การประมาณค่าการวัดสัญญาณดิจิตอลทีวีในประเทศไทย

EVALUATION OF FIELD SIGNAL MEASUREMENTS OF DIGITAL TV IN THAILAND

คินุพงษ์ ชมสุข

KINUPONG CHOMSUK

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-114

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การประมาณค่าการวัดสัญญาณดิจิตอลทีวีในประเทศไทย

EVALUATION OF FIELD SIGNAL MEASUREMENTS OF DIGITAL TV IN THAILAND

T077967

คิณุพงษ์ ชมสุข

KINUPONG CHOMSUK

เลขหมู่ 77967
เลขทะเบียน
วัน,เดือน,ปี 12 ก.พ. 2551

b. 11872990 7
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

KMITL-2007-EN-M-010-114

EVALUATION OF FILED SIGNAL MEASUREMENTS OF DIGITAL TV IN THAILAND

KINUPONG CHOMSUK

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN TELECOMMUNICATIONS ENGINEERING

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2007

KMITL-2007-EN-M-010-114

COPYRIGHT 2007
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การประมาณค่าการวัดสัญญาณดิจิตอลทีวีในประเทศไทย

Evaluation of Field Signal Measurements of Digital TV in Thailand

นักศึกษา นายคิณุพงษ์ ชมสุข

รหัสประจำตัว 48060959

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		**ลายมือชื่อ**
รศ.สมยศ	จุณณะปิยะ	
ดร.มนตรี	คำเงิน	
รศ.จิระศักดิ์	ชาญวุฒิธรรม	
รศ.ดร.ฟูศักดิ์	ชีวสุวิทย์	
รศ.ดร.กอบชัย	เดชหาญ	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ 19 พฤศจิกายน 2550 เวลา 09.00-11.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 1

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.จารุวัตร เจริญสุข)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่......๒๖......**เดือน**....พฤศจิกายน....**พ.ศ.**๒๕๕๐.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การประมาณค่าการวัดสัญญาณดิจิตอลทีวีในประเทศไทย
นักศึกษา	นายคิณพงษ์ ชมสุข
รหัสนักศึกษา	48060959
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมโทรคมนาคม
พ.ศ.	2550
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอผลของการทดลองรับสัญญาณทีวีจากการส่งออกอากาศแบบดิจิตอลในประเทศไทย โดยใช้ระบบ DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial) ซึ่งได้มีการใช้งานแล้วในหลาย ๆ ประเทศโดยเฉพาะประเทศในแถบทวีปยุโรป โดยกำหนดให้อยู่ในมาตรฐาน ETS 300744 DVB-T มีการใช้คลื่นพาห์ในระบบ COFDM และมีการเลือกใช้ระบบมอดูเลท แบบ QPSK, 16QAM, 64QAM และสามารถใช้ความกว้างของช่องได้ 6, 7 หรือ 8 MHz โดยมีการบีบอัดสัญญาณภาพเสียงแบบ MPEG2 ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการทดสอบการรับสัญญาณโดยแบ่งออกเป็นสองรูปแบบคือ การรับแบบภายในอาคารที่เป็นห้องซึ่งมีลักษณะแบบปิดและการรับแบบภายนอกอาคารซึ่งมีลักษณะของพื้นที่ในการรับที่แตกต่างกัน โดยใช้เครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ DVB-T และเครื่องมือวัดระดับสัญญาณ แล้วนำผลที่ได้จากการวัดในแต่ละแบบมาทำการประเมินค่า เพื่อหาอัตราส่วนความต้องการของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มีต่อการรับในลักษณะที่ต่างกันของแต่ละพื้นที่ เพื่อให้ได้คุณภาพที่ยอมรับได้ของสัญญาณภาพและเสียง

Thesis Title	Evaluation of Field Signal Measurements of Digital TV in Thailand
Student	Mr.Kinupong Chomsuk
Student ID.	48060959
Degree	Master of Engineering
Program	Telecommunications Engineering
Year	2007
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Kobchai Dejhan

ABSTRACT

This thesis presents the results of receptions TV signal from digital transmission in Thailand by DVB-T (Digitai Video Broadcasting–Terrestrial) system DVB-T used in many countries around the world. The terrestrial standard for the transmission is defined in ETS 300744, DVB-T, coherent COFMD carriers is used and select the type of modulation such as QPSK, 16QAM, 64QAM. The DVB-T channel has 6, 7 or 8 MHz bandwidth and transport streams type of MPEG2 for picture and audio. The results of this paper are tested based on two type receptions, are indoor and outdoor building which is different location by using a IRD (receiver DVB-T) decoder, instrument and results from measurements to evaluate the best of C/N, picture and audio quality.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณท่าน รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นอย่างสูงที่ให้คำปรึกษา ชี้แนะแนวทางการแก้ไขปัญหา และให้โอกาสในการศึกษารวมทั้งกำลังใจกับผู้เขียน ในการทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ตลอดจนคำแนะนำต่างๆ ที่มีค่ามากสำหรับการศึกษา และวิจัย เพื่อมุ่งไปสู่อีกเป้าหมายหนึ่งของชีวิต ที่มีความสำคัญไม่น้อยไปกว่าความพยายามที่จะได้มาซึ่งทรัพย์สินใดๆจากการทำงาน

ขอขอบคุณอาจารย์ภาคโทรคมนาคมทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้กับผู้เขียน ซึ่งล้วนเป็นประโยชน์อย่างยิ่งต่อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ และช่วยให้ผู้เขียนสามารถทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงได้ในที่สุด

ขอขอบคุณพี่น้องในแผนกซ่อมบำรุง บริษัท กรุงเทพโทรทัศน์และวิทยุ จำกัด ทุกท่านที่ได้ช่วยเหลือผู้เขียนให้มีโอกาสในการศึกษาและทำงานวิจัยจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณ คุณแม่ และขอบคุณ ครอบครัวที่ได้ให้กำลังใจในด้านการศึกษาให้กับผู้เขียนมาโดยตลอด

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....II

กิตติกรรมประกาศ.....III

สารบัญ.....IV

สารบัญตาราง.....VII

สารบัญรูป.....VIII

บทที่ 1 บทนำ.....1

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา.....1

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....2

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....2

1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....3

1.5 ขอบเขตของการวิจัย.....3

1.6 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย.....4

บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการของ OFDM.....5

2.1 บทนำ.....5

2.2 หลักการ และโครงสร้างของ OFDM.....6

2.3 ช่วงเวลาคุม และส่วนหน้าแบบวน.....10

2.4 วินโดว์อิ่ง.....12

2.5 การซิงโครไนซ์.....14

2.6 การตรวจวัด.....18

2.7 ปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง.....19

2.8 ระบบOFDM.....23

2.9 สรุป.....25

บทที่ 3 ทฤษฎี และหลักการที่เกี่ยวข้องกับการรับ-ส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล.....26

3.1 หลักการของการมอดูเลท แบบ COFDM.....26

3.1.1 รูปแบบของการจัดเฟรมใน COFDM.....29

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.1.2 สัญญาณอ้างอิง....31

3.1.2.1 หน้าที่การทำงานของเซลล์ต่างๆ....31

3.1.2.2 ความหมายของสัญญาณอ้างอิง....31

3.1.2.3 ตำแหน่งของเซลล์กระจายสัญญาณไพลอท....32

3.1.3 ค่าตัวแปรของสัญญาณการส่ง (Transmission parameter signaling)....33

3.2 การประมาณช่องสัญญาณ....35

บทที่ 4 สาเหตุการจางหายของสัญญาณในหลายทิศทาง (Multi-path fading)....39

4.1 การจางหายแบบ Long-term (Long-Term Fading)....39

4.2 การจางหายแบบ Short-term (Short-Term Fading)....40

4.3 ฟังก์ชั่นความหนาแน่นของความน่าจะเป็น....48

4.3.1 ฟังก์ชั่นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Long-normal....49

4.3.2 ฟังก์ชั่นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rayleigh....50

4.3.3 ฟังก์ชั่นความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rician....52

บทที่ 5 การทดลอง และการติดตั้งอุปกรณ์เครื่องส่ง-รับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

5.1 บทนำ....54

5.2 อุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....54

5.2.1 รายการ และชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....54

5.2.2 การติดตั้งชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....56

5.2.3 การทดสอบชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....57

5.3 อุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....59

5.3.1 รายการ และชุดอุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....59

5.3.2 การติดตั้งชุดอุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....60

5.3.3 การทดสอบชุดอุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....61

5.4 บทสรุป....61

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 6 ผลการทดลอง การรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล....62

6.1 ผลการรับสัญญาณในรูปแบบคงที่....62

6.2 ผลการรับสัญญาณในรูปแบบเคลื่อนที่....65

6.2.1 ผลการรับสัญญาณในพื้นที่โล่ง....69

6.2.2 ผลการรับสัญญาณผ่านสิ่งกีดขวาง....70

6.2.3 ผลการรับสัญญาณแบบมีสัญญาณรบกวน....71

บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ....72

เอกสารอ้างอิง....75

ภาคผนวก....77

ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์....78

ประวัติผู้เขียน....84

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

3.1 แสดงอัตราการส่งข้อมูลของ OFDM ที่การใช้งานแถบความถี่ 8 MHz.........................28

3.2 แสดงถึงช่วงเวลาที่ใช้สำหรับสัญญาณ COFDM สำหรับ 2K และ 8K...........................29

3.3 แสดงช่วงเวลา Symbol ในค่าของ Guard interval..30

3.4 แสดงตำแหน่งของสัญญาณไพลอท ที่ความถี่คลื่นพาห์ต่างๆ.....................................33

3.5 แสดงตำแหน่งของ TPS ในความถี่พาห์ต่างๆ...34

3.6 แสดงถึงข้อมูลต่าง ๆใน TPS..35

5.1 ตารางแสดงการตั้งค่าพามิเตอร์ของ COFDM ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนรูปแบบการส่งของเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล..57

6.1 ตารางแสดงค่าผลของการรับสัญญาณรูปแบบคงที่ในห้องแบบปิดในโหมด 8K, 64QAM, CR 2/3, GI 1/32 μs, DR 24.13 Mbps..62

6.2 ตารางแสดงผลการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ตามจุดที่กำหนดใน โหมด 2K, 64-QAM, CR 2/3, GI 1/32 μs, DR 24.13 Mbps..64

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 การเปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิดท์ของ (a) FDM (b) OFDM.....5

2.2 การมอดูเลทสัญญาณ OFDM.....7

2.3 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM.....8

2.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย.....9

2.5 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลามาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ IFFT.....10

2.6 หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ OFDM.....10

2.7 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงหลายวิถีที่ออกนอกเหนือเวลาคุม.....11

2.8 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน.....12

2.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิ่ง สำหรับจำนวน 16, 64 และ 256 คลื่นพาห์ย่อย.....13

2.10 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิ่งสัญลักษณ์ OFDM, T_s คือ เวลาของสัญลักษณ์, T คือช่วงเวลาของ FFT T_G คือเวลาคุม T_{prefix} คือระยะฟรีการ์ด T_{prefix} คือระยะโพสต์การ์ด และ β คือแฟกเตอร์โรลล์ออฟ.....14

2.11 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิ่งแบบเรสโคไซน์ตามค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟเท่ากับ 0, 0.25, 0.05 และ 0.1.....14

2.12 การซิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน.....15

2.13 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้.....16

2.14 โครงสร้างชุดข้อมูล OFDM.....18

2.15 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM กับการตรวจวัดแบบร่วมนัย.....18

2.16 ตัวอย่างของแพ็กเกจกับ 2 ชุดสัญลักษณ์เพื่อประมาณหาค่าช่องสัญญาณและสัญญาณนำ 2 คลื่นพาห์ย่อยใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ทางความถี่.....19

2.17 การใช้วินโดว์อิ่งกับสัญญาณเวลา OFDM.....21

2.18 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ OFDM ที่ใช้ 32 คลื่นพาห์ย่อยกับการขริบและค่าสูงสุดวินโดว์อิ่งที่ระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) 3 dB เหนือค่าขนาดเฉลี่ย.....21

2.19 (a) สัญญาณ OFDM (b) สัญญาณหลังจากตัดค่าสูงสุดออก.....22

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

2.20 อัตราส่วนความผิดพลาด ของแพ็กเกจเทียบกับ Eb/No สำหรับแพ็กเก็จ 64 ไบต์ใน AWGN, PAPR ลดลง 5 dB โดย (a) การขริบ (b) การตัดค่าสูงสุดออกและ (c) ค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง..... 23

2.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM.....24

3.1 กลุ่มของสัญญาณในระบบ COFDM.....26

3.2 การทำงานของพื้นฐานการมอดูเลท แบบ COFDM..... 27

3.3 การกำเนิดของขบวน PRBS.....31

3.4 ตำแหน่งของสัญญาณ Pilot ภายในโครงสร้างของเฟรม OFDM.....32

3.5 การประมาณช่องสัญญาณของระบบการรับสัญญาณ.....36

4.1 Local mean ของสัญญาณการจางหายแบบ Long-term.....39

4.2 การรับสัญญาณขณะด้านรับอยู่กับที่.....41

4.3 การเคลื่อนที่ในแนวมุม θ กับแนวระนาบ.....42

4.4 กรณีที่มีการสะท้อนของสัญญาณจากจุดส่ง.....44

4.5 ถึงเงื่อนไขทั่วไปของการสะท้อนของสัญญาณ.....45

4.6 การรับสัญญาณจากการสะท้อนของคลื่น N จำนวน.....46

4.7 ตัวอย่างการสุ่มเพื่อนับความน่าจะเป็นของระดับสัญญาณที่ 12 dB.....48

4.8 การกระจายแบบปกติของค่า PDF.....49

4.9 ลักษณะการกระจายของค่า PDF ในรูปแบบของ Rayleigh.....51

4.10 ลักษณะการกระจายของค่า PDF ในรูปแบบของ Rician.....53

5.1 แผนผังแสดงลักษณะของพื้นที่ที่ใช้ในการติดตั้งชุดอุปกรณ์เครื่องส่งฯ.....54

5.2 อุปกรณ์ MPEG2 Encoder ยี่ห้อ Tiernan รุ่น TE 300A.....55

5.3 อุปกรณ์ TV Exciter รุ่น SX800 และ Control unit รุ่น NETCCU 800 ยี่ห้อ R&S.....55

5.4 อุปกรณ์ UHF RF Amplifier ยี่ห้อ R&S รุ่น VH6010 A2.....55

5.5 อุปกรณ์แผงสายอากาศ YAGI 5 element 2x2 stacks.....55

5.6 บล็อกไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์ชุดเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล.....56

5.7 ภาพการเชื่อมต่ออุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล.....56

5.8 ชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณออกอากาศ.....57

5.9 การเชื่อมต่ออุปกรณ์ที่ใช้ส่งสัญญาณไปยังแผงสายอากาศ.....58

5.10 การทดสอบชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณไปยังแผงสายอากาศ.....58

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.11 อุปกรณ์ Field strength 58

5.12 อุปกรณ์ DVB-T Set-Top-Box....59

5.13 อุปกรณ์ LCD DVB-T Demodulator....59

5.14 บล็อกไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์ชุดเครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบคงที่....60

5.15 บล็อกไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์ชุดเครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบเคลื่อนที่....60

5.16 การทดสอบชุดอุปกรณ์เครื่องรับสัญญาณแบบคงที่....61

5.17 การวางชุดอุปกรณ์รับสัญญาณและเสาอากาศแบบเคลื่อนที่ซึ่งติดตั้งในรถยนต์....61

6.1 การแบ่งพื้นที่ของห้องเพื่อใช้บันทึกค่าผลการรับสัญญาณในรูปแบบคงที่....62

6.2 อุปกรณ์ที่ใช้รับสัญญาณแบบคงที่ซึ่งตั้งรับภายในห้อง....62

6.3 ภาพของอุปกรณ์ที่ใช้รับสัญญาณแบบคงที่....64

6.4 ภาพลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากสเปคตรัม....64

6.5 ภาพลักษณะของสัญญาณที่รับได้จาก Field strength....64

6.6 สัญญาณภาพที่รับได้จาก DVB-T Set-Top-Box 65

6.7 ตำแหน่งบนแผนที่ในการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่....65

6.8 การติดตั้งเสาอากาศรับสัญญาณเข้ากับตัวถังรถยนต์....66

6.9 การติดตั้งเสาอากาศรับสัญญาณซึ่งอยู่ภายนอกรถ....66

6.10 การติดตั้งอุปกรณ์รับสัญญาณซึ่งอยู่ภายในรถ....67

6.11 ผลที่ได้จากการบันทึกค่าการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่....68

6.12 สเปคตรัม (Spectrum) การรับสัญญาณในที่พื้นที่โล่ง....69

6.13 การรับสัญญาณภาพในพื้นที่โล่ง....69

6.14 สเปคตรัม (Spectrum) การรับสัญญาณผ่านสิ่งกีดขวาง....70

6.15 การรับสัญญาณภาพผ่านสิ่งกีดขวาง....70

6.16 สเปคตรัม (Spectrum) การรับสัญญาณรบกวนแบบ Impulse noise....71

6.17 การรับสัญญาณภาพแบบมีสัญญาณรบกวน....71

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การแพร่ภาพกระจายเสียงแบบดิจิตอลสามารถทำได้ โดยผ่านระบบสายเคเบิ้ล (Cable transmission) โทรทัศน์ภาคพื้นดิน (Terrestrial transmission) การส่งสัญญาณโดยตรงจากดาวเทียม (Direct-to-home transmission) ที่ผ่านมาในประเทศต่าง ๆ การแพร่ภาพระบบดิจิตอลนั้นมักเกิดขึ้นกับโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมหรือเคเบิ้ลทีวีก่อนโทรทัศน์ภาคพื้นดิน การที่โทรทัศน์ระบบดิจิตอลเกิดขึ้นกับโทรทัศน์ในระบบดาวเทียมก่อนมีสาเหตุอย่างน้อย 2 ประการคือ ประการที่หนึ่ง การเปลี่ยนโทรทัศน์ภาคพื้นดินไปสู่ระบบดิจิตอลต้องเปลี่ยนโครงข่ายถ่ายทอดสัญญาณที่มีอยู่จำนวนมากทั้งหมด ในขณะที่การปรับเปลี่ยนโครงข่ายถ่ายทอดสัญญาณของโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมไปสู่ดิจิตอล เกี่ยวข้องกับการปรับเปลี่ยนดาวเทียมที่ถ่ายทอดสัญญาณเพียงดวงเดียวเท่านั้น ประการที่สอง คลื่นความถี่สำหรับระบบโทรทัศน์ผ่านดาวเทียมยังมีเหลืออยู่มากกว่าคลื่นความถี่สำหรับโทรทัศน์ภาคพื้นดิน ซึ่งทำให้คลื่นความถี่เหลือพอในการเปลี่ยนไปใช้ระบบดิจิตอล การแพร่ภาพในระบบดิจิตอลมีข้อดีเหนือกว่าการแพร่ภาพในระบบอนาล็อกหลายประการคือ การมีภาพและเสียงที่มีความคมชัดกว่า ขจัดการรบกวนได้ แม้ใช้เสาอากาศที่ติดตั้งในตัวอาคาร (In-door antenna) การแพร่ภาพในระบบดิจิตอลยังช่วยทำให้ช่วงความถี่มีเหลือ เนื่องจากสามารถบีบอัด (Compress) สัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพและไม่จำเป็นต้องมี "กันชน" (Guard band) ระหว่างช่องสัญญาณมากเท่ากับการแพร่ภาพในระบบอนาล็อก ดังนั้น เมื่อเปรียบเทียบกันแล้ว การแพร่ภาพในระบบดิจิตอลจะใช้คลื่นความถี่สิ้นเปลืองน้อยกว่าการแพร่ภาพในระบบอนาล็อกมาก โดยสามารถใช้คลื่นความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่าระบบอนาล็อก 4-8 เท่า ขึ้นกับปัจจัยต่าง ๆ เช่น ความคมชัดของสัญญาณที่ต้องการ สภาพภูมิประเทศ ผู้เชี่ยวชาญคาดกันว่า เมื่อประเทศหนึ่ง ๆ สามารถปรับเปลี่ยนโทรทัศน์ภาคพื้นดินไปสู่ระบบดิจิตอลได้อย่างสมบูรณ์จนสามารถเลิกการแพร่ภาพในระบบอนาล็อก ก็จะมีคลื่นความถี่เพิ่มขึ้นถึงหลายร้อยเมกกะเฮิรทซ์ ในปัจจุบันมีมาตรฐานทางเทคนิค (Technical standard) สำหรับระบบโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอล 3 มาตรฐานโลก คือ

1. มาตรฐาน DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) ของยุโรป
2. มาตรฐาน ATSC (Advanced Television System Committee) ของสหรัฐ
3. มาตรฐาน ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) ของญี่ปุ่น

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการส่งและรับสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอล ซึ่งใช้มาตรฐาน DVB-T ของยุโรป [12] ซึ่งได้มีการทดลองใช้แล้วหลายประเทศในแถบภูมิภาคนี้ โดยได้มีการทดลองติดตั้งเครื่องส่งโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอล (DVB-T) [12] ขึ้นในประเทศไทยและได้ทดสอบการรับส่งสัญญาณจากการแพร่ภาพกระจายเสียงในรูปแบบคงที่ (ภายในห้องแบบปิด) และแบบเคลื่อนที่ (ภายนอกอาคาร) โดยใช้เครื่องมือวัดระดับสัญญาณ (Field strength) และเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulation) และนำผลที่ได้มาทำการประเมินหาค่าเฉลี่ยการรับที่เหมาะสมเพื่อใช้ในการออกแบบระบบโครงข่ายโทรทัศน์ภาคพื้นดินให้ได้ประโยชน์คุ้มค่าสูงสุดสำหรับอนาคตของประเทศต่อไป

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากความต้องการในการใช้ทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่ให้คุ้มค่ามากที่สุด จึงได้มีโครงการทดสอบการใช้การแพร่ภาพกระจายเสียงโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอล (DVB-T) [12] ขึ้นโดยได้ทดลองติดตั้งเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล เพื่อใช้ในการทดลองการรับสัญญาณออกอากาศด้วยเครื่องมือวัดระดับสัญญาณ (Field strength) และเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulator) ดังนั้นวัตถุประสงค์หลักของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ การนำเสนอผลการรับสัญญาณการออกอากาศแพร่ภาพกระจายเสียงจริงของโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T [12] ในประเทศไทยโดยนำผลที่ได้จากการรับสัญญาณในหลายรูปแบบมาทำการประเมินหาค่าเฉลี่ยที่เหมาะสมในการรับสัญญาณเพื่อให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุดของสัญญาณภาพและเสียง ดังนั้นการทดลองดังกล่าวอาจนำไปสู่การประเมินการออกแบบระบบโครงข่ายสถานีโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T [12] ต่อไปในอนาคต

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การรับสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบอนาล็อก (Analog) กับระบบดิจิตอล (Digital) มีความแตกต่างกันหลายประการคือในระบบดิจิตอลมีภาพและเสียงที่คมชัดกว่าในระบบอนาล็อก และระบบดิจิตอลยังขจัดการรบกวนได้แม้ใช้เสาอากาศติดตั้งในตัวอาคาร (In-door antenna) ทั้งยังบีบอัด (Compress) สัญญาณได้อย่างมีประสิทธิภาพและไม่จำเป็นต้องมี “กันชน” (Guard band) ระหว่างช่องสัญญาณมากเท่ากับในระบบอนาล็อก รูปแบบของการรับสัญญาณในระบบดิจิตอลแบบคงที่(ภายในอาคารหรือห้องแบบปิด) และแบบเคลื่อนที่ (ภายนอกอาคารที่มีสิ่งกีดขวางการรับ) มีรูปแบบของการประมาณช่องสัญญาณที่แตกต่างกัน โดยในแบบคงที่จะมีส่วนของสัญญาณสะท้อน (Echo signal) จากผนังห้องและความแตกต่างของเวลาในการมาถึงจุดรับมาร่วมพิจารณาด้วย ส่วนแบบเคลื่อนที่จะมีสิ่งที่เกิดขึ้นนอกเหนือจากการรับสัญญาณแบบคงที่คือการเคลื่อนที่ด้วย

ความเร็วส่วนหนึ่งหรือทำให้เกิดการเพิ่ม-ลดลงของความถี่ (Frequency doppler) ซึ่งมีผลโดยตรงต่อการรับสัญญาณซึ่งอาจเป็นสาเหตุให้เกิดค่าของผลการรับสัญญาณที่แตกต่างกันได้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

จากการรับสัญญาณระบบอนาลอกสู่ระบบดิจิตอล การประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นเป็นเสมือนการจัดแบ่งย่านความถี่ในการรับสัญญาณช่องต่าง ๆ ไม่ให้มีการแทรกซ้อนกันหรือรบกวนกัน สำหรับในการรับสัญญาณแบบดิจิตอลในที่นี้ได้อ้างอิงถึงการมอดูเลทแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[14] ซึ่งเป็นการรับ- ส่งสัญญาณโดยการใช้ความถี่จำนวนมาก (2k หรือ 8 k) ภายในช่วงความถี่ 8 MHz เพื่อแปลงสัญญาณกลับมาอีกครั้ง สำหรับส่วนนี้มีการพิจารณาถึงจำนวนสัญญาณที่เข้ามาในแต่ละทิศทาง และในส่วนของ Sub-symbol ที่ในแต่ละเฟรมของข้อมูลส่วนที่ส่งมาด้วย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงการรับสัญญาณจากเครื่องส่งโทรทัศน์ภาคพื้นดินระบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T[12] โดยใช้เครื่องมือวัดระดับสัญญาณ (Field strength) และเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulator) มาติดตั้งและรับสัญญาณในพื้นที่ที่มีความแตกต่างกันทางสภาพภูมิศาสตร์ ทั้งในรูปแบบคงที่(ตั้งรับในห้องที่มีพื้นที่แบบปิด) และรูปแบบเคลื่อนที่ (ภายนอกอาคารและภายในรถยนต์) โดยมีลักษณะที่มีสิ่งกีดขวางในการเดินทางมาถึงจุดรับของสัญญาณรวมถึงระยะเวลา(Timing)ของสัญญาณที่เดินทางมาถึงจุดรับสัญญาณไม่พร้อมกันด้วย เพื่อที่จะนำมาพิจารณาร่วมกับการประเมินค่าในการรับสัญญาณต่อไป

1.5 ขอบเขตของการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ กล่าวถึงการรับสัญญาณจากการออกอากาศของเครื่องส่งโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T [12] ด้วยเครื่องมือวัดระดับสัญญาณ (Field strength) และเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulation) ในรูปแบบคงที่และแบบเคลื่อนที่ โดยการวัดสัญญาณในรูปแบบคงที่จะเป็นการติดตั้งชุดเครื่องมือวัดและชุดเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ DVB-T ภายในห้องซึ่งมีลักษณะพื้นที่แบบปิด และสำหรับการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบเคลื่อนที่ซึ่งหมายถึงการใช้งานในรถยนต์หรือการรับสัญญาณที่อยู่ภายนอกอาคาร โดยที่ยังอยู่ในรัศมีการส่งสัญญาณจากสถานีส่งและมีค่าความแรงของสัญญาณในระดับหนึ่งที่สามารถรับสัญญาณได้ตามมาตรฐาน DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) [12] โดยจะนำผลที่ได้จากการแสดงค่าของเครื่องมือวัดระดับสัญญาณและเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณมาทำการประเมินหาค่าที่เหมาะสมที่ใช้ในการรับสัญญาณภาพและเสียงให้ได้

คุณภาพสูงสุด เพื่อที่อาจจะนำมาใช้ในการออกแบบระบบโครงข่ายสถานีโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลสำหรับประเทศไทยในอนาคตต่อไป

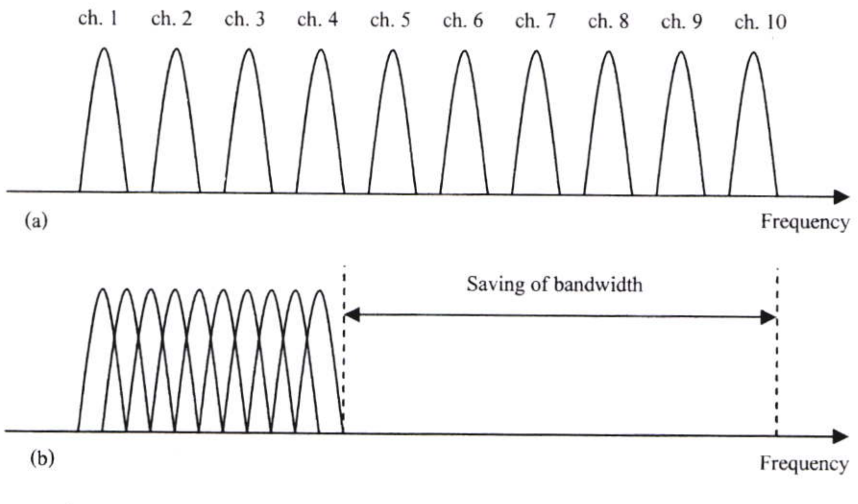
1.6 ขั้นตอนการวิจัย

จากแนวความคิดและหลักการที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นสามารถสรุปขั้นตอนของการศึกษาสำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือ อันดับแรกทำการศึกษาทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการรับ-ส่งโทรทัศน์ในระบบดิจิตอล จากนั้นทำการศึกษาหลักการทำงานของระบบการรับ-ส่งโทรทัศน์ในระบบดิจิตอลตามาตรฐาน DVB-T [12] รวมถึงการศึกษารูปแบบทางเทคนิคของการมอดูเลท แบบ OFDM และการส่งสัญญาณในการเข้ารหัส แบบ COFDM [14] ว่าในแต่ละรูปแบบมีค่าความแตกต่างกันอย่างไรเมื่อเปลี่ยนค่าในการส่ง พร้อมทั้งศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่จะใช้ในการส่งออกอากาศของเครื่องส่งโทรทัศน์ในระบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T [12] หลังจากนั้นจึงทำการติดตั้งชุดเครื่องรับสัญญาณที่จะใช้แสดงผลของการรับสัญญาณในรูปแบบที่กำหนด สุดท้ายจึงทำการบันทึกค่าแสดงผลจากการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลด้วยเครื่องมือวัดระดับสัญญาณ (Field Strength) และเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulator) และนำผลการรับที่ได้มาทำการประเมินค่าความเหมาะสม ที่จะใช้รับสัญญาณให้ได้คุณภาพของภาพและเสียงได้มาตรฐานเป็นที่ยอมรับได้ ท้ายที่สุดทำการสรุปและวิจารณ์ผลของการทำงาน และผลของการทดลองที่ได้ทั้งหมดพร้อมทั้งเสนอแนวความคิดในการแก้ไขปรับปรุงเพิ่มเติมและการพัฒนารูปแบบต่อไปในอนาคตสำหรับผู้ที่สนใจในงานวิจัยนี้

