวิจัยดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพที่ดีกว่าการใช้งานเทคนิค pre-equalization หรือเทคนิค post-equalization เทคนิคใดเทคนิคหนึ่งเพียงเทคนิคเดียว ดังกราฟผลลัพธ์ ภาพที่ 2.26 ลักษณะรูปแบบที่รวมกันหรือเทคนิคการผสมผสานซึ่งในงานวิจัยดังกล่าวเรียกว่า Balanced equalization (G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148)



ภาพที่ 2.26 กราฟผลลัพธ์แสดงการเปรียบเทียบรูปแบบผสมผสาน pre- และ post-equalization ของงานวิจัยที่ถูกนำเสนอมาก่อนหน้านี้ (G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148)

2.1.6 Imperfect channel estimation

Pre-equalization จำเป็นจะต้องมีกระบวนการประมาณการช่องสัญญาณ หรือ channel estimation เป็นการทำนายอัตราขยายหรือข้อมูลเกี่ยวกับช่องสัญญาณ

แบบจำลองโดยทั่วไปมักจะสมมติให้การประมาณช่องสัญญาณแบบอุดมคติ (perfect channel estimation) คือไม่มีความผิดพลาดจากการประมาณช่องสัญญาณเลย จะได้ช่องสัญญาณจากการประมาณเท่ากับช่องสัญญาณดั้งเดิมคือ $\hat{H} = H$ ซึ่งภายใต้เงื่อนไขนี้สมรรถนะของระบบ

MIMO สามารถให้อัตราการส่งข้อมูลได้สูงถึง N เท่าของระบบ SISO เมื่อ N คือจำนวนที่น้อยที่สุดระหว่างจำนวนสายอากาศที่ภาคส่งและรับ

ข้อสมมุติที่สามารถถูกยอมรับได้ในทางทฤษฎีเท่านั้น แต่สำหรับในทางปฏิบัติแล้วนั้นแบบที่จะไม่สามารถเกิดขึ้นได้เลย เพราะเครื่องส่งไม่สามารถรับรู้ข้อมูลของช่องสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์ ทั้งนี้เพราะเกิดปัญหาที่สำคัญสองประการ กล่าวคือการเหลื่อมกันทางเวลา (delay) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ และเกิดสัญญาณรบกวน noise ที่เครื่องส่ง (transmitter) ดังนั้นการศึกษามรรถนะที่แท้จริงของระบบ MIMO ในสถานะที่ทราบข้อมูลของช่องสัญญาณแบบไม่ใช่อุดมคติ (imperfect channel estimation) จึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ต้องศึกษา

เนื่องจากเราไม่รู้ช่องสัญญาณล่วงหน้า ดังนั้นการประมาณหรือคาดคะเนช่องสัญญาณจะต้องมีความผิดพลาดอยู่ด้วยเสมอเป็นไปตามสมการ (2.19) ค่าความแปรปรวนของ channel estimation error (σ_e^2)

$$\hat{H} = H + E \quad (2.19)$$

โดยที่ E คือ ความผิดพลาดหรือความแปรปรวนจากช่องสัญญาณ H หรือเรียกได้ว่าเป็นสัญญาณรบกวน (noise) ความสัมพันธ์ระหว่างช่องสัญญาณจริง H และช่องสัญญาณจากประมาณ \hat{H} ดังสมการที่ (2.20)

$$H = \eta \hat{H} + \sqrt{1-\eta} G_w \quad (2.20)$$

โดยที่ $\eta = \frac{1}{1+\sigma_e^2}$ และ G_w เป็นสมาชิกของการกระจายตัวของการสุ่มแบบปกติ (random complex normal distribution) ด้วยค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และความแปรปรวนเท่ากับ 1 ลักษณะของ $\sigma_e^2 = 0$ หมายถึงไม่มีความแปรปรวนเลย หรือเรียกว่าการประมาณช่องสัญญาณอุดมคติ (perfect channel estimation) (Jin Liang Huangr, 2009, p. 57)

โดยปกติข้อมูลของช่องสัญญาณจะถูกรบกวน 2 กระบวนการ คือ การรบกวนจากการประมาณช่องสัญญาณและการรบกวนในส่วนของการ feedback ดังนั้นในสภาพแวดล้อมที่มีสัญญาณรบกวน noise มากๆ จะทำให้เกิด interference ที่ไม่สามารถขจัดให้หมดไปได้ feedback ก็เพิ่ม delay และความผิดพลาดส่งกลับไปให้ภาคส่งอีกที (Chunhui Liuz, Anke Schmeinky, & Rudolf Mathar, 2009, pp. 1370-1373)

2.1.7 Complexity

ความซับซ้อน (complexity) โดยทั่วไปจะหมายถึงประสิทธิภาพทางเวลา (big-O) จะเกี่ยวกับเรื่องของการวัดประสิทธิภาพการทำงานของกระบวนการ หรือ algorithm ที่ใช้ว่ามีประสิทธิภาพในการประมวลผลเพียงใด (Auda M. Elshokry, 2010)

บางงานวิจัยนิยามเรื่องความซับซ้อนหมายถึงจำนวนครั้งในการดำเนินการ number of floating point operations (FLOP) (R. Deepa & K. Baskaran, 2011) การดำเนินการเช่น บวก ลบ คูณ หาร ใช้ในการประมาณการเวลาที่ใช้ในการรันโปรแกรมหรืออัลกอริทึมบนแพลตฟอร์มใดใด ตัวอย่างแต่ละครั้งของการคูณหรือการหารจำนวนเชิงซ้อน (complex number) มีความต้องการขั้นต่ำ 3 FLOPs ส่วนการบวกลบมีความต้องการขั้นต่ำ 1 FLOP เป็นต้น ตัวอย่างการเปรียบเทียบความซับซ้อน complexity ดังตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงการเปรียบเทียบ complexity ในรูปแบบของ FLOP (R. Deepa & K. Baskaran, 2011)

Detection Algorithm	Complexity (flops)
ZF	$C_{ZF} = 7N_t^3 + 7N_t^2N_r - 2N_t + 4N_tN_r + \frac{1}{2}N_r \log_2(M)$
MMSE	$C_{MMSE} = 7N_t^3 + 7N_t^2N_r - N_t + 4N_tN_r + \frac{1}{2}N_r \log_2(M)$
VBLAST/ZF	$C_{VBLAST/ZF} = N_t^4 + \frac{5}{3}N_t^3 + \frac{8}{3}N_t^3N_r + \frac{3}{4}N_t^2 + \frac{7}{2}N_t^2N_r + \frac{55}{6}N_tN_r - \frac{17}{12}N_t + \frac{1}{2}N_r \log_2(M)$
VBLAST/MMSE	$C_{VBLAST/MMSE} = N_t^4 + \frac{5}{3}N_t^3 + \frac{7}{3}N_t^3N_r + N_t^2 + \frac{7}{2}N_t^2N_r + \frac{7}{6}N_tN_r - \frac{1}{6}N_t + \frac{1}{2}N_r \log_2(M)$
VBLAST/MMSE/MAP	$C_{VBLAST/MMSE/MAP} = N_t^4 + \frac{5}{3}N_t^3 + \frac{7}{3}N_t^3N_r + N_t^2 + \frac{7}{2}N_t^2N_r + \frac{7}{6}N_tN_r - \frac{1}{6}N_t + \frac{1}{2}N_r \log_2(M)$
MLD	M^{N_t}

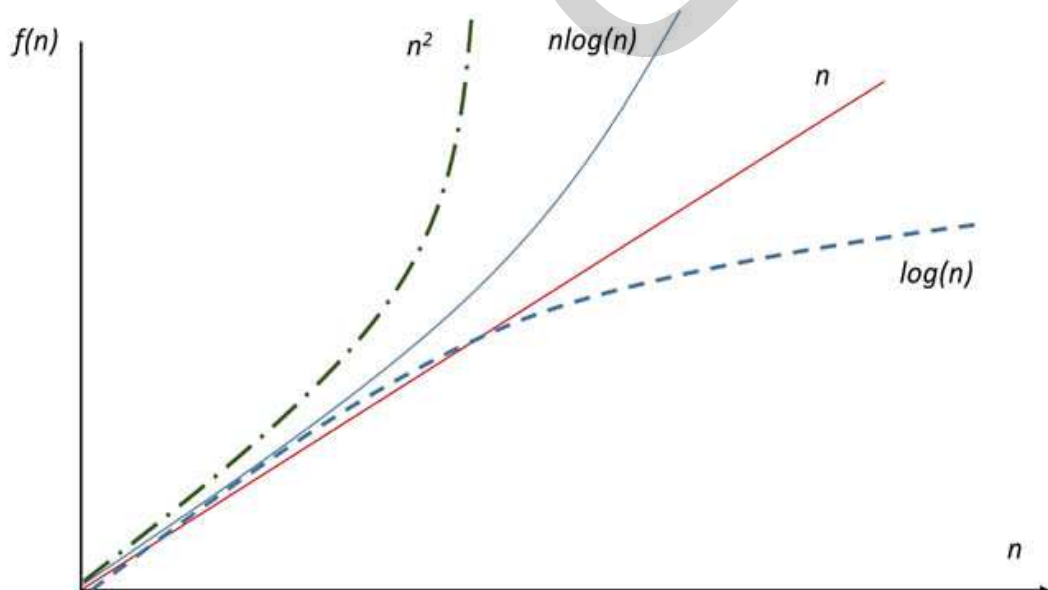
ความซับซ้อนด้านเวลา (time complexity) สำหรับปัญหาหนึ่ง ๆ ว่าเป็นจำนวนขั้นตอนที่ใช้ในการแก้ตัวอย่างปัญหาสำหรับปัญหานั้น ในรูปฟังก์ชันของขนาดของข้อมูลป้อนเข้า (ซึ่งโดยปกติแล้วเราจะคิดขนาดเป็นบิต) โดยใช้ขั้นตอนวิธีที่มีประสิทธิภาพที่สุด ยกตัวอย่างเช่น ในปัญหาหนึ่ง สำหรับทุกตัวอย่างปัญหาที่มีขนาด n บิต ถ้าเราสามารถแก้ตัวอย่างปัญหานี้ได้ภายในกระบวนการทั้งหมด n^2 ขั้นตอน เราสามารถพูดได้ว่าปัญหานี้มีความซับซ้อนด้านเวลาเป็น n^2 ซึ่งในการกล่าวถึงเวลาที่ใช้นั้น แน่นอนว่าเครื่องจักร หรือ คอมพิวเตอร์แต่ละเครื่องก็ใช้เวลาในการ

คำนวณแตกต่างกันไป เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงความแตกต่างในจุดนี้ เราจะใช้สัญกรณ์โอใหญ่ (Big O notation) ปัญหาที่มีความซับซ้อนด้านเวลาเป็น $O(n^2)$ ในเครื่องคอมพิวเตอร์เครื่องหนึ่ง จะมีความซับซ้อนด้านเวลาเป็น $O(n^2)$ บนเครื่องอื่นๆด้วยเช่นกัน จะเห็นได้ว่าสัญกรณ์โอใหญ่ช่วยเราหลีกเลี่ยงการกล่าวถึงรายละเอียด ที่เป็นความแตกต่างระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์

ตัวอย่างความซับซ้อนดังตารางที่ 2.3 ซึ่งแสดงในรูปแบบกราฟดังภาพที่ 2.27 อัตราการเพิ่มของเวลาหรือพื้นที่หน่วยความจำตามจำนวนของข้อมูล หรือ rate of growth

ตารางที่ 2.3 คำศัพท์ที่ใช้กันทั่วไปสำหรับความซับซ้อนของอัลกอริทึม

Complexity	Terminology
$O(1)$	Constant complexity
$O(\log n)$	Logarithmic complexity
$O(n)$	Linear complexity
$O(n \log n)$	$n \log n$ complexity
$O(n^b)$	Polynomial complexity
$O(b^n)$ where $b > 1$	Exponential complexity
$O(n!)$	Factorial complexity



ภาพที่ 2.27 รูปแบบโดยทั่วไปของการวัดความซับซ้อนของฟังก์ชัน $f(n)$

ผลกระทบของความซับซ้อนที่มากขึ้น จะตามมาด้วยการออกแบบอุปกรณ์มีความยุ่งยากตามมา ทำให้อุปกรณ์ที่ได้จะมีขนาดใหญ่ ไม่สะดวกต่อการพกพา โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อพิจารณาในมุมมองของอุปกรณ์ที่เคลื่อนที่ (mobile equipment)

ความซับซ้อนมากขึ้น มีผลกระทบอีกอย่างหนึ่งที่สำคัญมากก็คือมีความต้องการใช้พลังงานสูงขึ้น ในขณะที่มีข้อจำกัดเรื่องพลังงานของแบตเตอรี่ นอกจากความต้องการใช้พลังงานจะสูงขึ้นแล้ว การทำงานที่ซับซ้อนมากขึ้น เกิดความร้อนในอุปกรณ์มากขึ้น เป็นตัวแปรที่เพิ่มอัตราสิ้นเปลืองพลังงานของอุปกรณ์อีกด้วย

แนวทางออกของเรื่องนี้อาจจะเป็นการพัฒนาแบตเตอรี่ให้มีคุณภาพสูงมากขึ้น วิจัยพัฒนาให้มีขนาดเล็กลง ซึ่งมีความท้าทายอยู่มากในเรื่องค่าใช้จ่าย เนื่องจากราคาแพงขึ้นเช่นกัน

ความซับซ้อนที่มากขึ้นนี้ เมื่อมองในมุมมองของสถานีฐาน (base station) จะเห็นว่าผลกระทบไม่รุนแรงเทียบเท่ากับอุปกรณ์เคลื่อนที่ เนื่องจากสถานีฐานไม่มีข้อจำกัดเรื่องขนาดของอุปกรณ์และการใช้พลังงาน สถานีฐานสามารถมีขนาดใหญ่ได้หากจำเป็น เพราะเมื่อติดตั้งแล้วไม่ต้องเคลื่อนย้าย และมีแหล่งพลังงานจ่ายให้ตลอดเวลา กล่าวคือสามารถเชื่อมต่อสายส่งพลังงานไฟฟ้า (power line) เข้ากับสถานีฐานได้ หรือไม่มีความจำเป็นต้องพึ่งพาพลังงานเฉพาะจากแบตเตอรี่แหล่งเดียวเหมือนกับอุปกรณ์เคลื่อนที่

จากข้อได้เปรียบของสถานีฐานในเรื่องไม่มีข้อจำกัดเรื่องขนาดของอุปกรณ์ ไม่มีข้อจำกัดเรื่องการใช้พลังงาน และความสามารถรองรับความซับซ้อนได้มากกว่าอุปกรณ์เคลื่อนที่นี้เอง ทำให้เกิดแนวคิดเรื่องการย้ายความซับซ้อนจากอุปกรณ์เคลื่อนที่ให้มาอยู่ที่สถานีฐานเท่าที่จะสามารถทำได้ และกระบวนการ pre-equalization ก็เป็นหนึ่งในกระบวนการที่มาจากแนวคิดนี้เช่นกัน

การระบุความหมายของความซับซ้อนที่ภาครับหรืออุปกรณ์ที่เคลื่อน (mobile equipment) ที่เรียกว่า Rx complexity หรือ mobile complexity ในงานวิจัยนี้ให้ความสำคัญเรื่องนี้นั้น เช่นกัน นอกจากเรื่องประสิทธิภาพการรับส่งข้อมูลแล้ว เนื่องจากเป็นสถานการณ์ที่ต้องเลือกอย่างใดอย่างหนึ่ง (trade-off) ระหว่างประสิทธิภาพของระบบกับความซับซ้อนต่ำโดยเฉพาะที่ภาครับนี้

การปรากฏตัวของเทคโนโลยี Object-Oriented (OO) ทำให้เกิดความต้องการในการวัดความซับซ้อนของซอฟต์แวร์รูปแบบใหม่โดยการมองเป็นกลุ่มก้อนคำนวณพร้อมกับค่าเฉลี่ย (Song Gand Chunping Li, 2009)

นอกจากการวัดความซับซ้อนโดยอาศัยตัวชี้วัด Big-O หรือประสิทธิภาพทางเวลาแล้ว ยังสามารถวัดความซับซ้อนได้จากการนับจำนวนกระบวนการ หรือนับจำนวนครั้งในการคำนวณ