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการของ OFDM

2.1 บทนำ

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) เป็นเทคนิคพิเศษของการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์ (Multi carrier transmission) ซึ่งสเปกตรัมที่ใช้งานทั้งหมด (Available spectrum) จะถูกแยกและส่งผ่านออกไปตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย โดยที่คลื่นพาห์ย่อยแต่ละชุดนั้นจะถูกมอดูเลท ด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วต่ำและมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่แคบ (Narrow bandwidth) ซึ่งเหตุผลที่สำคัญที่นิยมนำการส่งผ่านแบบ OFDM มาใช้งานเพราะว่ามีความทนทานต่อการประวิงเวลาแบบหลายวิถีและช่วยลดการจางหายเฉพาะความถี่ได้ รวมถึงมีการใช้งานสเปกตรัมอย่างเต็มประสิทธิภาพ โดยการส่งผ่านแบบนี้จะมีความแตกต่างกับระบบที่มีการส่งผ่านแบบคลื่นพาห์เดียว นั่นคือ เมื่อเกิดการจางหายของสัญญาณหรือมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในระบบอาจส่งผลทำให้ระบบเชื่อมโยงทั้งหมดสูญเสียไปได้ แต่ถ้าเป็นในกรณีของการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์นั้นอาจจะส่งผลกระทบเพียงแค่คลื่นพาห์ย่อยที่เกิดการรบกวนขึ้นเท่านั้นและไม่ทำให้ในระบบทั้งหมดสูญเสียไป ซึ่งเราสามารถใช้คุณสมบัติของการเข้ารหัสเพื่อปรับแก้ไขข้อผิดพลาด (Error correction coding : EDD) ในการกู้คืนคลื่นพาห์ย่อยที่สูญเสียนั้นกลับคืนมาได้ ในส่วนความคิดของการส่งผ่านข้อมูลแบบขนาน (Parallels) และแบบ OFDM ได้เกิดขึ้นในกลางปี ค.ศ. 1960 และมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาจนถึงทุกวันนี้ [4] – [7]



รูปที่ 2.1 การเปรียบเทียบการใช้งานแบนด์วิดท์ของ (a) FDM (b) OFDM

ในระบบทั่วไปของการส่งข้อมูลแบบขนาน โดยวิธี Frequency Division Multiplexing(FDM) แถบความถี่ของสัญญาณทั้งหมดจะถูกแบ่งเป็นช่องสัญญาณย่อยตามความถี่ซึ่งไม่มีการเหลื่อมล้ำกัน โดยแต่ละช่องสัญญาณย่อยจะถูกมอดูเลท ด้วยคุณลักษณะและ สัญลักษณ์ที่แตกต่างกันซึ่งเหมือนเป็นวิธีที่ดีในการหลีกเหลี่ยงการเหลื่อมล้ำกันของสัญญาณความถี่ใกล้เคียงเพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดระหว่างช่องสัญญาณข้างเคียงได้ อย่างไรก็ตามวิธีนี้นำไปสู่การใช้งานแถบความถี่ที่ไม่มีประสิทธิภาพซึ่งมีอยู่อย่างจำกัด ดังนั้นจึงมีแนวความคิดในการใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ โดยใช้หลักการของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonality) ซึ่งทำให้สัญญาณความถี่ใกล้เคียงสามารถที่จะเหลื่อมล้ำกันและไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันระหว่างช่องสัญญาณที่อยู่ติดกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ซึ่งแสดงถึงความแตกต่างในการใช้งานแบนด์วิดท์ระหว่างการส่งผ่านแบบหลายคลื่นพาห์แบบเดิมที่ไม่มีการเหลื่อมล้ำกันและแบบที่มีการเหลื่อมล้ำกันได้ จากรูปจะเห็นได้ว่าสามารถลดแบนด์วิดท์ได้ถึง 50 เปอร์เซ็นต์ ทำให้สามารถใช้งานแถบสเปกตรัมได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้

ดังที่กล่าวไว้ถึงความสำคัญและประโยชน์ของระบบการส่งผ่านแบบ OFDM และเพื่อให้สามารถเข้าใจลักษณะการทำง :นของมัลติเพลกซ์ดังกล่าวได้อย่างถูกต้องดังนั้นผู้เขียนจึงขอกล่าวถึงรายละเอียดคุณลักษณะ รูปแบบ หลักการกำเนิด และระบบของการส่งผ่านแบบ OFDM พอสังเขปดังนี้

2.2 หลักการและโครงสร้างของ OFDM

หลักการพื้นฐานของ OFDM คือ การแบ่งแยกชุดข้อมูลความเร็วสูงสุดให้อยู่ในรูปของชุดของความเร็วต่ำ ซึ่งจะส่งผ่านสัญญาณข้อมูลพร้อม ๆ กัน ตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย โดยจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยเหล่านี้เกี่ยวข้องกับการกระจายตามความถี่ (Frequency dispersion) ในรูปของเวลาซึ่งเป็นเหตุทำให้การประวิงเวลาแบบหลายวิถีมีค่าลดลง เพราะว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์มีค่าเพิ่มขึ้นสำหรับคลื่นพาห์ย่อยที่ส่งแบบขนาดนั่นเอง ในส่วนปัญหาที่เกิดขึ้นของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์นั้นได้ถูกกำจัดอย่างสมบูรณ์แบบที่สุดโดยการนำช่วงเวลาคุม (Guard time) มาใช้ในงานทุก ๆ ช่วงเวลาของสัญลักษณ์ OFDM (Symbol duration) ซึ่งในช่วงเวลาคุมนี้จะมีการนำส่วนขยายแบบวน (Cyclic extension) มาใช้ในการกำจัดการแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างความถี่

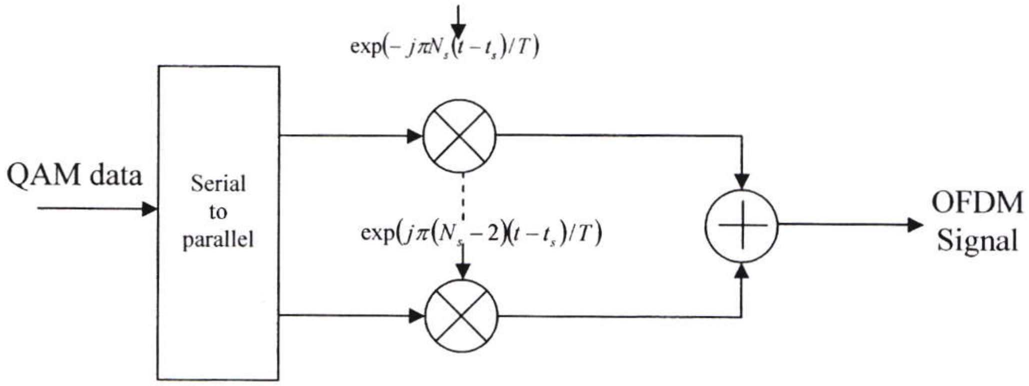
สัญญาณ OFDM ประกอบขึ้นจากการรวมกันของหลายคลื่นพาห์ย่อยซึ่งมีคุณสมบัติของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน พร้อมกับมีการมอดูเลทที่อิสระต่อกันทั้งแบบดิจิตอลทางเฟส (Phase shift keying : PSK) หรือการมอดูเลทแบบควอดราเจอร์ทางขนาด(Quadrature amplitude modulation: QAM) สมมุติถ้า d_i คือสัญลักษณ์ของ QAM, N_S คือจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย ๆ T คือช่วงเวลาสัญลักษณ์ และ f_C คือความถี่ของคลื่นพาห์ ดังนั้นในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งเริ่มต้นที่เวลา $t = t_S$ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{ \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_2}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi\left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right)(t-t_s) \right) \right\}, \quad t_s \le t \le t_s + T \tag{2.1}$$

รูปแบบทั่วไปของสัญญาณเบสแบนด์เชิงซ้อนสมมูล (Complex baseband) ถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \sum_{i=\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2} \exp\left(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s) \right), \quad t_s \le t \le t_s + T \tag{2.2}$$

ในกรณีของค่าในส่วนค่าจริง (Real) และค่าจินตภาพ (imaginary) จะตอบสนองตรงกันกับค่าในส่วนของอินเฟสและควอดราเจอร์ของสัญญาณ OFDM ซึ่งถูกนำไปพหุคูณ (Multiplication) กับคลื่นโคไซน์ (Cosine wave) และคลื่นไซน์ (Sine wave) ตามความถี่คลื่นพาห์ที่ได้ออกแบบไว้เพื่อทำให้เกิดสัญญาณ OFDM รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทำงานของการมอดูเลทสัญญาณ OFDM



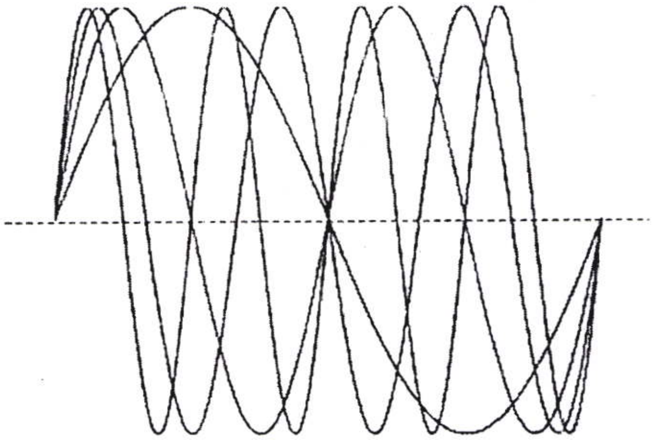
รูปที่ 2.2 การมอดูเลทสัญญาณ OFDM

ตัวอย่างดังในรูปที่ 2.3 แสดงลักษณะของ 4 คลื่นพาห์ย่อยในหนึ่งสัญญาณ OFDM ตัวอย่างนี้คลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดมีทั้งขนาดและเฟสที่เหมือนกัน แต่ในทางปฏิบัติทั้งขนาดและเฟสของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยอาจมีค่าที่แตกต่างกันบ้าง สิ่งที่สำคัญที่สุดของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยนั่นคือมีคาบเวลา T ที่เท่ากันแต่แตกต่างกันเพียงจำนวนรอบของสัญญาณ และในส่วนของจำนวนรอบของคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกันต้องมีค่าที่แตกต่างกันเพียงแค่หนึ่งเท่านั้น ด้วยคุณสมบัตินี้ได้นำไปสู่การตั้งฉากซึ่งกันและกันระหว่างคลื่นพาห์ย่อยนั่นเอง และจากตัวอย่างถ้าคลื่นพาห์ย่อย j^{th} จาก (2.2) ถูกดีมอ

ดูเลท โดยการแปลงสัญญาณด้วยความถี่เท่ากับ j / T และรวมสัญญาณบนคาบเวลา T ผลลัพธ์ที่ได้แสดงใน (2.3) ซึ่งเป็นค่า QAM เฉพาะของคลื่นพาห์ย่อยนั้น ๆ และถ้าสังเกตจะพบว่าผลลัพธ์ที่อยู่ตรงกลางคือ คลื่นพาห์ที่ถูกซ้อนอยู่บนคาบเวลา T นั่นเอง ในส่วนของคลื่นพาห์ย่อยอื่นๆ จะถูกรวมกันมีค่าเป็นศูนย์เพราะว่าความแตกต่างของความถี่ $(i - j)/ T$ ทำให้เกิดจำนวนเท่าของรอบสัญญาณภายในผลรวมคาบเวลา T นั่นคือผลรวมมีค่าเป็นศูนย์เสมอ

$$\int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left(-j2\pi\frac{j}{T}(t-t_s)\right)\sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2}\exp\left(j2\pi\frac{i}{T}(t-t_s)\right)dt$$

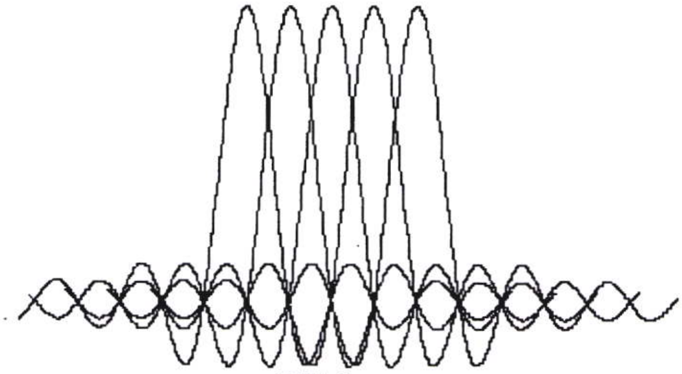
$$= \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s/2}\int_{t_s}^{t_s+T}\exp\left(j2\pi\frac{i-j}{T}(t-t_s)\right)dt = d_{j+N_s/2}T \qquad (2.3)$$



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างของ 4 คลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM

คุณสมบัติการตั้งฉากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย กล่าวคือที่ค่าสูงสุดของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย สเปกตรัมของคลื่นพาห์ย่อยอื่น ๆ จะมีค่าเป็นศูนย์เสมอ ซึ่งผลลัพธ์นี้จะทำให้ไม่เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันของคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกันนั่นเอง ฉะนั้นจึงยอมรับให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้ดังแสดงในรูปที่ 2.4 และในการดีมอบดูเลตสัญญาณในแต่ละคลื่นพาห์ย่อยซึ่งปราศจากสัญญาณรบกวนจากคลื่นพาห์ย่อยอื่นๆ และด้วยคุณสมบัติดังกล่าวนี้เองทำให้เกิดเทคนิคการส่งผ่านสัญญาณแบบ OFDM ขึ้นมา ซึ่งการสร้างสัญญาณ OFDM ให้เป็นผลสำเร็จได้นั้นจะต้องมีการระมัดระวังควบคุม และดูแลรักษาคุณสมบัติความตั้งฉากซึ่งกันและกันของแต่ละคลื่นพาห์ย่อยไว้ให้ได้เสมอมิฉะนั้นอาจส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นระหว่างคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกันและส่งผลกระทบต่อระบบการสื่อสารได้ ดังนั้นจึงได้มีการนำวิธีการแปลงฟูริเยร์ผกผันแบบเร็ว

(Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) และการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) มาประยุกต์ใช้งานทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ เนื่องจากรูปแบบเบสแบนด์คอมเพลกซ์ของสัญญาณ OFDM (2.2) คือการทรานฟอร์มสัญลักษณ์อินพุต N_S QAM จากสเปคตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปของโดเมนเวลาเช่นเดียวกับวิธีการของ IFFT นั่นเอง โดยวิธีการนี้จะช่วยลดขั้นตอนความยุ่งยากและซับซ้อนในการประมวลผลนั่นเอง

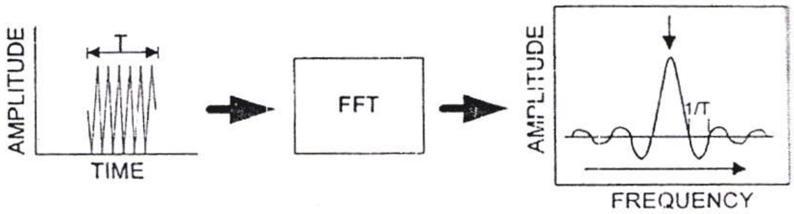


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย

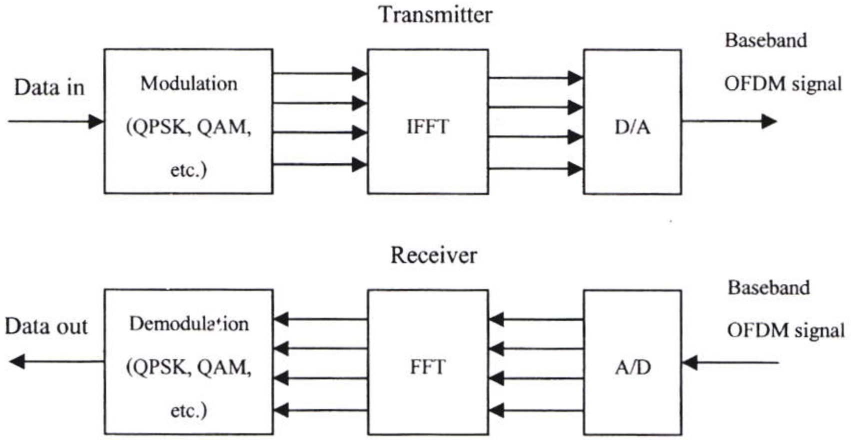
การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (FFT) เป็นเทคนิคหนึ่งทางคณิตศาสตร์สำหรับเปลี่ยนรูปฟังก์ชันโดเมนเวลาให้กลายเป็นสเปกตรัมความถี่ โดยนำฟังก์ชันของช่วงเวลา $x(t)$ มาจำแนกเป็นผลรวมที่ไม่จำกัดของคลื่นโคไซน์และคลื่นไซน์กับความถี่ นั่นคือเมื่อเริ่มต้นที่ศูนย์และเพิ่มขึ้นตามจำนวนเท่าของความถี่ $f_O = 1 / T$ เมื่อ T คือคาบเวลาของ $x(t)$ ฉะนั้นสมการ FFT จะได้เป็น

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(2\pi f_0 t) + b_k \sin(2\pi k f_0 t) \tag{2.4}$$

เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาอาจถูกแสดงอยู่ในรูปผลรวมของรูปคลื่นไซน์และโคไซน์ซึ่งมีส่วนประกอบทั้งขนาดและเฟส นั่นคือพื้นฐานการเปลี่ยนรูปจากโดเมนเวลาให้กลายมาเป็นโดเมนความถี่ สำหรับ IFFT จะมีขั้นตอนที่ตรงกันข้ามคือเปลี่ยนรูปจากสเปกตรัมความถี่ให้กลายมาเป็นโดเมนเวลาซึ่งทำให้เกิดสัญลักษณ์ OFDM นั่นเอง ส่วนในรูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของการเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลาให้กลายมาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้คุณลักษณะของ FFT และรูปที่ 2.6 แสดงหลักการพื้นฐานของการนำคุณลักษณะของ IFFT และ FFT ไปใช้งานกับระบบ OFDM ทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ



รูปที่ 2.5 การเปลี่ยนรูปจากสัญญาณโดเมนเวลามาเป็นสเปกตรัมความถี่โดยใช้ FFT



รูปที่ 2.6 หลักการพื้นฐานของการนำ IFFT และ FFT มาใช้งานกับระบบ OFDM

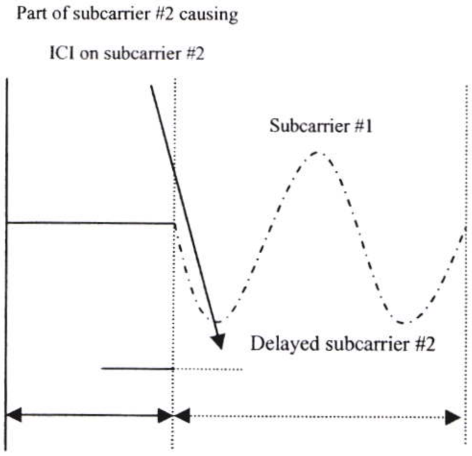
2.3 ช่วงเวลาคุมและส่วนหน้าแบบวน

หนึ่งในเหตุผลที่สำคัญของการนำ OFDM มาใช้งาน คือมีความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงแบบหลายวิถี (Multipath delay spread) ด้วยวิธีการแบ่งชุดข้อมูลอินพุตออกตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อย N_S เท่ากับว่าช่วงเวลาของสัญลักษณ์จะถูกแบ่งออกเป็นช่วงแคบๆ ตาม N_S เช่นกัน ซึ่งเป็นวิธีหนึ่งที่ช่วยลดการเกิดการประวิงแบบหลายวิถี สำหรับการกำจัดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่สมบูรณ์แบบนั้นได้มีการนำช่วงเวลาคุมมาใช้ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM โดยที่เวลาคุมจะถูกกำหนดให้มีค่ามากกว่าการแผ่กว้างของการประวิงเวลาตามที่คาดหมายไว้ (ปกติจะกำหนดให้มีค่ามากกว่า 4 เท่าของค่าประวิงเวลาการแผ่กว้างโดยเฉลี่ย) จนกระทั่งส่วนประกอบในหลายวิถีจากสัญลักษณ์หนึ่งไม่สามารถไปรบกวนสัญลักษณ์ต่อไปได้ อย่างไรก็ตามอาจจะไม่มีสัญญาณอยู่ในช่วงเวลาคุมทั้งหมด ในกรณีเช่นนี้อาจทำให้เกิดปัญหาการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ได้ ซึ่งหมายถึงคลื่นพาห์ย่อย ได้เสียคุณลักษณะการตั้งฉากไปนั่นเอง โดยผลกระทบนี้ถูกแสดงในรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าคลื่นพาห์ย่อยที่ 2 เกิดการประวิงเวลาออกไปนอกส่วนของช่วงเวลาคุม ดังนั้นเมื่อเครื่องรับต้องการดีมอดูเลทคลื่นพาห์ย่อยที่ 1 จะพบว่าเกิดสัญญาณรบกวนขึ้นจากคลื่นพาห์ย่อยที่ 2 ได้ เพราะภายในคาบเวลาของ FFT นั้นได้เกิดจำนวนรอบที่ไม่เป็นจำนวนเต็มส่งผลทำให้เกิดผล

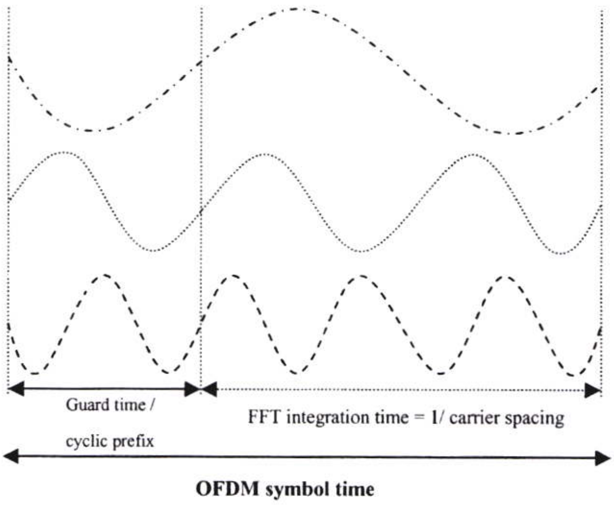
ต่างขึ้น และในเวลาเดียวกันนั้นเองคลื่นพาห์ย่อยที่ 1 จะไปรบกวนคลื่นพาห์ย่อยที่ 2 ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกัน

เทคนิคในการต่อสู้กับความเสียหายที่เกิดจาก ICI นั่นคือการใช้เทคนิคการเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนซึ่งเป็นการลอกแบบส่วนท้ายสุดของสัญลักษณ์ OFDM ก่อนหน้านี้มาต่อไว้ที่ส่วนหน้าของสัญลักษณ์ OFDM ถัดไป ซึ่งถูกนำไปใช้ในช่วงของเวลาคุมโดยกำหนดความยาวให้มีค่าเท่ากันหรือมากกว่าค่าสูงสุดของการประวิงเวลา (Delay) ที่แผ่กว้างออกดังแสดงในรูปที่ 2.8 ซึ่งวิธีนี้ทำให้แน่ใจได้ว่าสัญลักษณ์ OFDM จะมีค่าเป็นจำนวนเต็มของรอบคลื่นภายในคาบเวลาของ FFT อย่างแน่นอน

ในส่วนทางด้านเครื่องรับจะทำการถอดช่วงเวลาคุมและส่วนหน้าแบบวนออก ซึ่งมีความยาวของช่วงเวลาตามที่ได้กำหนดไว้ในการป้องกันการเกิด ISI และ ICI ยิ่งถ้ากำหนดความยาวไว้มากจะสามารถป้องกันปัญหาดังกล่าวได้เป็นอย่างดี แต่มีข้อเสียนั่นคือทำให้ช่วงเวลาในการส่งข้อมูลมีค่าลดลง เนื่องจากต้องสิ้นเปลืองไปกับการใช้ช่วงเวลาคุมที่เพิ่มขึ้นทำให้สูญเสียกำลังในการส่งผ่านข้อมูลและแถบความถี่ใช้งานไปโดยเปล่าประโยชน์ ฉะนั้นจึงต้องมีการกำหนดช่วงเวลาคุมให้เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณด้วยเช่นกันเพื่อให้ระบบมีประสิทธิภาพที่ดีที่สุด



รูปที่ 2.7 ผลกระทบที่เกิดจากการประวิงแบบหลายวิธีที่ออกนอกเหนือเวลาคุม



รูปที่ 2.8 สัญลักษณ์ OFDM กับการขยายส่วนหน้าแบบวน

2.4 วินโดว์อิ่ง

ในหัวข้อที่กล่าวมา เป็นการอธิบายถึงวิธีการสร้างสัญลักษณ์ OFDM ด้วยการใช้คุณลักษณะของ IFFT การเพิ่มช่วงเวลาคุมและการเพิ่มส่วนขยายแบบวน จากตัวอย่างในรูปที่ 2.8 จะเห็นว่ามี 3 คลื่นพาห์ย่อยในหนึ่งสัญลักษณ์ OFDM แต่ในความเป็นจริงที่เครื่องรับจะเห็นเฉพาะสเปกตรัมสัญญาณเดียวซึ่งเป็นผลรวมของสัญญาณเหล่านั้น ดังนั้นถ้าผลรวมของสเปกตรัมสัญญาณดังกล่าวเกิดอยู่นอกเหนือแถบช่วงเวลา (Out of band) ที่ได้กำหนดไว้ อาจส่งผลทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ข้างเคียงได้ เพราะฉะนั้นการรักษาแถบช่วงเวลาของแต่ละสเปกตรัมสัญญาณจึงเป็นสิ่งที่สำคัญ โดยปกติแถบสเปกตรัมจะมีการลดลงอย่างช้า ๆ ตามฟังก์ชั่นไซน์ แต่สำหรับคลื่นพาห์ย่อยจำนวนมาก ๆ นั้นจะเกิดการลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเริ่มต้น และทำให้พูข้าง (Sidelobes) มีค่าลดลงด้วยเช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่งพบว่าสเปกตรัมของสัญญาณที่ใช้จำนวน 256 คลื่นพาห์ย่อยที่ -3 dB แบนด์วิดท์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อเทียบกับจำนวน 16 และ 64 คลื่นพาห์ย่อย

ในการทำสเปกตรัมให้มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วได้นั้น สามารถทำได้โดยการประยุกต์ใช้วินโดว์อิ่งเข้าไปในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ซึ่งทำให้ขนาด (Amplitude) มีค่าลดลงเป็นศูนย์ที่บริเวณขอบของสัญลักษณ์ส่วนชนิดของวินโดว์ที่นิยมนำมาใช้ คือ วินโดว์แบบเรสโคโซน์ ซึ่งถูกกำหนดไว้ดังนี้

$$w(t)=\begin{cases} 0.5+0.5\cos(\pi+t\pi/(\beta T_s)) & 0\le t\le \beta T_s \\ 1.0 & \beta T_s\le t\le T_s \\ 0.5+0.5\cos((t-T_s)\pi/(\beta T_s)) & T_s\le t\le(1+\beta)T_s \end{cases} \qquad (2.6)$$

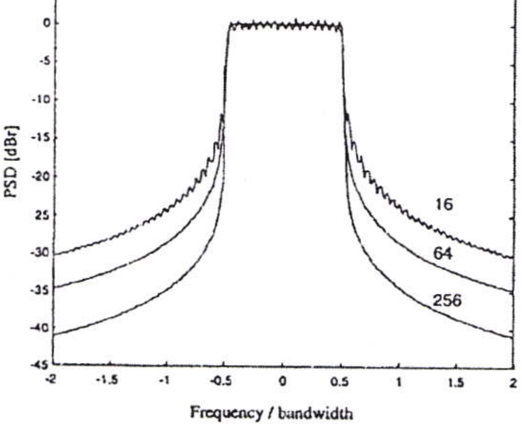
เมื่อ T_S คือช่วงเวลาของสัญลักษณ์ ซึ่งมีค่าน้อยกว่าระยะเวลาทั้งหมดของสัญลักษณ์ เนื่องมาจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำของสัญลักษณ์ที่อยู่ติดกันได้บางส่วนในขอบเขตของการโรลล์ออฟ โครงสร้างเวลาของสัญลักษณ์ OFDM ดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในทางปฏิบัติสัญลักษณ์ OFDM จะถูกนำไปคูณด้วยวินโดว์เรสโคไซน์ w *(t)* เพื่อให้ค่ากำลังของคลื่นพาห์ที่อยู่นอกเหนือแบนด์มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ในกรณีสัญญาณเกิดการประวิงเวลาทำให้สัญลักษณ์ OFDM ถูกนำไปรวมกับสัญลักษณ์ก่อนหน้านี้ทำให้มีขอบเขตที่เหลื่อมล้ำกันได้ (BT_S) และเมื่อสัญลักษณ์ OFDM เริ่มต้นที่เวลา $t = t_S = kT_S$ จะถูกกำหนดโดย

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{ w(t-t_s) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s(k+1/2)} \exp\left(j2\pi\left(f_c - \frac{i+0.5}{T}\right)(t - t_s - T_{prefix})\right)\right\}$$