การบวก (addition) และการคูณ (multiplication) รูปแบบของกระบวนการ (arithmetic operation) ในการวัดความซับซ้อน ซึ่งในงานวิจัยนี้เลือกใช้รูปแบบการวัดความซับซ้อนนี้เป็นตัวชี้วัดความซับซ้อนของภาครับในแบบจำลองเนื่องจากว่ามีความง่ายในการคิดคำนวณและอาศัยหลักการพื้นฐานของเทคโนโลยี Object-Oriented มาอ้างอิงอีกด้วย นำเสนอเปรียบเทียบกันดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 Computational complexity of arithmetic operations (Auda M. Elshokry, 2010, p. 77)

Operation	Inputs		Output	Complexity
	#real	#complex		
Complex multiplication	0	2	Complex	4M+2A
Complex multiply by real	1	1	Complex	2M
Square root	1	0	Real	M
Complex power	0	1	Real	2M+A
Real division	2	0	Real	M
Complex division	0	2	Complex	8M+3A
Complex divide by real	1	1	Complex	2M

สำหรับเมตริกซ์ใด ๆ ที่มีสมาชิกเป็นจำนวนจริง (real) หรือจำนวนเชิงซ้อน (complex) แล้ว การคูณกันของเมตริกซ์ A และ B ที่มีขนาด $C \times D$ และ $D \times E$ ตามลำดับ จะได้จำนวนครั้งของการบวกกันดังสมการ (2.21)

$$\# \text{ Addition} = C(D-1) \quad (2.21)$$

การคูณกันดังสมการ (2.22)

$$\# \text{ Multiplication} = CDE \quad (2.22)$$

ความสัมพันธ์ดังกล่าวมักใช้เป็นการวิเคราะห์ความซับซ้อนของรูปแบบเชิงเส้น (Auda M. Elshokry, 2010, p. 77) เหมาะสมกับรูปแบบเชิงเส้นที่มีในงานวิจัยนี้ ตัวอย่างเช่น ZF และ MMSE

2.1.8 Performance measurement

การวัดประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารข้อมูลไม่ว่าจะเป็นระบบเครือข่ายหรือระบบโทรคมนาคมสื่อสาร นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายคือ bit error rate (BER) หรือ throughput

Bit error rate เป็นอัตราส่วนระหว่างจำนวนบิตข้อมูลที่ผิดพลาดต่อจำนวนบิตข้อมูลที่ส่งไปทั้งหมดดังสมการที่ (2.23)

$$BER = \frac{no_error_bit}{no_all_bit} \quad (2.23)$$

BER สามารถเขียนในรูปของความน่าจะเป็นของความผิดพลาด probability of error (POE) ดังสมการ (2.24)

$$POE = \frac{1}{2}(1 - erf)\sqrt{E_b / N_0} \quad (2.24)$$

โดยที่

erf คือ error function

E_b คือ energy in one bit

N_0 คือ noise power spectral density (noise power in a 1 Hz bandwidth)

erf แตกต่างกันไปตามรูปแบบของ modulation ค่า POE เป็นสัดส่วนที่สัมพันธ์กับ E_b / N_0 ที่เป็นรูปแบบของ signal-to-noise ratio

ค่า BER นี้ได้รับผลกระทบจากปัจจัยหลายอย่างเช่น noise, distortion และ jitter ในการลด bit error rate ของระบบ อาจทำได้โดย

1. ลดระดับสัญญาณรบกวน Interference แต่การลด bandwidth ระบบกระทบต่อ throughput

2. เพิ่มกำลังส่ง แต่จะเกิดปัญหาเรื่องการใช้พลังงาน power consumption ตามมา เปลืองแบตเตอรี่

3. การเลือกใช้ modulation ระดับต่ำลง แต่ต้องแลกด้วย data throughput ต่ำลงด้วย

4. ลด bandwidth แต่การลด bandwidth ระบบกระทบต่อ throughput

Throughput เป็นตัวชี้วัดประสิทธิภาพของระบบอีกตัวหนึ่ง ซึ่งจะวัดปริมาณข้อมูลที่ทั้งหมดที่ผ่านระบบในหน่วยเวลา

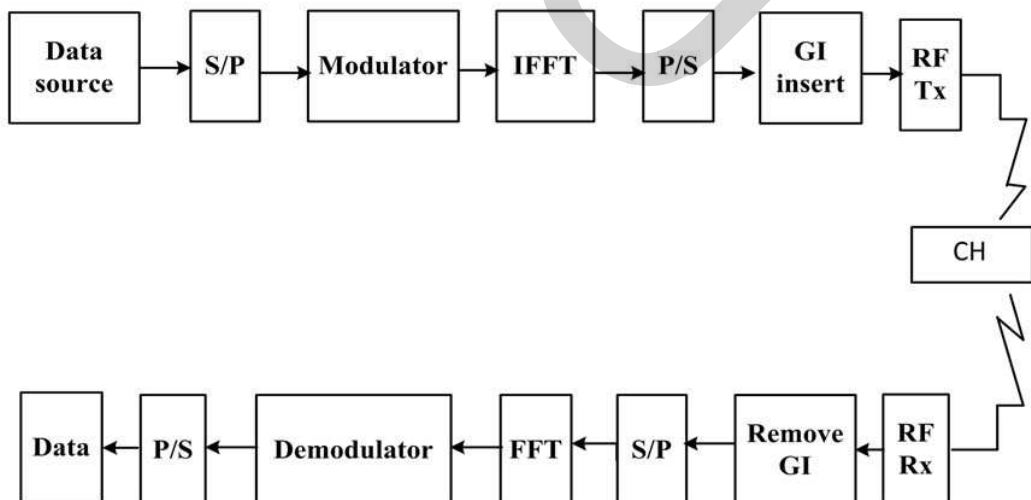
บทที่ 3

ระเบียบวิธีวิจัย

3.1 การออกแบบจำลอง PPE-DCS

แบบจำลองที่นำเสนอ เป็นการผสมผสานเทคนิค pre- และ post- equalization ร่วมกับ อัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล Pre- and Post- Equalization Combining technique with Decision Constellation Splitter หรือเรียกโดยย่อว่า PPE-DCS

แบบจำลองที่นำเสนอเป็นแบบจำลองการสื่อสารไร้สาย OFDM ด้วยกระบวนการเบื้องต้นเท่านั้น ตัดกระบวนการ FEC (forward error correction) และ interleaving ออก นอกจากนี้ในงานวิจัยนี้ยังไม่กล่าวถึงเทคนิคการทำ channel coding ในการให้ภาครับตรวจจับหรือแก้ไขความผิดพลาดจากช่องสัญญาณไม่ว่าจะเป็น block code และ convolutional code เนื่องจากไม่มีความจำเป็นสำหรับสถานการณ์แบบจำลองในงานวิจัยนี้ เป็นการจำกัดเงื่อนไขเพื่อให้การเปรียบเทียบแบบจำลองมีความแม่นยำยิ่งขึ้นชัดเจนในประเด็นที่นำเสนอ อีกจุดมุ่งหมายของการตัดกระบวนการดังกล่าวออกก็คือ การมุ่งเน้นที่จะลดความซับซ้อนของอุปกรณ์ฝั่งที่เป็นลักษณะเคลื่อนที่ (mobile equipment) block diagram ดังภาพที่ 3.1



ภาพที่ 3.1 รูปแบบการสื่อสารไร้สาย OFDM ที่ใช้ในงานวิจัย

กำหนดให้ H เป็นตัวแทนของข้อมูลช่องสัญญาณ หรือ channel information หรือ channel gain ซึ่งในแบบจำลองเรากำหนดให้ H เป็นเมตริกซ์ 4×4 (MIMO 4×4) ที่มีสมาชิกเป็นจำนวนเชิงซ้อน (complex number) อยู่ในรูปของ $a+bj$ หรือ $a+bi$ โดยที่ a และ b ได้มาจากการสุ่ม

โดยที่จะได้ H เป็นตัวแทนของช่องสัญญาณเพื่อนำไปใช้ในแบบจำลองต่อไป ในกรณีที่จำลองสายอากาศหลายต้นหรือรูปแบบ MIMO ก็จะใช้รูปแบบฟังก์ชัน $\text{randn}(N_R, N_T)$ โดยที่ N_T คือจำนวนสายอากาศภาคส่ง และ N_R คือจำนวนสายอากาศภาครับ แบบจำลองของงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ใช้รูปแบบสายอากาศหลายต้นแบบ MIMO 4×4

การจำลองช่องสัญญาณใช้แบบจำลองช่องสัญญาณของ Rayleigh fading channel model โดยให้เส้นทางมีจำนวนมาก จนสามารถสมมติให้ใช้การสุ่มแบบ Rayleigh distribution เป็นตัวแทนของสัญญาณแต่เส้นทาง ช่องสัญญาณพื้นฐาน AWGN (Additive white Gaussian noise) กำหนดให้ความแปรปรวนของการสุ่ม $\text{variance} = 0.5$ ซึ่งจะนำไปเป็นสัญญาณรบกวน noise บวกเข้ากับช่องสัญญาณ H ต่อไป

การกำหนดพารามิเตอร์เริ่มต้นในการจำลองของงานวิจัยนี้ มุ่งเน้นความซับซ้อนต่ำที่เป็นโจทย์ตั้งต้นของการออกแบบระบบ จึงพิจารณาเลือกรูปแบบที่ง่ายและเป็นพื้นฐานของระบบ การกำหนดขนาดของ FFT และ IFFT ให้อยู่ที่ 512 การกำหนด cyclic prefix อยู่ที่ 25% การกำหนดรูปแบบการ modulation เป็น QPSK (quadrature phase shift keying)

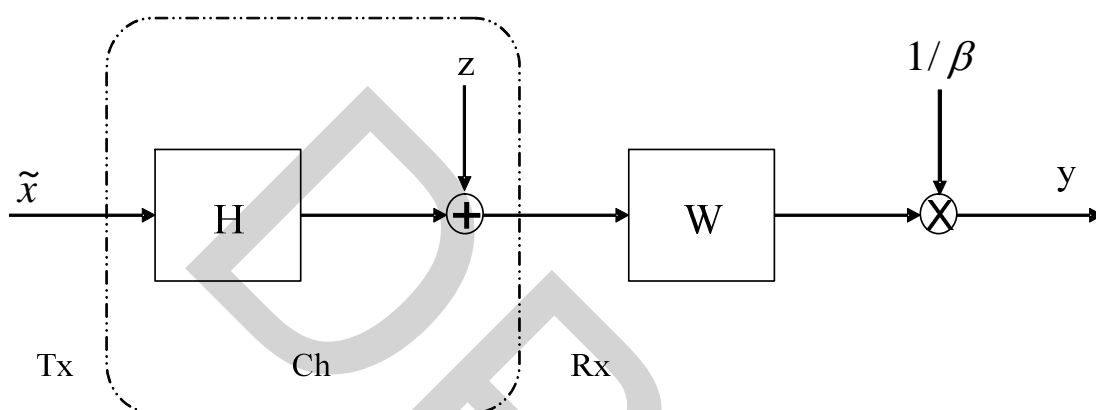
จำนวนบิตข้อมูลเริ่มต้นที่ใช้ในงานวิจัยนี้กำหนดให้สุ่ม 0 และ 1 ด้วยโอกาสความน่าจะเป็นเท่ากันคือ 0.5 ทั้งหมดเพียง 800,000 บิตข้อมูลเพียงพอที่จะทดสอบแบบจำลองและเพื่อความสะดวกรวดเร็วในการคำนวณของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ ทั้งนี้สามารถกำหนดให้มากกว่าหรือน้อยกว่านี้ได้ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จะมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกัน การกำหนดการตั้งค่าของพารามิเตอร์ต่างๆของ OFDM เป็นไปตามตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ข้อกำหนดเบื้องต้นของแบบจำลอง

Channel model	Rayleigh fading channel model
FFT size	512
Cyclic prefix	25%
Modulation	QPSK
Multiple antenna	MIMO 4×4
Equalization	ZF, MMSE (pre-, post-, combined)

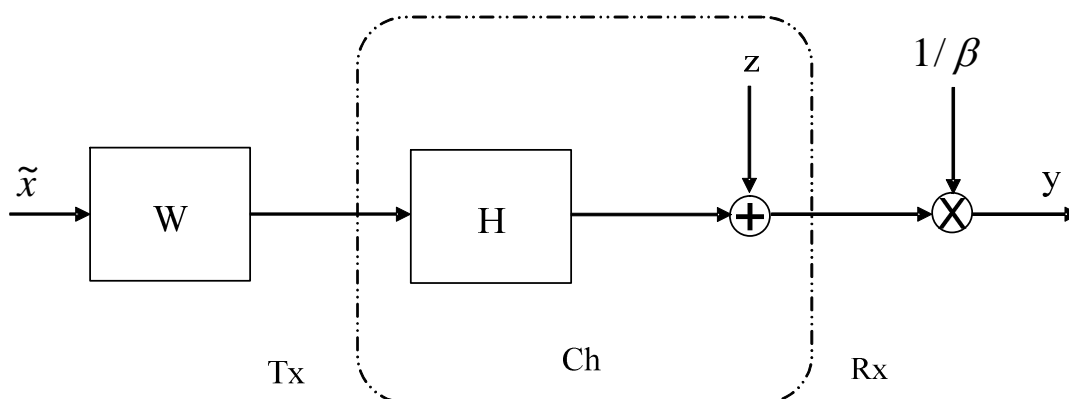
ในงานวิจัยนี้เราจะสนใจเฉพาะ equalization ที่เป็น linear ซึ่งจะมีแบบที่โดดเด่นมีการใช้งานอย่างแพร่หลายเนื่องจากมีความง่ายในการออกแบบอีกทั้งประสิทธิภาพดีเป็นที่ยอมรับได้ และใช้งานกับรูปแบบช่องสัญญาณที่เป็น MIMO fading คือ zero forcing equalization (ZF) และ minimum mean square error (MMSE)

ลักษณะการทำงานของ (post-) equalization ดังภาพที่ 3.2 สังกัดกระบวนการ weight จะกระทำที่ภาครับ (receiver)



ภาพที่ 3.2 ลักษณะการทำงานของ equalization ที่ใช้ในงานวิจัย

ลักษณะการทำงานของ pre-equalization ที่ใช้ศึกษาในงานวิจัยนี้ ดังภาพที่ 3.3 และช่องสัญญาณ H ในภาพจะกลายเป็นช่องสัญญาณที่มาจากการประมาณช่องสัญญาณ (channel estimation; \hat{H}) กระบวนการ weight จะย้ายมาคูณที่ภาคส่งก่อนจะส่งผ่านช่องสัญญาณต่อไป



ภาพที่ 3.3 ลักษณะการทำงานของ pre-equalization

3.2 ขั้นตอนกระบวนการของแบบจำลอง PPE-DCS

การออกแบบการทดสอบแบบจำลองที่นำเสนอ โดยการใช้โปรแกรมจำลองคณิตศาสตร์ เริ่มต้นจากการสุ่มข้อมูลเป็น bit stream ประกอบด้วย 0 กับ 1 ด้วยอัตราการสุ่มร้อยละ 50 จำนวนทั้งหมด 800,000 บิตข้อมูล ต่อมาผ่านกระบวนการ S/P (serial-to-parallel process) เป็นการแปลงการเรียงข้อมูลจากอนุกรมเป็นแบบขนานกันทั้งหมด

กระบวนการถัดไปเป็นกระบวนการ modulation โดยกำหนดให้เป็น QPSK (00, 01, 10, 11) บิตข้อมูลแต่ละบิตจะถูกแทนที่ด้วยบิตใหม่ 2 บิตตามรูปแบบของการ modulation ก่อนเข้าสู่กระบวนการ IFFT แล้วการแปลงกลับมาเป็นรูปแบบอนุกรมด้วยกระบวนการ P/S (parallel-to-serial) แล้วเพิ่มบิตข้อมูล Cyclic prefix เข้าไป 25% ก่อนส่งออกไปด้วยสายอากาศ 4 ต้น (MIMO 4x4) เข้าไปในช่องสัญญาณต่อไป

ในส่วนของผู้รับเป็นการแปลงข้อมูลกลับที่ละขั้นตอนย้อนกลับตรงข้ามกับขั้นตอนการส่งคือ หลังจากรับสัญญาณจากช่องสัญญาณด้วยสายอากาศ 4 ต้น แล้วจึงเข้าสู่ขั้นตอนการถอดบิต Cyclic prefix ออกก่อน แล้วแปลงข้อมูลจากอนุกรมให้เป็นขนาน แล้วเข้ากระบวนการ FFT แล้วถอดรหัส de-modulation แบบ QPSK จาก 2 บิตข้อมูลกลับมาเป็น 1 บิต เพื่อไปเข้าสู่กระบวนการตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูล และนำเสนอออกมาในรูปแบบกราฟประสิทธิภาพ BER ต่อไป

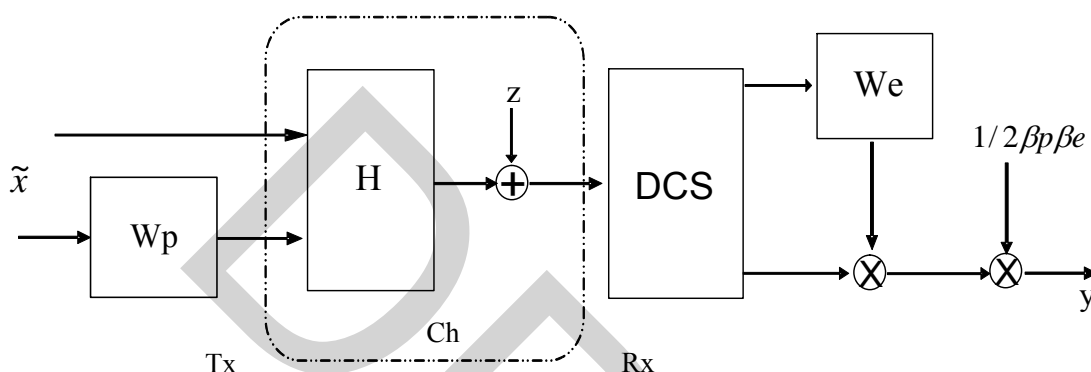
กระบวนการที่เกี่ยวกับ equalization ในงานวิจัยนี้กำหนดให้ทำการหลังจากผ่านกระบวนการ FFT มาแล้วในกรณีที่เป็นด้านส่งสัญญาณ หรือทำการก่อนกระบวนการ IFFT ในกรณีที่เป็นด้านรับสัญญาณ ซึ่งโดยปกติแล้วมักจะทำก่อนหรือหลัง FFT ก็ได้ (Armour S., A. Nix, & D. Bull, 1999, pp. 539-540)

ในส่วนที่เป็นช่องสัญญาณตรงกลางเป็นการสุ่มข้อมูลของช่องสัญญาณเส้นทางของสายอากาศทั้ง 4 ต้น ของผู้รับและผู้ส่งเป็นเมตริกซ์ 4x4 (MIMO 4x4) ที่มีสมาชิกข้างในเป็นจำนวนเชิงซ้อน (complex number) โดยการจำลองใช้ฟังก์ชันในโปรแกรมจำลองคณิตศาสตร์ ส่วนของสัญญาณรบกวน noise จำลองการสุ่มเป็นตัวแทนสัญญาณรบกวน AWGN

รูปแบบผสมผสานทั้ง pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกันที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อให้ได้มาซึ่งประสิทธิภาพสูงสุดของระบบ โดยอาศัยข้อดีหรือจุดเด่นของแต่ละแบบมารวมกัน block diagram ดังภาพที่ 3.4

สัญญาณส่งจะถูกคัดลอกที่ภาคส่งเป็นสองส่วนที่เหมือนกัน แล้วส่งทั้งสองส่วนออกไปในเวลาเดียวกันช่องสัญญาณเดียวกันส่วนแรกจะผ่านกระบวนการ post-equalization อีกส่วนจะผ่านกระบวนการ pre-equalization ที่ภาครับจะตรวจรับสัญญาณสัญลักษณ์ข้อมูล (symbol) ได้ทีละ

คู่สัญลักษณ์เรียงกันในรูปแบบ stream ดังนั้นจะต้องผ่านกระบวนการ DCS (decision constellation splitter) เพื่อคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูลที่ปนกันอยู่จากช่องสัญญาณก่อน ให้ออกมาเป็น pre-equalized symbol และ post-equalized symbol จากนั้นข้อมูลสัญญาณที่รับได้และถูกแยกแยะแล้ว ก็จะเข้าสู่กระบวนการ equalization ของตัวเองต่อไป ท้ายสุดทั้งสองส่วนมารวมกันที่ภาครับ โดยอาศัยเทคนิค MRC (maximum ratio combined) ความสัมพันธ์ของสัญญาณที่ภาครับ (y) และภาคส่ง (x) เป็นไปตามสมการ (3.1) ซึ่งประยุกต์มาจากการรวมกันของสมการ (2.17) และ (2.18)



ภาพที่ 3.4 ลักษณะการทำงานของ PPE-DCS

$$y = \frac{W_{e,MMSE} (\hat{H}\tilde{x} + z) + (\hat{H}W_{p,MMSE} \tilde{x} + z)}{2\beta_e\beta_p} \quad (3.1)$$

โดยที่

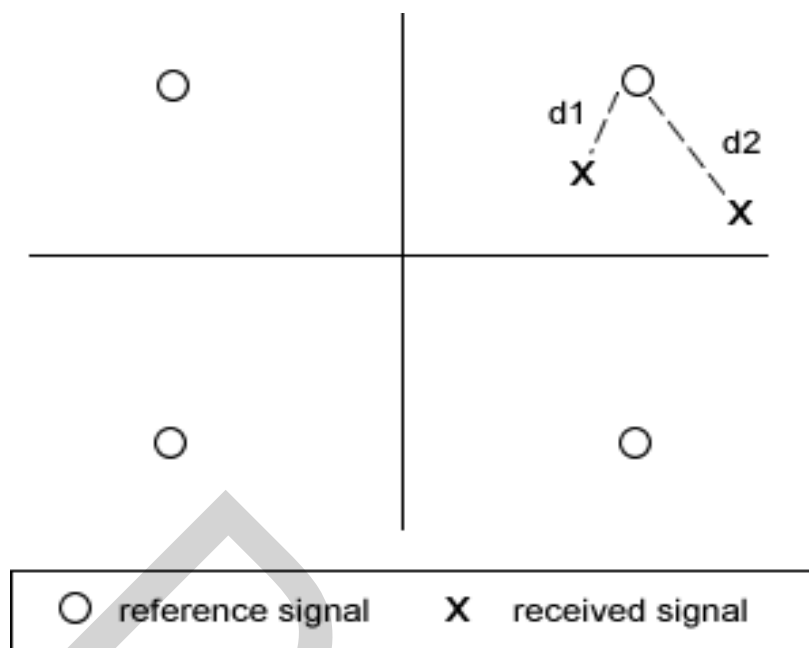
- y คือ ข้อมูลขาออกจากกระบวนการที่ฝั่งรับ (receiver data)
- \tilde{x} คือ ข้อมูลขาเข้ากระบวนการฝั่งส่ง (transmitter data)
- $W_{e,MMSE}$ คือ weight ของกระบวนการ (post-) equalization ที่ใช้ MMSE (2.16)
- $W_{p,MMSE}$ คือ weight ของกระบวนการ pre- equalization ที่ใช้ MMSE (2.16)
- H คือ ข้อมูลของช่องสัญญาณ (channel information)
- \hat{H} คือ ข้อมูลของช่องสัญญาณประมาณการ (estimated channel information)
- β_e, β_p คือ ค่าคงที่เป็นไปตามสมการ (2.14)
- z คือ สัญญาณรบกวน noise ที่ได้จากการสุ่มด้วย Rayleigh distribution โดยให้ความแปรปรวน variance = 0.5

3.3 อัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล Decision constellation splitter (DCS)

อัลกอริทึมในการแยกกลุ่มดาวของข้อมูล (constellation) เป็นอัลกอริทึมที่ถูกออกแบบโดยงานวิจัยนี้ เพื่อใช้ในการแยกสัญลักษณ์ข้อมูล (symbol) ที่ปนกันเมื่อรับมาจากช่องสัญญาณ โดยอาศัยการเปรียบเทียบระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ (symbol distance) ที่ตรวจจับได้กับสัญลักษณ์อ้างอิงที่ได้จากรูปแบบการ modulation จะกระทำการเปรียบเทียบที่ละคู่ของสัญลักษณ์ที่ตรวจจับได้ กระบวนการนี้จะแยกสัญลักษณ์ pre-equalized symbol และ post-equalized symbol ออกจากกันที่ภากรับเพื่อเข้าสู่กระบวนการต่อไป

หลักการในการเปรียบเทียบระยะห่างก่อนตัดสินใจว่าสัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ที่มาจาก pre-equalization และสัญลักษณ์ใดมาจาก post-equalization มาจากแนวความคิดว่าสัญญาณหรือสัญลักษณ์ที่ผ่านกระบวนการจัดการ weight ของรูปแบบ pre-equalization ก่อนผ่านเข้าช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวน noise และ interference จึงได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเหล่านี้น้อยกว่าสัญญาณหรือสัญลักษณ์ที่ไม่ได้ผ่านกระบวนการจัดการ weight ก่อนเลย เหมือนอย่างในรูปแบบของ post-equalization เพราะกระบวนการ weight กระทำหลังจากผ่านช่องสัญญาณแล้ว จึงได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณ

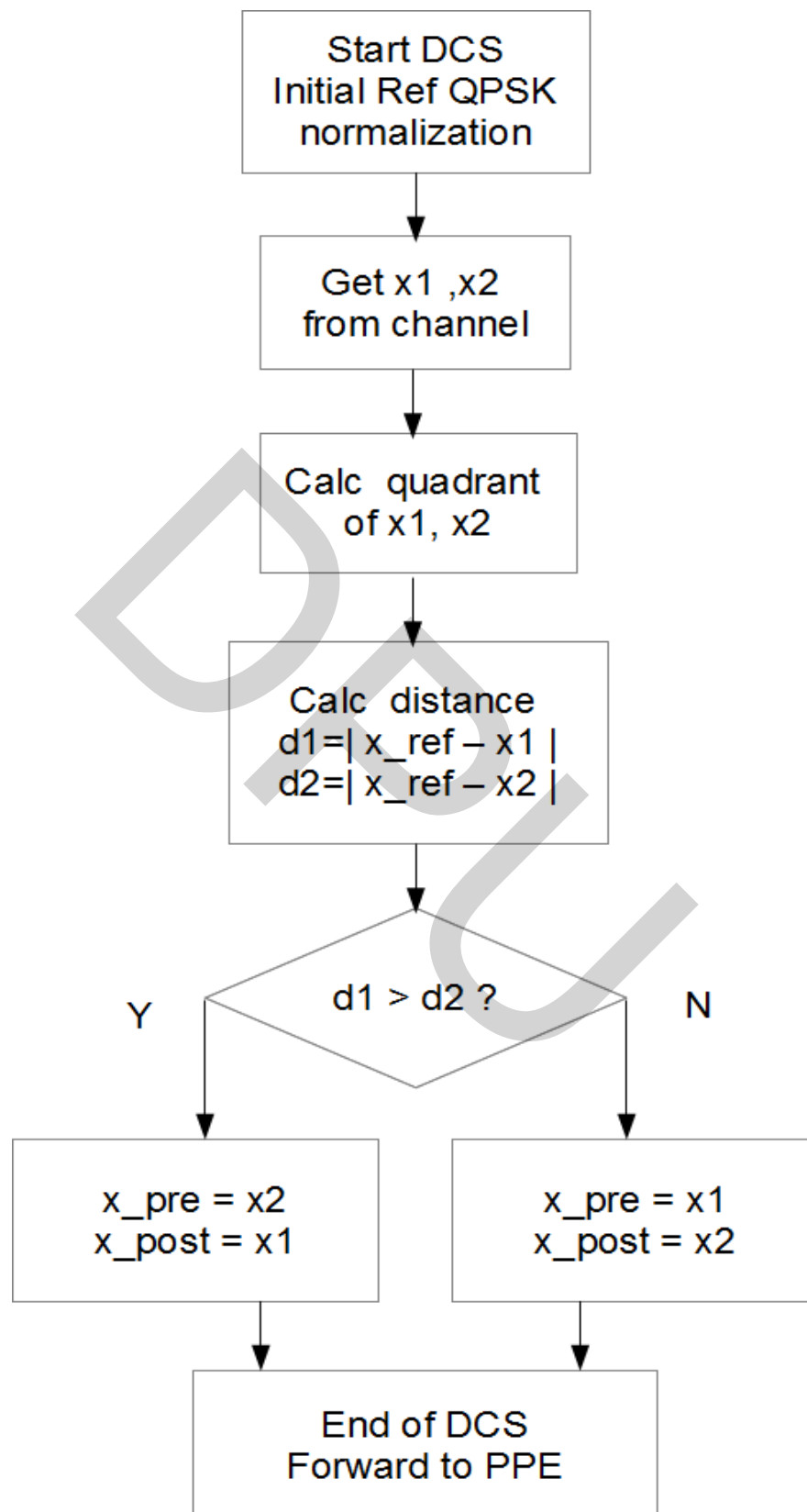
แนวความคิดเรื่องการพิจารณาตัดสินใจให้สัญลักษณ์ที่มีระยะห่างสัญลักษณ์กับสัญลักษณ์อ้างอิงที่น้อยกว่าเป็นสัญลักษณ์ของ pre-equalized symbol นี้ ผ่านการทดลองและพิสูจน์แล้วในงานวิจัยนี้แล้วทดสอบมากกว่า 800,000 บิต ในหลายเงื่อนไข รวบรวมผลการทดลองทั้งหมด หาค่าเฉลี่ยแล้วพบว่า pre-equalized symbol มีค่าเฉลี่ยที่อยู่ใกล้สัญลักษณ์อ้างอิงมากกว่า post-equalized symbol ในงานวิจัยนี้จึงได้นำแนวความคิดนี้มาเป็นหลักในการออกแบบการตัดสินใจของอัลกอริทึม DCS แสดงดังภาพที่ 3.5



ภาพที่ 3.5 การเปรียบเทียบระยะห่างสัญลักษณ์

สัญลักษณ์อ้างอิง (reference symbol) ได้มาจากรูปแบบของการ modulation ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้ QPSK เป็นรูปแบบของการ modulation ดังนั้นในมุมมองของกลุ่มดาวข้อมูลหรือ constellation จะพบว่า มี 4 จุดอ้างอิงของกลุ่มดาวข้อมูลคือ $1+1j$, $1-1j$, $-1+1j$, $-1-1j$

ระยะห่างสัญลักษณ์ (symbol distance) ที่ได้จากการคำนวณ ผลต่างของสัญลักษณ์ที่รับได้ (received symbol) กับสัญลักษณ์อ้างอิง (reference symbol) แล้วนำผลต่างที่ได้มาทำให้เป็นค่าสัมบูรณ์ (absolute) จะได้ออกมาทีละคู่ ก็เข้าสู่กระบวนการเปรียบเทียบ ชุดที่น้อยกว่าจะถูกตัดสินว่าเป็นสัญลักษณ์ที่มาจากกระบวนการ pre-equalization หรือถูกจัดให้อยู่ในกลุ่มของ pre-equalized symbol และที่เหลือจะถูกจัดอยู่ในกลุ่มของ post-equalized symbol โดยอัลกอริทึม DCS แผนภาพของอัลกอริทึมแสดงดังภาพที่ 3.6



ภาพที่ 3.6 แผนภาพอัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล DCS

จากแผนผังภาพที่ 3.6 อัลกอริทึมเริ่มจากการกำหนดค่าให้กับสัญญาณหรือสัญลักษณ์ที่ใช้อ้างอิง ซึ่งกำหนดได้จากรูปแบบของการ modulation ในงานวิจัยนี้กำหนดให้ใช้ QPSK ทำการ normalization