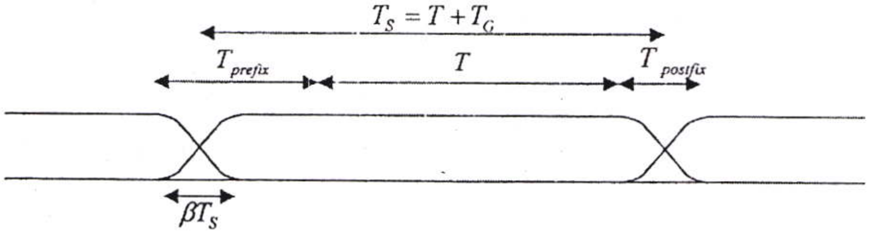
$$t_s \le t \le t_s + T_s(1+\beta)$$

$$s(t) = 0, t < t_s \wedge t > t_s + T_s(1+\beta) \qquad (2.7)$$

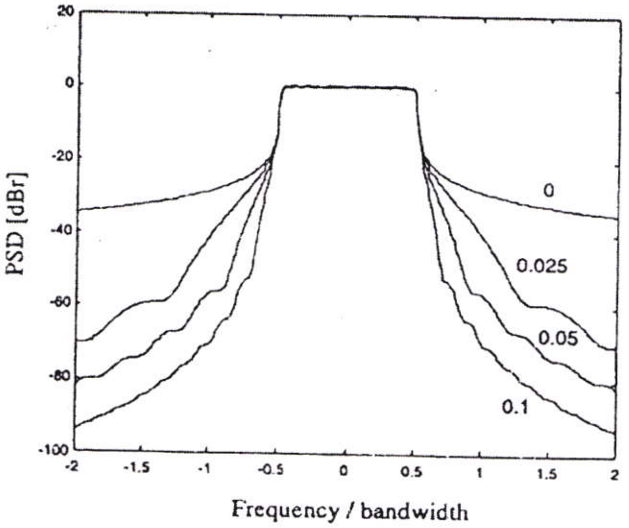
รูปที่ 2.11 แสดงสเปกตรัมของจำนวน 64 คลื่นพาห์ย่อย และค่าความแตกต่างของค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟ (B) จากรูปพบว่าค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟ ที่มีค่ามากทำให้ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แต่ทำให้ความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาลดน้อยลง เนื่องจากต้องสูญเสียช่วงเวลาในการโรลล์ออฟของสัญลักษณ์ที่มากขึ้น ดังนั้นในการเลือกค่าแฟตเตอร์โรลล์ออฟจึงต้องพิจารณาถึงค่าความทนทานต่อการแผ่กว้างของการประวิงเวลาด้วยเช่นกัน ซึ่งจากรูปที่ 2.11 พบว่าค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟเท่ากับ 0.025 (ขอบเขตโรลล์ออฟคิดเป็น 2.5% ของช่วงเวลาสัญลักษณ์) เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดเมื่อเทียบกับค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟค่าอื่น ๆ



รูปที่ 2.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมโดยปราศจากวินโดว์อิ่ง สำหรับจำนวน 16, 64 และ 256 คลื่นพาห์ย่อย



รูปที่ 2.10 การเพิ่มส่วนขยายแบบวนและวินโดว์อิ่งสัญลักษณ์ OFDM, T_S คือเวลาของสัญลักษณ์, T คือช่วงเวลาของ FFT T_G คือเวลาคุม T_{prefix} คือระยะฟรีการ์ด T_{prefix} คือระยะโพสต์การ์ด และ β คือแฟกเตอร์โรลล์ออฟ



รูปที่ 2.11 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมสำหรับวินโดว์อิ่งแบบเรสโคไซน์ ตามค่าแฟกเตอร์โรลล์ออฟเท่ากับ 0, 0.025, 0.05 และ 0.1

2.5 การซิงโครไนซ์

ก่อนที่เครื่องรับ OFDM จะสามารถดีมอลดูเลตคลื่นพาห์ย่อยออกมาได้ จะต้องมีการซิงโครไนซ์อย่างน้อยสองครั้ง โดยครั้งแรกใช้เพื่อหาขอบเขตของสัญลักษณ์และเวลา (Timing) ที่จะเหมาะสมเพื่อให้ผลกระทบที่เกิดจาก ISI และ ICI มีค่าน้อยที่สุดในขณะนั้น ส่วนครั้งที่สองใช้เพื่อการประมาณหาค่า และการตรวจสอบแก้ไขข้อผิดพลาดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเกิดมากจากความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห์เพื่อใช้ในการหลีกเลี่ยงการเกิด ICI สำหรับเครื่องรับร่วมนัย (Coherent receivers) เฟสของคลื่นพาห์ต้องมีการซิงโครไนซ์เพื่อใช้ในการตรวจวัดขนาดและเฟสของคลื่นพาห์ย่อย จนถึงใช้ในการกำหนดขอบเขตสำหรับแผนผัง QAM (Constellation) ของแต่ละคลื่นพาห์ย่อย โดยปกติสัญญาณ OFDM ที่รับได้จะมีค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ซึ่งส่งผล

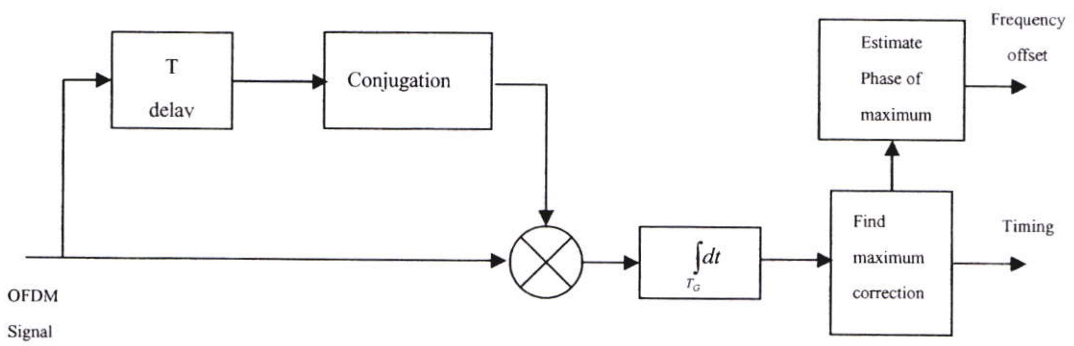
ลัพธ์ทันทีในรูปของการเกิด ICI ทำให้คลื่นพาห์ย่อยสูญเสียคุณลักษณะของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ซึ่งนำไปสู่การเกิดสัญญาณรบกวนทางเฟส ส่งผลทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าลดต่ำลง ดังนั้นข้อเสียของระบบ OFDM คือมีความไวต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสและความเฉทางความถี่ เมื่อเทียบกับระบบที่ส่งแบบคลื่นพาห์เดียว สำหรับการแก้ปัญหาดังกล่าวได้มีการนำเทคนิคเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน หรือชุดสัญลักษณ์ (Training symbols) แบบพิเศษ มาใช้ในการซิงโครไนซ์ทั้งแบบความถี่และแบบเวลา เพื่อลดปัญหาที่เกิดจากสัญญาณรบกวนทางเฟสและความเฉทางความถี่ให้มีค่าน้อยที่สุด

การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวนถูกนำมาใช้เพื่อการซิงโครไนซ์นั่นคือ ช่วงเวลา T_G ของแต่ละสัญลักษณ์ถูกทำให้เหมือนกัน ในส่วนหลังสุดซึ่งคุณลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ประโยชน์สำหรับการซิงโครไนซ์แบบเวลาและแบบความถี่ของระบบได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 โดยพื้นฐานอุปกรณ์เหล่านี้เกี่ยวพันกับความยาว T_G ของสัญลักษณ์และช่วงเวลาที่ถูกประวิง T [8]-]9] เอาต์พุต สามารถเขียนได้ดังนี้

$$x(t) = \int_0^{T_G} r(t-\tau) r(t-\tau-T) d\tau \tag{2.8}$$

การเกิดสัญญาณรบกวนของตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ ถูกกำหนดสำหรับสัญญาณอินพุต T_S ซึ่งประกอบด้วยสัญญาณ OFDM $S(t)$ ด้วยกำลัง P รวมกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian noise) ที่เพิ่มขึ้นตามความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านหนึ่งของ N_O ภายใต้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM นั่นคือ

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{2.9}$$



รูปที่ 2.12 การซิงโครไนซ์ด้วยการใช้การเพิ่มเติมส่วนหน้าแบบวน

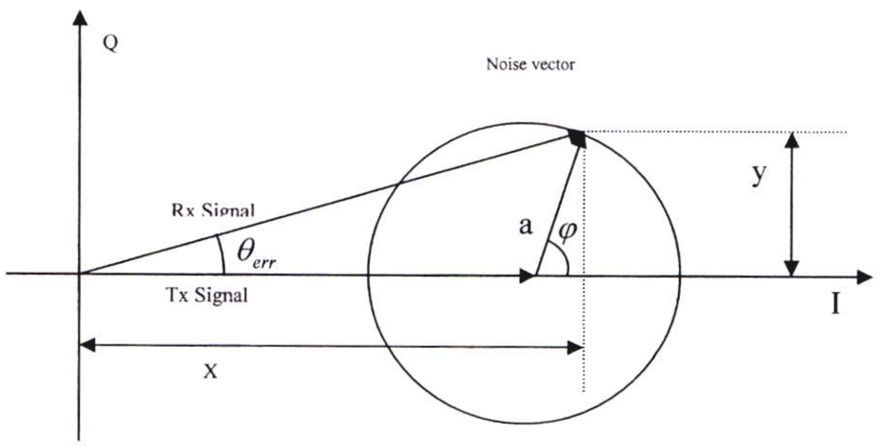
ตัวประมาณค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกนำมาคูณกับสัญญาณอินพุต ด้วยค่าประวิงและค่าสังยุค (Conjugate) ทำให้เกิดสัญญาณ y(t) ตาม [10]

$$\begin{aligned} y(t) &= r(t) r^*(t-T) \\ &= |s(t)|^2 \exp(j\varphi) + n(t)s^*(t-T) + n^*(t-T)s(t) + n(t)n^*(t-T) \end{aligned} \tag{2.10}$$

เทอมแรกด้านขวามือของสมการคือ ส่วนประกอบเอาต์พุตกับค่าเฟสที่ได้ออกแบบไว้ ซึ่งมีค่าเท่ากับกับเฟสที่เลื่อนไปบนช่วงเวลา T และกำลังมีค่าเท่ากันกับกำลังของสัญญาณยกกำลังสอง สำหรับอีกสองเทอมถัดไปเป็นผลมาจากสัญญาณและสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ซึ่งถูกสุ่มด้วยเวลาที่ต่างกันทำให้ไม่มีความเกี่ยวพันกัน ในส่วนเทอมสุดท้ายค่ากำลังมีค่าเท่ากันกับกำลังของสัญญาณรบกวนยกกำลังสอง แต่ถ้าค่า SNR ของอินพุตมีค่ามากกว่าหนึ่งมาก ๆ ค่ากำลังของสัญญาณรบกวนจะถูกละเลยไป

ความเบี่ยงเบนทางความถี่ถูกประมาณด้วยค่าเฉลี่ย y(t) บนช่วงเวลาที่เท่ากันกับช่วงเวลาคุม T_G และค่าเฟสที่ประมาณได้จาก y(t) เพราะว่าส่วนประกอบเอาต์พุตของ (•) ที่ได้ออกแบบไว้เป็นค่าเวคเตอร์คงที่ ค่าเฉลี่ยที่ได้จะช่วยลดสัญญาณรบกวนและเพิ่มค่าเวคเตอร์นี้ได้ สมมติให้ส่วนประกอบของสัญญาณรบกวนถูกละเลย ดังนั้นเอาต์พุต SNR จะถูกประมาณโดย [10]

$$SNR_0 \cong \frac{P^2}{2PN_0/T_G} \cong \frac{PT_G}{2N_0} \tag{2.11}$$



รูปที่ 2.13 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

รูปที่ 2.13 แสดงผลกระทบของสัญญาณรบกวนบนค่ามุมเฟสที่รับได้ ถ้าเรากำหนดให้สัญญาณทางด้านส่งมีค่าเป็น 1 และความยาวของเวคเตอร์สัญญาณรบกวนมีค่าเป็น a กับมุม φ ฉะนั้นค่าผิดพลาดของเฟสที่รับได้คือ θ_{err}
จากตรีโกณมิติ

$$x = 1 + a\cos\varphi$$

$$y = a\sin\varphi$$

เมื่อ

$$\theta_{err} = \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right)$$

เพราะฉะนั้น

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

อัตราส่วนสัญญาณกำหนดตามขนาดของสัญญาณที่รับได้และระดับของสัญญาณรบกวนเมื่อสัญญาณถูกสเกลให้มีขนาดเท่ากับ 1 ดังนั้นขนาดของสัญญาณรบกวนคือ

$$a = \frac{1}{SNR} \tag{2.12}$$

SNR อยู่บนพื้นฐานขนาดของสัญญาณ ดังนั้นสเกลที่ถูกต้องจึงจัดให้อยู่ในรูปของ dB แทนค่าใน

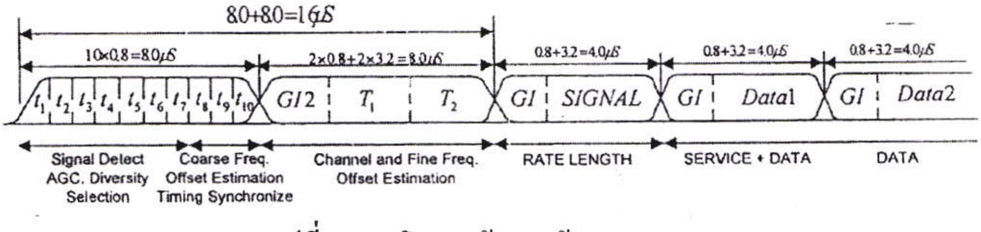
$$\theta_{err} = \tan^{-1}\left(\left(\frac{1}{SNR}\right)\frac{\sin\varphi}{1 + \left(\frac{1}{SNR}\right)\cos\varphi}\right)$$

$$\theta_{err} = \tan^{-1}\left(\frac{\sin\varphi}{SNR + \cos\varphi}\right) \tag{2.13}$$

เทคนิคการซิงโครไนซ์บนพื้นฐานของการเพิ่มส่วนขยายแบบวน เป็นวิธีที่เหมาะสมเป็นพิเศษกับการซิงโครไนซ์ที่ไม่ชัดเจนในการติดต่อ ซึ่งไม่มีการใช้งานสัญญาณชุดแบบพิเศษ แต่สำหรับระบบการส่งผ่านแบบแพ็กเกจนั้นจำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ที่แน่นอน โดยเฉลี่ยจะใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนมากกว่า 10 สัญลักษณ์ในการซิงโครไนซ์เพื่อให้ได้ค่า SNR ที่เหมาะสมที่สุด สำหรับการส่งผ่านแพ็กเกจความเร็วสูงเวลาการซิงโครไนซ์จำเป็นต้องเป็นช่วงสั้นซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้สัญลักษณ์ OFDM จำนวนเล็กน้อยภายในบรรจุด้วยข้อมูลซึ่งเครื่องรับสามารถรับรู้

77967

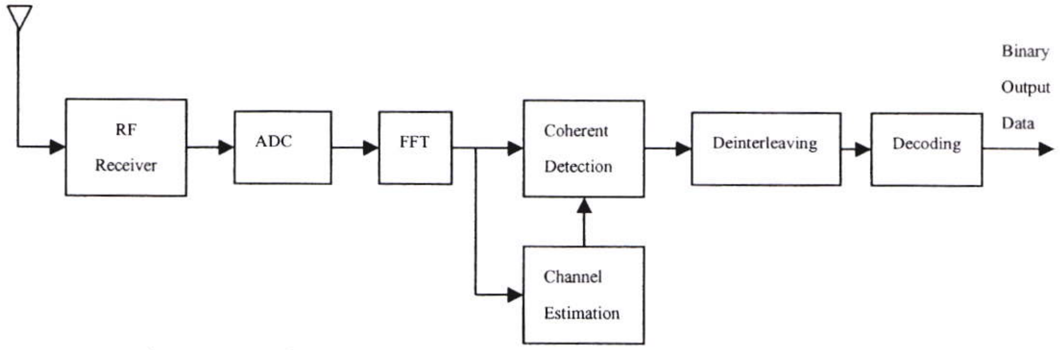
ข้อมูลเหล่านี้ได้ โดยสัญญาณชุดที่รับได้ทั้งหมดจะถูกนำมาใช้ในการซิงโครไนซ์ ซึ่งวิธีการเพิ่มส่วนหน้าแบบวนจะใช้เฉพาะบางส่วนของแต่ละสัญลักษณ์เท่านั้น รูปที่ 2.14 แสดงตัวอย่างการใช้สัญลักษณ์แบบสั้นและแบบยาวในการซิงโครไนซ์



รูปที่ 2.14 โครงสร้างชุดข้อมูล OFDM

2.6 การตรวจวัด

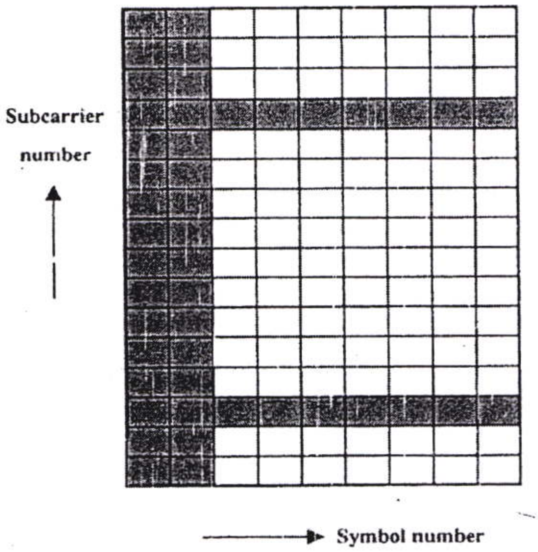
ในการเชื่อมโยงระบบ OFDM บิตข้อมูลจะถูกมอดูเลตบนคลื่นพาห์ย่อยด้วยรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟส (PSK) หรือการมอดูเลตแบบควอดราเจอร์ทางขนาด (QAM) ในการประมาณหาค่าบิตที่เครื่องรับการรับรู้เกี่ยวกับค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดของแผนผังบนแต่ละคลื่นพาห์ย่อยเป็นสิ่งที่จำเป็น โดยทั่วไปค่าแผนผังดังกล่าวจะแสดงถึงค่าสุ่มทั้งมุมเฟสที่เคลื่อนไปและขนาดที่เปลี่ยนแปลง ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดค่าความเฉทางความถี่ ความเฉทางเวลา และการจางหายเฉพาะความถี่ การตรวจวัดแบบร่วมนัย (Coherent detection) ถูกนำมาใช้ในการประมาณหาค่าที่เป็นไปได้มากที่สุดสำหรับแผนผังของมอดูเลตพาห์ โดยเทียบกับค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาด ข้อดีของการตรวจวัดวิธีนี้คือ ไม่ต้องการชุดข้อมูลจำนวนมากในการหาค่าอ้างอิง



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ OFDM กับการตรวจวัดแบบร่วมนัย

รูปที่ 2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับร่วมนัย OFDM หลังจากการแปลงความถี่ลงและแปลงสัญญาณอนาล็อกมาเป็นดิจิตอล การแปลงฟูริเยร์ผกผัน (FFT) ถูกนำมาใช้เพื่อดีมอดูเลตคลื่นพาห์ย่อย N ของสัญญาณ OFDM สำหรับแต่ละสัญลักษณ์เอาต์พุต FFT จะบรรจุด้วยค่า N

QAM อย่างไรก็ตามค่าเหล่านี้ประกอบด้วยเฟสที่เลื่อนไปและขนาดที่มีการเปลี่ยนแปลงแบบสุ่มซึ่งเป็นต้นเหตุทำให้เกิดการตอบสนองของช่องสัญญาณ (Channel response) การเลื่อนของออสซิลเลเตอร์ประจำเครื่อง (Local oscillator) และความเบี่ยงเบนทางเวลา ซึ่งเป็นงานหนักสำหรับส่วนของการประมาณหาค่าของช่องสัญญาณเพื่อการเรียนรู้ค่าอ้างอิงทางเฟสและขนาดสำหรับคลื่นพาห์ทั้งหมด จนกระทั่งสัญลักษณ์ QAM ถูกเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของข้อมูลเลขฐานสอง (Binary data) ทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างของแพ็กเกจกับ 2 ชุดสัญลักษณ์เพื่อประมาณหาค่าช่องสัญญาณและสัญญาณนำ 2 คลื่นพาห์ย่อยใช้สำหรับการซิงโครไนซ์ทางความถี่

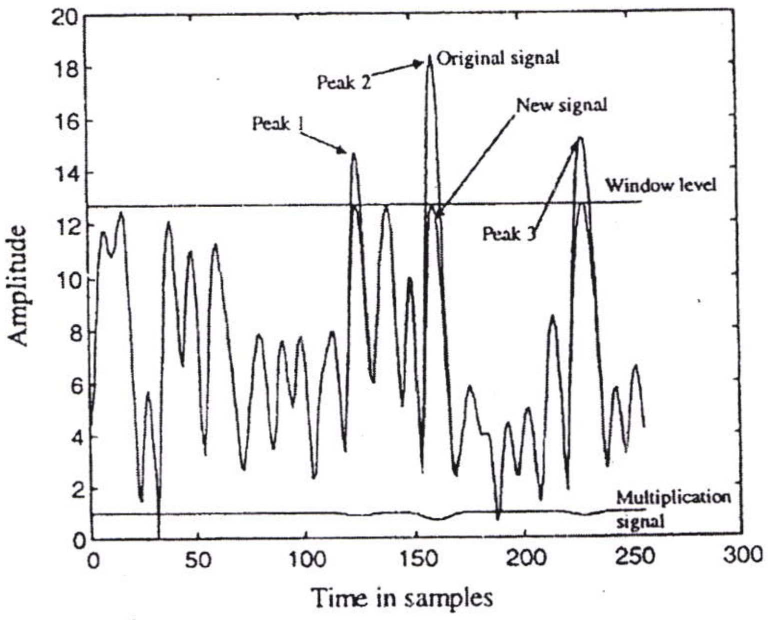
ชุดสัญลักษณ์แบบพิเศษถูกนำมาใช้ในการประมาณหาค่าช่องสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 2.16 ซึ่งค่ากริดเวลา-ความถี่กับคลื่นพาห์ย่อยอยู่บนแกนแนวตั้ง และสัญลักษณ์อยู่บนแกนแนวนอนโดยคลื่นพาห์ย่อยที่แรเงาทั้งหมดถูกใช้เป็นสัญลักษณ์นำ (Pilots) ชุดสัญลักษณ์เหล่านี้สามารถนำมาใช้เพื่อบรรลุการหาค่าช่องสัญญาณเช่นเดียวกับการประมาณหาค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่และใช้ติดตามหาค่าความเบี่ยงเบนทางความถี่ของคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมด จากโครงสร้างของชุดสัญญาณนำชนิดนี้ได้มีการนำเสนอเพื่อเป็นมาตรฐานของระบบ OFDM IEEE 802.11 a [2]–[3]

2.7 ปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง

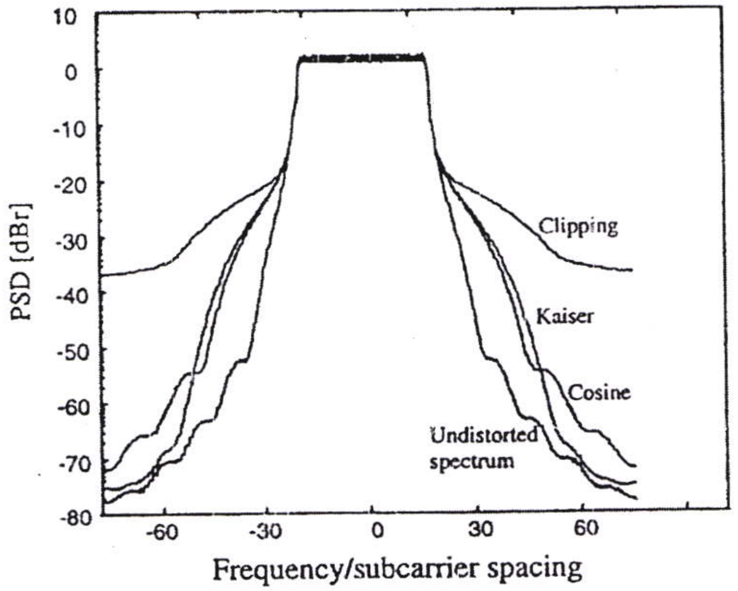
สัญญาณ OFDM ประกอบด้วยคลื่นพาห์ย่อยหลายคลื่นพาห์ โดยแต่ละคลื่นพาห์นั้นมีการมอดูเลทที่เป็นอิสระต่อกัน และเมื่อคลื่นพาห์ทั้งหมดถูกนำมาร่วมกันอาจทำให้เกิดค่าอัตราส่วนค่าสูงสุดเฉลี่ยของกำลัง (Peak-to-average power ratio : PAPR) ในระดับที่สูงได้ หรืออาจมีค่าเท่ากับ N เท่าของค่าเฉลี่ยของกำลังเมื่อสัญญาณจำนวน N ถูกนำมาร่วมกันด้วยค่ามุมเฟสที่

เหมือนกันค่าสูงสุดของกำลังนี้ถูก กำหนดตามขนาดและกำลังของรูปคลื่นไซน์ที่มีค่าสูงสุด ด้วยเหตุนี้คลื่นพาห์ที่ยังไม่ได้ถูกมอดูเลตจึงมีค่า PAPR เท่ากับ 0 dB ในกรณีที่ PAPR มีค่าสูงจะทำให้เกิดผลเสียในรูปของความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นสำหรับการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล และสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก รวมถึงประสิทธิภาพที่ลดลงของเครื่องขยายกำลัง RF เทคนิคในการลดค่า PAPR นั้นถูกนำเสนอในหลายรูปแบบซึ่งสามารถแบ่งเป็น 3 ประเภทหลักๆ ได้ดังนี้ ประเภทแรกคือ การเพี้ยนของสัญญาณซึ่งเป็นการลดค่าสูงสุดของขนาดอย่างง่าย ๆ โดยค่าสูงสุดของสัญญาณ OFDM ถูกทำให้เพี้ยนไปในภาวะไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างของเทคนิคดังกล่าวคือ การขริบ (clipping) ค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง (Peak windowing) และการตัดค่าสูงสุดออก (Peak cancellation) ประเภทที่สองคือ เทคนิคการเข้ารหัสซึ่งเป็นการใช้รหัสในการปรับแก้ความผิดพลาดด้วยตัวรหัสเอง (Forward-error correction : FEC) แบบพิเศษเพื่อจำกัดสัญลักษณ์ OFDM กับ PAPR ที่มีค่าสูง เทคนิคประเภทสุดท้ายอยู่บนพื้นฐานของการทำให้ยุ่งเหยิง (Scrambling) ในแต่ละสัญลักษณ์ OFDM ด้วยลำดับความยุ่งเหยิงที่แตกต่างกันโดยเลือกเฉพาะลำดับที่ให้ค่า PAPR ต่ำที่สุดเท่านั้น

วิธีที่ง่ายที่สุดในการลดค่า PAPR คือการขริบสัญญาณ เนื่องจากค่าสูงสุด ของขนาดจะถูกจำกัดตามระดับสูงสุดที่ได้ออกแบบไว้ ถึงแม้ว่าวิธีการขริบจะเป็นวิธีที่ไม่ยุ่งยากแต่พบว่ายังคงมีปัญหาบ้างเล็กน้อยนั่นคือ เมื่อขนาดของสัญญาณ OFDM ถูกทำให้เพี้ยนไปจะส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนภายในตัวมันเองและทำให้ BER มีค่าแย่ลง รวมทั้งการเพี้ยนของสัญญาณ OFDM ในภาวะที่ไม่เป็นเชิงเส้นจะเป็นการเพิ่มระดับการออกนอกแถบ (Out-of-band) ของการแผ่รังสี (Radiation) สำหรับค่าสูงสุดของวินโดว์อิ่ง ดังนั้นวินโดว์อิ่งไม่ควรมีค่ายาวมากนักในโดเมนเวลาเพราะจะกระทบต่อตัวอย่างหลาย ๆ สัญญาณซึ่งเป็นการเพิ่มค่า BER นั่นเอง ตัวอย่างของฟังก์ชันวินโดว์ที่เหมาะสมคือ โคไซน์ ไคเซอร์และแฮมมิ่ง รูปที่ 2.17 แสดงตัวอย่างการลดค่าสูงสุดของขนาดในสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้วินโดว์อิ่ง และรูปที่ 2.18 แสดงผลต่างระหว่างสัญญาณที่มีการขริบและสัญญาณที่ใช้วินโดว์อิ่ง

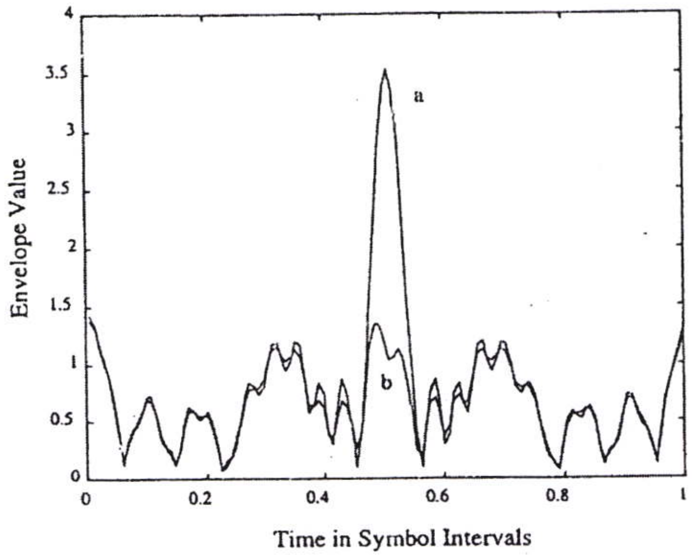


รูปที่ 2.17 การใช้วินโดว์อิ่งกับสัญญาณเวลา OFDM



รูปที่ 2.18 สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ OFDM ที่ใช้ 32 คลื่นพาห์ย่อยกับการขริบและค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง ที่ระดับจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) 3 dB เหนือค่าขนาดเฉลี่ย