จากนั้นรับค่าสัญญาณที่เป็นสัญลักษณ์จากช่องสัญญาณมาทีละคู่ มาคำนวณว่าอยู่ใน quadrant ไหนและเลือกใช้สัญลักษณ์ symbol ใดเพื่อเป็นจุดอ้างอิง x_{ref}

ต่อมาเป็นการคำนวณหาระยะห่างสัญลักษณ์ $d1 = |x_{ref} - x1|$, $d2 = |x_{ref} - x2|$ จากนั้นทำการเปรียบเทียบระยะห่าง $d1$ และ $d2$

ถ้า $d1 > d2$ แสดงว่า $x2$ เป็นสัญญาณที่มาจากกระบวนการ pre-equalization และ $x1$ เป็นสัญญาณที่มาจากกระบวนการ post-equalization

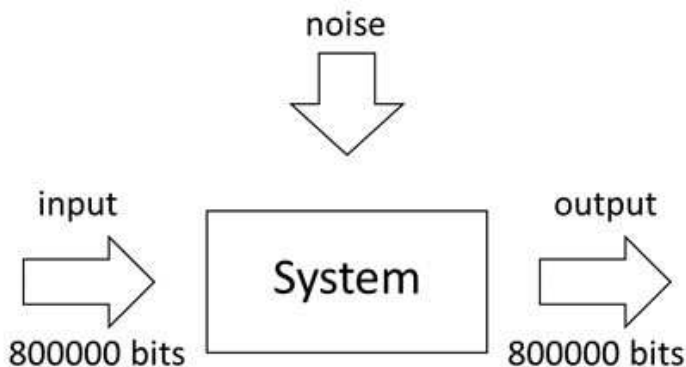
ถ้า $d1 < d2$ แสดงว่า $x1$ เป็นสัญญาณที่มาจากกระบวนการ pre-equalization และ $x2$ เป็นสัญญาณที่มาจากกระบวนการ post-equalization

เมื่อแยกแยะได้แล้วจึงส่งเข้าสู่กระบวนการของการผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization ต่อไป

3.4 การวิเคราะห์ข้อมูลและการเปรียบเทียบ

การกำหนดพารามิเตอร์เบื้องต้นสภาพแวดล้อมแตกต่างกัน จำลองระบบโดยใช้โปรแกรมจำลองคณิตศาสตร์ เขียนกราฟในแต่ละรูปแบบตามมาตรฐานและรูปแบบเงื่อนไขที่กำหนด การเปรียบเทียบบิตข้อมูลฝั่งเข้าและฝั่งออกว่ามีความผิดพลาดมากน้อยเพียงใดเมื่อผ่านกระบวนการต่างๆของ OFDM และช่องสัญญาณตามแบบจำลองที่ได้กำหนดไว้

การวิเคราะห์ข้อมูลเปรียบเทียบบิตข้อมูลฝั่งส่งกับบิตข้อมูลฝั่งรับ บิตข้อมูลใดแตกต่างจากฝั่งส่งถือเป็นความผิดพลาด แล้วนับจำนวนบิตที่มีความผิดพลาด โดยการใช้อัตราการผิดพลาดของบิต BER (bit error rate) คืออัตราส่วนระหว่างจำนวนบิตข้อมูลที่ผิดพลาดต่อจำนวนบิตข้อมูลทั้งหมด เป็นตัวชี้วัดประสิทธิภาพการสื่อสารไร้สาย OFDM ผ่านช่องสัญญาณ AWGN แบบจำลองของ equalization แต่ละแบบของอัลกอริทึมที่ใช้คือ ZF และ MMSE เปรียบเทียบระหว่างเมื่อไม่มีกระบวนการ equalization มีกระบวนการ equalization, pre-equalization และแบบจำลองผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ นอกจากการเปรียบเทียบ BER แล้วยังมีการวิเคราะห์เปรียบเทียบในรูปแบบของ throughput อีกด้วย ในหน่วยเวลาหนึ่ง มีปริมาณบิตข้อมูลผ่านระบบมากน้อยเพียงใด ดังแสดงในภาพที่ 3.7



ภาพที่ 3.7 การวัดประสิทธิภาพของระบบ

การประมาณการช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ โดยการจำลองให้ช่องสัญญาณจากการประมาณ (\hat{H}) มีความผิดพลาดจากช่องสัญญาณจริง (H) ด้วยความแปรปรวนของ channel estimation error (σ_e^2) ที่ค่าต่างๆกัน โดยที่ $\sigma_e^2 = 0$ นั่นก็คือไม่มีความผิดพลาดเลยหรือหมายถึงการประมาณการช่องสัญญาณที่เป็นอุดมคติ (perfect channel estimation) ในการทดลองกำหนดให้ σ_e^2 มีค่าต่างกันดังนี้ 0.001, 0.005, 0.01, 0.1 เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างได้ชัดเจน

การวิเคราะห์ความซับซ้อน (complexity) งานวิจัยนี้เลือกพิจารณาเรื่องความซับซ้อนโดยมุ่งเน้นไปที่ความซับซ้อนของภาครับหรืออุปกรณ์ที่เคลื่อนที่ ใช้รูปแบบการคำนวณในกระบวนการ (arithmetic operation) หรือเป็นการนับจำนวนครั้งในการบวก ลบ คูณ หาร ที่ใช้ในกระบวนการนั่นเอง

3.5 กระบวนการทดสอบแบบจำลอง

1. การประกาศตัวแปรที่ใช้เป็นตัวแทนของสภาพแวดล้อมการจำลอง อาทิเช่น จำนวนสายอากาศภาคส่ง 4 ต้น จำนวนสายอากาศภาครับ 4 ต้น ขนาดของตัวแปร IFFT/FFT เป็น 512 กำหนด cyclic prefix 25% การกำหนดฟังก์ชัน Modulation เป็นแบบ QPSK กำหนด sigma ตามแบบจำลองช่องสัญญาณของ Rayleigh fading channel model ตามข้อกำหนดของแบบจำลอง ดังตารางที่ 3.1

2. เริ่มต้นจากการสุ่มบิตข้อมูล 0,1 ด้วยโอกาส 0.5 เท่ากัน เป็นตัวแทนข้อมูลตั้งต้นและเป็นตัวอ้างอิงเทียบกับฝั่งรับเพื่อตรวจนับความผิดพลาดระดับบิต (bit error rate : BER) จำนวนทั้งหมด 800 บิตต่อ 1000 packet เรียงกันแบบ serial หรือแบบอนุกรมกัน รวม 800,000 บิต

3. นำบิตที่ได้ทั้งหมดมาผ่านกระบวนการ S/P หรือการแปลงบิตที่เรียงกันแบบ serial ให้เป็นแบบ parallel หรือแบบขนานกัน ก่อนเข้ากระบวนการถัดไป
4. นำบิตข้อมูลที่ได้เข้าสู่กระบวนการ Modulation แบบ QPSK เข้า 1 บิต ออกเป็น 2 บิต แล้วทำการ normalization ก่อนเข้ากระบวนการถัดไป
5. นำบิตที่ได้เข้าสู่กระบวนการ IFFT ก่อนเข้ากระบวนการถัดไป
6. นำบิตข้อมูลที่ได้จาก IFFT มาเข้าสู่กระบวนการ P/S หรือการแปลงการเรียงข้อมูลจาก parallel มาเป็นแบบ serial หรือการแปลงจากขนานเป็นอนุกรม 4 แถว
7. นำบิตข้อมูลที่เรียงกันแบบอนุกรมอยู่มาเข้าสู่กระบวนการ cyclic prefix หรือการเพิ่มบิตที่เป็น guard interval การสำเนาบิตท้าย 25% มาต่อไว้ส่วนหัวของบิตข้อมูลที่เรียงกันอยู่ ก่อนส่งออกไปสายอากาศ
8. ผ่านกระบวนการช่องสัญญาณ H ที่ได้จากการสุ่ม complex number กำหนดให้เป็นสมาชิกของเมตริกซ์ขนาด 4×4 เป็นตัวแทนของแต่ละเส้นทางของสายอากาศรับส่งอย่างละ 4 ต้น โดยการคูณเข้ากับสัญลักษณ์ที่ได้จากสายอากาศภาคส่ง 4 แถว ก่อนจะมาบวกด้วยสัญญาณรบกวนที่ได้จากการสุ่ม complex number แล้วคูณด้วย σ ที่ได้จากแบบจำลอง Rayleigh fading channel model
9. นำบิตข้อมูล 4 แถวที่ผ่านจากช่องสัญญาณจำลองว่ามาจากสายอากาศ 4 ต้น มาผ่านกระบวนการตัดบิต guard interval ออก 25% ก่อนส่งเข้าสู่กระบวนการถัดไป
10. นำบิตข้อมูล 4 แถวที่ได้ เข้าสู่กระบวนการ S/P หรือการแปลงการเรียงข้อมูลจาก serial เป็นการเรียงแบบ parallel จาก 4 แถวบิตข้อมูลเหลือ ขนานกันทั้งหมด
11. นำบิตข้อมูลที่ยานานกันอยู่มาเข้าสู่กระบวนการ FFT ก่อนส่งเข้าสู่กระบวนการถัดไป
12. นำสัญญาณที่ได้จากกระบวนการ FFT เข้าสู่กระบวนการ De-modulation แปลงสัญลักษณ์ที่ประกอบด้วย 2 บิต ให้เป็นบิตข้อมูล 1 บิต ตามแบบ QPSK
13. นำบิตข้อมูลที่ได้ขนานกันอยู่เข้าสู่กระบวนการ P/S หรือการแปลงการเรียงกันจาก parallel เป็นการเรียงแบบ serial แถวเดียว
14. นำแถวของบิตข้อมูลที่ได้มาเปรียบเทียบกับข้อมูลตั้งต้นจากข้อ 2. เพื่อนับจำนวนบิตที่ผิดพลาดทั้งหมด เพื่อไปคำนวณ bit error rate หรือ BER ต่อไป
15. จำลองการทำงานวนซ้ำข้อ 2. ถึงข้อ 14. เป็นการจำลองแต่ละ packet จนครบ 1,000 packet หรือ 800,000 บิตข้อมูล ตามข้อกำหนดของแบบจำลอง
16. เมื่อจำลองครบ 800,000 บิตข้อมูลแล้ว ทำการคำนวณ BER ตามสมการ (2.23)
17. จำลองการทำงานวนซ้ำข้อ 2. ถึงข้อ 16. เป็นการจำลองแต่ละ SNR ตั้งแต่ 0 ถึง SNR 20 ตามข้อกำหนดของแบบจำลอง

18. นำข้อมูล BER ที่ SNR ต่างๆกันมานำเสนอในรูปแบบกราฟเส้น แกนนอนเป็น SNR แกนตั้งเป็น BER เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพ

19. นำสัญลักษณ์ข้อมูลก่อนเข้ากระบวนการ De-modulation ในข้อ 12. มาเขียนกราฟเพื่อสังเกตลักษณะการกระจายตัวของกลุ่มดาวข้อมูล หรือ ในมุมมองของ eye diagram หรือ constellation diagram เปรียบเทียบกันในแต่ละเงื่อนไขของแบบจำลองที่นำเสนอ
เงื่อนไขของแบบจำลองที่นำเสนอ

ก) Equalization สำหรับเงื่อนไขนี้ หลังจากกระบวนการตัด cyclic prefix ในข้อ 9. ออกแล้วจะนำสัญลักษณ์ symbol ที่ได้มาคูณกับ weight (W) โดยจะแตกต่างกันตามรูปแบบที่เลือกใช้คือ Zero-forcing จะได้จากสมการ (2.13) ส่วน MMSE จะได้จากสมการ (2.16) และ beta จะถูกหารสัญลักษณ์ก่อนเข้าสู่กระบวนการ De-modulation ในข้อ 12. โดยที่ beta จะได้จากสมการที่ (2.14) เหมือนกันทั้งสองรูปแบบอัลกอริทึมที่ใช้ ไม่ว่าจะเป็น Zero-forcing และ MMSE กระบวนการอื่นเหมือนกระบวนการพื้นฐานของ OFDM ตั้งแต่ข้อ 1. ถึงข้อ 19.

ข) Pre-equalization สำหรับเงื่อนไขนี้ กระบวนการคูณกับ weight (W) นั้นจะนำไปคูณสัญลักษณ์ก่อนเข้ากระบวนการช่องสัญญาณ H ในข้อ 8. โดยที่มาของ W จะแตกต่างกันตามรูปแบบที่เลือกใช้เหมือนในข้อ ก) ส่วน beta ก็เหมือนกับข้อ ก) ทั้งที่มาและตำแหน่งในการคูณ ส่วนกระบวนการอื่นเหมือนกระบวนการพื้นฐานของ OFDM ตั้งแต่ข้อ 1. ถึงข้อ 19.

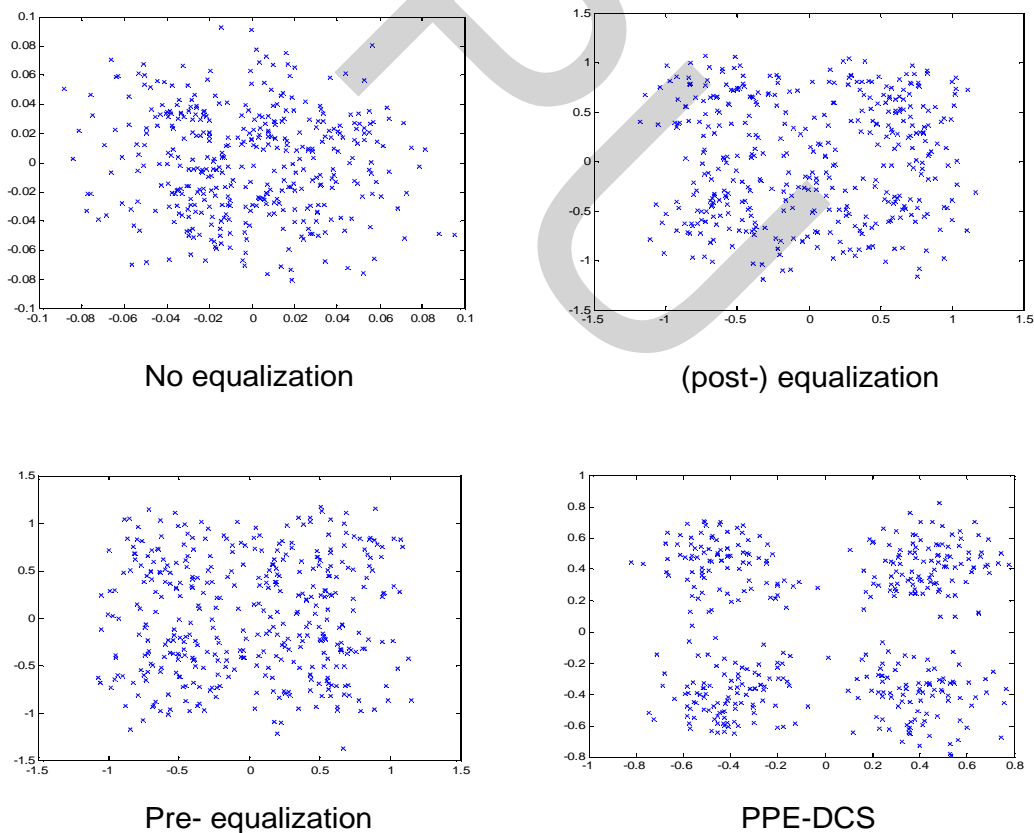
ค) เงื่อนไขการผสมผสาน PPE เป็นการผสมผสาน W และ beta ทั้งรูปแบบ equalization ในข้อ ก) และรูปแบบ pre-equalization ในข้อ ข) โดยเหมือนกันทั้งที่มาและตำแหน่งการคูณ แต่เพิ่มเติมกระบวนการคัดแยกกลุ่มดาวของข้อมูล DCS หลังจากรับข้อมูลมาจากช่องสัญญาณ H ในข้อ 8) โดยที่กระบวนการ PPE มีการทำงานตาม block diagram ภาพที่ 3.4 และแผนผังการทำงานของอัลกอริทึม DCS แสดงดังภาพที่ 3.6 จากนั้นนำสัญลักษณ์ที่ได้มารวมกัน แล้วหารสองก่อนกระบวนการ De-modulation ในข้อ 12. ให้เป็นไปตามสมการ (3.1) ส่วนกระบวนการอื่นเหมือนกระบวนการพื้นฐานของ OFDM ตั้งแต่ข้อ 1. ถึงข้อ 19.