สำหรับ 2 วิธีที่กล่าวมาแล้วนั้น การเพี้ยนของสัญญาณจะอยู่ในภาวะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลลัพธ์ของการออกนอกแถบการแผ่รังสีจะมีจำนวนที่แน่นอน ผลกระทบเหล่านี้สามารถหลีกเลี่ยงได้ด้วยการใช้เทคนิคการตัดค่าสูงสุดออกในภาวะเชิงเส้น เมื่อเวลาที่ถูกเลื่อนไปและการจัดสเกลของฟังก์ชันอ้างอิงถูกลบออกจากสัญญาณ จะทำให้ค่าสูงสุดของกำลังของตัวอย่างสัญญาณมีค่าลดลง รูปที่ 2.19 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณ OFDM ก่อนและหลังที่มีการตัดค่าสูงสุดออก



รูปที่ 2.19 (a) สัญญาณ OFDM (b) สัญญาณหลังจากตัดค่าสูงสุดออก

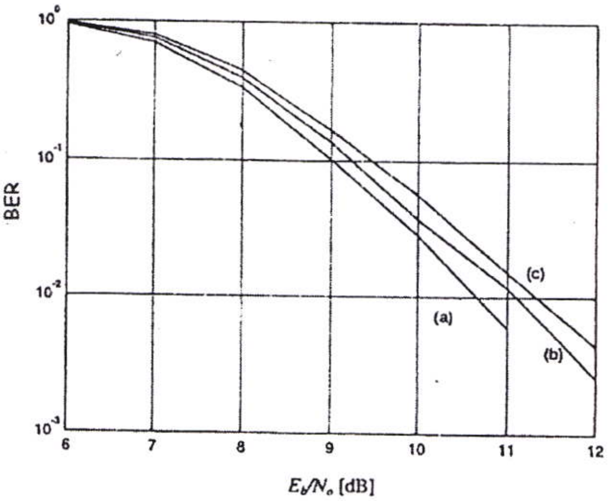
ในความเป็นจริงสำหรับการตัดค่าสูงสุดออกนั้น จะมีค่าเหมือนกันกับการทำขริบด้วยการกรอง (Filtering) ถ้าตัวอย่างของสัญญาณ OFDM $x(n)$ ถูกขริบเพื่อลดค่า PAPR สัญญาณเอาต์พุต $r(n)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$r(n) = x(n) - \sum_i a_i e^{j\varphi_i} \delta(n - \tau_i) \tag{2.14}$$

เมื่อ a_i, φ_i และ τ_i คือ ขนาด, เฟส และการประวิงของการปรับแก้ (Correction) นั่นคือถูกนำไปประยุกต์จนถึงลำดับที่ i^{th} ในรูปของระดับการขริบที่ได้ออกแบบไว้ ถ้าสมมติให้สัญญาณที่ขริบแล้วถูกนำมากรองด้วยตัวกรองความถี่ต่ำในอุดมคติกับสัญญาณตอบสนองรูปคลื่น $\sin c(\pi nT)$ เมื่อ T คือเวลาที่ถูกเลือกจนกระทั่งแบนด์วิดท์ฟิลเตอร์มีค่าเท่ากันหรือมากกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ OFDM เอาต์พุตที่ฟิลเตอร์แล้วจะถูกกำหนดโดย

$$r'(n) = x'(n) - \sum_i a_i e^{j\varphi_i \sin c}(\pi T(n - \tau_i)) \tag{2.15}$$

รูปที่ 2.20 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเทคนิคการเพี้ยนของสัญญาณทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งพบว่าการขริบจะให้ผลการทำงานที่ดีกว่าเมื่อเทียบกับ การตัดค่าสูงสุดออกและค่าสูงสุดวินโดว์อิ่ง



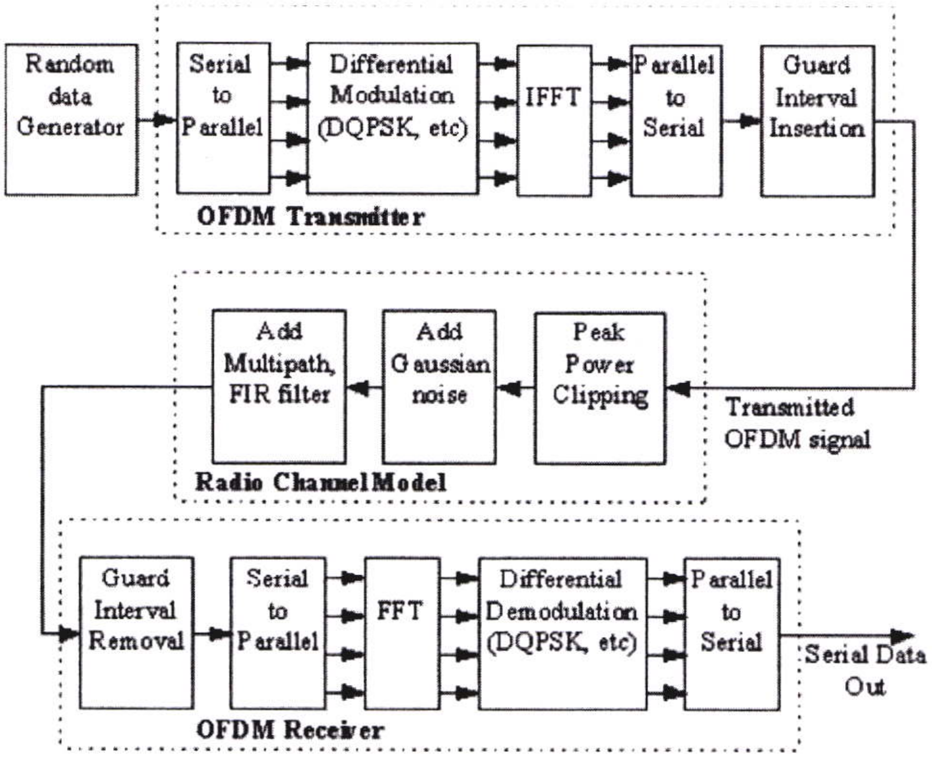
รูปที่ 2.20 อัตราส่วนความผิดพลาดของแพ็กเกจเทียบกับ Eb/No สำหรับแพ็กเกจ 64 ไบต์ใน AWGN, PAPR ลดลง 5 dB โดย (a) การขริบ (b) การตัดค่าสูงสุดออกและ(c) ค่าสูงสุด วินโดว์อิ่ง

2.8 ระบบ OFDM

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมาเกี่ยวกับทฤษฎีและหลักการของสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้ IFFT และ FFT ที่เครื่องส่งและเครื่องรับ ตามลำดับ การเพิ่มเติมส่วนขยายเวลาคุมและการเพิ่มส่วนหน้าแบบวน การวินโดว์อิ่ง การซิงโครไนซ์ การตรวจวัด และปัญหาค่าสูงสุดของกำลังอย่างไรก็ตามในหัวข้อนี้ได้กล่าวถึงระบบ OFDM ที่ครบถ้วนสมบูรณ์ รูปที่ 2.21 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับ-ส่งสัญญาณ OFDM โดยที่ส่วนด้านบนเป็นชุดเครื่องส่งและส่วนด้านล่างเป็นชุดเครื่องรับ และเมื่อสังเกตจะพบว่า IFFT ทำหน้าที่คล้ายกับการมอดูเลตสัญญาณอินพุตตามจำนวนของคลื่นพาห์ย่อยจะพบว่า IFFT ทำหน้าที่เหมือนการดีมอดูเลตสัญญาณซึ่งตรงกันข้ามกับ IFFT โดยไม่จำเป็นต้องนำอิควอไลเซอร์มาใช้งาน ทำให้สามารถลดความยุ่งยากซับซ้อนรวมถึงลดต้นทุนทางด้านอุปกรณ์เครื่องรับได้

ในส่วนของด้านเครื่องส่ง สัญญาณอินพุตที่มีความเร็วสูงและมีแบนด์วิดท์กว้างจะถูกแบ่งออกตามจำนวนของชุดข้อมูล (Data streams) ที่มีความเร็วต่ำและมีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ โดยนำไปเข้ารหัส (Coding) และทำการวางสลับ (Interleaving) รวมถึงการจัดวางรูปแบบการมอดูเลต (Mapping) และมีการเพิ่มเติมในส่วนของสัญญาณนำ ซึ่งถูกใช้ในการซิงโครไนซ์ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ในส่วนของ IFFT จะทำหน้าที่แปลงสเปกตรัมความถี่ให้อยู่ในรูปโดเมนเวลา พร้อมกับทำการเพิ่มเติมช่วงเวลาคุมและส่วนหน้าแบบวนเพื่อป้องกันการเกิด ISI และ ICI แล้วจึงนำไปเข้ากับตัวแปลงสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อก พร้อมกับทำการกรองความถี่เพื่อเลือกเฉพาะความถี่ที่

ต้องการส่งออกไปเท่านั้น ในส่วนของเครื่องรับก็จะทำงานตรงกันข้ามกับทางด้านส่งจะแตกต่างกันตรงที่ต้องเพิ่มเติมส่วนของการตรวจสอบแบบซิงโครไนซ์เท่านั้น



รูปที่ 2.21 บล็อกไดอะแกรมของระบบ OFDM

ประโยชน์ของระบบการส่งผ่านสัญญาณแบบ OFDM มีดังนี้คือ

- OFDM ทนทานต่อการจางหายแบบหลายวิถี (มากกว่า 50 μs), การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ การแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห์ และไม่ไวต่อการจางหายเฉพาะความถี่
- การใช้งานแถบความถี่ที่มีประสิทธิภาพ เนื่องจากยอมให้มีการเหลื่อมล้ำกันได้และมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่แคบ (ประมาณ 1 กิโลเฮิร์ต) ทำให้ช่องสัญญาณเกิดการจางหายแบบเรียบ (Flat fading) และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า (Slow time varying)
- รองรับผู้ใช้บริการได้เป็นจำนวนมากและสนับสนุนอัตราการส่งผ่านข้อมูลความเร็วสูงได้ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้จำนวนคลื่นพาห์ย่อย
- ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวปรับเท่า (Equalizer) ทำให้ไม่เกิดความซับซ้อนในระบบ ส่งผลทำให้ต้นทุนของเครื่องรับมีราคาถูกลง โดยใช้วิธีของ IFFT และ FFT เข้ามาแทนที่

ส่วนข้อเสียเมื่อเทียบกับการมอดูเลท แบบคลื่นพาห์เดียว มีดังนี้คือ

- OFDM มีความไวเป็นอย่างมากต่อความเบี่ยงเบนทางความถี่และสัญญาณรบกวนทางเฟส

- OFDM เกี่ยวข้องกับอัตราส่วนค่าเฉลี่ยสูงสุดของกำลัง ซึ่งนำไปสู่ปัญหาในการทำงานของตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) ของระบบความถี่วิทยุ RF

2.9 สรุป

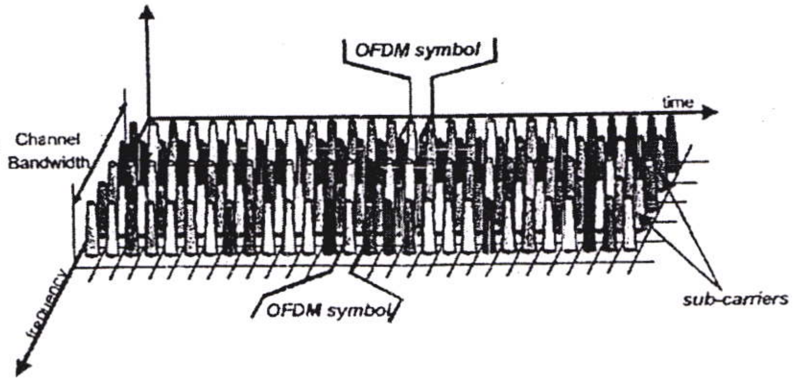
OFDM คือรูปแบบหรือเทคนิคพิเศษของการมอดูเลท แบบหลายคลื่นพาห์ย่อยซึ่งยอมให้มีการเหลื่อมล้ำระหว่างคลื่นพาห์ย่อยที่อยู่ติดกันได้ โดยใช้คุณสมบัติของการตั้งฉากซึ่งกันและกัน ทำให้สามารถใช้งานแถบความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพและการเพิ่มส่วนขยายเวลาคุมและส่วนหน้าแบบวน ส่งผลให้ระบบมีความทนทานต่อการประวิงแบบหลายวิธี ทำให้ไม่เกิดการแทรกสอดกันระหว่างสัญลักษณ์และการแทรกสอดกันระหว่างคลื่นพาห์

สำหรับเนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงทฤษฎีและหลักการของสัญญาณ OFDM ด้วยการใช้ IFFT และ FFT ที่เครื่องส่งและเครื่องรับตามลำดับ การเพิ่มเติมส่วนขยายเวลาคุมและการเพิ่มส่วนหน้าแบบวน การวินโดว์อิ่ง การซิงโครไนซ์ การตรวจวัดและปัญหาค่าสูงสุดของกำลัง จากที่กล่าวมาแล้วทั้งหมดล้วนแล้วแต่เป็นความรู้พื้นฐานที่สำคัญในการศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของระบบ OFDM แต่ในความจริงแล้วยังมีรายละเอียดอีกมากมายที่ไม่ได้กล่าวถึงในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งสามารถศึกษาหารายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิง [1]

บทที่ 3
ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้องกับการรับ-ส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

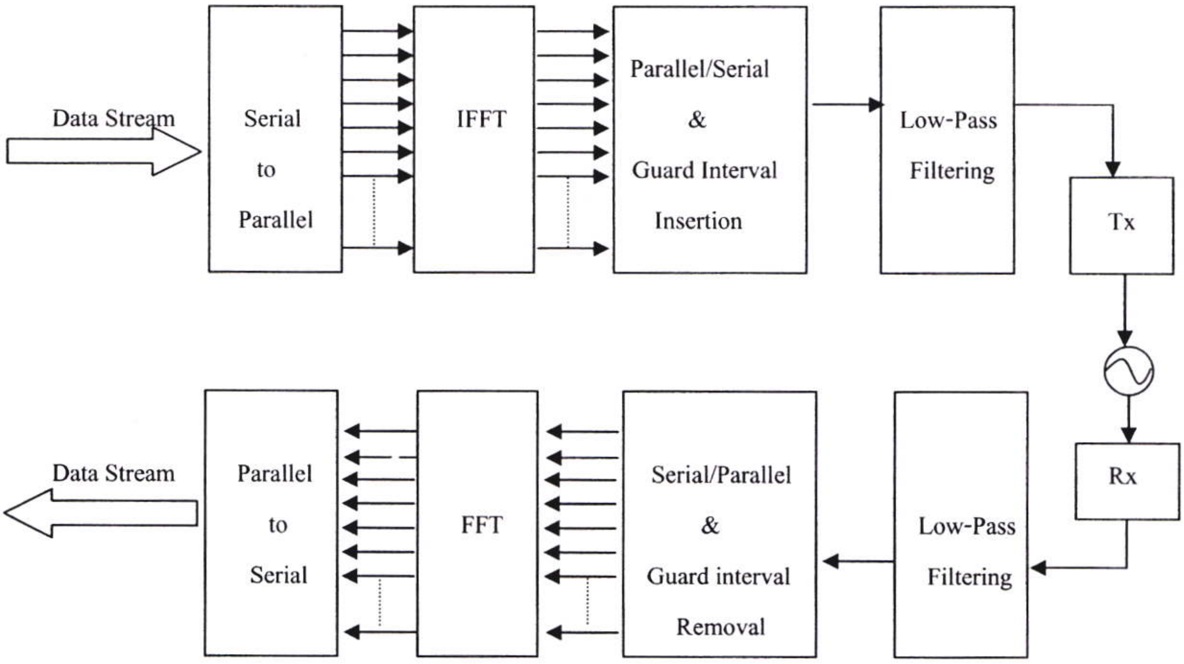
3.1 หลักการของการมอดูเลท แบบ COFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) คือ วิธีการของการ มอดูเลทสัญญาณ โดยใช้ความถี่หลาย ๆ ความถี่มาเข้ารหัส แล้วส่งสัญญาณการเข้ารหัสไปในแถบความถี่ค่าหนึ่งในช่วงเวลาหนึ่ง ซึ่งเป็นการมอดูเลท แบบดิจิตอลอีกวิธีหนึ่งที่ใช้สำหรับการรับ-ส่ง ทีวีระบบดิจิตอล แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงขอบเขตของ COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ OFDM และหมายถึงการใช้งานในระบบดิจิตอลทีวี คือมีกลุ่มของการใช้งานเป็นQPSK,16-QAM และ 64-QAM เท่านั้น จากรูปที่ 3.1 แสดงให้เห็นถึงรูปของการวางตัวคลื่นพาห์ย่อย (sub-carrier) สำหรับระบบนี้



รูปที่ 3.1 กลุ่มของสัญญาณในระบบ COFDM

ทั้งนี้รวมถึงประเทศไทยที่ได้มีการทดลองการออกอากาศสำหรับทีวีระบบดิจิตอล เพื่อทดสอบคุณภาพของสัญญาณ ขอบเขตของการกระจายสัญญาณ ตลอดจนมีการวิเคราะห์ทั้งทางด้านเทคนิคและการตลาด โดยใช้มาตรฐานของ DVB-T (Digital Video Broadcasting) [12] เป็นหลักในการพิจารณา ในปัจจุบัน COFDM มีการใช้งานจริงแล้วในกลุ่มประเทศที่ได้กล่าวมาแล้วเบื้องต้น ซึ่งต้องมีความสอดคล้องกันในด้านของเครื่องส่ง และเครื่องรับสัญญาณ ต้องสามารถเข้ากันได้ เนื่องจากรูปแบบของข้อมูล และคำสั่งต่าง ๆ ล้วนแต่มีความสำคัญต่อการรับ-ส่งสัญญาณทั้งสิ้น



รูปที่ 3.2 การทำงานของพื้นฐานการมอดดูเลท แบบ COFDM

จากรูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นถึงหลักการของ COFDM [14] ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งระบบทีวีดิจิตอล เมื่อมีการรับสัญญาณข้อมูลเป็น MPEG-2 เข้ามาแล้วจะทำการแปลงสัญญาณจากแบบอนุกรมเป็นแบบขนาดตามจำนวนของการตั้งค่าใน COFDM คือแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ QPSK, 16-QAM [13] ซึ่งต้องมีการแปลงเป็นจำนวนของข้อมูลออกมาเป็น 2 บิท 4 บิท และ 6 บิท ตามลำดับ ทำให้ค่าของการประเมินค่าของสัญญาณที่แตกต่างกันและมีผลต่ออัตราของการส่งข้อมูล หลังจากนั้นสัญญาณที่ผ่านการประมวลผลจาก Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) จะได้ค่าของความแตกต่างกันในทางเวลาจำนวน 2k หรือ 8k carrier หมายถึงได้ค่าความแตกต่างของเวลาเป็นจำนวน 1,705 carrier และ 6,817 carrier ตามลำดับ จำนวนของสัญญาณพาห์ ที่ได้แต่ละค่าจะถูกแปลงเป็นรหัสตามที่มีการกำหนดโหมดของต่าง ๆ คือ QPSK, 16-QAM หรือ 64-QAM ซึ่งมีจำนวนของบิทข้อมูลต่างกัน จากนั้นสัญญาณถูกแปลงจากขนานเป็นอนุกรมอีกครั้งเพื่อให้มีการจัดรูปแบบของข้อมูลออกเป็นเฟรม โดยที่มีการแทรกสัญญาณกันชน (Guard interval) ลงไประหว่างเฟรมข้อมูล แล้วจึงนำมามอดูเลทกับสัญญาณคลื่นพาหนะได้เป็นความถี่กลาง (Intermediate frequency, IF) มีค่าประมาณ 36.1 MHz [13] ตามมาตรฐานของ DVB-T และมีการทวีคูณความถี่ขึ้นเพื่อใช้สำหรับส่งสัญญาณไปเป็นคลื่นความถี่วิทยุ (Radio frequency, RF)

ตารางที่ 3.1 แสดงอัตราการส่งข้อมูลของ COFDM ที่การใช้งานแถบความถี่ 8 MHz

Constellation	Bits per Sub-carrier	Code rate	Guard Interval			
			1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	2	1/2	4.98	5.53	5.85	6.03
	2	2/3	6.64	7.37	7.81	8.04
	2	3/4	7.46	8.29	8.78	9.05
	2	5/6	8.29	9.22	9.76	10.05
	2	7/8	8.71	9.68	10.25	10.56
16-QAM	4	1/2	9.95	11.06	11.71	12.06
	4	2/3	13.27	14.75	15.61	16.09
	4	3/4	14.93	16.59	17.56	18.10
	4	5/6	16.59	18.43	19.52	20.11
	4	7/8	17.42	19.35	20.49	21.11
64-QAM	6	1/2	14.39	16.59	17.56	18.10
	6	2/3	19.91	22.12	23.42	24.13
	6	3/4	22.39	24.88	26.35	27.14
	6	5/6	24.88	27.65	29.27	30.16
	6	7/8	26.13	29.03	30.74	31.67

นอกจากระบบการ ส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลของ COFDM ที่เป็นมาตรฐานของ DVB-T [12] ตารางที่ 3.1 จึงแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราการส่งข้อมูลในแต่ละค่าตัวแปรต่าง ๆ ซึ่งให้ค่าอัตราการส่งข้อมูลที่แตกต่างกันและหมายถึงความละเอียดของสัญญาณที่ใช้สำหรับการส่งในระบบที่มีขีดความสามารถในการส่งข้อมูลทั้งภาพและเสียงให้สูงสุดคือ 31.67 Mbps ต่อช่วงสัญญาณ นั้นคือในหนึ่งช่องสัญญาณอาจสามารถแบ่งช่องของรายการออกได้ตามสัดส่วนที่ได้มีการกำหนดไว้ภายในชุดข้อมูลของ MPEG-2 ทั้งนี้จำนวนของอัตราการส่งข้อมูลนี้ต้องกำหนดการตั้งค่าต่าง ๆ ตามที่ระบุไว้ภายตารางของระบบ COFDM แต่ตัวเลขที่ได้กล่าวมาข้างต้นอาจมีจำนวนสูงเกินกว่าความสามารถในการรับของสัญญาณแบบเคลื่อนที่ เนื่องจากมีการรบกวนเชิงมุม (Phase noise) มีผลทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นั้นน้อยกว่าการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่

สำหรับในภาครับสัญญาณเมื่อมีการกรองความถี่ต่ำกลับมาแล้วสัญญาณที่ได้จะถูกแปลงสัญญาณจากอนาลอกเป็นดิจิตอลและแยกเอาสัญญากันชน (Guard interval) ออกไป จากนั้นแปลงสัญญาณจากอนุกรมเป็นขนานเข้าไปยังส่วนของ Fast Fourier Transform (FFT) เพื่อให้สามารถ

แปลงสัญญาณจำนวนคลื่นพาหนะจากต้นทางกลับมาเป็นสัญญาณภาพและเสียงอีกครั้ง หรือเป็นการถอดรหัสของสัญญาณกลับมา แล้วแปลงสัญญาณจากขนาดเป็นอนุกรมอีกครั้ง จึงได้เป็นสัญญาณที่ส่งจากต้นทางต่อไป

3.1.1 รูปแบบของการจัดเฟรมใน COFDM

ในการส่งสัญญาณของ COFDM นั้นส่วนประกอบต่าง ๆ ที่อยู่ภายในแต่ละเฟรมข้อมูลทั้งหมดมีจำนวน 68 symbol ในช่วงเวลา T_F โดยที่แต่ละ symbol มีช่วงเวลาเป็น T_S ภายในจำนวนของสัญญาณคลื่นพาหนะคือ K= 1705 carrier สำหรับระบบการส่งแบบ 2k และ K= 6817 carrier สำหรับระบบการส่งแบบ 8 k ดังแสดงในตารางที่ 3.2 [12] นอกจากนี้ ในช่วงเวลา T_S ได้ถูกแบ่งออกเป็นช่วงของเวลาที่ใช้สำหรับการใช้งานจริง T_U และช่วงเวลาของกันชน $\triangle$ ซึ่งมีการแสดงรายละเอียดของส่วนเวลาที่ในตารางที่ 3.3 [12] เฟรมของข้อมูลมีส่วนประกอบของสัญญาณไพลอท ที่แสดงถึงการทำให้พร้อมกัน (synchronization) ในด้านของความถี่,เวลา, เฟรมข้อมูล, การประมาณช่องสัญญาณ ทั้งนี้เพื่อสำหรับควบคุมการเกิดสัญญาณรบกวนทางมุม (phase noise)

เมื่อกล่าวถึงค่าของจำนวนคลื่นพาหะที่ใช้ใน COFDM กำหนดให้เป็นค่า K โดยมีช่วงเป็น K_{min} = 0 และ K_{min} = 1704 สำหรับโหมด 2k และ K_{min}= 0 และ K_{mix} = 6816 สำหรับโหมด 8k ตามลำดับ

ตารางที่ 3.2 แสดงถึงช่วงเวลาที่ใช้สำหรับสัญญาณ COFDM สำหรับ 2k และ 8k

Parameter	**8 k mode**	**2 k mode**
Number of carriers k	6817	1705
Value of carrier number K min	0	0
Value of carrier number K max	6816	1704
Duration Tu	$896*10^{-6}$sec	$224*10^{-6}$sec
Carrier space (1/Tu)	1116 Hz	4456 Hz
Spacing between carriers K min and K max (K-1)/Tu	7.61 MHz	7.61 MHz

ดังนั้นสมการของสัญญาณที่ต้องนำมาพิจารณาจะได้ว่า

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} c_{m,l,k} \times \psi_{m,l,k}(t) \right\} \tag{3.1}$$

เมื่อ

$$\psi_{m,l,k}(t) = e^{j2\pi \frac{k'}{T_u}(t-\Delta-l\times T_s-68\times m\times T_s)} \quad (3.2)$$

ถ้า $(l+68\times m)\times T_G \le t \le (l+68\times m+1)\times T_G$

หรือ

$$\psi_{m,j,k}(t) = 0$$

ถ้าค่าไม่ได้อยู่ในขอบเขตข้างต้น ในขณะที่

- K กำหนดให้เป็นอันดับของสัญญาณคลื่นพาหะ (Carrier number)
- l เป็นจำนวนของ COFDM symbol
- m เป็นจำนวนของเฟรมข้อมูลในการส่ง
- K เป็นจำนวนของสัญญาณคลื่นพานะที่ถูกส่งไปแล้ว
- T_S เป็นช่วงเวลาของ symbol
- T_U เป็นส่วนกลับของช่องว่างของคลื่นพาหะ
- Δ เป็นช่วงเวลาของกันชน (Guard interval)
- f_C เป็นความถี่กลางสัญญาณคลื่นพาหะ
- k' เป็นดัชนีของคลื่นพาหะที่สัมพันธ์กับความถี่กลาง หรือ $k' = k - (K_{max} + K_{min})/2$
- $c_{m.o.k}$ คือ sub-symbol หรือ complex symbol สำหรับคลื่นพาหะอันดับที่ k ของ symbol ข้อ มูลที่ 1 ภายในเฟรมข้อมูลที่ m

ตารางที่ 3.3 แสดงช่วงเวลา Symbol ในค่าของ Guard interval

Mode	8k				2k			
Guard Interval, Δ / T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Duration of symbol part,	8,192 x T				2,048 x T			
T_U	896 x 10^{-6} s				224 x 10^{-6} s			
Duration of Guard Interval	2048xT	1024xT	512xT	256xT	512xT	256xT	128xT	64xT
Δ	224 x 10^{-6} s	112 x 10^{-6} s	56 x 10^{-6} s	28 x 10^{-6} s	56 x 10^{-6} s	28 x 10^{-6} s	14 x 10^{-6} s	7 x 10^{-6} s
Symbol Duration	10240xT	9216xT	8704xT	8484xT	2560xT	2304xT	2176xT	2112xT
$T_S = \Delta + T_U$	1120 x 10^{-6} s	1008 x 10^{-6} s	952 x 10^{-6} s	924 x 10^{-6} s	280 x 10^{-6} s	252 x 10^{-6} s	238 x 10^{-6} s	231 x 10^{-6} s

3.1.2 สัญญาณอ้างอิง (Reference signaling)

3.1.2.1 หน้าที่การทำงานของเซลล์ต่าง ๆ

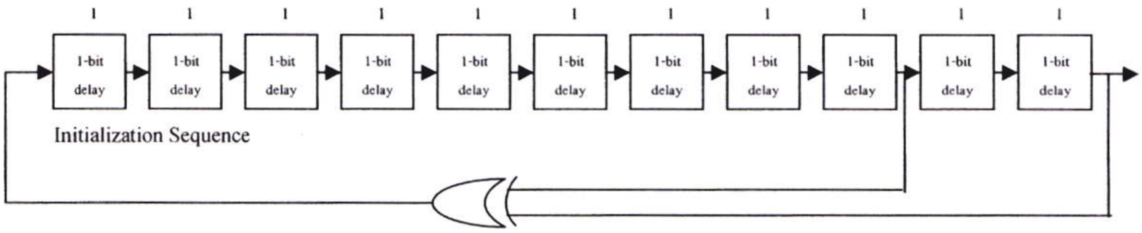
เฟรมข้อมูลของ COFDM ได้ถูกมอดูเลท อยู่ในข้อมูลอ้างอิงจากด้านส่ง และต้องมีการรับทราบในด้านรับสัญญาณ ซึ่งเซลล์ต่าง ๆ นี้มีการกระจายไปกับสัญญาณพาห์ ในจำนวนของคลื่นพาห์ตามโหมดของ COFDM ซึ่งแบ่งออกเป็น 2 โหมดคือ 2k หรือ 8k carrier โดยแต่ละไพลอทจะกระจายอยู่ทุก 1 ใน 4 ของเฟรมข้อมูลใน symbol จำนวนของข้อมูลพาห์ (data carrier) ที่ใช้เป็นค่าคงที่จาก symbol ถึง symbol เป็น 1,512 carrier ในโหมด 2 k และเป็น 6,048 carrier ในโหมด 8k ค่าของการกระจายของสัญญาณไพลอทได้ถูกแบ่งออกจาก PRBS (Pseudo random binary sequence) ซึ่งเป็นหลักเกณฑ์ที่ใช้ในการแบ่งช่วงของสัญญาณไพลอทออกไป