บทที่ 4

ผลการศึกษา

4.1 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบ pre-, post-, combined

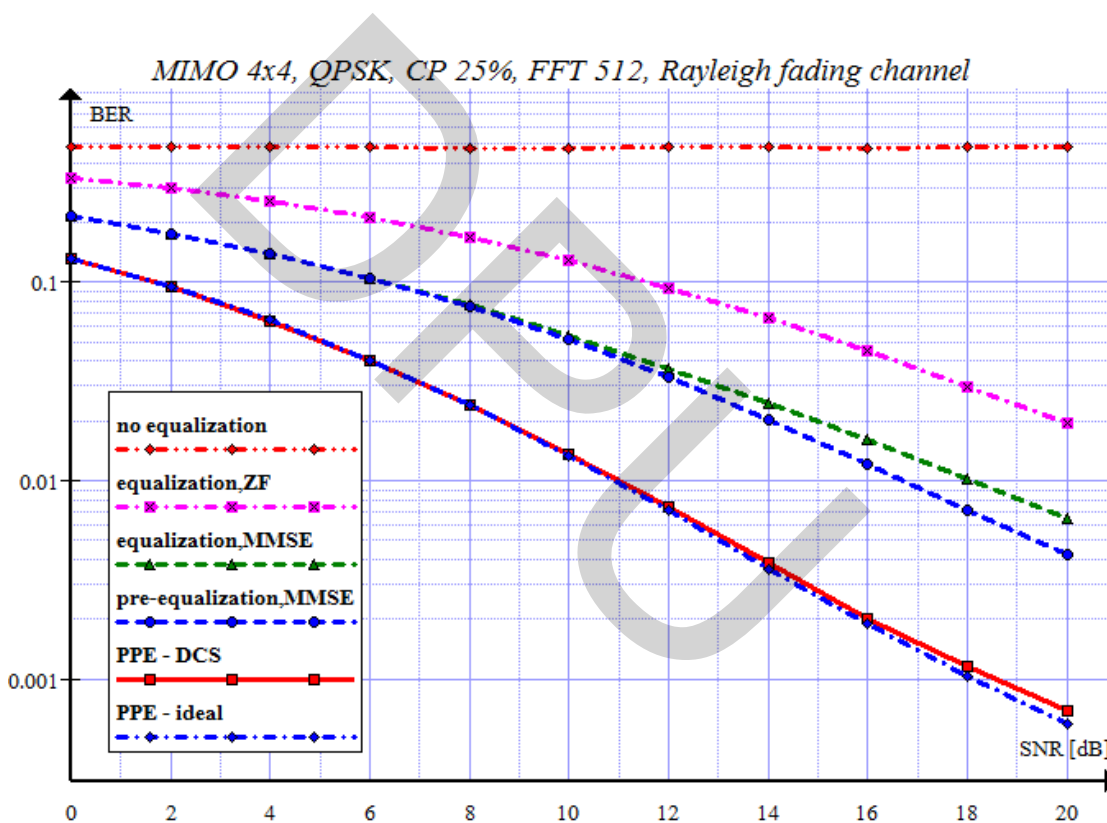
การจำลองเพื่อพิสูจน์ประสิทธิภาพของรูปแบบผสมผสานเทคนิค pre- และ post-equalization ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ได้กำหนดให้รูปแบบการสื่อสาร OFDM ภายใต้ช่องสัญญาณเป็นแบบ Rayleigh fading channel model ระบบสายอากาศ MIMO 4x4 การ modulation แบบ QPSK, cyclic prefix 25% และ FFT 512 ผลการศึกษาแบบจำลองวิเคราะห์ในมุมมองของ eye diagram หรือ constellation diagram เปรียบเทียบ symbol ที่ภาครับ เมื่อผ่านช่องสัญญาณ H แล้ว โดยจำแนกเป็น pre-, post-, combined pre- and post-equalization ดังภาพที่ 4.1



ภาพที่ 4.1 เปรียบเทียบลักษณะของ constellation กับการใช้งานแต่ละรูปแบบ

ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่ามีความจำเป็นจะต้องใช้ equalization ในการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับ เพราะเมื่อไม่ใช้ equalization ที่ภาครับจะมีปัญหาในการแยก symbol ออกจากกัน จากรูปสัญญาณจะปนกันเป็นกลุ่มเดียว ทำให้เกิดความผิดพลาดในการตรวจจับสัญลักษณ์ข้อมูลหรือ symbol ส่งผลให้อัตราความผิดพลาดระดับบิต bit error rate (BER) สูงขึ้น

เมื่อวิเคราะห์ในมุมมองของ eye diagram สามารถมองเห็นกลุ่มของสัญลักษณ์ข้อมูล แสดงให้เห็นว่าที่ภาครับสามารถตรวจจับได้ง่ายกว่า ดังนั้นประสิทธิภาพของรูปแบบ PPE จึงดีที่สุด เนื่องจากสามารถแยกแยะแต่ละ symbol ออกจากกัน ได้อย่างชัดเจน ดีกว่า pre-equalization เพียงเทคนิคเดียว และ pre-equalization ก็ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า post-equalization อีกด้วย



ภาพที่ 4.2 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ

เมื่อวิเคราะห์ผลการทดลองในรูปแบบของประสิทธิภาพ หรือ BER จากภาพที่ 4.2 จะเห็นความแตกต่างอย่างชัดเจนว่าเมื่อไม่มีการใช้งาน equalization จะความผิดพลาดหรือ BER สูงมาก (ประมาณร้อยละ 50) ซึ่งถือว่าไม่สามารถยอมรับได้

เมื่อจำลองโดยใช้เทคนิค equalization ก็พบว่าการใช้เทคนิค equalization ร่วมกับ algorithm แบบ MMSE ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ามาก เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้งาน equalization ด้วย algorithm แบบ ZF จะสามารถเห็นความแตกต่างได้ชัดเจนเมื่อ SNR สูงขึ้น (SNR > 10)

งานวิจัยนี้จึงพิจารณาใช้รูปแบบของ MMSE เป็นพารามิเตอร์เริ่มต้นของการเปรียบเทียบตามเงื่อนไขอื่นต่อไป

ผลการจำลองพิสูจน์ให้เห็นอีกว่า การใช้เทคนิค pre-equalization ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าเล็กน้อย เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้เทคนิค equalization ผลการจำลองนี้ต้องการเปรียบเทียบเฉพาะ pre-equalization และ post-equalization จึงปรับค่าพารามิเตอร์อื่นให้มีค่าเท่ากันหมดก่อน รวมทั้งการพิจารณาเลือกใช้ MMSE เป็นค่าเริ่มต้นของการเปรียบเทียบด้วย

สุดท้ายของการจำลองพบว่ารูปแบบการผสมผสานทั้งเทคนิค pre-equalization และเทคนิค post-equalization เข้าด้วยกันให้ประสิทธิภาพที่ดีที่สุด เมื่อพิจารณาที่ BER 10^{-2} รูปแบบผสมผสานใช้ SNR ประมาณ 11 dB เท่านั้น ในขณะที่การใช้งานเทคนิค pre-equalization เพียงเทคนิคเดียวต้องใช้ SNR ถึง 16 dB แต่ต่างกัน 5 dB จากความสัมพันธ์ $\text{dB} = 10 \log W$ จะได้ว่าความหมายของเรื่องนี้โดยสรุปคือ รูปแบบการใช้งานเทคนิค pre-equalization มีความต้องใช้พลังงานในการส่งมากกว่ารูปแบบผสมผสานที่นำเสนอถึงสามเท่าเลยทีเดียว

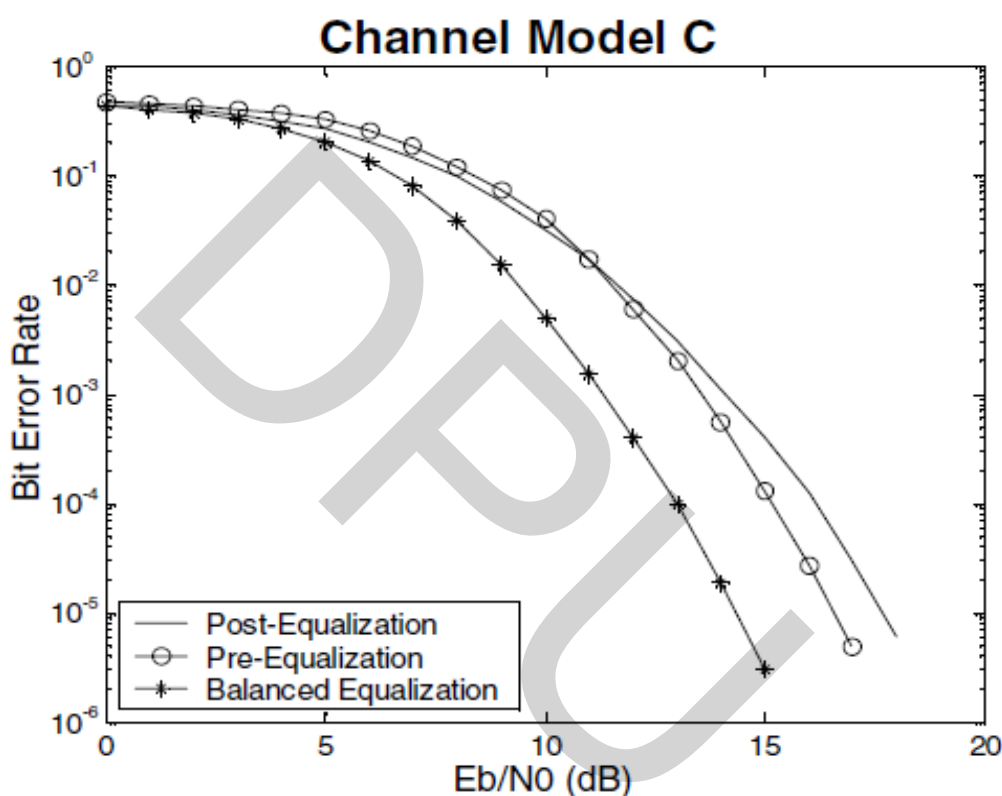
ในสถานการณ์เผชิญหน้ากับสัญญาณรบกวน noise รูปแบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอแสดงออกให้เห็นถึงความทนทานต่อสัญญาณรบกวน (noise immunity) เมื่อพิจารณาที่ SNR 18 dB ในรูปแบบ pre-equalization 100 บิตข้อมูล มีโอกาสผิดพลาด 1 บิต ในขณะที่เดียวกัน 1000 บิตข้อมูลของรูปแบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอ มีโอกาสผิดพลาดแค่ 1 บิตเท่านั้น พิจารณาตลอดเส้นกราฟพบว่าแนวโน้มให้ผลลัพธ์ออกมาในทิศทางเดียวกันตลอดแม้ว่า SNR น้อยก็ตาม ทั้งนี้วิเคราะห์แล้วเนื่องมาจากการรวมเอาข้อดีของแต่ละรูปแบบมารวมกัน ในปลายทางแล้วจึงได้ค่าเฉลี่ยผลลัพธ์ที่ดีกว่านั่นเอง

อัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวของข้อมูล DCS สามารถทำงานในการแยกสัญลักษณ์ symbol ของ pre-equalized symbol และ post-equalized symbol ที่ปนกันอยู่ให้ออกจากกัน และสามารถทำงานได้ใกล้เคียงกับอุดมคติ PPE-DCS และ PPE-ideal ในภาพที่ 4.2 ตามลำดับ

เมื่อเปรียบเทียบกับลักษณะ combined ของงานวิจัยที่แล้่วมา balanced equalization (G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148) วิเคราะห์แล้วพบว่า Channel Model C มีลักษณะใกล้เคียงกับงานวิจัยนี้

เนื่องจากสภาพแวดล้อมของการจำลอง Model C ของงานวิจัยดังกล่าว และรูปแบบจำลองผสมผสาน pre- และ post-equalization ในงานวิจัยนี้ไม่สามารถระบุหรือกำหนดให้เหมือนกันได้หมดทุกเงื่อนไข จึงพิจารณาเปรียบเทียบกับจุดอ้างอิงที่สมมติเลือกขึ้นมา ในที่นี้สมมติเลือกกราฟเส้นของ pre-equalization ให้เป็นจุดอ้างอิงไว้เปรียบเทียบ

จากผลลัพธ์ดังภาพที่ 4.3 เมื่อพิจารณาที่ BER 10^{-2} จะเห็นได้ว่าการใช้เทคนิค pre-equalization มีความต้องการใช้พลังงานในการส่งประมาณ 11.5 dB หรือประมาณ 14.12 วัตต์ ในขณะที่ Balanced Equalization มีความต้องการใช้พลังงานในการส่งประมาณ 9.5 dB หรือคิดเป็น 8.91 วัตต์ สรุปได้ว่าเทคนิค Balanced Equalization มีความต้องการใช้พลังงานในการส่งน้อยกว่าเทคนิค pre-equalization อยู่ประมาณร้อยละ 36.89

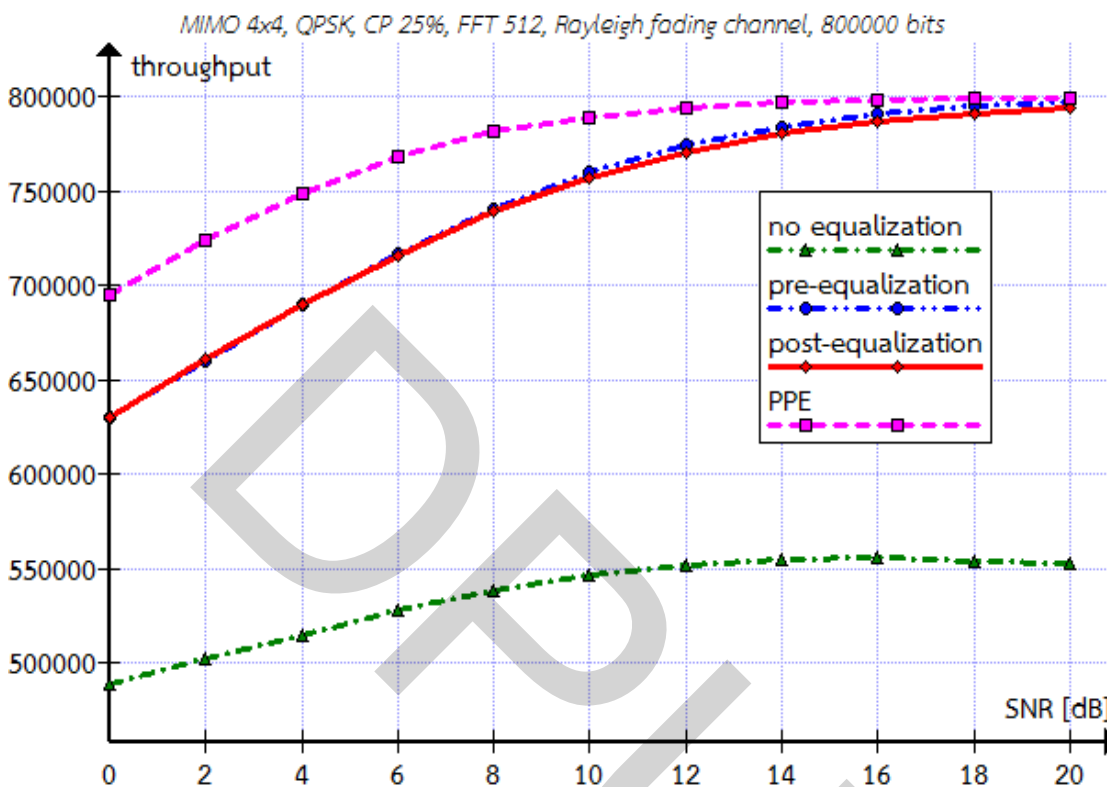


ภาพที่ 4.3 ผลลัพธ์ของ Post-, Pre- และ Balanced equalization (G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami, 2003, pp. 3145-3148)

เมื่อพิจารณารูปแบบ PPE ที่ BER 10^{-2} ที่จุดอ้างอิงหรือเส้นกราฟของ pre-equalization มีความต้องการใช้พลังงานในการส่งประมาณ 16 dB หรือคิดเป็น 39.81 วัตต์ ในขณะที่รูปแบบ PPE ต้องการใช้พลังงานเพียง 11 dB หรือคิดเป็น 12.59 วัตต์ โดยสรุปรูปแบบ PPE มีความต้องการใช้พลังงานน้อยกว่าเทคนิค pre-equalization อยู่ประมาณร้อยละ 68.37 จะเห็นได้ว่ารูปแบบที่กำลังนำเสนอดีกว่า Balanced Equalization ที่มีการวิจัยมาก่อนหน้านี้

ในมุมมอง throughput จะเห็นภาพได้อย่างชัดเจนว่ารูปแบบผสมผสาน PPE ให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าอย่างเห็นชัดเจนน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อระดับความแรงสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน SNR ต่ำ

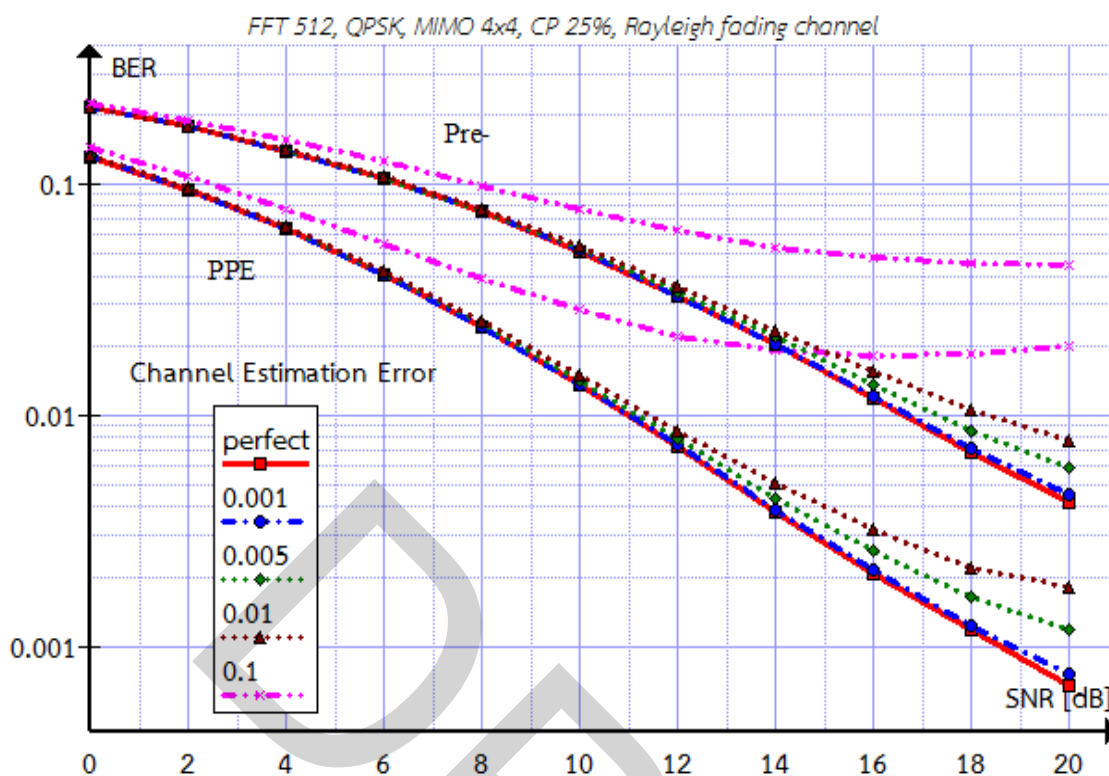
ดั่งภาพที่ 4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมอง Throughput ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ ใน 1 หน่วยเวลา



ภาพที่ 4.4 เปรียบเทียบประสิทธิภาพในมุมมอง Throughput ของการใช้งานแต่ละรูปแบบ

4.2 ผลการศึกษาแบบจำลองภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ

การจำลองภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ โดยจำลองว่าช่องสัญญาณประมาณ (\hat{H}) มีความผิดพลาดจากช่องสัญญาณจริง (H) ด้วยความแปรปรวนของ channel estimation error (σ_e^2) ที่ค่าต่างกัน $\sigma_e^2=0$ หมายถึงการประมาณช่องสัญญาณที่เป็นอุดมคติ ผลปรากฏว่า หากช่องสัญญาณมีความแปรปรวนมากกว่า 0.01 ประสิทธิภาพมีแนวโน้มที่แย่งมาก ดั่งภาพที่ 4.5 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER ภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation)



ภาพที่ 4.5 เปรียบเทียบประสิทธิภาพ BER ภายใต้การประมาณช่องสัญญาณไม่เป็นอุดมคติ

4.3 ผลการศึกษาแบบจำลองเปรียบเทียบ complexity

จากการคำนวณจำนวนครั้งในการบวกและคูณของกระบวนการทำงานทั้ง 3 รูปแบบ post-equalization, pre-equalization รูปแบบผสมผสาน PPE ที่เป็นอุดมคติ และรูปแบบที่ใช้งานร่วมกับอัลกอริทึมคัดแยกกลุ่มดาวข้อมูล DCS โดยพิจารณาจากสมการที่ (2.17), (2.18) และ (3.1) ตามลำดับ โดยใช้ตารางที่ 2.4 สมการ (2.21) และ (2.22) ในการอ้างอิงดังนี้

การคำนวณ Rx complexity ของ equalization

พิจารณาสมการ (2.17)

$(\hat{H}\tilde{x} + z)$ จะอยู่ในส่วน Tx เราจะไม่นำมาคิด complexity

$W_{e,MMSE}(\hat{H}\tilde{x} + z)$ เป็นการคูณ matrix W [4x4] กับ $(\hat{H}\tilde{x} + z)$ [4x512] จากตารางที่ 2.4 จะได้

$$\begin{aligned} CI &= (4) (4-1) (512) A + (4) (4) (512) M \\ &= 6,144 A + 8,192 M \end{aligned}$$

จากนั้นคิด $\frac{1}{\beta_e}$ คูณกับ $W_{e,MMSE} (\hat{H}\tilde{x} + z)$ ซึ่งเป็นการคูณ real number กับ matrix [4x512] ซึ่งเป็น complex number จะได้

$$C2 = 2 M (4 \times 512) = 4,096 M$$

ดังนั้น Rx complexity ของรูปแบบ post-equalization จะได้

$$C_{post} = C1 + C2 = 12,288 M + 6,144 A$$

การคำนวณ Rx complexity ของ pre-equalization

พิจารณาสมการ (2.18)

$(\hat{H}W_{p,MMSE}\tilde{x} + z)$ กระทำที่ฝั่ง Tx แล้วการคำนวณ Rx complexity จึงไม่คิดส่วนนี้ ผลลัพธ์ของ $(\hat{H}W_{p,MMSE}\tilde{x} + z)$ คือเมตริกซ์ 4x512 ที่มี complex number เป็นสมาชิก ดังนั้น complexity ของ pre-equalization จึงหมายถึงการคูณจำนวน real number $\frac{1}{\beta_p}$ กับ เมตริกซ์

$(\hat{H}W_{p,MMSE}\tilde{x} + z)$ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$C_{pre} = 2 M (4 \times 512) = 4,096 M$$

การคำนวณ Rx complexity ของ PPE

พิจารณาสมการ (3.1)

$W_{e,MMSE} (\hat{H}\tilde{x} + z)$ เป็นการคูณเมตริกซ์ 4x4 ($W_{e,MMSE}$) เข้ากับเมตริกซ์ 4x512 ($\hat{H}\tilde{x} + z$)

$$\begin{aligned} C1 &= (4) (4-1) (512) A + (4) (4) (512) M \\ &= 6,144 A + 8,192 M \end{aligned}$$

$(\hat{H}W_{p,MMSE}\tilde{x} + z)$ กระทำที่ Tx เราไม่เอามาคำนวณ Rx complexity ซึ่งเราเอาผลลัพธ์มาทำการต่อไป ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้ก็คือเมตริกซ์ 4x512 กระบวนการต่อไปจึงเป็นการบวกเมตริกซ์ $W_{e,MMSE} (\hat{H}\tilde{x} + z) + (\hat{H}W_{p,MMSE}\tilde{x} + z)$ ซึ่งมีขนาด 4x512 ทั้งคู่ จะได้การบวกกันทั้งหมด

$$C2 = 2 A (4 \times 512) = 4,096 A$$

ผลลัพธ์ที่ได้จะมารวม $2\beta_e\beta_p$ ซึ่งเป็น real number

$$C3 = 2 M (4 \times 512) = 4,096 M$$

$2\beta_e\beta_p$ เป็นการคูณ real

$$C4 = 2 M$$

ดังนั้น Rx complexity ของ PPE

$$C_{PPE} = C1 + C2 + C3 + C4 = 10,240 A + 12,290 M$$

การคำนวณความซับซ้อนของอัลกอริทึม DCS

ความซับซ้อนของอัลกอริทึม DCS มีแนวทางคำนวณในรูปแบบเดียวกัน รับสัญญาณข้อมูลมาจากสองเส้นทาง แต่ละเส้นทางประกอบด้วยเมตริกซ์ขนาด 4×256 และมีการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง $|x_{ref} - x|$ เมื่อพิจารณาแยกกระบวนการแล้วจะเป็นการบวนการหาผลต่างของจำนวนเชิงซ้อน (complex number) แล้วมากระทำทำให้เป็นค่าสัมบูรณ์ (absolute) จำนวนแล้วทั้งหมดใช้กระบวนการ $3A+3M$ ดังนั้นความซับซ้อนของอัลกอริทึมนี้คือ

$$\begin{aligned} C_{DCS} &= (2 \text{ เส้นทาง}) (4 \times 256 \text{ received symbols}) (3A+3M) \\ &= 6,144 M + 6,144 A \end{aligned}$$

สรุปการเปรียบเทียบความซับซ้อนที่ภาครับ (Rx complexity) ทั้งหมดในแต่ละรูปแบบของ equalization ในงานวิจัยนี้ แสดงได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการเปรียบเทียบ Rx complexity (512FFT, QPSK, MIMO 4X4)

Scheme	Addition	Multiplication
post-equalization	6,144	12,288
pre-equalization	0	4,096
PPE - ideal	10,240	12,290
PPE - DCS	16,384	18,434

จากผลลัพธ์ที่ได้เมื่อเปรียบเทียบความซับซ้อนที่ภาครับแล้ว พบว่า pre-equalization มีความซับซ้อนน้อยที่สุด และรูปแบบผสมผสาน PPE มีความซับซ้อนมากกว่าอย่างมีนัยสำคัญในจำนวนครั้งของการบวกเพิ่มขึ้นกว่าสองเท่าจากรูปแบบ equalization ซึ่งความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นนี้เอง ที่จะต้องจ่ายเพื่อแลกมาด้วยประสิทธิภาพดีสุดของแบบจำลอง PPE-DCS

วิเคราะห์ความซับซ้อนของแบบจำลองที่นำเสนอแล้วส่วนใหญ่เกิดจากกระบวนการ DCS เนื่องจากกระบวนการคิดคำนวณก่อนตัดสินใจแยกสัญญาณข้อมูลนั่นเอง ยังต้องการอัลกอริทึมที่ฉลาดมากเท่าใด ความซับซ้อนตรงนี้จะเพิ่มขึ้นตาม

บทที่ 5

สรุปผลการศึกษา

งานวิจัยนี้เสนอรูปแบบการปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารไร้สาย OFDM โดยการผสมผสาน pre-equalization และ post-equalization เข้าด้วยกัน หรือเรียกว่า PPE (combined pre- and post-equalization) อาศัยจุดเด่นของ equalization แต่ละแบบมารวมกันเพื่อประสิทธิภาพการสื่อสารไร้สายสูงสุดในขณะที่คำนึงถึงเรื่องความซับซ้อนที่ภาครับด้วย

ความซับซ้อนที่เป็นข้อจำกัดของอุปกรณ์ภาครับ (mobile equipment) ในระบบการสื่อสารไร้สาย ทุกระบบการสื่อสารไร้สายมีความต้องการให้มีความซับซ้อนน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อความง่ายในการออกแบบให้มีขนาดเล็ก เนื่องจากอุปกรณ์ของผู้ใช้งานมีลักษณะเคลื่อนที่ได้ (mobility) จำเป็นต้องออกแบบให้สะดวกพกพา และเพื่อประหยัดการใช้พลังงานเนื่องจากอุปกรณ์ของผู้ใช้งานเหล่านี้จะต้องพึ่งพาแหล่งพลังงานแบตเตอรี่อย่างเดียวนั่น

การใช้งานอัลกอริทึม DCS (decision constellation splitter) ซึ่งเป็นอัลกอริทึมในการตรวจจับและคัดแยกสัญญาณสัญลักษณ์ข้อมูลที่รับได้ (received symbol) ที่ผสมกันอยู่เมื่อผ่านช่องสัญญาณ โดยการคำนวณระยะห่างสัญลักษณ์ (symbol distance) ของสัญญาณที่รับได้เปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงทีละคู่ ระยะห่างสัญลักษณ์ใดเมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงแล้วมีขนาดเล็กกว่า จะถูกตัดสินโดยอัลกอริทึมว่าสัญลักษณ์นั้นผ่านกระบวนการ pre-equalization หรือเรียกว่า pre-equalized symbol และอีกสัญลักษณ์จะถูกตัดสินให้เป็นสัญลักษณ์ที่ผ่านกระบวนการ post-equalization เรียกว่า post-equalized symbol ก่อนจะผ่านเข้าสู่กระบวนการต่อไปของระบบผสมผสาน PPE

หลักการตัดสินใจของอัลกอริทึมมีแนวความคิดมาจากสัญญาณหรือสัญลักษณ์ที่ผ่านกระบวนการจัดการ weight ของรูปแบบ pre-equalization ก่อนผ่านเข้าช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวน noise และ interference จึงได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนเหล่านี้น้อยกว่าสัญญาณหรือสัญลักษณ์ที่ไม่ได้ผ่านกระบวนการจัดการ weight ก่อนเลย อย่างรูปแบบของ post-equalization เพราะกระบวนการ weight กระทำหลังจากผ่านช่องสัญญาณแล้ว และได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน แนวความคิดนี้ผ่านการทดลองและพิสูจน์แล้วในงานวิจัยนี้ พบว่า pre-equalized symbol มีค่าเฉลี่ยระยะห่างสัญลักษณ์น้อยกว่า post-equalized symbol จึงนำมาเป็นข้อกำหนดในการออกแบบหลักการตัดสินใจของอัลกอริทึม DCS

ผลการศึกษาแบบจำลองพบว่าเมื่อเปรียบเทียบเฉพาะรูปแบบ equalizer ที่ใช้งานในทั้งกระบวนการ pre-equalization และ post-equalization แล้วผลการจำลองแสดงให้เห็นว่า MMSE ให้ประสิทธิภาพดีกว่า ZF ดังภาพที่ 4.2 รูปแบบ MMSE จึงถูกเลือกมากำหนดเป็นพารามิเตอร์เริ่มต้นเพื่อพิจารณาเปรียบเทียบเงื่อนไขอื่นที่เหลือต่อไปในงานวิจัย

ผลการจำลองแสดงให้เห็นว่ารูปแบบที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่ารูปแบบอื่น ในมุมมองความผิดพลาดระดับบิต (bit error rate, BER) มีความผิดพลาดน้อยหรือจะกล่าวอีกอย่างหนึ่งว่า มีความต้านทานต่อสัญญาณรบกวน (noise immunity) สูงกว่ารูปแบบอื่น พิจารณาที่ SNR 18 รูปแบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้มีความผิดพลาด BER เพียง 10^{-3} ขณะที่รูปแบบ pre-equalization ผิดพลาดมากถึง BER 10^{-2} แม้ว่าจะจำลองระบบให้อยู่ภายใต้เงื่อนไขการประมาณการช่องสัญญาณที่ไม่เป็นอุดมคติ (imperfect channel estimation) ก็ตาม ยังให้แนวโน้มของผลลัพธ์ไปในทิศทางเดียวกัน