3.1.2.2 ความหมายของสัญญาณอ้างอิง

สัญญาณ pilot มีการกระจายออกไปตามการมอดูเลทที่เกี่ยวข้องกับขบวนการของ PRBS [12] (PRBS sequence), w_K และมีการตอบสนองไปตามลำดับของดัชนีสัญญาณพาหะ (Carrier index) เป็น k ซึ่งขบวนของสัญญาณไพลอทนี้ จะไปดูแลการเริ่มต้นของข้อมูลใน Transmission parameter signaling, TPS ซึ่งจะได้มีการนำเสนอในหัวข้อต่อไป

ขบวนการ PRBS มีการสร้างขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่า PRBS ได้เริ่มต้นที่สัญญาณขาออกเริ่มแรกนั้นตรงกันกับพาห์ตัวแรกพอดีและจากรูปสมการพหุนามของ PRBS คือ

$$G(x) = x^{11} + x^{2} + 1$$



รูปที่ 3.3 การกำเนิดของขบวน PRBS

3.1.2.3 ตำแหน่งของเซลล์การกระจายสัญญาณไพลอท

ข้อมูลอ้างอิงที่ได้จากขบวนอ้างอิง ถูกส่งไปในเซลล์การกระจายของสัญญาณไพลอทที่ทุก ๆ symbol และเซลต่าง ๆ นี้ เป็นไปตามการตอบสนองการมอดูเลทดังนี้

$$\mathrm{Re}\{c_{m,l,k}\} = \frac{4}{3} \times 2\left(\frac{1}{2} - w_k\right) \qquad (3.3)$$

$$\mathrm{Im}\{c_{m,l,k}\} = 0 \qquad (3.4)$$

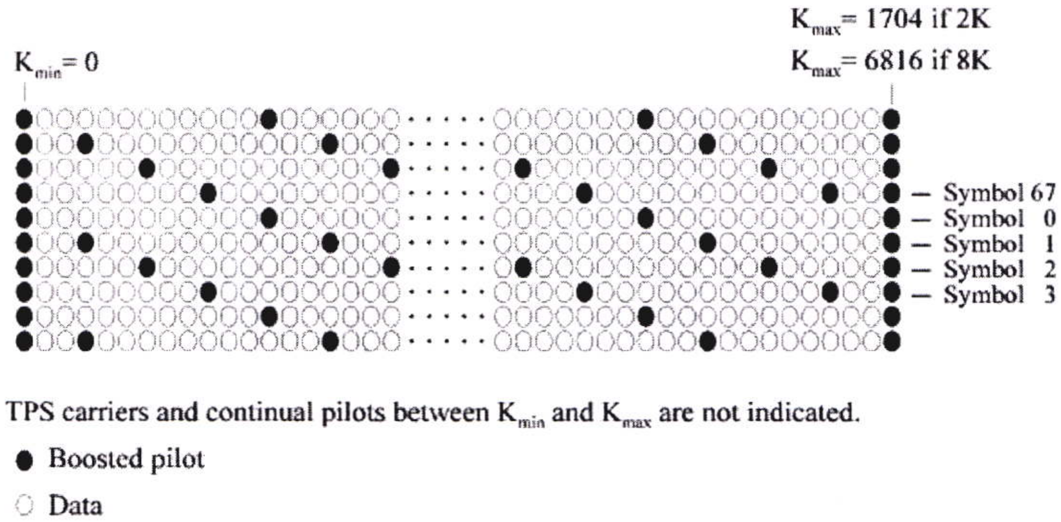
เมื่อ m คือ ดัชนีของเฟรม

k คือ ดัชนีความถี่ของคลื่นพาหะ

l คือ ดัชนีเวลาของ symbol

สำหรับ symbol ที่ดัชนีเป็น l นั้น (อยู่ในช่วงจาก 0-67) สัญญาณพาหะต่าง ๆ ที่แต่ละดัชนีที่ k เป็นไปตามเซตย่อยของ { $k = K_{min} + 3 \times (l \bmod 4) + 12\, p/p$ เป็นค่าจำนวนเต็ม, $p \geq 0$, $k \in [K_{min}; K_{max}]$} ซึ่งถูกกระจายสัญญาณ pilot

เมื่อ p เป็นจำนวนเต็มค่าหนึ่ง ถ้าแทนค่าในสมการเซตย่อยของ k จะได้ค่าต่าง ๆ มีค่าออกมา และมีค่ามากกว่า หรือท่ากับศูนย์ ซึ่งหมายความว่าค่า k ที่ได้จะอยู่ในช่วงระหว่าง K_{min}: K_{max}



รูปที่ 3.4 ตำแหน่งของสัญญาณ pilot ในภายโครงสร้างของเฟรม OFDM

ตำแหน่งของสัญญาณไพลอท นี้ถูกกำหนดขึ้นเพื่อใช้การควบคุมการจัดช่องสัญญาณ จุดสีดำแสดงถึง “boosted pilot” การกระจายของไพลอทเซล ตามสมการข้างต้นในการใช้เป็นข้อมูลอ้างอิงสำหรับการส่งสัญญาณไพลอท ไป และจุดสีขาว คือข้อมูลในเฟรม นอกจากนี้ตารางที่ 3.4 [12] เป็นการแสดงตำแหน่งของสัญญาณไพลอท ในความถี่พาหะค่าต่าง ๆ โดยในโหมด 2k มีจำนวนของไพลอททั้งหมด 45 ความถี่ และโหมด 8k มีจำนวน 177 ความถี่ ตามลำดับ

ตารางที่ 3.4 แสดงตำแหน่งของสัญญาณไพลอท ที่ความถี่คลื่นพาห์ต่าง ๆ

Continual pilot carrier positions (index number k)	
2k mode	8k mode
0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765 784 804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704	0 48 54 87 141 156 192 201 255 279 282 333 432 450 483 525 531 618 636 714 759 765 780 804 873 888 918 939 942 969 984 1050 1101 1107 1110 1137 1140 1146 1206 1269 1323 1377 1491 1683 1704 1752 1758 1791 1845 1860 1896 1905 1959 1983 1986 2037 2136 2154 2187 2229 2235 2322 2340 2418 2463 2469 2484 2508 2577 2592 2622 2643 2646 2673 2688 2754 2805 2811 2814 2841 2844 2850 2910 2973 3027 3081 3195 3387 3408 3456 3462 3495 3549 3564 3600 3609 3663 3687 3690 3741 3840 3858 3891 3911 3939 4026 4044 4122 4167 4173 4188 4212 4281 4296 4326 4347 4350 4377 4392 4458 4509 4515 4518 4545 4548 4554 4614 4677 4731 4785 4899 5091 5112 5160 5166 51995253 5268 5304 5313 5367 5391 5394 5445 5544 5562 5595 5637 5643 5730 5748 5826 5871 5877 5892 5916 5985 6000 6030 6051 6054 6081 6096 6162 6213 6219 6222 6249 6252 6258 6318 6381 6435 6489 6603 6795 6816

3.1.3 ค่าตัวแปรของสัญญาณการส่ง TPS (Transmission parameter signaling)

ปัจจัยอันหนึ่งที่สำคัญในโครงสร้างเฟรมของ COFDM นั้น คือค่าตัวแปรของสัญญาณการส่ง (Transmission parameter signaling) ซึ่งมีผลต่อการรับสัญญาณเช่นกัน เนื่องจากมาตรฐานของ DVB-T ได้มีการกำหนดถึงตำแหน่งของบิทข้อมูลต่างๆ ที่เป็นเสมือนคำสั่ง หรือรหัสเพื่อบอกถึงค่าแปร (parameter) นั้น ๆ โดยใช้มาตรฐานเดียวกันทั้งหมด นอกเหนือจากรหัสที่ใช้ในสัญญาณภาพ

และเสียง ซึ่งอาจเป็น MPEG-2 รวมถึงระบบการป้องกันการลักลอบสัญญาณ (Scramble) ไว้เท่านั้น หมายความว่าในระบบการมอดูเลท ของ COFDM จะต้องมีส่วนประกอบครบถ้วนทั้ง 3 ส่วนคือ

1) การกระจายเซลของไพลอท (Scattered pilot cells)
2) สัญญาณความถี่พาห์ไพลอทที่ต่อเนื่อง (Continual pilot carrier)
3) ความถี่พาห์สำหรับค่าตัวแปรสัญญาณการส่ง (TPS carrier)

ดังนั้นส่วนประกอบสุดท้ายจากที่ได้กล่าวมานั้นเป็นเหมือนข้อมูลของค่าตัวแปรที่ป้อนให้กับระบบการมอดูเลท ได้ทราบโดยมีการระบุตำแหน่งของสัญญาณคลื่นพาหะเป็นช่วง ๆ ตลอดย่านความถี่ของการใช้งานไว้ในตารางที่ 3.5 [12] สำหรับในโหมด 2k มีจำนวน 17 ความถี่ และในหมด 8k มีจำนวน 68 ความถี่ และทุกจุดของความถี่ต้องเป็นค่าตัวแปรเดียวกันทั้งหมดตลอดย่านความถี่นั้น ๆ

ตารางที่ 3.5 แสดงตำแหน่งของ TPS ในความถี่พาห์ต่าง ๆ

2k mode	8k mode
34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687	34 50 209 346 413 569 595 688 790 901 1073 1219 1262 1286 1469 1594 1687 1738 1754 1913 2050 2117 2273 2299 2392 2494 2605 2777 2923 2966 2990 3173 3298 3391 3442 3458 3617 3754 3821 3977 4003 4096 4198 4309 4481 4627 4670 4694 4877 5002 5095 5146 5162 5321 5458 5525 5681 5707 5800 5902 6012 6185 6331 6374 6398 6581 6706 6799

ความถี่พาห์ของ TPS นั้นมีการส่งข้อมูลดังนี้

1) การมอดูเลท ร่วมด้วยค่าของ α ซึ่งเป็นค่าในการ Non-hierarchy หรือ Hierarchy โดยค่า α จะมีค่าเป็น 0 – 2 ตามปกติแล้วจะมีค่าเป็น 0
2) ช่วงเวลากันชน (Guard interval)
3) อัตราของการเข้ารหัส (Inner code rates)
4) โหมดของการส่งข้อมูล คือ 2k หรือ 8k
5) จำนวนของเฟรมข้อมูลในซุปเปอร์เฟรม

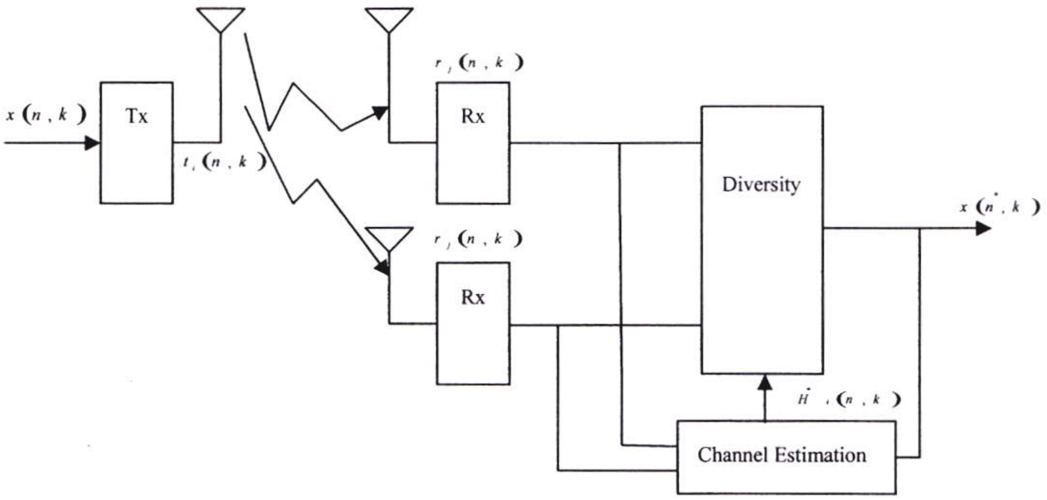
ในเฟรมข้อมูลจำนวน 68 symbol ของ COFDM ที่เป็นส่วนของ TPS นั้น แต่ละ symbol มีความหมายตามตารางที่ 3.6 [12]

ตารางที่ 3.6 แสดงถึงข้อมูลต่าง ๆใน TPS

Bit Number	**Purpose/Content**
S_0	Initialization
$S_1 - S_{16}$	Synchronization word
$S_{17} - S_{22}$	Length indicator
S_{23} , S_{24}	Frame number
S_{25} , S_{26}	Constellation
S_{27} , S_{28}, S_{29}	Hierarchy information
S_{30} , S_{31} , S_{32}	Code rate, HP Stream
S_{33}, S_{34} , S_{35}	Code rate, LP Stream
S_{36} , S_{37}	Guard interval
S_{38} , S_{39}	Transmission mode
S_{40} , S_{53}	Reserved for future use
S_{54} , S_{67}	Error protection

3.2 การประมาณช่องสัญญาณ

หลักการโดยทั่วไปของการประมาณค่าช่องสัญญาณหมายถึงการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการนำสัญญาณที่ได้จากแหล่งกำเนิดทางด้านรับกลับคืนให้ใกล้เคียงกับสัญญาณที่จากด้านส่ง ซึ่งควรมีการกำหนดรหัสหรือสัญญาณบางอย่างจากด้านส่งมายังด้านรับ เพื่อให้ทราบว่าสัญญาณนั้น ๆ ได้มาถึงแล้ว ดังนั้นการให้ Training sequence จึงถูกนำมาใช้กับระบบการสื่อสารแบบไร้สายเพื่อเป็นเสมือนจุดเริ่มต้นของการประมาณช่องสัญญาณ (Channel estimation) [12] รวมถึงการควบคุมช่วงเวลาและการควบคุมความถี่ให้สมดุลกันในการรับ-ส่งสัญญาณของ COFDM สำหรับทีวีระบบดิจิตอลจึงถูกนำมาใช้ด้วย กล่าวคือการประมาณช่องสัญญาณเป็นการจัดช่วงของเวลาที่ถูกต้องในการรับสัญญาณจาก Training sequence เพื่อให้สามารถคืนสัญญาณดิจิตอลที่ส่งมาให้ได้ หลักการที่ใช้กับการประมาณช่องสัญญาณคือการสหสัมพันธ์ (Correlation) ซึ่งเป็นการใช้ประเมินสัญญาณที่ได้รับจากช่วงเวลาหนึ่งกับอีกช่วงเวลาหนึ่งที่ห่างกันค่าหนึ่ง สำหรับให้ได้สัญญาณที่เสมือนเป็นค่าเฉลี่ยของสัญญาณ และมีผลทำให้ประสิทธิภาพของการรับดีขึ้น



รูปที่ 3.5 การประมาณช่องสัญญาณของระบบการรับสัญญาณ

จากรูปที่ 3.5 สัญญาณที่รับได้เมื่อกำหนดให้สายอากาศทางด้านรับเป็นจำนวน *j* คือ

$$r_j(n,k)=\sum_i H_{ij}(n,k).t_i(n,k)+w_j(n,k) \qquad (3.5)$$

เมื่อ $H_{ij}(n,k)$ กำหนดเป็นช่องการตอบสนองความถี่ที่ไพลอทโทน อันดับที่ k และเฟรมของ COFDM อันดับที่ n ตามการตอบสนองของสายอากาศที่ส่งมาจาก i และมีการรับที่สายอากาศ j หมายความว่าลักษณะของการส่งกระจายสัญญาณทีวี ระบบดิจิตอล ในพื้นที่ที่สายอากาศตัวเดียวสามารถครอบคลุมได้ $t_j(n,k)$ เป็นฟังก์ชันจากการส่ง ดังนั้นอาจต้องมีการสร้างสถานที่ส่งเพิ่มขึ้นเพื่อให้เป็นโครงข่าย โดยใช้วิธีการของโครงข่ายสัญญาณความถี่เดียวกัน (Single frequency network, SFN) [13] ส่วน $w_j(n,k)$ คือส่วนประกอบของสัญญาณที่ได้จากการรับสัญญา หรือการรบกวนอันอาจเกิดจากส่วนประกอบของสัญญาที่ส่งเอง

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สาย การตอบสนองช่องสัญญาณ แบบอิมพัลส์ (Channel impulse response) สามารถอธิบายได้ ดังนี้

$$h(t,\tau)=\sum_k \gamma_k(t).c(\tau-\tau_k) \qquad (3.6)$$

เมื่อ τ_k เป็นการหน่วงของเวลาในเส้นทางของลำดับที่ k

γ_k เป็นการตอบสนองทางขนาดเชิงซ้อน (Complex amplitude)

$c(t)$ เป็นสัญญาณพัลส์ในการตอบสนองความถี่

การสุ่มจากอัตราของ $k\Delta f$ กำลังเฉลี่ยของ $h(n,l)$และ (มีค่าน้อยกว่า K) จะขึ้นอยู่กับการหน่วงที่เกิดขึ้นของช่องสัญญาณในอากาศถ้าในระบบ COFDM ทางอุดมคตินั้น $K_O / K\Delta f = K_O KT_S$ และมีค่าใกล้เคียงกัน T_S

การที่มีสัญญาณเข้ามาทางด้านรับหลายจุด (Multi-path) ทำให้เกิดปัญหาของการประมาณช่วงสัญญาณที่ยากขึ้น จึงนำเอาวิธีการของ Correlation มาใช้เป็นพื้นฐาน เมื่อสัญญาณการตอบสนองความถี่ที่ลำดับ k ใน sub-symbol จากสัญญาณลำดับที่ i ในสมการ (3.9) จะได้ว่า

$$H_i(n,k) = \sum_{l=0}^{k_0-1} h_i(n,l) W_k^{kl} \tag{3.10}$$

นั้นคือ $H_i(n,k)$เป็นการตอบสนองความถี่ของ $h_i(n,l)$

จากสมการ (3.5) สัญญาณที่ด้านรับจะได้เป็น

$$\gamma(n,k) = \sum_{i=1}^{2} H_{i^2}(n,k) t_i(n,k) + w_2(n,k) \tag{3.11}$$

เมื่อ $k = 0,1,\ldots\ldots, K-1$ ที่ทุกค่าของ n และการส่งสัญญาณของ $t_i(n,k)$ ที่ $i = 1,2$

บทที่ 4
สาเหตุการจางหายของสัญญาณในหลายทิศทาง

การจางหายของสัญญาณ (Multi-path fading) เกิดขึ้นจากหลายสาเหตุ ในลักษณะของการส่งสัญญาณในระดับสายตา (Line of sight) สามารถจำแนกได้เป็น 2 ส่วน ซึ่งถือได้ว่าเป็นส่วนประกอบของการรับสัญญาณนั่นคือ Long-term fading และ Short-term fading [11] โดยมีสมการดังนี้

$$r(t) = m(t) \cdot r_o(t) \tag{4.1}$$

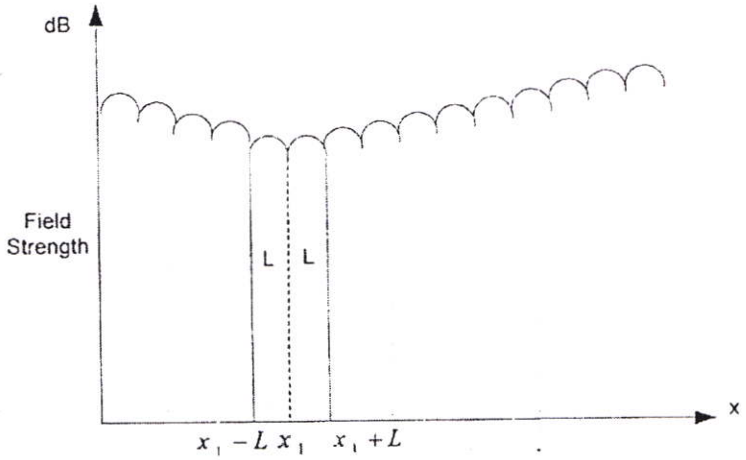
เมื่อ $r(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้

$m(t)$ เป็น Long-term fading

$r_o(t)$ เป็น Short-term fading

4.1 การจางหายแบบ Long-term (Long-Term Fading)

การจางหายแบบ Long-term, $m(x)$ เป็นค่าของการจางหายที่คิดเฉลี่ย หรือค่าขอบของสัญญาณการจางหาย (Envelope)



รูปที่ 4.1 Local mean ของสัญญาณการจางหายแบบ Long-term

จากรูปที่ 4.1 เรียกว่าเป็น Local mean [11] หรือปริมาณของการตอบสนองเฉลี่ยของความแรงสัญญาณในแต่ละจุด ดังนั้นค่าประมาณของ Local mean, m (x_1) ที่จุด x_1 ในแนวแกน x คือ

$$\widetilde{m}(x_1) = \frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} r(x)dx = \frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} m(x)r_o(x)dx \tag{4.2}$$

นั่นคือ $m(x_1)$ เป็นค่า local mean ที่จุด x_1 ตามรูปที่ 4.1

ดังนั้น
$$m(x = x_1) = \widetilde{m}(x = x_1), x_1 - L < x < x_1 + L \tag{4.3}$$

ที่ความยาวสมการ L จะได้เป็น

$$\widetilde{m}(x_1) = m(x_1)\cdot\frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} r_o(x)dx \tag{4.4}$$

เมื่อค่าของ L มีค่าน้อยมากๆจึงประมาณค่าของ $\widetilde{m}(x_1) \cong m(x_1)$ หรือ

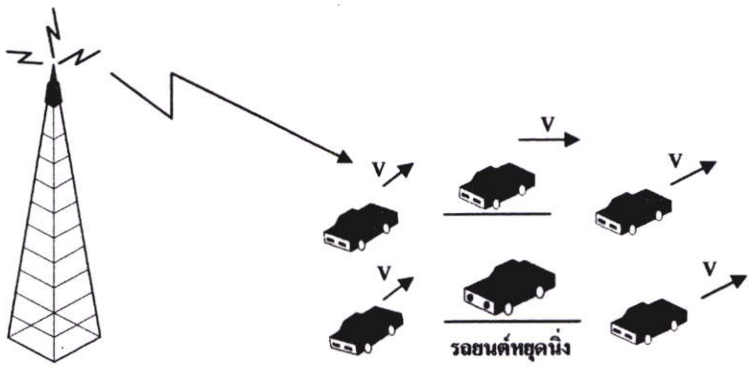
$$\frac{1}{2L}\int_{x_1-L}^{x_1+L} r_o(x)dx = \widetilde{m}(x_1) - m(x_1) \rightarrow 1 \tag{4.5}$$

จากสมการข้างต้นให้ค่าของ $r_o(x)$ ในสมการมีค่าเป็นการจางหายแบบ Short-term และค่าของ $m(x)$ เป็นการจางหายแบบ Long-term ซึ่งมีสาเหตุเนื่องจากสภาพของภูมิประเทศและสิ่งก่อสร้างต่าง ๆ ที่มีความแตกต่างกันในแต่ละพื้นที่ เช่น พื้นที่โล่ง พื้นที่ราบเชิงเขา พื้นที่ภูเขา หรือสิ่งที่มนุษย์สร้างขึ้น ได้แก่ ตึก บ้าน ต้นไม้ในส่วนสาธารณะ หรือยานพาหนะเป็นต้น

4.2 การจางหายแบบ Short-term (Short-Term Fading)

การจางหายแบบ Short-term, $r_o(x)$ ในส่วนนี้เสมือนเป็นส่วนย่อยของการจางหายแบบ Long-term ที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับการสะท้อนของสัญญาณที่กระจายออกในหลายทิศทาง เช่น สิ่งปลูกสร้าง ต้นไม้ ภูเขา หรือยานพาหนะ เป็นต้น ตลอดเส้นทางตั้งแต่จุดส่งมายังจุดรับ ซึ่งอาจเป็นทั้งแบบอยู่กับที่หรือเคลื่อนที่ก็ตาม นอกจากนี้ยังมีการแบ่งกรณีของการจางหายแบบ Short-term ที่เป็นแบบเคลื่อนที่ของจุดรับแบ่งออกเป็น 5 กรณีดังนี้

<u>กรณีที่ 1</u> เมื่อจุดรับสัญญาณจอดหยุดนิ่ง แต่ยังคงมีการจางหายที่เกิดจากยานพาหนะคันอื่นที่กำลังเคลื่อนที่อยู่



รูปที่ 4.2 การรับสัญญาณขณะด้านรับอยู่กับที่

จากรูปจะเห็นว่าไม่มีการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณจะได้สมการของการรับสัญญาณเป็น

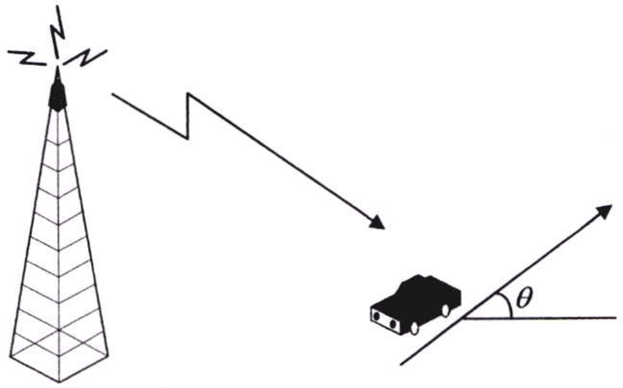
$$s_r(t) = A\exp[j2\pi \cdot f_t] \tag{4.6}$$

เมื่อ $s_r(t)$ คือ สมการของสัญญาณการจางหายที่ด้านรับ

A คือ ขนาดของสัญญาณ

f_t คือ ความถี่ของสัญญาณด้านส่ง

<u>กรณีที่ 2</u> เมื่อมีการเคลื่อนที่ของส่วนรับสัญญาณด้วยค่าๆหนึ่งซึ่งอาจเกิดมุมที่ทำกับแนวระนาบ θ เพิ่มขึ้นมาเป็นองค์ประกอบ



รูปที่ 4.3 การเคลื่อนที่ในแนวมุม θ กับแนวระนาบ

เมื่อส่วนเคลื่อนที่กำลังเคลื่อนที่ไปด้วยความเร็ว v, และไม่มีการกระจายคลื่นเกิดขึ้นรอบๆ บริเวณนี้ ในกรณีที่มีการเคลื่อนที่ของส่วนรับสัญญาณด้วยค่า ๆ หนึ่งซึ่งอาจเกิดมุมที่ทำกับแนวระนาบ θ เพิ่มขึ้นมาเป็นองค์ประกอบที่ต้องพิจารณา ดังนั้นสมการในการรับสัญญาณคือ

$$s_r(t) = A\exp[j(2\lambda \cdot f_t t - \beta \cdot x\cos\theta)] \tag{4.7}$$

เมื่อ

β	คือ จำนวนของคลื่น, $\beta = 2\pi/\lambda$ และ λ เป็นความยาวคลื่น
$j2\pi \cdot f_t t$	เป็นค่าจำนวนเชิงซ้อนทางมุมที่แสดงถึงความถี่ของการส่ง โดยการกระจายในเชิงเวลา
x	คือระยะทางหรือเท่ากับ v t เมื่อ v เป็นความเร็วในการเคลื่อนที่ของยานพาหนะ
A	คือ ขนาดของสัญญาณ
f_t	คือความถี่ของสัญญาณด้านล่าง

จึงสามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$s_r(t) = A\exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{v}{\lambda}\cos\theta \right)t \right] \tag{4.8}$$

เมื่อในสมการที่ (4.8) มีสมการของการเพิ่ม – ลดของความถี่ (Doppler frequency), f_d คือ

$$f_d = \frac{v}{\lambda}\cos\theta \tag{4.9}$$

ดังนั้นขนาดของสัญญาณ $|s_r| = A$ ซึ่งเป็นค่าคงที่และค่าของ f_r หรือความถี่ทางด้านรับนั้นจะต้องเป็นผลต่างที่ได้จาก f_t และค่าของ f_d คือ

$$f_r = f_t - \frac{v}{\lambda}\cos\theta = f_t - f_d \tag{4.10}$$

เพราะฉะนั้น การเคลื่อนที่ของจุดรับอยู่บนระนาบ $\theta = 90°$ จะได้ว่า

$$f_r = f_t - \frac{v}{\lambda} \tag{4.11}$$

การเคลื่อนที่มีการเคลื่อนที่รอบจุดส่ง จะได้ว่า

$$f_r = f_t - \cos 90^o \tag{4.12}$$

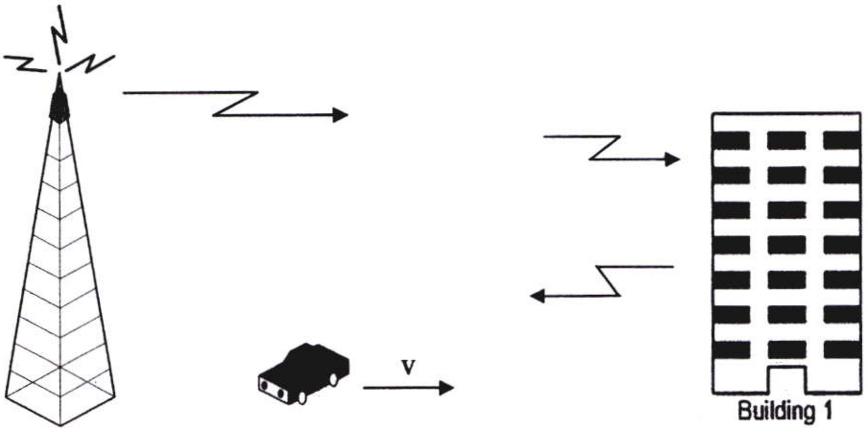
หรือ
$$f_r = f_t \tag{4.13}$$

และถ้าส่วนเคลื่อนที่วิ่งเข้าหาจุดส่ง จะได้ว่า

$$f_r = f_t - \frac{v}{\lambda}\cos 180^o \tag{4.14}$$

หรือ
$$f_r = f_t + \frac{v}{\lambda} \tag{4.15}$$

<u>กรณีที่ 3</u> เมื่อจุดรับเคลื่อนที่ด้วยความเร็วค่าหนึ่งออกจากจุดส่งสัญญาณ แต่เกิดการสะท้อนของสัญญาณขึ้น



รูปที่ 4.4 กรณีที่มีการสะท้อนของสัญญาณจากจุดส่ง

จากรูปแสดงให้เห็นถึงการที่จุดรับเคลื่อนที่ด้วยความเร็วค่าหนึ่งออกจากจุดส่งสัญญาณ แต่เกิดการสะท้อนของสัญญาณขึ้นในทิศทางตรงกันข้าม ทำให้เกิดการหักล้างกันของสัญญาณ จึงได้สมการของการรับสัญญาณเป็น

$$s_r(t) = A\exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{v}{\lambda}\cos 0^o \right)t \right] \tag{4.16}$$

$$s_r(t) = A\exp\left[j2\pi\left(f_t - \frac{v}{\lambda} \right)t \right] \tag{4.17}$$

แต่ในกรณีนี้เมื่อตัวกระจายสัญญาณไปทำให้เกิดการสะท้อนกลับที่สมบูรณ์ จะทำให้เกิดการสะท้อนกลับของสัญญาณที่กลับเฟสเกิดขึ้นคือ

$$s_t(t) = -A\exp\left[j2\pi\left(f_t + \frac{v}{\lambda} \right)t \right] \tag{4.18}$$

ดังนั้น สัญญาณที่รับได้จริงจะได้ว่า

$$s_r(t) = \left(Ae^{-j2\pi(v/\lambda)t} - Ae^{j2\pi(v/\lambda)t}\right)e^{j2\pi f_c t} \tag{4.19}$$

และค่าขอบเขต (Envelope) ของ $S_r, |S_r|$ จะได้ในรูปของ Standing wave คือ

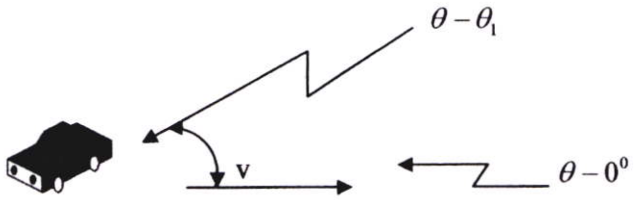
$$|s_r| = 2A\sin\left(2\pi\frac{v}{\lambda}t\right) \tag{4.20}$$

ถ้ามีสัญญาณจาก 2 ทิศทางเข้ามายังจุดรับที่มุมต่างกัน จะได้ว่า

$$|s_r| = 2A\cos\left[\frac{2\pi \cdot v}{2\lambda}(\cos\theta_1 - \cos\theta_2)\right]$$

$$|s_r| = 2A\cos\left[\frac{\pi \cdot v}{\lambda}(\cos\theta_1 - \cos\theta_2)\right] \tag{4.21}$$

<u>**กรณีที่ 4**</u> เมื่อสัญญาณเข้ามา 2 ทิศทาง แต่มีมุมที่ต่างกัน



รูปที่ 4.5 ถึงเงื่อนไขทั่วไปของการสะท้อนของสัญญาณ

จากรูปเมื่อสัญญาณเข้ามา 2 ทิศทาง แต่มีมุมที่ต่างกันคือ $\theta = 0°$ และ $\theta = \theta_1$ จากสมการที่ (4.8) เมื่อนำมาใช้กับกรณีนี้ จะต้องมีการแทนค่าลงในเทอมของการจางหายที่เกิดขึ้นที่ตัวรับจะได้ว่า

$$s(t) = Ae^{j2\pi f_c t}\left(e^{-j\beta x\cos 0°} + e^{-j\beta x\cos\theta_1°}\right)$$

$$= Ae^{j2\pi f_c t}\left(e^{-j\beta x} + e^{-j\beta x\cos\theta_1}\right)$$

$$= Ae^{j2\pi f_c t} \cdot 2e^{j\beta x(1+\cos\theta_1)/2} \cdot \cos\left(\frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2}\cos\theta_1\right) \tag{4.22}$$

เมื่อกำหนดให้ $x = vt$ ค่าของคลื่นความถี่หยุดนิ่ง (Standing wave), f_d หรือความเร็วเชิงมุมของความถี่หยุดนิ่ง (Angular standing frequency), ω_d แทนลงในสมการที่ (4.22) จะได้ว่า

$$\omega_d = 2\pi f_d = \frac{\beta x}{2} - \frac{\beta x}{2}\cos\theta_1 = 2\pi \frac{v}{2\lambda} \cdot (1 - \cos\theta_1) \tag{4.23}$$

หรือ

$$f_d = \frac{v}{2\lambda}(1 - \cos\theta_1) \tag{4.24}$$

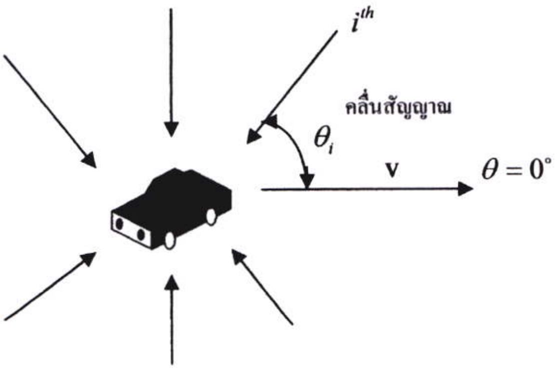
เมื่อ $\theta_1 = 0^\circ, f_d = 0$ หรือความถี่ของการจางหายเป็นศูนย์ หากคลื่น 2 ตัวมาในทิศทางเดียวกันและมุมเท่ากัน

ดังนั้น ถ้ามีคลื่น 2 ตัวที่มุมต่างกัน ค่าของ f_d คือ

$$f_d = \frac{v}{2\lambda}(\cos\theta_2 - \cos\theta_1) \tag{4.25}$$

จากสมการที่ (4.25) หรือค่าของการเพิ่ม – ลดของความถี่ (Doppler frequency) จะมีค่าเท่ากับความถี่การจางหายก็ต่อเมื่อ θ = 180° นั่นเอง

<u>กรณีที่ 5</u> เมื่อมีสัญญาณสะท้อนมาจากทุกทิศทาง



รูปที่ 4.6 การรับสัญญาณจากการสะท้อนของคลื่น N จำนวน

เมื่อการสะท้อนของคลื่นเกิดขึ้นเป็นจำนวน N หมายถึงคลื่นอาจรับสัญญาณจากทั้งทางตรง (Direct wave) และคลื่นการสะท้อน (Reflect wave) อันมีผลมาจากสภาพแวดล้อมต่าง ๆ และย่อมมีผลจากปรากฏการณ์ Doppler frequency ด้วย เนื่องจากในกรณีนี้มีการเคลื่อนที่ของจุดรับด้วยความเร็ว v ดังนั้นสมการของการรับสัญญาณสำหรับกรณีนี้คือ

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^{N} A_i e^{j2\pi f_i t} \cdot e^{j\beta vt\cos\theta_i} \tag{4.26}$$

เมื่อ f_d คือความถี่ของการส่งสัญญาณ

v คือความเร็วของส่วนการรับสัญญาณเคลื่อนที่

θ_i คือมุมที่ i ของสัญญาณที่เข้ามา

β คือจำนวนของคลื่น มีค่าเท่ากับ $2\pi / \lambda$ และ λ คือความยาวคลื่น

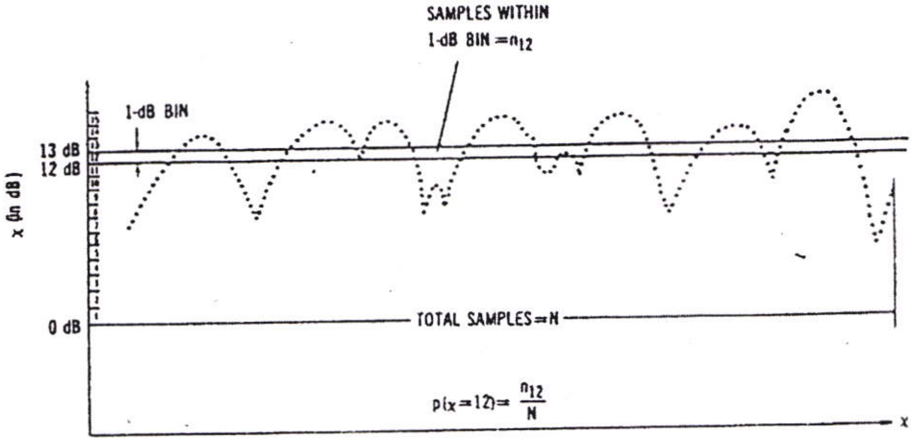
จะเห็นได้ว่าสำหรับกรณีนี้มุมที่ทำจุดรับอาจมีได้ตั้งแต่ 0° - 360° หรือมีค่าของคลื่นหยุดนิ่ง (Standing wave) เกิดขึ้นมากมาย ทำให้ค่าสูงสุดของ f_d หรือการเพิ่ม–ลดของความถี่สูงสุด (Maximum fading frequency) กล่าวคือมีผลทำให้สมการที่ (4.24) กลายเป็น

$$f_{\max} = \frac{v}{\lambda} \tag{4.27}$$

นอกจากนี้สำหรับกรณีที่มีการรับสัญญาณหลายทิศทางยังอาจทำให้สมการของการเพิ่ม–ลดของความถี่ในสมการที่ (4.9) มีค่าเท่ากับ $f_{\max}$ อีกด้วย

4.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability density function, PDF) เป็นสิ่งที่บ่งบอกถึงการจางหายแบบหลายทิศทาง (Multi-path fading) อีกตัวหนึ่งที่สามารถแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงไปมาของความแรงสัญญาณ (Field strength) ที่เกิดขึ้น เสมือนเป็นค่าเฉลี่ยของความแรงสัญญาณตามระยะของการเคลื่อนที่ไปโดยจะคิดเป็น dB ต่อบิทข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 ตัวอย่างการสุ่มเพื่อนับความน่าจะเป็นของระดับสัญญาณที่ 12 dB

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (PDF) จำเป็นต้องมีการแบ่งช่วงของระยะทางออกมาตามระดับสัญญาณที่ต้องการตรวจสอบ เช่น ต้องการตรวจสอบระดับสัญญาณที่มีขนาด 12 dB หรือเรียกว่า n_{12} จากจุดสุ่มทั้งหมด N จุด แสดงเป็น $p(x=12)$ ดังรูป ซึ่งในการพิจารณาค่า PDF นั้น ในสภาวะของการเคลื่อนที่ของจุดรับสัญญาณ แบ่งออกเป็น 3 ส่วน ดังนี้

4.3.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Long–normal

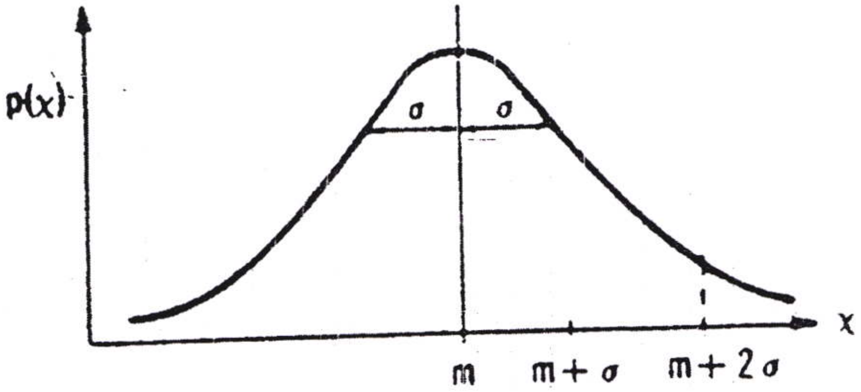
ฟังก์ชันในส่วนนี้เป็นการอธิบายถึงการจางหายแบบ Long–term หรือ Local mean มีรูปของสมการดังนี้

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_y}} \exp\left[\frac{-(y-m)^2}{2\sigma_y^{\ 2}}\right] \tag{4.28}$$

เมื่อ

	P (y)	=	Long–normal PDF
	y	=	ตัวแปรของ Long–normal
	m	=	Local–mean ของการจางหายแบบ Long–term
	σ_y	=	ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน หน่วยเป็น dB

ลักษณะของฟังก์ชันจะสมมาตรกันเสมอ ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 การกระจายแบบปกติของค่า PDF

4.3.2 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rayleigh

ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในส่วนนี้ ต้องการอธิบายถึงการจางหายแบบ Short-term หรือการจางหายในหลายทิศทาง (Multi-path fading) เนื่องจากจุดรับสัญญาณมีการเคลื่อนที่มีสมการดังนี้

$$p(r)=\frac{r}{\frac{\sqrt{r^{-2}}}{2}}\exp\left(\frac{-r^{2}}{r^{-2}}\right) \tag{4.29}$$

$$p(r)=2\,\mathrm{Re}\,xp\left(-R^{2}\right) \tag{4.30}$$

หรือ

$$p(\gamma)=\frac{1}{\Gamma}\exp\left(\frac{-\gamma}{\Gamma}\right) \tag{4.31}$$

เมื่อ

Γ = ค่าเฉลี่ยของ Signal to Noise ratio (Average S/N)

y = ค่าของ Signal to Noise ratio (S/N)

r^{-2} = กำลังเฉลี่ยของการจางหายแบบ Short–term

r = กำลังของการจางหายแบบ Short-term

R = ค่าแปรผันทางขนาดของ Rayleigh มีค่าเป็น $\sqrt{r^{2}/r^{-2}}$

ลักษณะของฟังก์ชัน แสดงในรูปที่ 4.9 จะไม่สมมาตรกัน ซึ่งต่างกับ Long-normal สำหรับความสัมพันธ์ของ r, y และ R คือ

$$\frac{\gamma}{\Gamma}=\frac{r^{2}/N}{r^{-2}/N}=R^{2} \tag{4.32}$$

ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน, σ_r คือ

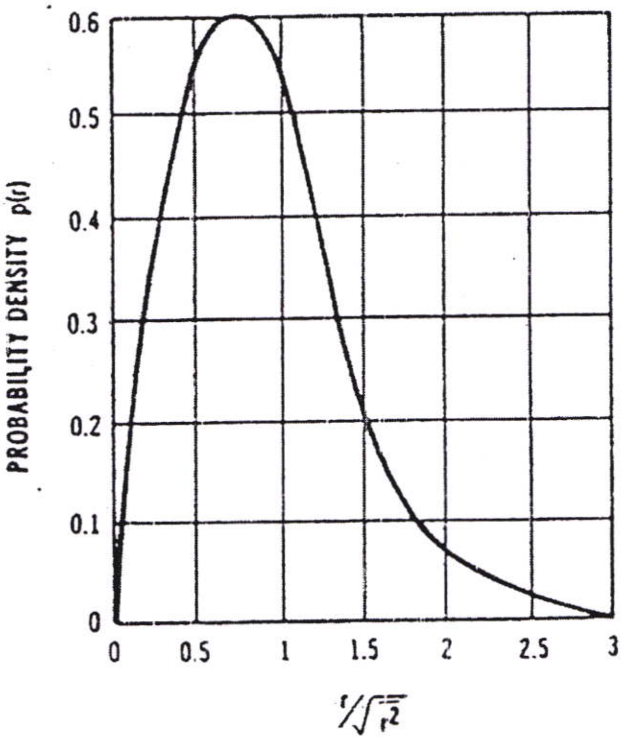
$$\sigma_{r}=\frac{\sqrt{4-\pi}}{2}\left(\sqrt{r^{-2}}\right) \tag{4.33}$$

เมื่อ $\sqrt{r^{-2}}$ คือค่า root mean square (rms) ของ r

ค่า mean ของ Rayleigh คือ

$$m = \frac{\sqrt{\pi}}{2}\left(\sqrt{r^{-2}}\right) \tag{4.34}$$

ค่าของกำลังเฉลี่ย จะอยู่ที่ระดับ 63 % ของกำลังทั้งหมด และค่างของ mean จะอยู่ที่ 63 % ของระดับกำลังเฉลี่ย



รูปที่ 4.9 ลักษณะการกระจายของค่า PDF ในรูปแบบของ Rayleigh

4.3.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rician

ฟังก์ชันส่วนที่เป็นการแสดงถึง คลื่น ในแนวตรงรวมกับคลื่นจากการสะท้อน มีสมการดังนี้

$$p(r) = 2\frac{r}{r^{-2}}\exp\left[\frac{-r^2 + a^2}{r^{-2}}\right] \cdot I_o\left[\frac{r}{\sqrt{r^{-2}/2}} \cdot \frac{a}{\sqrt{r^{-2}/2}}\right] \quad (4.45)$$

เมื่อ r = ขอบของสัญญาณการจางหาย

r^{-2} = การจางหายเฉลี่ย

a = คือขนาดของคลื่นแนวตรง

ค่าของ I_0 เป็นการประยุกต์สมการอันดับศูนย์ของ Bessel function ซึ่งแสดงด้วยสมการดังนี้

$$I_o(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} n! n!} \quad (4.36)$$

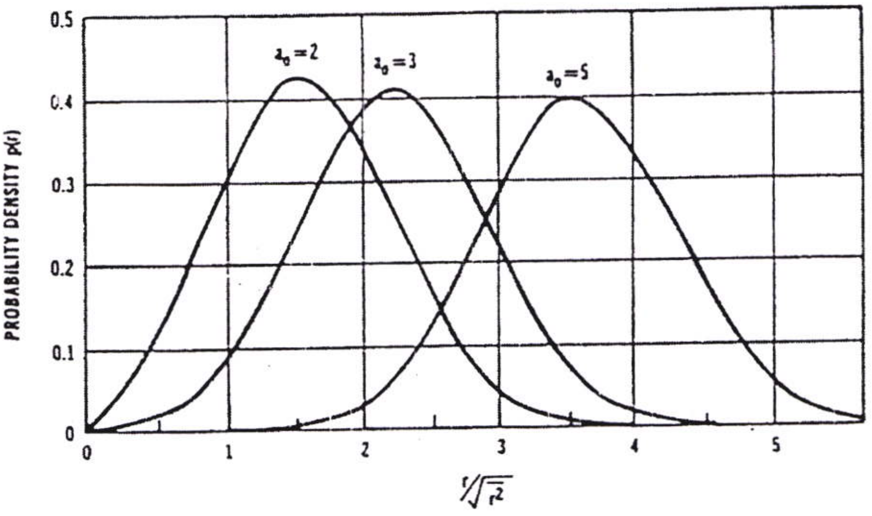
ที่ $z >> 1$ สมการข้างต้นจะได้ว่า

$$I_o(z) = \frac{e^z}{\sqrt{2\pi z}}\left(1 + \frac{1}{8z} + \frac{9}{128z} + \ldots +\right) \quad (4.37)$$

ในรูปที่ 4.10 เป็นการแสดงถึงฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ Rician ที่ขอบของ r มีความแตกต่างกันของ $a_o = a/\sqrt{r^{-2}/2}$ เมื่อ $ra >> \sqrt{r^{-2}}$

ดังนั้น สมการของ $p(r)$ จึงกลายเป็น

$$p(r) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{r^{-2}}}\left(\frac{r}{2\pi a}\right)^{1/2} \cdot \exp\left(\frac{-(r-a)^2}{r^{-2}}\right) \quad (4.38)$$

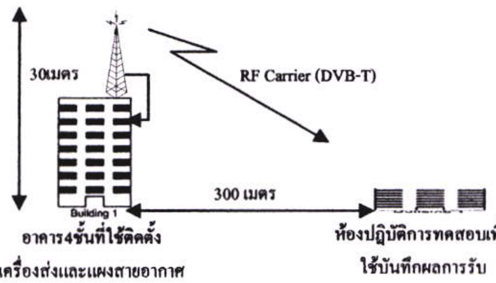


รูปที่ 4.10 ลักษณะการกระจายของค่า PDF ในรูปแบบของ Rician

บทที่ 5
การทดลองและการติดตั้งอุปกรณ์เครื่องส่ง-รับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

5.1 บทนำ

ในการทดลองการส่งสัญญาณแพร่ภาพกระจายเสียงโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) [12] นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการติดตั้งชุดอุปกรณ์และเครื่องส่งที่จะใช้ในการทดลอง และทำการแพร่กระจายสัญญาณจากอาคาร 4 ชั้น ซึ่งตั้งอยู่บริเวณหลังสถานีรถไฟฟ้า BTS หมอชิตและใช้แผงสายอากาศ (Antenna) สำหรับส่งสัญญาณแบบ YAGI 5 element ซึ่งได้ทำการติดตั้งอยู่บนเสาชั่วคราว (Temporality) ซึ่งมีความสูง 8 เมตร วางอยูบนดาดฟ้าของอาคารโดยต่อสาย FEED ที่จะใช้ในการส่งแพร่กระจายสัญญาณ จากดาดฟ้าของอาคารลงมายังห้องปฏิบัติการทดลองซึ่งตั้งอยู่ที่ชั้น 3 ของอาคารนั้นเอง และสำหรับห้องปฏิบัติการทดสอบเพื่อใช้บันทึกผลในการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลในรูปแบบคงที่ได้ตั้งอยู่ห่างจากอาคารที่ใช้การติดตั้งเครื่องส่งและแผงสายอากาศในทางทิศใต้ประมาณ 300 เมตร โดยตั้งอยู่ในแนวตรงกับทิศทางในการรับสัญญาณจากเสาส่งที่ ใช้ทดลองออกอากาศดังแสดงในรูปที่ 5.1



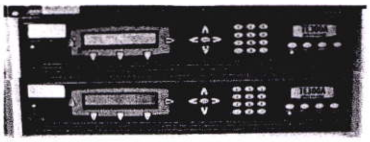
รูปที่ 5.1 แผนผังแสดงลักษณะของพื้นที่ที่ใช้ในการติดตั้งชุดอุปกรณ์เครื่องส่งฯ

5.2 อุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

5.2.1 รายการและชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองส่งสัญญาณโทรทัศน์ในระบบดิจิตอลมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.2.1.1 MPEG2 Encoder ยี่ห้อ Tiernan รุ่น TE 300 A จำนวน 2 ตัว

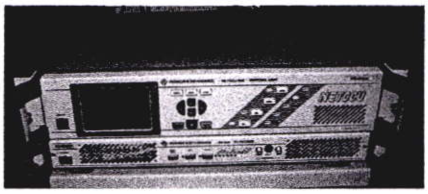


รูปที่ 5.2 อุปกรณ์ MPEG2 Encoder ยี่ห้อ Tiernan รุ่น TE 300A

5.2.1.2 COFDM Modulator ประกอบด้วย

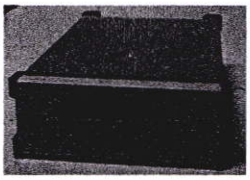
5.2.1.2.1 TV Exciter ยี่ห้อ R&S รุ่น SX 800 จำนวน 1 ตัว

5.2.1.2.2 Control unit ยี่ห้อ R&S รุ่น NET CCU 800 จำนวน 1 ตัว



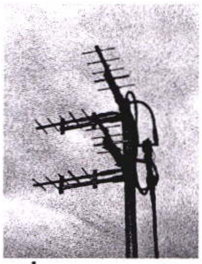
รูปที่ 5.3 อุปกรณ์ TV Exciter รุ่น SX800 และ Control unit รุ่น NETCCU 800 ยี่ห้อ R&S

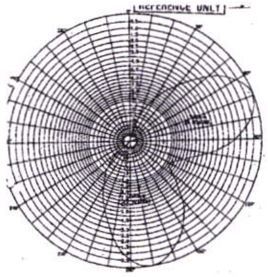
5.2.1.3UHF Amplifier ยี่ห้อ R&S รุ่น VH 6010 จำนวน 1 ตัว



รูปที่ 5.4 อุปกรณ์ UHF RF Amplifier ยี่ห้อ R&S รุ่น VH6010 A2

5.2.1.4 ชุดแผงสายอากาศ YAGI ขนาด 5 Element ยี่ห้อ NEC จำนวน 4 แผง

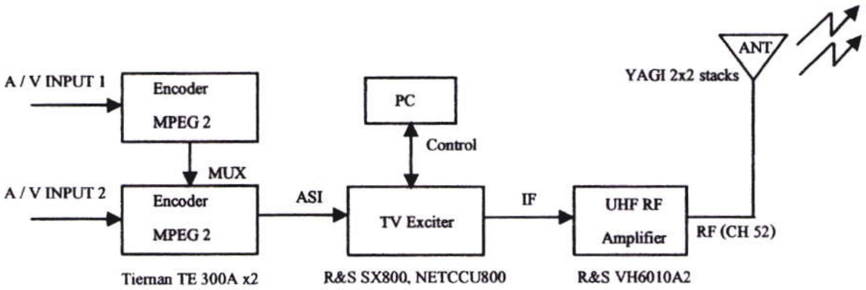




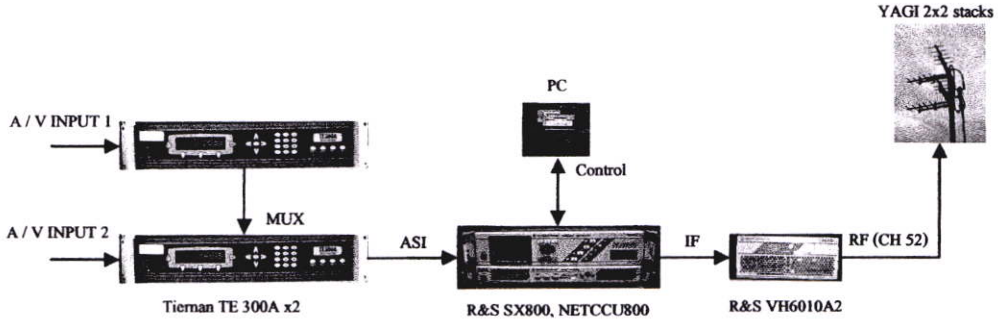
รูปที่ 5.5 อุปกรณ์แผงสายอากาศ YAGI 5 element 2x2 stacks

5.2.2 การติดตั้งชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

ในการติดตั้งอุปกรณ์ภาคส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลเพื่อใช้ออกอากาศนั้นในเบื้องต้นจะใช้อุปกรณ์ MPEG 2 Encoder จำนวน 2 ตัว เพื่อที่จะใส่โปรแกรมรายการที่จะใช้ออกอากาศจำนวน 2 รายการที่แตกต่างกัน ซึ่งสัญญาณที่ส่งไปเข้ายังอุปกรณ์ MPEG 2 Encoder จะเป็นสัญญาณ Video, Audio output จาก Source generator โดยที่ตัวของ MPEG 2 Encoder ทั้ง 2 ตัวจะต่ออนุกรมกันเพื่อใช้ทำให้เป็น Multiplexer และจากสัญญาณ out put ของ MPEG 2 Encoder ซึ่งเป็น ASI (Asynchronous Series Interface) มาเข้าที่ตัว Exciter Modulator เพื่อที่จะแปลงเป็นสัญญาณ RF ช่อง 52 และส่งต่อไปภาคเครื่องส่งขยายสัญญาณ (UHF RF Amplifier) VX 6010 A2 เพื่อส่งออกอากาศด้วยแผงสายอากาศแบบ YAGI ขนาด 5 Element จำนวน 4 แผงต่อแบบ 2x2 Stacks โดยมี Direction แบบ 2 ทิศทางทำมุมกัน 90 ° ถูกติดตั้งอยู่บนเสาแบบ Temporality วางบนชั้นดาดฟ้าของอาคาร 4 ชั้น ซึ่งมีความสูงจากระดับพื้นดินประมาณ 30 เมตรและได้ทำการแพร่ภาพกระจายเสียงออกอากาศในระบบดิจิตอลด้วยความถี่ย่าน UHF ช่อง 52 (718 - 726 MHz) และมีขนาดกำลังส่งเท่ากับ 10 วัตต์หรือ 40 dBm แสดงในรูปที่ 5.6 และรูปที่ 5.7



รูปที่ 5.6 บล็อกไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์ชุดเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล



รูปที่ 5.7 ภาพการเชื่อมต่ออุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

5.2.3 การทดสอบชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

ตารางที่ 5.1 ตารางแสดงการตั้งค่าพารามิเตอร์ของ COFDM ที่ใช้ในการปรับเปลี่ยนรูปแบบการส่งของเครื่องส่งโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

OFDM mode		2K			8K		
Number of carriers K		1705 (0 .. 1704)			6817 (0 .. 6816)		
Bandwith of RF channel		6 MHz	7 MHz	8 MHz	6 MHz	7 MHz	8 MHz
Spacing K_0 and K_{max}		5,71 MHz	6,66 MHz	7,61 MHz	5,71 MHz	6,66 MHz	7,61 MHz
Carrier spacing		3348 Hz	3906 Hz	4464 Hz	837 Hz	977 Hz	1116 Hz
Duration T_{want}		299 μs	256 μs	224 μs	1195 μs	1024 μs	896 μs
Guard Interval	1/4	75 μs	64 μs	56 μs	299 μs	256 μs	224 μs
	1/8	37 μs	32 μs	28 μs	149 μs	128 μs	112 μs
	1/16	19 μs	16 μs	14 μs	75 μs	64 μs	56 μs
	1/32	9 μs	8 μs	7 μs	37 μs	32 μs	28 μs
Carrier modulation		QPSK, 16-QAM, 64-QAM					
Inner code rate		1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8					

Modulation	Code rate	Guard interval											
		1/4			1/8			1/16			1/32		
		bandwidth [MHz]			bandwidth [MHz]			bandwidth [MHz]			bandwidth [MHz]		
		6	7	8	6	7	8	6	7	8	6	7	8
QPSK	1/2	3,73	4,35	4,98	4,14	4,83	5,53	4,39	5,12	5,85	4,52	5,27	6,03
	2/3	4,97	5,80	6,64	5,52	6,45	7,37	5,85	6,83	7,81	6,03	7,03	8,04
	3/4	5,59	6,53	7,46	6,22	7,25	8,29	6,58	7,68	8,78	6,78	7,91	9,05
	5/6	6,22	7,25	8,29	6,91	8,06	9,22	7,31	8,53	9,76	7,54	8,79	10,05
	7/8	6,53	7,62	8,71	7,25	8,46	9,68	7,68	8,96	10,25	7,91	9,23	10,56
16-QAM	1/2	7,46	8,70	9,95	8,29	9,67	11,06	8,78	10,24	11,71	9,04	10,55	12,06
	2/3	9,95	11,61	13,27	11,05	12,90	14,75	11,70	13,66	15,61	12,06	14,07	16,09
	3/4	11,19	13,06	14,93	12,44	14,51	16,59	13,17	15,36	17,56	13,57	15,83	18,10
	5/6	12,44	14,51	16,59	13,82	16,12	18,43	14,63	17,07	19,52	15,08	17,59	20,11
	7/8	13,06	15,24	17,42	14,51	16,93	19,35	15,36	17,93	20,49	15,83	18,47	21,11
64-QAM	1/2	11,19	13,06	14,93	12,44	14,51	16,59	13,17	15,36	17,56	13,57	15,83	18,10
	2/3	14,92	17,41	19,91	16,58	19,35	22,12	17,56	20,49	23,42	18,09	21,11	24,13
	3/4	16,79	19,59	22,39	18,66	21,77	24,88	19,76	23,05	26,35	20,35	23,75	27,14
	5/6	18,66	21,77	24,88	20,73	24,19	27,65	21,95	25,61	29,27	22,62	26,39	30,16
	7/8	19,59	22,86	26,13	21,77	25,40	29,03	23,05	26,89	30,74	23,75	27,71	31,67