พิจารณาที่ BER 10^{-2} รูปแบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ให้ประสิทธิภาพดีกว่ารูปแบบ pre-equalization ผลลัพธ์ SNR แตกต่างกันถึง 5 dB

พิจารณาความต้องการพลังงานในการส่ง รูปแบบผสมผสาน PPE ที่นำเสนอมีความต้องการพลังงานในการส่งน้อยกว่า pre-equalization ถึงร้อยละ 68 จำนวนที่ BER 10^{-2} โดยในขณะที่รูปแบบ Balanced Equalization ที่มีการศึกษาวิจัยมาก่อนหน้านี้ มีความต้องการใช้พลังงานในการส่งน้อยกว่า pre-equalization เพียงร้อยละ 36.89 จึงสรุปได้ว่ารูปแบบผสมผสาน PPE ให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่า ตามผลการศึกษาหัวข้อที่ 4.1

อย่างไรก็ตามศึกษาภาพที่ได้เพิ่มขึ้นนี้จำเป็นต้องแลกกับความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งหากต้องใช้อัลกอริทึม DCS ด้วยนั้นความซับซ้อนที่ภาครับจะสูงขึ้นถึง 2 เท่าของ equalization ดังตารางที่ 4.1 แต่ทางเลือกของประเด็นนี้อาจจะหมายถึงการพัฒนาอัลกอริทึมคัดแยกสัญลักษณ์ของข้อมูลที่มีประสิทธิภาพสูงและมีความซับซ้อนน้อยกว่าอัลกอริทึม DCS ต่อไป

ข้อเสนอแนะจากงานวิจัยนี้ สามารถศึกษาวิจัยต่อไปในเรื่องของการผสมผสานเทคนิค pre-equalization และ post-equalization (PPE) ให้มีความสามารถในการเลือกได้เองอัตโนมัติที่ภาคส่ง หรือลักษณะที่ปรับเปลี่ยนได้เอง (adaptive) อาจจะเลือกเฉพาะ pre-equalization หรือเลือกเฉพาะ post-equalization หรือเลือกรูปแบบผสมผสาน PPE ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของสภาพแวดล้อมหรือสภาพช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน เพื่อลดความซับซ้อน complexity ลงได้อีก ลดการใช้พลังงานที่อุปกรณ์ของผู้ใช้ (UE) ตลอดจนการศึกษอัลกอริทึมในการปรับปรุงคุณภาพการรับส่งข้อมูล equalization ในลักษณะที่เป็นอิสระต่อกันแต่ละ component carrier (CC) ของเทคนิค carrier aggregation (CA) ในเทคโนโลยี LTE-Advanced (4G) ต่อไป

DPUC

บรรณานุกรม

บรรณานุกรม

ภาษาต่างประเทศ

BOOKS

- T. S. Rappaport. (1996). *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall.
- J. G. Proakis. (1989). *Digital Communications*. McGraw-Hill, second edition.
- R.V. Nee & R. Prasad. (2000). *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House.
- Dr.Mary Ann Ingram. (2000). *OFDM Simulation Using Matlab*. Smart Antenna Research Laboratory, Guillermo Acosta.
- David Tse & Pramod Viswanath. (2005). *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press.
- Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, & Chung G. Kang. (2010). *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. In: Singapore; Hoboken, NJ: IEEE Press: J. Wiley & Sons (Asia).

ARTICLES

- Ho Van Khuong & Tho Le-Ngoc. (2010). *Zero-forcing based Decode-and-Forward Cooperative Relaying Scheme over Doubly Selective Fading Channels*. Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), IEEE, pp. 1-6.
- E. Panayircı, H. Dogan, & H.V. Poor. (2009). *A Gibbs Sampling Based MAP Detection Algorithm for OFDM Over Rapidly Varying Mobile Radio Channels*. IEEE Globecom'09, Honolulu, Hawaii, pp. 1-6.
- A. Gorokhov & J. P. Linnartz. (2004). *Robust OFDM receivers for dispersive time-varying channels: Equalization and channel acquisition*. IEEE Trans. Commun., vol. 52, no. 4, pp. 572-583.

- L. Rugini, P. Banelli, & G. Leus. (2006). *Low-complexity banded equalizers for OFDM systems in Doppler spread channels*. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2006, no. Article ID 67404, pp. 1-13.
- N. Sathish Kumar & K. R. Shankar Kumar. (2011). *Performance analysis and comparison of $m \times n$ zero forcing and MMSE equalizer based receiver for mimo wireless channel*. Songklanakarin Journal of Science and Technology, 33(3), p. 335.
- N. Sathish Kumar & K.R. Shankar Kumar. (2011). *Bit Error Rate Performance Analysis of ZF, ML and MMSE Equalizers for MIMO Wireless Communication Receiver*. European Journal of Scientific Research, 59(4), pp. 522-532.
- Xiaojing Huang. (2007). *Diversity Performance of Precoded OFDM with MMSE Equalization*. ISCT '07, pp. 802-807.
- Lingyang Song, Are Hjørungnes, & Manav R. Bhatnagar. (2008). *Pre-Equalization and Precoding Design for Frequency-Selective Fading Channels*. ICC '08. IEEE International Conference, 10.1109/ICC.2008.889, pp. 4744-4748.
- Luca Rugini, Paolo Banelli, & Geert Leus. (2005). *Simple Equalization of Time-Varying Channels for OFDM*. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL.9, NO.7.
- Cosovic I., Schnell M., & Springer A. (2003). *Combined pre- and post-equalization for uplink time division duplex MC-CDMA in fading channels*. Proceedings International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS'03), pp. 439-450.
- Cosovic I., Schnell M., & Springer A. (2005). *Combined equalization for uplink MC-CDMA in Rayleigh fading channels*. Communications, IEEE Transactions. 53(10). pp. 1609-1614.
- G. Charalabopoulos, P. Stavroulakis, & A.H. Aghvami. (2003). *Pre- post- and balanced equalization in OFDM*. Vehicular Technology Conference, VTC 2003-Fall. IEEE 58th, Page(s): 3145-3148 Vol.5.
- C. S. Modlin & J. S. Chow. (1999). *Current and Projected Digital Complexity of DMT VDSL*. Texas Instruments, T1E1.4 Technical Subcommittee Working Group.
- Chunhui Liuz, Anke Schmeinky, & Rudolf Mathar. (2009). *Efficient Power Allocation for OFDM with Imperfect Channel State Information*. WiCOM'09, pp. 1370-1373, IEEE Press Piscataway: NJ: USA.

- J. G. Proakis. (1991, May). *Adaptive equalization for TDMA digital mobile radio*. IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, pp. 333-341.
- Jin Liang Huangr. (2009). *Adaptive MIMO Systems with Channel State Information at Transmitter*. TRITA-ICT-COS-0804. Stockholm: SWEDEN.
- Auda M. Elshokry. (2010). *Complexity and Performance Evaluation of Detection Schemes for Spatial Multiplexing MIMO Systems*. (Thesis Submitted to Faculty of Engineering), Islamic University Gaza, Palestine.
- R. Deepa & K. Baskaran. (2011). *Joint Bit and Subcarrier Power Allocation with V-BLAST/ MAP/MMSE for MIMO OFDM Systems*. European Journal of Scientific Research, 57(3). pp. 502-513.
- Armour S., A. Nix, & D. Bull. (1999). *Pre-FFT equalizer design for OFDM*. Electronics Letters, 35, pp. 539-540.
- Song Gand Chunping Li. (2009). *Complex Network Model for Software System and Complexity Measurement*. Computer Science and Information Engineering, WRI World Congress on (Vol.7), pp. 624-628.
- Vijaya Chandran Ramasam. (2009). *BER performance over fading channels and diversity Combining*. KUID 698659.

กรม
การ
การ
การ

ภาคผนวก

Pre- and Post- Equalization Technique Combining for Wireless Communications

Suriya Kanthalue

Master of Computer and Telecommunication Engineering,
Dhurakij Pundit University,
Thailand,
kanjoe71@hotmail.com

Pheeradej Nanan, Ph.D

CAT Telecom Public Company Limited,
Thailand,
pheeradej@yahoo.com

Abstract— This paper presents OFDM wireless communication system by using different equalization schemes. Performance and complexity are compared between pre-equalization, post-equalization and combined pre- with post- equalization (PPE) schemes. For combining technique, the received symbols are separated to pre- and post- symbols sequence by using the decision constellation splitter (DCS) algorithm. The result has shown performance in term of bit error rate (BER). In practice, channel estimation is not perfect so we also include the impact of imperfect channel estimation on BER performance in this paper.

Keywords— *Pre-equalization, Post-equalization, Equalization, Combined pre- and post- equalization, PPE, combining, Decision Constellation Splitter, DCS, low complexity receiver, Imperfect Channel Estimation.*

I. INTRODUCTION

The traditional downlink wireless communication from transmitter (Tx) or base station to receiver (Rx) or user equipment (UE) has employed the equalizer in receiver devices which has more complexity, more power consumption and also not be handy by user. The pre-equalization has been applied in order to decrease this complexity. To achieve high data rate of transmission while limited power resource of mobile equipment is a challenge for wireless communication.

In LTE-Advanced (4G), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation which is widely used in many applications and standard such as xDSL, digital video broadcasting (DVB), broadband mobile, IEEE 802.11 and 802.16 standard also supports high data rate requirement to obviate inter-symbol interference (ISI) caused by quasi-static frequency selective-fading channels [1] [2] [3]. Equalization and channel estimation is schemed to improved performance of OFDM and various detection techniques are proposed, including zero-forcing (ZF) equalizer and minimum mean square error (MMSE) equalizer, decision-feedback (DF), maximum a posteriori probability (MAP) [4] [5] [6]. Naturally, there is performance-complexity trade-off among these equalizers. The ZF equalizer is the least complicated and lowest performance while the MMSE equalizer has higher performance and higher complexity.

The ZF equalizer removes all ISI, forces the ISI part of the error to be zero. This is an ideal when the channel is noiseless, but when it is faced to the noisy channel, the ZF equalizer may amplify the noise power greatly. The better balanced linear

equalizer is the MMSE equalizer which does not aim at eliminating ISI completely, but instead minimizes the total power of the noise and ISI components at the output [1] [7] [8] [9]. Feedback equalizer sends more processes and increases more complexity of the receiver. The pre-equalization technique in [10] [11] [12] have shown method how to reduce complexity at the receiver.

To achieve high data rate the combination of pre-equalization at transmitter and post-equalization at receiver scheme is applied in wireless communication system [13] [14]. When pre-equalized symbol and equalized symbol from the transmitter have been sent into the same channel and the same time, the mixed complex number of each symbol sequences are difficult to separate by detector at receiver.

Thus, the main contribution of this article is the proposal of pre- and post- equalization (PPE) scheme with decision constellation splitter (DCS) algorithm where separate symbol among pre-equalized symbol and post-equalized symbol by using symbol distance from the received symbol to the reference symbol. The detected symbol that close to the reference symbol is decided to pre-equalized symbol, the other is decided to post-equalized symbol.

In section II, the simulation model of transmission channel is discussed and OFDM descriptions are presented. In section III, the equalization methods and parameters are discussed. In section IV, the complexity measurement is presented. In section V, imperfection channel estimation is discussed for practice and implementation. The bit error rate performance and receiver complexity of the proposed scheme is compared to different conditions and discussed in detail in section VI and VII respectively.

II. SIMULATION MODEL

This paper has simulated by using Rayleigh fading channel model and the multiple antenna system. The multiple transmits and receives antenna can be realized in the form of $M \times N$ channel matrix. The basic multiple input multiple output (MIMO) system shows in Fig. 1. Generally, output symbol y has shown in (1).

$$y = Hx + n \quad (1)$$

Refer to (1), x represents the input data, n represents noise with a variance and H represents the channel gain of the

antenna between transmitter and receiver. H can be written in form of matrix (2), whereas N is the number of transmitter antenna, M is the number of receiver antenna. The simple MIMO 4x4 model is selected as parameter in our simulation.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \quad (2)$$

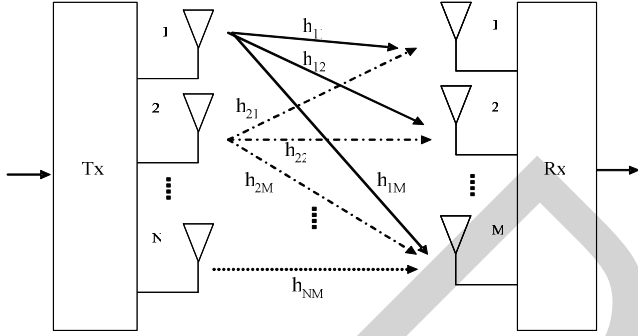


Figure 1. Typical MIMO system

This paper considered OFDM scheme to maintain high data rate transmission. The simple OFDM is selected for our simulation, showed in Fig. 2. The OFDM scheme without forward error correction (FEC) and interleaving process reduces complexity, small size of receiver and easy to implement. The impacts of the larger FFT are not only power consumption and the size of the RAMs, but also include the multipliers and control logic. The complexity increase in logic and the memory increase are linear with the FFT size [15]. FFT 512 is selected for our simulation.

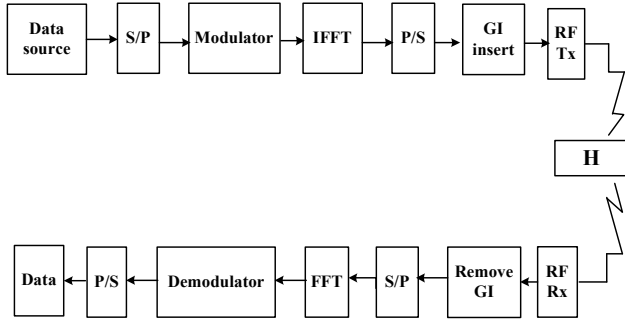


Figure 2. Basic OFDM block diagram

High order modulation increases a level of noise sensitivity that causes high bit error rate for detection at the receiver. The errors can be decreased by using lower modulation order [16]. QPSK scheme is selected for our simulation because of low receiver's complexity and reasonable noise immunity.

III. POST-, PRE- AND PPE EQUALIZATION

A. Equalization

An equalizer or post-equalizer is designed to compensate the effect of channel. Linear signal detection method treats all

transmitted signals as interferences except for the desired stream from the target transmit antenna. Therefore, interference signals from other transmit antennas are minimized throughout detecting the desired signal from the target transmit antenna. To facilitate the detection of desired signals from each antenna, the effect of the channel is inverted by a weight matrix. The standard linear detection methods include the ZF and MMSE technique. The equalization block diagram shown in the Fig. 3, weight processing is proceeded at the receiver-side.

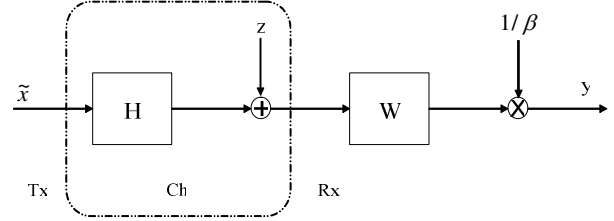


Figure 3. Equalization block diagram

Zero-forcing is simple linear and easy to implement, but low performance also. Weight matrix (W), constant to meet the total transmitted power constant after Pre-equalization (β), the received signals (y) are given as (3), (4), (5), respectively [17].

$$W_{ZF} = \beta \hat{H}^{-1} \quad (3)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{N_T}{\text{Tr}(\hat{H}^{-1}(\hat{H}^{-1})^H)}} \quad (4)$$

$$y = \frac{1}{\beta} W_{ZF} (\hat{H}\tilde{x} + z) \quad (5)$$

Where, \tilde{x} is the bit input, let \hat{H} denote the estimate of channel H , z is channel noise, N_T is numbered of transmitter antenna. Normally, simulation channel estimation is perfect ($\hat{H} = H$), channel noise is Additive white Gaussian noise (AWGN).

This paper focused MMSE equalization, showed better performance than ZF. Weight matrix of MMSE equalization and the received signal are given (6), (7), respectively.

$$W_{MMSE} = \beta \times \hat{H}^H \left(\hat{H}\hat{H}^H + \frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2} I \right)^{-1} \quad (6)$$

$$y_e = \frac{1}{\beta_e} W_{e,MMSE} (\hat{H}\tilde{x} + z) \quad (7)$$

Where, σ_z^2 is noise variance, σ_x^2 is input variance [7].

B. Pre-equalization

The pre-equalization scheme on the transmitter-side outperforms the receiver-side equalization. It is attributed to the fact that the receiver-side equalization suffers from noise enhancement in the course of equalization. In view of the complexity, this scheme is provided low complexity at receiver. Fig. 4 shows pre-equalization with MMSE, the received signal is given by (8) [17].

$$y_p = \frac{1}{\beta_p} (\hat{H} W_{p,MMSE} \tilde{x} + z) \quad (8)$$

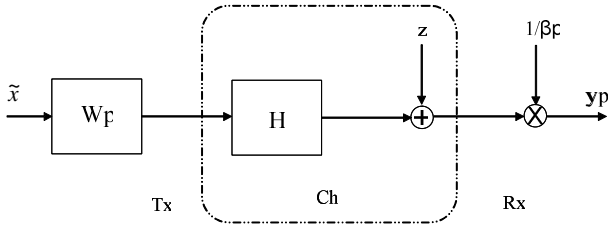


Figure 4. Pre-equalization block diagram

C. Combined pre- and post-equalization (PPE)

In the scenario that complexity is unlimited, or system BER is seriously, we may use combined pre- and post-equalization as shown in Fig. 5. The input data are copied to two parts, one multiplied by pre-weight (W_p) before transmitted into channel, other transmitted directly into the same channel and same time. At the channel H , the signals are mixed and suffered by noise. The mixed signals are detected and separated to two parts by DCS algorithm. Each pair of symbol from two sequences is compared with reference symbol, calculated symbol distance from received to reference symbol as (9), (10). In the areas of mathematics, symbol distance is magnitude of vector or the length of vector from the received symbol to the reference symbol on constellation diagram. The detected symbol that has smaller symbol distance or smaller magnitude is decided to pre-equalized symbol, the other symbol is decided to post-equalized symbol. The reference symbol depend on modulation type or constellation diagram. Example, there are four points of reference symbols in QPSK; $1+i$, $1-i$, $-1+i$, $-1-i$.

$$d_1 = |ref\ symb - received\ symb 1| \quad (9)$$

$$d_2 = |ref\ symb - received\ symb 2| \quad (10)$$

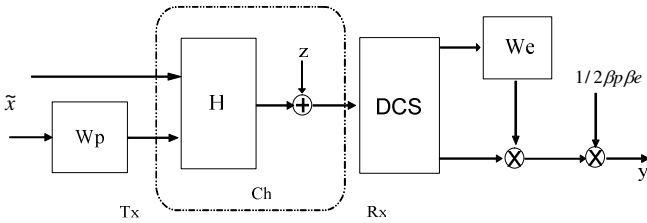


Figure 5. Combined pre- and post-equalization (PPE)

At the receiver, post-equalized symbol sequence is multiplied by post-weight (W_e). The last output symbol is the average of complex number from both pre- and post-equalized symbol sequences as (11).

$$y = \frac{W_{e,MMSE} (\hat{H} \tilde{x} + z) + (\hat{H} W_{p,MMSE} \tilde{x} + z)}{2 \beta_e \beta_p} \quad (11)$$

IV. COMPLEXITY

Normal complexity measurement by using big-O represents computation complexity [18] [19] [20]. This paper considers only Rx complexity by using computational complexity of arithmetic operations TABLE I [19] to calculate and compare the complexity at the receiver-side. As we known this computational complexity is how many times of multiplication (M) and addition (A) process.

TABLE I. COMPUTATIONAL COMPLEXITY OF ARITHMETIC OPERATIONS[19]

Operation	Inputs		Output	Complexity
	#real	#complex		
Complex multiplication	0	2	Complex	4M+2A
Complex multiply by real	1	1	Complex	2M
Square root	1	0	Real	M
Complex power	0	1	Real	2M+A
Real division	2	0	Real	M
Complex division	0	2	Complex	8M+3A
Complex divide by real	1	1	Complex	2M

V. IMPERFECT CHANNEL ESTIMATION

Pre-equalization needs channel estimation process to predict channel gain or channel information. Normally simulation used perfect channel estimation ($\hat{H} = H$).

In practice, we do not know channel information and channel is not perfect, so that channel estimate gets the error. Imperfect channel estimation depends on variance channel estimation error (σ_ϵ^2). The acceptable error will be specific to maintain system performance. Let \hat{H} denote the estimated channel, it can be a model as,

$$\hat{H} = H + E \quad (12)$$

Where, E is the estimation noise with independent complex Gaussian entries, $[E]_{ij} \sim CN(0, \sigma_\epsilon^2)$. We denote E as channel estimation error from actual channel. Channel estimation is perfect when the channel estimation error variance $\sigma_\epsilon^2 = 0$. Let H denote the actual channel matrix, the original channel can be rewritten as (13),

$$H = \eta \hat{H} + \sqrt{1-\eta} G_w \quad (13)$$

where $\eta = \frac{1}{1 + \sigma_\epsilon^2}$, G_w is independent and identically distributed Gaussian white noise [20], $[G_w]_{ij} \sim CN(0,1)$, G_w denote the random complex normal distribution, C means complex domain, and N indicates the normal distribution with mean zero and variance 1.

Normally, imperfect channel state information is incurred at two places, at channel estimation and feedback part. Noisy channel estimation can cause random interference in the detection which cannot be eliminated. Feedback introduces delay as well as errors when passing information from the receiver to the transmitter [21] [22].

VI. SIMULATION RESULTS

To review the effectiveness of the proposed combining technique with proposed decision algorithm (DCS), we set simulation parameters as Rayleigh fading channel model with MIMO 4x4, QPSK modulation, cyclic prefix 25% and FFT 512.

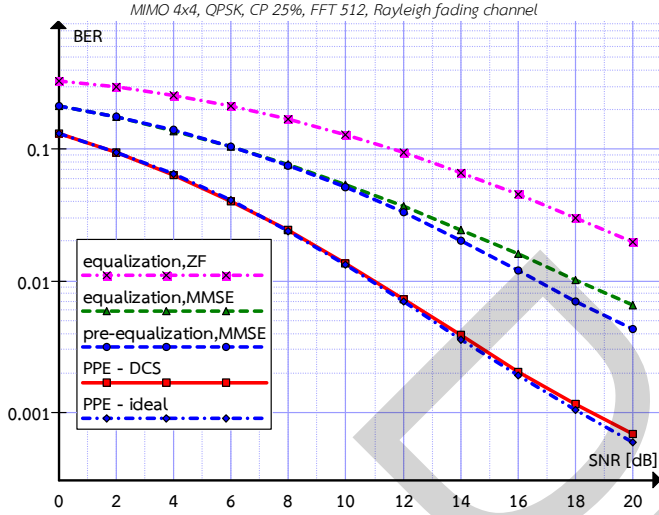


Figure 6. ZF-Equalization, MMSE-Equalization, Pre-equalization-MMSE, Combined pre- and post-equalization performance comparison

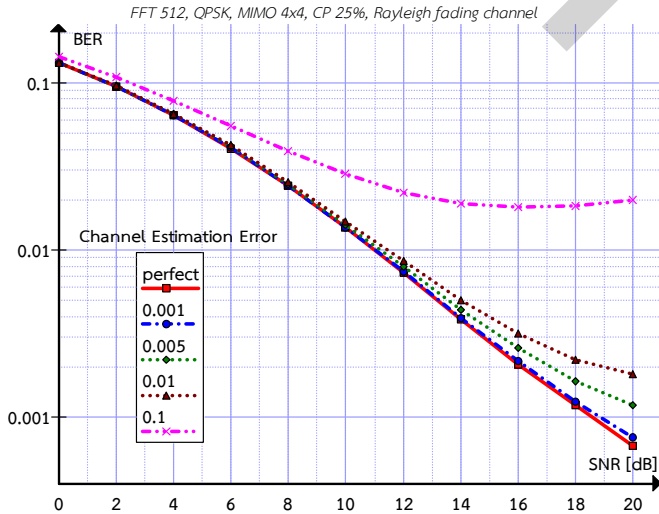


Figure 7. PPE-DCS under imperfect channel estimation

Fig. 6 shows plot of bit error rate versus SNR for ZF-equalization, MMSE-equalization, pre-equalization with MMSE, PPE with DCS algorithm and ideal PPE (with perfect DCS algorithm). It is observed at BER level of 10^{-2} SNR about 11 dB can be achieved by using the proposed method, but it must attained SNR over 16 dB by using pre-equalization with MMSE. That means pre-equalization requires transmitting power more than three times of transmitting power by using proposed method. In the noise facing scenario, the proposed method shows that it is outstandingly noise immunity which is observed at 18 dB NSR, pre-equalization get bit error rate

around 1/100, meanwhile proposed method get bit error rate around 1/1000.

Fig. 7 shows the result of imperfect channel estimation simulation. The channel estimation error variance effects to performance. The perfect channel is estimation, $\sigma_e^2 = 0$. The result shows lack performance when channel estimates are error increase ($\sigma_e^2 > 0.01$).

Consider pre-equalization scheme (8), the operation of $(\hat{H}W_{p,MMSE}\tilde{x} + z)$ is operated over the transmitter side, so the receiver complexity calculation is not included this operation. The operation at receiver is only a real number multiplied by matrix 4x512. Refer to TABLE I, the computational complexity of pre-equalization equals 4,096M. In the same way calculation, the computational complexity of PPE scheme in (12) equals 4144A+4162M.

Consider (9) and (10), the symbol distances are calculated and compared by DCS. There are absolute, square root and addition operations in DCS. Thus, computational complexity of DCS algorithm equals 2050A+6M. The TABLE II shows all computational complexity comparison.

TABLE II. RX COMPLEXITY COMPARISON (512FFT,QPSK,MIMO 4x4)

Scheme	Addition	Multiplication
Equalization	48	4,160
Pre-equalization	0	4,096
PPE - ideal	4,144	4,162
PPE - DCS	6,194	4,168

VII. CONCLUSION

This paper proposes combining method of pre- and post-equalization (PPE) with decision constellation splitter (DCS) algorithm to improve the system performance for OFDM wireless communications. The DCS algorithm has proposed for detect and separate the mixed signals by calculates and compares symbol distance with the reference symbol. From the result, the proposed method can be achieved the higher performance in term of bit error rate compared to other methods. In the other words, the method shows out performance in term of higher noise immunity.

ACKNOWLEDGMENT

The author is grateful to Montree N. and Pichedpong T. for their support.

FUTURE WORK

Adaptive PPE with DCS for noise immunity wireless communication systems under imperfect channel estimation.

REFERENCES

- [1] David Tse and Pramod Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication," Cambridge University Press, 2005
- [2] R.V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House, 2000

- [3] Ho Van Khuong, Tho Le-Ngoc, "Zero-forcing based Decode-and-Forward Cooperative Relaying Scheme over Doubly Selective Fading Channels," Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE, P 1-6
- [4] E. Panayircı, H. Dogan, and H.V. Poor, "A Gibbs Sampling Based MAP Detection Algorithm for OFDM Over Rapidly Varying Mobile Radio Channels," IEEE Globecom'09, Honolulu, Hawaii, Nov.30-Dec.4, P 1-6, 2009
- [5] A. Gorokhov and J. P. Linnartz, "Robust OFDM receivers for dispersive time-varying channels: Equalization and channel acquisition," IEEE Trans. Commun., vol. 52, no. 4, pp. 572–583, Apr. 2004
- [6] L. Rugini, P. Banelli, and G. Leus, "Low-complexity banded equalizers for OFDM systems in Doppler spread channels," EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2006, no. Article ID 67404, pp. 1–13, 2006
- [7] N. Sathish Kumar and K. R. Shankar Kumar, "Performance analysis and comparison of $m \times n$ zero forcing and MMSE equalizer based receiver for mimo wireless channel," Songklanakarin Journal of Science and Technology, ISSN 0125-3395, Vol.33, Issue:3, P335, 2011
- [8] Nagarajan Sathish Kumar, K.R. Shankar Kumar, "Bit Error Rate Performance Analysis of ZF,ML and MMSE Equalizers for MIMO Wireless Communication Receiver," European Journal of Scientific Research, ISSN 1450-216X, Vol.59 No.4, P522-532, 2011.
- [9] Xiaojing Huang, "Diversity Performance of Precoded OFDM with MMSE Equalization," ISCIT '07, P802-807, 2007
- [10] Dr.Mary Ann Ingram, "OFDM Simulation Using Matlab," Smart Antenna Research Laboratory, Guillermo Acosta, 2000
- [11] Lingyang Song, Are Hjørungnes, and Manav R. Bhatnagar, "Pre-Equalization and Precoding Design for Frequency-Selective Fading Channels," ICC '08. IEEE International Conference, 10.1109/ICC.2008.889, P 4744-4748, 2008
- [12] Luca Rugini, Paolo Banelli and Geert Leus, "Simple Equalization of Time-Varying Channels for OFDM," IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL.9, NO.7, 2005
- [13] Cosovic, I.; Schnell, M.; Springer, A. "Combined pre- and post-equalization for uplink time division duplex MC-CDMA in fading channels," Proceedings International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum (MC-SS'03),pp. 439–450, Sept. 2003
- [14] Cosovic, I.; Schnell, M.; Springer, A. "Combined equalization for uplink MC-CDMA in Rayleigh fading channels" Communications, IEEE Transactions on Volume:53, Issue: 10, P 1609-1614, 2005
- [15] C. S. Modlin, J. S. Chow, "Current and Projected Digital Complexity of DMT VDSL," Texas Instruments, T1E1.4 Technical Subcommittee Working Group, 1999
- [16] Yong Soo Cho, Jakewon Kim, Won Young Yang, and Chung G. Kang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB," In: Singapore; Hoboken, NJ : IEEE Press : J. Wiley & Sons (Asia), 2010
- [17] V. Pammer, Y. Delignon, W. Sawaya and D. Boulinguez, "A low complexity suboptimal MIMO receiver: the combined ZF-MLD algorithm," The 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003, vol.3, P 2271-2275, 2003
- [18] Auda M. Elshokry, "Complexity and Performance Evaluation of Detection Schemes for Spatial Multiplexing MIMO Systems," Thesis Submitted to Faculty of Engineering, Islamic University Gaza, Palestine, 2010
- [19] R. Deepa and K. Baskaran, "Joint Bit and Subcarrier Power Allocation with V-BLAST/ MAP/MMSE for MIMO OFDM Systems," European Journal of Scientific Research ISSN 1450-216X Vol.57 No.3, P502-513, 2011.
- [20] Jin Liang Huangr, "Adaptive MIMO Systems with Channel State Information at Transmitter," TRITA-ICT-COS-0804 ISSN 1653-6347, SE-16440 Stockholm, SWEDEN, 2009
- [21] Chunhui Liuz, Anke Schmeinky and Rudolf Mathar, "Efficient Power Allocation for OFDM with Imperfect Channel State Information," WiCOM'09, P1370-1373, IEEE Press Piscataway, NJ, USA, 2009
- [22] Sigen Ye; Blum, R.S.; Cimini, L.J. "Adaptive OFDM Systems With Imperfect Channel State Information," Wireless Communications, IEEE Transactions on Volume:5, Issue: 11, P3255-3265, 2006

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	สุริยา กันทะลือ
ประวัติการศึกษา	ปีการศึกษา 2544 ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยธรรมศาสตร์
ตำแหน่งและที่ทำงานปัจจุบัน	ตำแหน่งวิศวกร บริษัท กสท โทรคมนาคม จำกัด (มหาชน) 99 หมู่ 3 ถ.แจ้งวัฒนะ แขวงทุ่งสองห้อง เขตหลักสี่ กรุงเทพฯ 10210
ทุนการศึกษา	ทุนข้าราชการ เจ้าหน้าที่ของรัฐ พนักงานรัฐวิสาหกิจและ วิสาหกิจเอกชน ปีการศึกษา 2552-2553
ผลงานทางวิชาการ	Pre- and Post- Equalization Technique Combining for Wireless Communications, ICOIN 2013, ©2013 IEEE, ISSN 1976-7684, pp. 336-340.