ตัวอย่างการตั้งค่าพารามิเตอร์ของเครื่องส่งที่จะใช้ในการส่งโดยเทียบจากตาราง ซึ่งในรูปแบบการรับแบบคงที่จะใช้โหมด 8K และรูปแบบการรับแบบเคลื่อนที่จะใช้ Mode 2K

การ Modulation เลือกได้จาก QPSK, 16-QAM และ 64-QAM

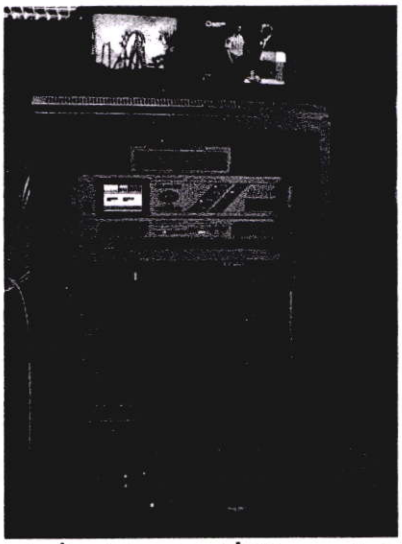
โดยถ้าใช้ Modulation 64-QAM

Code rate 2/3

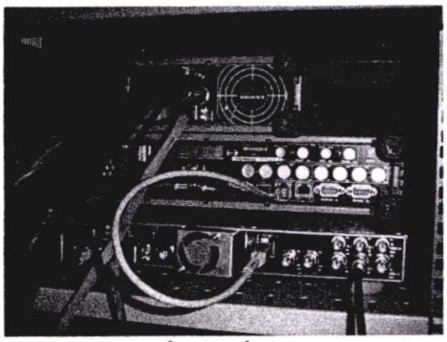
Guard Interval 1/32 μs

จะได้ Data Rate 24.13 Mbps

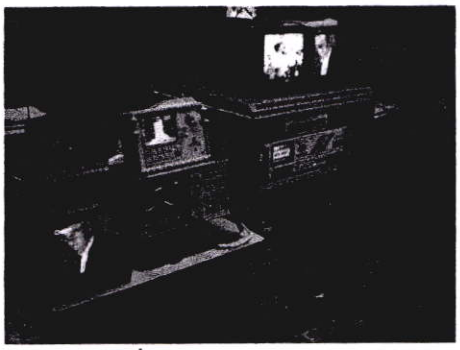
เป็นต้น



รูปที่ 5.8 ชุดอุปกรณ์เครื่องส่งโทรทัศน์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณออกอากาศ



รูปที่ 5.9 การเชื่อมต่ออุปกรณ์เครื่องส่งที่ใช้ส่งสัญญาณไปยังแผงสายอากาศ



รูปที่ 5.10 การทดสอบชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการส่งและรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

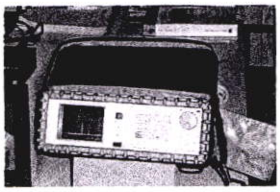
5.3 อุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

5.3.1 รายการและอุปกรณ์ชุดเครื่องรับโทรทัศน์ในระบบดิจิตอล

อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองรับสัญญาณโทรทัศน์ในระบบดิจิตอลมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

5.3.1.1 Field strength ยี่ห้อ Promax รุ่น Prodig-5, Prolink -3C+

รุ่น Prodig-5



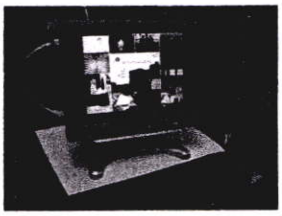
รุ่นProlink-3C+

รูปที่ 5.11 อุปกรณ์ Field strength

5.3.1.2 DVB-T Set-Top Box

รูปที่ 5.12 อุปกรณ์ DVB-T Set-Top Box

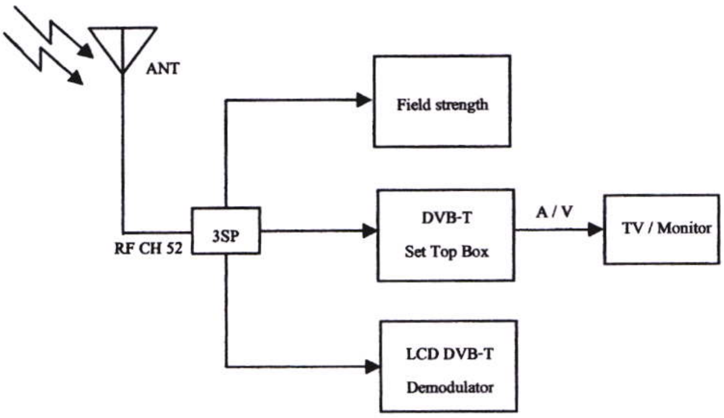
5.3.1.2 DVB-T Demodulator



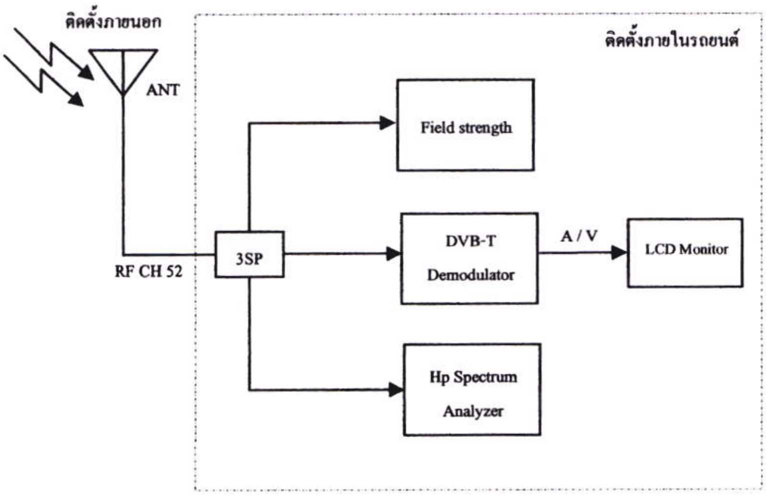
รูปที่ 5.13 อุปกรณ์ LCD DVB-T Demodulator

5.3.2 การติดตั้งชุดอุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

ในการติดตั้งชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการรับสัญญาณโทรทัศน์ในระบบดิจิตอลนั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งรูปแบบการรับสัญญาณออกเป็น 2 แบบ คือ การรับสัญญาณแบบคงที่ภายในห้องซึ่งมีลักษณะของพื้นที่แบบปิด โดยใช้เครื่องมือวัดระดับสัญญาณ (Field strength) และเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top Box) แสดงในรูปที่ 5.14 และแบบรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ โดยได้นำชุดอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับการรับและบันทึกค่าสัญญาณไปติดตั้งไว้ในรถยนต์เพื่อใช้ในการทดลองรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ด้วยความเร็วที่ต่างระดับกันแสดงในรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.14 บล็อกไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์ชุดเครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบคงที่



รูปที่ 5.15 บล็อกไดอะแกรมการต่ออุปกรณ์ชุดเครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอลแบบเคลื่อนที่

5.3.3 การทดสอบชุดอุปกรณ์เครื่องรับโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

ในการทดสอบเบื้องต้นได้ทำการปรับตั้งค่าในการรับสัญญาณให้รับสัญญาณจากการออกอากาศย่านความถี่ UHF ช่อง 52 ซึ่งเป็นช่องที่ใช้ในการทดลองส่งสัญญาณออกอากาศ โดยเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ Set-Top Box จะใช้ โหมดอัตโนมัติ (Auto scan)

รูปที่ 5.16 การทดสอบการรับของชุดอุปกรณ์เครื่องรับสัญญาณแบบคงที่

รูปที่ 5.17 การวางชุดอุปกรณ์รับสัญญาณและเสาอากาศแบบเคลื่อนที่ซึ่งติดตั้งในรถยนต์

5.4 สรุป

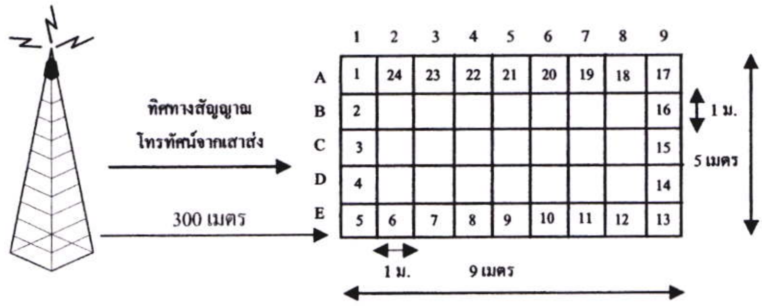
ในการติดตั้งและทดสอบเบื้องต้นกับชุดอุปกรณ์ที่ใช้ในการรับสัญญาณทั้งสองแบบทำให้ได้ทราบถึงปัญหาและความต้องการ ในการใช้อุปกรณ์เพื่อช่วยเหลือเพิ่มเติมในกรณีที่ต้องออกไปปฏิบัติการจริงที่ภาคสนาม ซึ่งถ้าไม่มีการทดสอบระบบก่อนเมื่อถึงเวลาที่ต้องปฏิบัติการทดลองจริงอาจจะทำให้ต้องเสียเวลาในการหาอุปกรณ์ช่วยเพิ่มเติมและจะส่งผลให้เวลาในการทดลองต้องเสียไปอย่าไร้ประโยชน์ ดังนั้นการปฏิบัติการทดสอบก่อนการปฏิบัติงานทดลองจริงจะส่งผลให้โครงการเสร็จได้ทันในเวลาที่ได้กำหนดไว้

บทที่ 6

ผลการทดลองการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล

6.1 ผลการรับสัญญาณในรูปแบบคงที่

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดรูปแบบของพื้นที่ในการรับสัญญาณเป็นลักษณะของห้องแบบปิดซึ่งอยู่ภายในอาคารชั้นเดียว โดยมีขนาดของพื้นที่ห้องกว้าง 5 เมตร ยาว 9 เมตร เพื่อความสะดวกในการหาค่าต่อพื้นที่ในการรับจึงได้ทำการแบ่งพื้นที่ของห้องออกเป็นหน่วยย่อยๆคือ ทางยาว 9 เมตร จะแบ่งเป็น 9 ช่วง โดยความกว้างช่วงละ 1 เมตร และทางกว้าง 5 เมตร จะแบ่งเป็น 5 ช่วง เหมือนกันโดยให้ขนาดความกว้างช่วงละ 1 เมตร โดยใส่อักษรกำกับในแต่ละของตารางดังแสดงในรูปที่ 6.1 จากนั้นก็จะทำการบันทึกผลของการรับสัญญาณที่รับมาตามโหมดของการส่ง



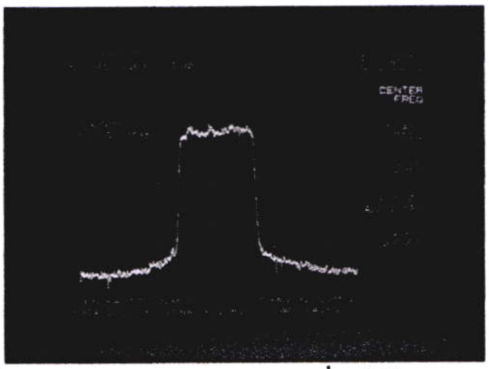
รูปที่ 6.1 การแบ่งพื้นที่ของห้องเพื่อใช้บันทึกค่าผลการรับสัญญาณในรูปแบบคงที่

รูปที่ 6.2 อุปกรณ์ที่ใช้รับสัญญาณแบบคงที่ซึ่งตั้งรับภายในห้อง

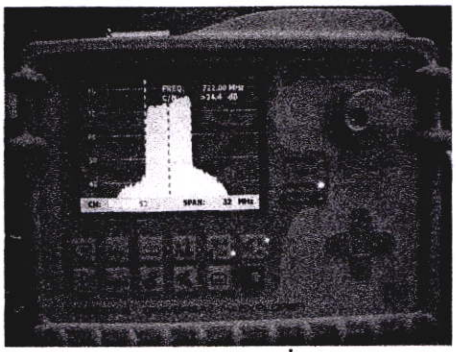
ตารางที่ 6.1 ตารางแสดงค่าผลของการรับสัญญาณรูปแบบคงที่ในห้องแบบปิดในโหมด8K, 64-QAM, CR 2/3, GI 1/32 μs, DR 24.13 Mbps

จุดที่	ตำแหน่ง	Field strength receiver (dBm)	C/N (dB)	BER	คุณภาพของสัญญาณ	
					ภาพ	เสียง
1	1A	-71	21	5.10e-6	รับได้	รับได้
2	1B	-69	22.3	8.10e-7	รับได้	รับได้
3	1C	-69	22	6.10e-6	รับได้	รับได้
4	1D	-70	21.7	6.10e-6	รับได้	รับได้
5	1E	-71	21.8	7.10e-6	รับได้	รับได้
6	2E	-70	22	3.10e-6	รับได้	รับได้
7	3E	-68.5	22	2.10e-6	รับได้	รับได้
8	4E	-69	22.2	2.10e-6	รับได้	รับได้
9	5E	-69.8	21.9	2.10e-5	รับได้	รับได้
10	6E	-70.8	21.7	2.10e-6	รับได้	รับได้
11	7E	-70.2	20.9	3.10e-5	รับได้	รับได้
12	8E	-69	21.6	2.10e-6	รับได้	รับได้
13	9E	-70.8	21	5.10e-6	รับได้	รับได้
14	9D	-69	22.1	2.10e-7	รับได้	รับได้
15	9C	-71	21.5	1.10e-6	รับได้	รับได้
16	9B	-68.7	23	2.10e-7	รับได้	รับได้
17	9A	-71	22	1.10e-5	รับได้	รับได้
18	8A	-71	21.6	2.10e-6	รับได้	รับได้
19	7A	-71	21.5	1.10e-5	รับได้	รับได้
20	6A	-71	21.5	6.10e-6	รับได้	รับได้
21	5A	-70	21.6	1.10e-7	รับได้	รับได้
22	4A	-69	22	1.10e-6	รับได้	รับได้
23	3A	-68	23	2.10e-7	รับได้	รับได้
24	2A	-69.5	22.5	2.10e-7	รับได้	รับได้

รูปที่ 6.3 ภาพของอุปกรณ์ที่ใช้รับสัญญาณแบบคงที่



รูปที่ 6.4 ภาพลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากสเปคตรัม



รูปที่ 6.5 ภาพลักษณะของสัญญาณที่รับได้จากField strength

รูปที่ 6.6 สัญญาณภาพที่รับได้จาก DVB-T Set-Top-Box

6.2 ผลการรับสัญญาณในรูปแบบเคลื่อนที่

ในการบันทึกค่าผลการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้แผนที่ทางหลวงฉบับประเทศไทยอัตราส่วน 1 ต่อ 50,000 โดยได้ทำการกำหนดจุดที่จะใช้ในการรับสัญญาณไว้ 6 ตำแหน่ง ดังแสดงในรูปที่ 6.7 ซึ่งรถจะต้องทำความเร็วให้ได้ตามตำแหน่งที่จะต้องถูกบันทึกลงในตาราง เมื่อได้ทำการวิ่งผ่านจุดที่ได้กำหนดไว้ ดังแสดงในตารางที่ 6.2 ซึ่งในลักษณะการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่นั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำชุดอุปกรณ์เครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลไปติดตั้งไว้ในรถยนต์และใช้เสาอากาศสำหรับรับสัญญาณซึ่งได้ติดตั้งไว้ภายนอกรถ (แสดงในรูปที่ 6.8, 6.9) จากนั้นจะทำการบันทึกค่าผลของการรับสัญญาณในขณะที่รถยนต์วิ่งด้วยความเร็วต่างระดับกันโดยจะนำผลที่ทำการบันทึกได้ไปประเมินหาค่าการรับต่อไป

รูปที่ 6.7 ตำแหน่งบนแผนที่ในการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่

จากตำแหน่งในแผนที่ที่จะใช้รับสัญญาณในรูปแบบเคลื่อนที่นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดให้มีจุดรับสัญญาณทั้งหมด 6 จุด โดย

จุดที่ 1 กำหนดให้เป็นตำแหน่งที่ 1, 2 และจะใช้ความเร็ว 0 กม. /ชม. เมื่อได้วิ่งผ่าน

จุดที่ 2 กำหนดให้เป็นตำแหน่งที่ 3, 4 และจะใช้ความเร็ว 20 กม. /ชม.เมื่อได้วิ่งผ่าน

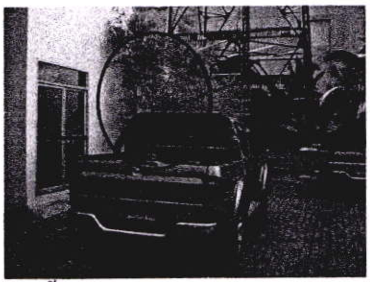
จุดที่ 3 กำหนดให้เป็นตำแหน่งที่ 5, 6 และจะใช้ความเร็ว 40 กม./ชม. เมื่อได้วิ่งผ่าน

จุดที่ 4 กำหนดให้เป็นตำแหน่งที่ 7, 8 และจะใช้ความเร็ว 60 กม./ชม. เมื่อได้วิ่งผ่าน

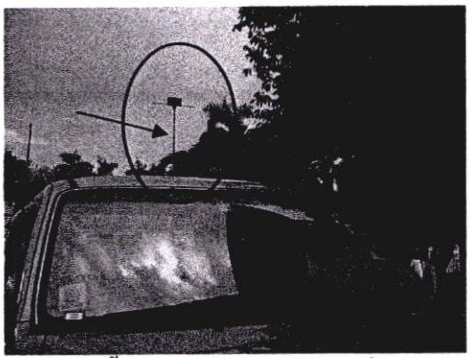
จุดที่ 5 กำหนดให้เป็นตำแหน่งที่ 9, 10 และจะใช้ความเร็ว 80 กม./ชม..เมื่อได้วิ่งผ่าน

จุดที่ 6 กำหนดให้เป็นตำแหน่งที่ 11, 12 และจะใช้ความเร็ว 100 กม./ชม. เมื่อได้วิ่งผ่าน

โดยแต่ละจุดที่ถูกกำหนดขึ้นมาในแผนที่นั้น จะมีระยะห่างจากเสาส่งสัญญาณออกอากาศโทรทัศน์ระบบดิจิตอลที่ใช้ในการทดลองประมาณสองถึงสามกิโลเมตร ซึ่งเป็นระยะที่ไม่ห่างมากไป จนอาจทำให้ผลของการรับสัญญาณต่ำได้



รูปที่ 6.8 การติดตั้งเสาอากาศรับสัญญาณเข้ากับตัวถังรถยนต์

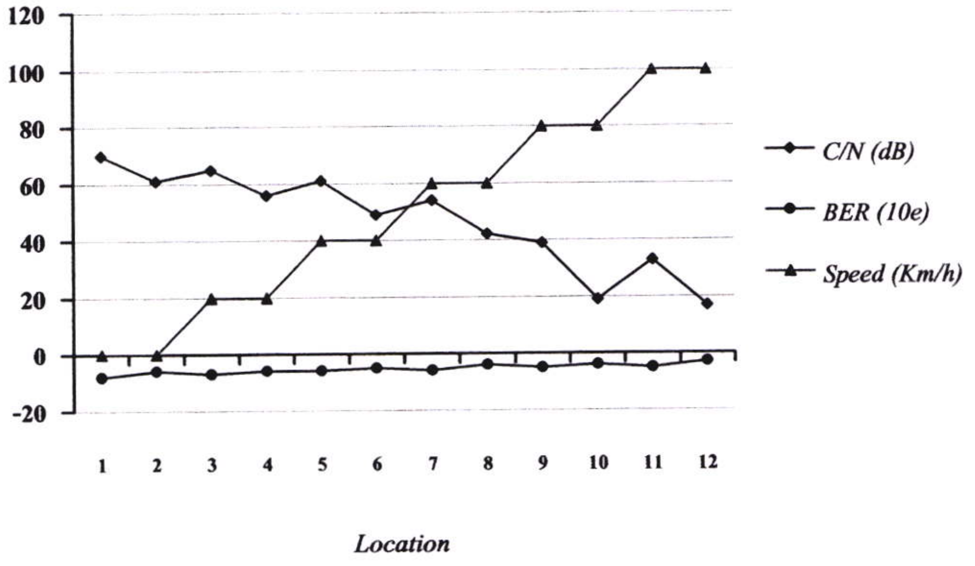


รูปที่ 6.9 การติดตั้งเสาอากาศรับสัญญาณซึ่งอยู่ภายนอกรถ

รูปที่ 6.10 การติดตั้งอุปกรณ์รับสัญญาณซึ่งอยู่ภายในรถ

ตารางที่ 6.2 ตารางแสดงผลการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ตามจุดที่กำหนดในโหมด 2K, 64-QAM CR 2/3, GI 1/32 μs, DR 24.13Mbps

ตำแหน่ง	C/N (dB)	BER	ผลการรับสัญญาณภาพ		ความเร็ว (km/h)	ลักษณะพื้นที่
			ภาพ	เสียง		
1	70	10e-8	รับได้	รับได้	0	พื้นที่โล่ง
2	61	10e-6	รับได้	รับได้	0	มีสิ่งกีดขวาง
3	65	10e-7	รับได้	รับได้	20	ไม่มีสิ่งกีดขวาง
4	56	10e-6	รับได้	รับได้	20	มีสิ่งกีดขวาง
5	61	10e-6	รับได้	รับได้	40	ไม่มีสิ่งกีดขวาง
6	49	10e-5	รับได้	รับได้	40	มีสิ่งกีดขวาง
7	54	10e-6	รับได้	รับได้	60	ไม่มีสิ่งกีดขวาง
8	42	10e-4	รับได้	รับได้	60	มีสิ่งกีดขวาง
9	39	10e-5	รับได้	รับได้	80	ไม่มีสิ่งกีดขวาง
10	19	10e-4	โมเสทบางช่วง	รับได้	80	มีสิ่งกีดขวาง
11	33	10e-5	รับได้	รับได้	100	ไม่มีสิ่งกีดขวาง
12	17	10e-3	รับได้เป็นโมเสท	เสียงสะดุด	100	มีสิ่งกีดขวาง



รูปที่ 6.11 ผลที่ได้จากการบันทึกค่าการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่

จากรูปที่ 6.7 แสดงให้เห็นว่าเมื่อความเร็วของรถยนต์เพิ่มขึ้นจะทำให้ผลของค่าในการรับสัญญาณลดต่ำลงและเมื่อมีสิ่งกีดขวางในทิศทางของการรับสัญญาณมาประกอบด้วยแล้วยิ่งจะทำให้ผลของค่าในการรับสัญญาณต่ำลงไปอีก แต่ถ้าไม่มีสิ่งกีดขวางในการรับสัญญาณมาร่วมประกอบด้วยแล้วก็จะทำให้ผลของค่าในการรับสัญญาณคงที่หรืออาจลดลงเล็กน้อยเมื่อความเร็วของรถยนต์เพิ่มขึ้นไปอีก โดยที่ค่าของ BER จะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามค่าของ C/N และความเร็วของรถยนต์ที่เพิ่มขึ้น

6.2.1 ผลการรับสัญญาณในพื้นที่โล่ง

ในกรณีที่รับสัญญาณในเขตพื้นที่โล่งแต่อาจจะมีสัญญาณรบกวนต่ำและไม่มีสิ่งกีดขวางในทิศทางที่รับสัญญาณ สเปคตรัม (Spectrum) ของสัญญาณจะมีระดับเรียบสม่ำเสมอตลอดทั้งย่าน 8 MHz ทำให้รับสัญญาณภาพ และเสียงได้คุณภาพที่ชัดเจน

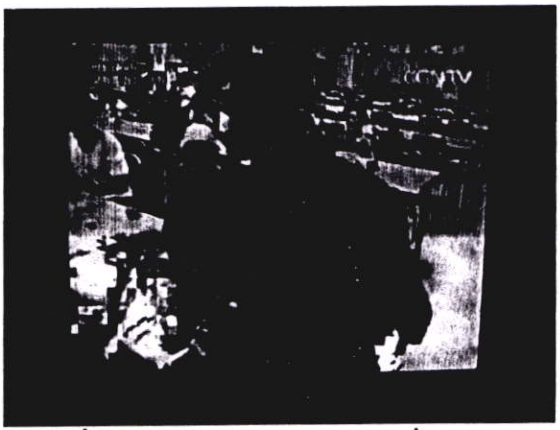
รูปที่ 6.12 สเปคตรัม (spectrum) การรับสัญญาณในที่พื้นที่โล่ง

รูปที่ 6.13 การรับสัญญาณภาพในพื้นที่โล่ง

6.2.2 ผลการรับสัญญาณผ่านสิ่งกีดขวาง

ในกรณีที่รับสัญญาณผ่านสิ่งกีดขวางในทิศทางที่รับสัญญาณ สเปคตรัม (Spectrum) ของสัญญาณที่รับได้จะไม่ราบเรียบและไม่สม่ำเสมอตลอดทั้งย่าน 8 MHz ซึ่งจะทำให้ผลของการรับสัญญาณภาพและเสียงไม่ได้คุณภาพที่ชัดเจนและอาจมีโมเสทปรากฏเป็นช่วงๆ

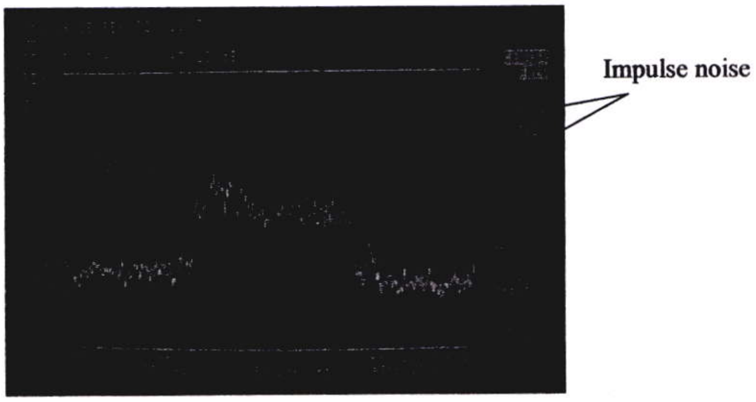
รูปที่ 6.14 สเปคตรัม (Spectrum) การรับสัญญาณผ่านสิ่งกีดขวาง



รูปที่ 6.15 การรับสัญญาณภาพผ่านสิ่งกีดขวาง

6.2.3 ผลการรับสัญญาณแบบมีสัญญาณรบกวน

ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนแบบ Impulse noise ซึ่งมีผลกระทบต่อการรับสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่ง สัญญาณที่เกิดจากระบบเครื่องยนต์แก๊สโซลีน รถสามล้อเครื่อง และรถมอเตอร์ไซค์ จะมีสัญญาณรบกวนออกมาค่อนข้างมากจากการจุดระเบิดของหัวเทียน เมื่อรถยนต์เหล่านี้วิ่งผ่านเข้าใกล้ๆจุดที่ทดสอบการรับสัญญาณ จะมีผลทำให้ การถอดรหัสของเครื่องรับสัญญาณได้ภาพที่ไม่สมบูรณ์ โดยจะมีโมเสทปรากฏขึ้นบนจอภาพ นั่นหมายถึงว่าค่าของ BER มีค่าสูงกว่า 10e-4 และหากมีสัญญาณรบกวนสูงก็จะมีผลทำให้ภาพฟีส (Freeze) ไปชั่วขณะหนึ่งจนกว่าสัญญาณรบกวนนั้นจะผ่านไปในระยะ 10-20 เมตรแล้ว อย่าไรก็ตามปัญหานี้จะเกิดขึ้นถ้าสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล มีค่าของ C/N ค่อนข้างต่ำ ในกรณีนี้ถ้าเป็นสัญญาณทีวีอนาล็อก จะปรากฏสัญญาณภาพเป็นจุดๆหรือเป็นเส้นบางๆปรากฏ บนสัญญาณภาพ ซึ่งก็ยังสามารถดูรายการได้อย่างต่อเนื่องเป็นปกติ



รูปที่ 6.16 สเปคตรัม (Spectrum) การรับสัญญาณรบกวนแบบ Impulse noise

รูปที่ 6.17 การรับสัญญาณภาพแบบมีสัญญาณรบกวน

บทที่ 7
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในประเทศไทยมีการส่งกระจายคลื่นสัญญาณในย่าน UHF มาเป็นเวลานานแล้ว แต่สำหรับการแพร่ภาพกระจายเสียงด้วยสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินในแบบดิจิตอลตามมาตรฐาน DVB-T [12] สำหรับประเทศไทยนั้นถือว่าเป็นเรื่องของเทคโนโลยีที่ใหม่แม้ว่าจะได้มีบางหน่วยงานได้ทำการศึกษากันมาบ้างพอสมควรแล้วนั้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการศึกษาในเรื่องการแพร่ภาพกระจายเสียงของโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอล และได้นำเสนอในส่วนของการมอดูเลท แบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) และรวมการเข้ารหัสสัญญาณแก้ไขสัญญาณผิดพลาดเข้าด้วยจึงกลายเป็น COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ที่ใช้สำหรับงานด้านการส่งกระจายสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินในมาตรฐานของ DVB-T (Digital Video Broadcasting Terrestrial) ซึ่งเป็นมาตรฐานที่ใช้ในยุโรป และได้มีการใช้งานมาแล้ว ในหลายๆประเทศในแถบยุโรป ออสเตรเลีย มาเลเซีย สิงคโปร์ รวมถึงการทดลองออกอากาศของประเทศไทยด้วย

การนำหลักการของ COFDM มาใช้งานในระบบการส่งกระจายสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลที่มีการทดลองการรับสัญญาณทั้งแบบอยู่กับที่ (Stationary reception) และแบบเคลื่อนที่ (Mobile reception) ในการรับแบบคงที่คือการตั้งเครื่องรับอยู่ภายในห้องหรืออาคารที่อยู่อาศัยซึ่งในการรับสัญญาณการแพร่ภาพกระจายเสียงของโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบอนาลอกโดยทั่วไปจะใช้เสาอากาศรับสัญญาณโทรทัศน์ ที่ติดตั้งภายนอกอาคาร อยู่ในระดับสูงเพื่อหวังผลในการรับสัญญาณที่ชัดเจน และเพื่อเป็นการหลีกเลี่ยงการขัดขวางในการมาถึงของสัญญาณยังจุดรับ แต่ก็ยังได้รับผลกระทบของสัญญาณ ที่สะท้อนมาจากวัตถุและอาคารในบริเวณใกล้เคียง ในระหว่างการเดินทางของสัญญาณจากเสาส่งมายังจุดรับ และเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณทับซ้อน (Ghost signal) ขึ้นได้ แต่ถ้าเป็นการรับการแพร่ภาพกระจายเสียงสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลแล้วนั้นสามารถที่จะใช้เสาอากาศรับสัญญาณสำหรับติดตั้งภายในอาคาร (In-door antenna) หรือภายในห้องได้ทันที โดยไม่จำเป็นที่จะต้องติดตั้งเสาอากาศภายนอก (Out–door antenna) เหมือนกับการรับด้วยระบบอนาลอก (Analog) โดยติดตั้งเสาอากาศภายในบริเวณใกล้เคียงกับเครื่องรับสัญญาณ DVB-T ได้เลย ก็จะทำให้สัญญาณโทรทัศน์ที่รับเข้ามายังเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulator) รับสัญญาณภาพได้ชัดเจนทำให้ไม่เกิดภาพทับซ้อน (Ghost signal) โดยมีส่วนที่จะต้องพิจารณาร่วมกับผลของการรับสัญญาณคือสัญญาณสะท้อน (Echo signal) ที่เกิดจากการเดินทางของสัญญาณมากระทบผนังหรือเพดานซึ่งเป็นสิ่งก่อสร้าง และการมาถึงของสัญญาณที่ช้า (Delay time signals) ทำให้เกิดการมาถึงของสัญญาณในหลายช่องทาง

(Multi-path signals) และยังทำให้เป็นผลในการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของความถี่ (Doppler frequency) ได้อีกด้วย ดังนั้นรูปแบบในการรับแบบคงที่ สัญญาณที่สะท้อน (Echo signal) จากผนังหรือเพดาน และการมาถึงของสัญญาณที่ช้า (Delay time signals) จะมีส่วนที่ช่วยในการเสริมให้การรับสัญญาณมีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งจะทำให้เครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ (Set-Top-Box, DVB-T Demodulator) ได้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน C/N (Carrier to noise ratio) มากขึ้นด้วย ซึ่งเป็นผลทำให้สัญญาณภาพและเสียงที่รับได้มีคุณภาพมากขึ้นไปด้วย ในส่วนของระบบการรับแบบเคลื่อนที่ ซึ่งมีการศึกษาเกี่ยวกับผลกระทบที่เกิดขึ้นจากความเร็วในการเคลื่อนที่ของจุดรับ และการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของความถี่ ที่อาจมีการกระทำเป็นค่าบวกเมื่อมีการเคลื่อนที่เข้าหาจุดส่ง และมีการกระทำเป็นค่าลบเมื่อมีการเคลื่อนที่ออกจากจุดส่ง ดังแสดงในกรณีของการจางหายแบบ Short-term และมีผลถึงการจางหายแบบ Long-term เช่นกัน ในบทที่ 2 ที่กล่าวถึงหลักการสำหรับการมอดูเลท แบบ COFDM ซึ่งเป็นการใช้ประโยชน์จากการรวมเอาส่วนย่อยจำนวนมากมาแปลงเป็นสัญญาณเชิงเวลาโดยผ่านการ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) เพื่อให้มีการเข้ารหัสสัญญาณแบบดิจิตอลเชิงเวลา และมีการเพิ่มสัญญาณไพลอท และสัญญาณกันชน (Guard interval) แล้วส่งสัญญาณไปในช่องความถี่ที่ได้กำหนดไว้ เมื่อรับสัญญาณกลับมาแล้ว จำเป็นต้องมีการแยกส่วนของสัญญาณที่มาด้วยกันออก และนำเอาสัญญาณไพลอท มาประมาณช่องสัญญาณ แล้วแปลงสัญญาณกลับมาด้วยการแปลง Fast Fourier Transform (FFT) เป็นสัญญาณเชิงความถี่อีกครั้ง แต่เนื่องจากปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นข้างต้นทำให้ตำแหน่งของสัญญาณไพลอท มีการผิดเพี้ยนไป อันเนื่องจากการจางหายของสัญญาณแบบ Long-term ซึ่งขึ้นอยู่กับสภาพทางภูมิศาสตร์เช่น ต้นไม้ ภูเขา หรือบ้านและสิ่งก่อสร้างต่าง ๆ ทำให้เกิดการสะท้อน หรือการเบี่ยงเบน หรือเกิดการดูดกลืนของสัญญาณ ทั้งนี้ล้วนทำให้ช่วงเวลาของการรับสัญญาณมีความคลาดเคลื่อนไป และยังมีปัญหาจากการจางหายแบบ Short-term ที่เป็นส่วนประกอบของการจางหายแบบ Long-term มีสาเหตุมาจากการเคลื่อนที่ของสิ่งแวดล้อมในบริเวณจุดรับสัญญาณ เช่นรถยนต์ที่อยู่ด้านข้างหรือแหล่งกำเนิดความถี่อื่นๆที่เข้ามารบกวนการรับสัญญาณ แสดงในบทที่ 4 รวมถึงการแสดงให้เห็นถึงกรณีต่างๆที่เกิดขึ้นกับการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ จะเห็นว่าแม้การหยุดนิ่งของจุดรับในกรณีที่1(หน้า 41) แต่สมการของการจางหายจึงให้ค่าของความเร็วในการเคลื่อนที่เป็นศูนย์ทำให้การเพิ่มขึ้นหรือลดลงของความถี่ (Doppler frequency) มีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน ดังนั้นการสะท้อนของสัญญาณที่เข้ามายังเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณจึงควรมีมากกว่าการรับสัญญาณแบบอยู่กับที่ตามอาคารบ้านเรือน เนื่องจากค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (C/N) ในการรับอยู่ในระดับสูงของการรับสัญญาณ และมีผลต่อคุณภาพในการรับสัญญาณอันเนื่องมาจากการสูญเสียของสัญญาณ (Path loss)

จากการวิเคราะห์ผลของค่าการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอลในรูปแบบคงที่ ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ใช้การทดลองแบบติดตั้งเครื่องรับสัญญาณภายในห้องซึ่งมีลักษณะแบบปิดและใช้เสาอากาศแบบตั้งรับภายใน (In-door antenna) สูงจากพื้นประมาณ 70 ซม. โดยอาคารที่ใช้

ทดลองการรับสัญญาณได้ตั้งอยู่ในแนวทิศทางตรงกับแผงสายอากาศซึ่งใช้แพร่กระจายสัญญาณในระยะทางประมาณ 300 เมตร จากอาคารที่ใช้ติดตั้งเครื่องส่งและแผงเสาอากาศ และจากผลของค่าในการรับสัญญาณ (โดยใช้เครื่องมือวัดระดับสัญญาณและเครื่องรับถอดรหัสสัญญาณ) ได้แสดงให้เห็นว่าค่าความเข้มของระดับสัญญาณต่อพื้นที่ที่ใช้รับในบริเวณมุมของห้องจะได้ค่า C/N ที่สูงกว่าในบริเวณแนวกลางของห้อง ซึ่งค่าที่สูงขึ้นนั้นจะได้มาจากการรับสัญญาณสะท้อน (Echo signals) จากผนังของห้องเข้ามาเสริมค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน C/N ให้สูงขึ้นซึ่งเป็นคุณสมบัติเฉพาะในการรับสัญญาณโทรทัศน์ระบบดิจิตอล แต่ถ้าเป็นระบบอนาล็อกสัญญาณสะท้อนนี้จะทำให้เกิดสัญญาณภาพทับซ้อน (Ghost signals)ได้ ในระบบนี้จึงจำเป็นที่จะต้องติดตั้งแผงสายอากาศรับสัญญาณไว้ภายนอกอาคารในที่สูงเพื่อที่จะได้คุณภาพของการรับสัญญาณภาพและเสียงที่ดี ส่วนการรับสัญญาณในรูปแบบเคลื่อนที่นั้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้พื้นที่ในการทดลองที่ สถานีเครือข่ายฯ จ.สระแก้ว โดยได้ติดตั้งเครื่องส่งและแผงสายอากาศไว้ในพื้นที่ของสถานีฯ และได้ติดตั้งชุดรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ไว้ในรถยนต์โดยใช้เสาอากาศรับสัญญาณที่ติดตั้งอยู่ภายนอกตัวรถ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดให้รถยนต์ต้องวิ่งในระดับความเร็วที่กำหนดเมื่อผ่านจุดที่ได้กำหนดตำแหน่งที่รับสัญญาณไว้เพื่อทำการบันทึกค่าผลของการรับสัญญาณแบบเคลื่อนที่ในระดับความเร็วที่ต่างกัน และจากผลจากการบันทึกค่าของสัญญาณที่รับได้แสดงให้เห็นว่า เมื่อระดับความเร็วของการเคลื่อนที่ในการรับสัญญาณเพิ่มขึ้น จะทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน C/N คงที่หรือลดลงเล็กน้อยในกรณีที่ไม่มีสิ่งกีดขวางในทิศทางการรับเข้ามาเป็นส่วนประกอบ แต่ถ้าความเร็วในการรับสัญญาณเพิ่มขึ้นและมีสิ่งกีดขวางในทิศทางการรับสัญญาณมาเป็นส่วนประกอบด้วยแล้ว จะทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน C/N ลดลง ซึ่งผลของค่า BER จะเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับผลการรับค่าของ C/N และความเร็วของการเคลื่อนที่ในระดับที่ต่างกันมาเป็นส่วนประกอบการพิจารณาด้วย

จากแนวความคิดและการศึกษาเพิ่มเติมรวมถึงการทดลองปฏิบัติจริง ได้ทำให้เกิดปัญหาในการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เนื่องจากปัญหาในข้อกฎหมายการสื่อสารทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไม่สามารถทำการทดลองได้กับอุปกรณ์เครื่องส่งที่มีกำลังส่งสูง (High power transmitter) เพื่อที่จะบันทึกผลการวิจัยให้ได้พื้นที่คลอบคลุมที่กว้างขึ้น ซึ่งจะเป็นแนวทางในการที่จะพัฒนาโครงข่ายโทรทัศน์ภาคพื้นดินในระบบดิจิตอลของประเทศไทยในอนาคต

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่า จากแนวความคิด วิธีการศึกษา รูปแบบของการทดลอง และผลของการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นประโยชน์และเป็นแนวทางในการศึกษาค้นคว้าและวิจัยเพิ่มเติมต่อจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ในเรื่องของสัญญาณโทรทัศน์ภาคพื้นดินระบบดิจิตอลในประเทศไทยต่อไป

เอกสารอ้างอิง

[1] R. V. Nee, R. Prasad. **OFDM for Wireless Multimedia Communications.** Artech House. 2000

[2] IEEE 802.11a/D7.0. **Institute of Electrical and Electronics Engineers.** Inc. July 1999.

[3] R. V. Nee. "A new OFDM standard for high rate wireless LAN in the 5 GHz band." in Proc. **IEEE VTC-1999 Fall.,** vol. 1, 1999. pp. 258-262

[4] R. W. C hang. "Synthesis of Band Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission." **Bell Syst. Tech. J.,** vol. 45, Dec. 1996. pp. 1775-1796

[5] B. R. Salzberg. "Performance of an efficient parallel data transmission system." **IEEE Trans. Comm.,** vol. COM-15,Dec. 1967. pp. 805-813

[6] **Orthogonal Frequency Division Multiplexing.** U.S. Patent No. 3, November 14, 1966. Issued jan. 6 1970

[7] R. Steel. (ed.) **Mobile radio Communications.** IEEE Press. 1994.

[8] Van de Beek, J. J., M. Sandell., M. Isaksson. And P. O. Borjesson. "Low-Complex Frame Synchronization in OFDM Systems." **Proceedings of International Conference on Universal Personal Communications ICUPC '95.,** Nov. 1995

[9] Sandell M., V. D. Beek. And P. O. Borjesson, **"Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems Using the Cyclic Prefix."** Proceedings of Int. Symp. On Synchronization, Saalbau, Essen, Germany, 1995, Dec. 14-15, 1995. pp. 16-19.

[10] Schmidl. T.M. and Cox D.C. "Robust Frequency and timing Synchronization on OFDM." **IEEE Trans. On Comm.,** vol. 45, No. 12, Dec. 1997. pp. 1613-1621.

[11] William C.Y. Lee. 1933 **Mobile Communications Design Fundamental.** 2^{nd} ed. Singapore: John Wiley & Sons.

[12] ETSL. 1999. EN300744 Digital Video Broadcasting (DVB-T) Framing Structure, **Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television.** V1.2.1. Valbonne-France.

[13] ETSL. 1997. TR101 190 Digital Video Broadcasting (DVB-T) Implementation. **Guideline For DVB Terrestrial Services,** Transmission Aspects. V1.1.1. Valbonne-France.

[14] Yiyan Wu, William Y. Zou. "Orthogonal Frequency Division Multiplexing: Multi-Carrier Modulation Scheme" **IEEE Trans. On Consumer Electronics.,** Vol. 41, No 3, August 1995. pp. 392-399.

[15] Yorwittaya N. **"Performance Improvement of OFDM System using Transmit Diversity with Space-Time Block Coding."** M. Eng. Thesis of Master of Engineering in Electrical Engineering School of Graduate Studies, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. 2003

[16] Rungsaengngen A. **"Performance Improvement of Channel Estimation for Digital TV Mobile Reception."** M. Eng. Thesis of Master of Engineering in Electrical Engineering School of Graduate Studies, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. 2003

[17] Dambacher P. **Digital Terrestrial Television Broadcasting.** Berlin, Springer, 1998

[18] Fischer W. Rohde & Schwarz. **Digital Television.** Moosburg and der Isar, near Munich, Saladruck Berlin, 2003

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์และได้รับการตีพิมพ์

[1] K. Chomsuk and K. Dejhan "The Estimation of Field Measurement for Mobile Digital TV Signals." 2007 International Conference on Telecommunications, Industry and Regulatory Development (ICTIR'07), Bangkok, Thailand, Aug. 2007. pp. 58-61

P r o c e e d i n

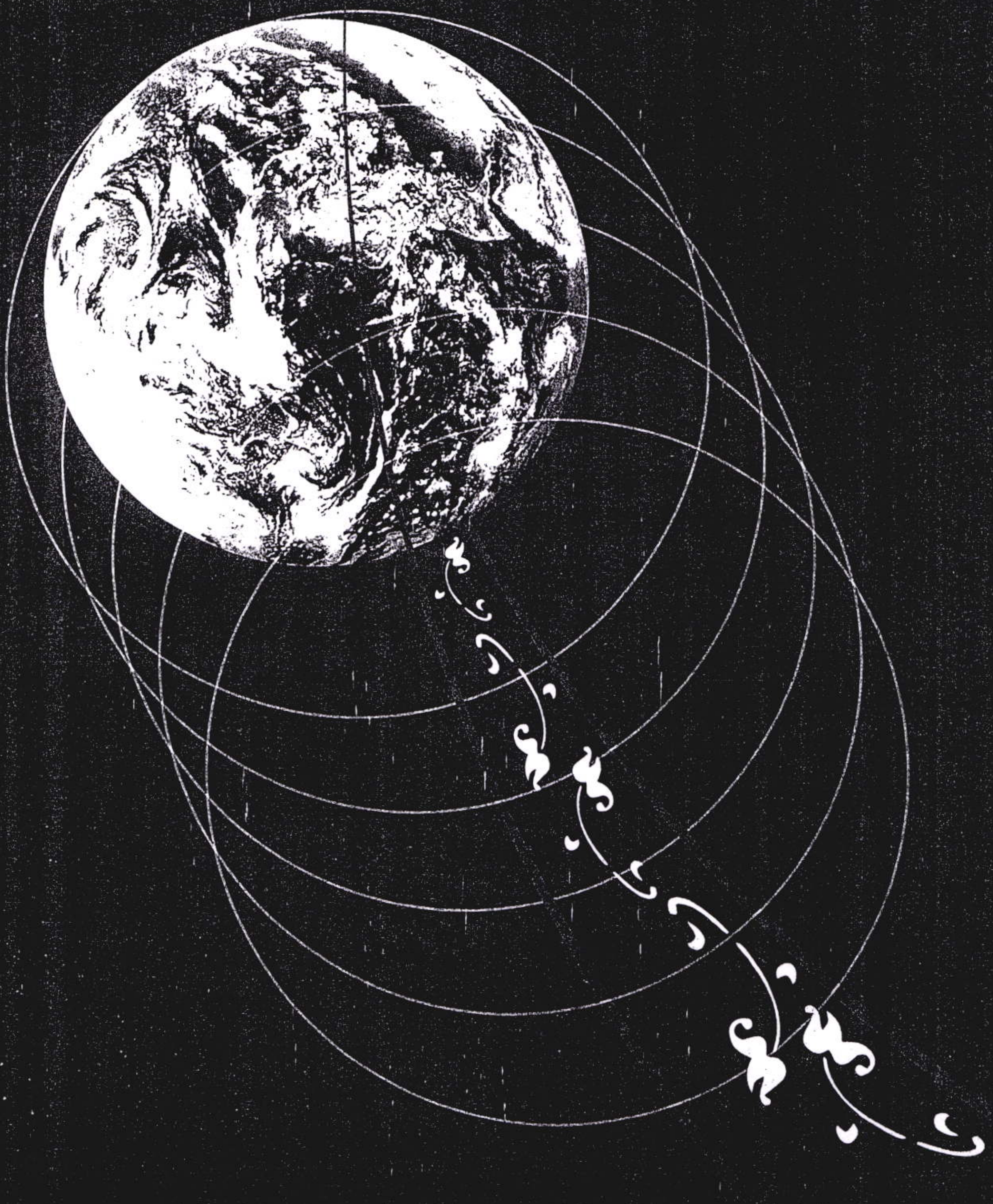
79

IEEE THAILAND SECTION

2007 ICTIR

2007 International Conference on Telecommunications, Industry and Regulatory Development

2007 International Conference on Telecommunications, Industry and Regulatory Development



August 19 - 21, 2007

Plaza Athenee Hotel Bangkok, Thailand

http://ICTIR.ntc.or

The Estimation of Field Measurement for Mobile Digital TV signals

Kinupong Chomsuk and Kobchai Dejhan
Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Techonology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Abstract - **Utilizing the Digital video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) specification fully will allow broadcasters choose from different modulation formats including QPSK for transmission of MPEG2 signals over difficult media. Very rugged signals with excellent power and echo performance can be selected with DVB-T modems for contribution circuits. This paper details preliminary results of the transmission of a 6 Mbit/s MPEG2 signal from a mobile vehicle to a main station on an upper adjacent channel with existing PAL G broadcasts. It shows that it is possible to use DVB-T signals for contributions from mobile transmitters without signal degradation.**

I. Introduction

The European terrestrial digital television standard which has been developed by the digital video broadcasting project to allow the maximum possible functionality to be chosen by the network operator, depending on performance and economic criteria [1]. It has been shown that operators can choose to use the standard to implement sophisticated networks including single frequency networks [2] (SFN) and hierarchical transmission systems [3]. However, the standard can be applied to allow the transmission of low bit rate multiplexes (4.98 to 10.56 Mbit/s payload), over difficult media without signal degradation. Selection of these modes makes the standard applicable to unusual contribution circuits from, for example mobile units, and to other low power budget transmission systems. There is considerable interest in utilizing these features of DVB-T modems to transmit QPSK signals at low power over hostile media. To test the possibilities mobile transmitter, installed a 10 Watt digital TV transmitter into a digital measurement vehicle. The purpose of these experiments are to test the feasibility of transmitting moving pictures and audio (MPEG2 signals) from a mobile vehicle. The techniques might be used by camera crews and reporters using DVB-T and DAB technologies for low cost portable/mobile links. A 6 Mbit/s MPEG2 signal is used as the payload. This represents a high quality contribution link.

The transmissions from the vehicle are received at the Sakhew mainstation transmitter site in the Ban Nonsaard overlooking the city. Here, the COFDM signals were demodulated to extract the MPEG2 data stream, and converted to a 34Mbps G703 format to be sent via the existing microwave link system to the Sakhew studios in Ban Nonsaard. At Sakhew station they were sent to the on- site link house to be monitored and graded.

The vehicle was driven around Sakhew city whilst reception was monitored in the link house. Some bit error rate (BER) measurements were made initially at the main station reception point in Ban Nonsaard. UHF Channel 51 was chosen for the set-up as it had been used before for DVB-T transmissions from Ban Nonsaard to in town and the surrounding countryside. Also Channel 51 is currently a "T" channel, as it is upper adjacent to PAL G transmissions from Ban Nonsaard on channel 50 (20 kW ERP). It therefore might be useful in the future for these applications. This document describes the testing arrangements used and details the results of the tests performed to date. Table 1 shows the mode that was used for the broadcasts.

TABLE 1
THE MODE THAT WAS USED FOR THE BROADCASTS.

Modem	R & S
Modulation	QPSK
Carriers	2k
GI	1/8
Code Rate	1/2
Payload (Mbits/sec)	6.00
Data input	DVB ASI
Clock source	Data derived
Clk SRC	Internal
Data input format	204 bytes with gaps
Digital output	Baseband

II. Transmission/Reception

Equipment

The details of the equipment used in the trial are as follows:

Transmit site : Mobile Vehicle

- UHF YAGI antenna (NEC), Gain = 10 dB, 50 ohm
- Omni-directional whip aerial, 50 ohm GPS Receiver.
- Rohde & Schwartz 10 Watt rms DVB-T transmitter.
- Laptop PC.
- Rohde & Schwartz MPEG 2

The MPEG 2 test sequences were broadcast using a "2k" modulator on UHF Channel 51 using a VH6010A2 solid state transmitter from Rohde & Schwartz. This 10 Watt rms RF signal could be passed via a co-axial switch to either a Whip antenna at mobile with roof height or to a log periodic antenna located at the top of the 10-metre –height mast. The DVB-T transmit equipment was installed in a mobile van reception survey vehicle, the set-up is shown in Fig. 1. The exact broadcast location was recorded using GPS (Global Positioning System).

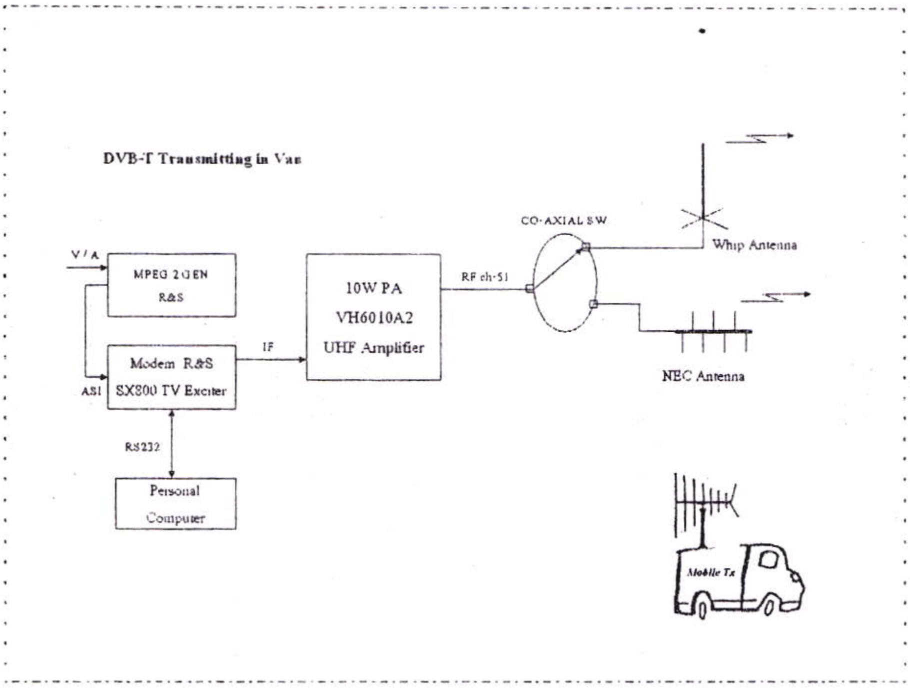


Fig. 1 Set-up of the DVB-T transmitting equipment

Receiver site : Ban Nonsaard

Location : Sakhew mainstation Ban Nonsaard, Sakhew city.

Frequency : 710-718 MHz (ch 51).

Mode : 2k.

Antenna : 1 UHF panel (gain = 11 dB).

Feeder loss : 4.2 dB.

Polarisation: Vertical.

Filter: Channel 51 band pass filter

The off-air reception equipment comprises of a R&S "2k" COFDM demodulator, and a 34 Mbit/s MPEG2 network adapter, (ARG 1734 Tx). After off-air reception the UHF signal was passed through a UHF channel filter (Ch 51) and on to the demodulator. It was possible to record the bit error rate performance using a BER meter, when a PRES signal was transmitted. In normal operation however, an MPEG2, 6 Mbit/s signal, was the broadcast signal. This was passed onto the SDW/PDH microwave link network (155 Mbit/s, STM-1,) via the 34 Mbit/s MPEG2 network adaptor as show Fig. 2).

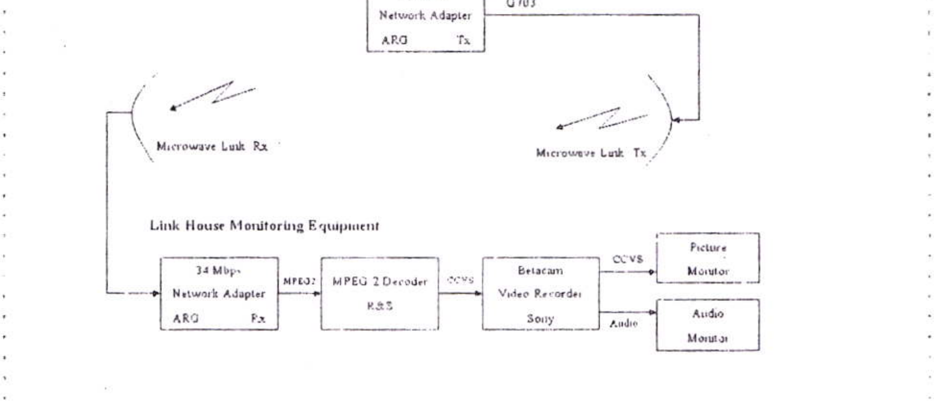


Fig. 2 Set-up of the DVB-T receiver and monitoring equipment

Monitoring site : Link House
Location: Link House, In Town, Sakhew city.
MPEG2 Network adapter Receiver ARG1734
MPEG2 Decoder (Rohde &Schwartz).
Audio monitor (Videoteck).
Betamcam video recorder (Sony).
Video monitor (JVC).

The equipment mentioned above was site used to monitor the received signal shown from the mobile vehicle at a more realistic receiver location (Sakhew Studios). The signal was transmitter over the microwave link network and the MPEG 2 bitstream extracted by the 34 MBit/s network adapter. This 6 Mbit/s data stream was then converted to an analog video signal (CCVS) by the MPEG 2 measurement decoder. This video signal was then recorded on a betacam video recorder with time codes and monitored both video and voice. Both the receiver site and the monitoring site set-up are shown in Fig. 2.

Fig. 3 Location point of performance results

III. Field Measurement Results

In Fig. 3 shows the location point of performance results and the locations visited and the performances are recorded in table 2. It was not possible to record the bit error rate at all sites because of a PRBS signal was not broadcaed due to the time constraints. The distance from the vehicle to the Ban Nonsaard receive site was measured using the GPS. Note that if a line-of-sight to the transmitter was available, speeds up to 50 mph were recorded. The sites visited were mainly located in urban areas with large buildings causing obstructions to the transmission path. If the vehicle stopped moving performance improved indicating that portable transmission is possible at all but the most obstructed sites. The receiver aerial system at Ban Nonsaard was not optimised for broadcasts from the city centre and consequently the performance achieved could have been improved with a better aerial system. To assess possible interference from channel 51 to the existing cable system the transmitter output was passed though the Yagi antenna and then pointed at a domestic "tap" unit outside a selected home. The analog TV channels were monitored for interference and no objectionable or perceptible interference was noticed to a domestic analog television unit.

IV. Conclusions

The employed system used the DVB-T specification to deliver a 6Mbit/s MPEG2 signal from a low power transmitter located in a vehicle to a mainstation transmitter site using a "T" channel. It was successful as the signal was received without error at nearly all sites using only a whip aerial. It was possible to broadcast signals at speeds up to 50 mph. The system is rugged and limited by field strength as the transmitter used was low power (low). No interference to cable TV was noted despite of the attempts to direct a signal onto the cable network. By using vertical polarisation enhanced performance was found due to the discrimination of the received antenna to horizontal polarised signals (Ban Nonsaard Channel 50) and due to the better performance at ground level of vertical polarisation. The trials have proven the potential of the DVB-T standard to be used for contributions over difficult media and for portable/mobile transmitters.

Acknowledgments

Researchers acknowledge the support and involvement of Bangkok Broadcasting Television Co., Ltd. (BBTV) and R&S Co., Ltd., for measuring the instruments and equipments in this work. In particular, the researchers would like to thank sincere for the officers

and RF telecommunication engineers of BBTV station, Thailand.

REFERENCES

[1] DVB Document A012, "Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television," ETS 300 744.

[2] "Field Trials of an MPEG2 Distributed Single Frequency Network," O'Leary S., IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 44, No. 2, June 1998.

[3] "Hierarchical Transmission and COFDM Systems," O'Leary S., IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 43, No. 2, June 1997.

Table 2:
Performance results

Location Point No.	Distance to Sakhew station	Antenna	Mast Extended	MPEG Sound	MPEG Video	BER	Speed mph
1	11.9 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-6	0
2	13.4 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-6	0
3	12.1 km	NEC	Yes	Yes	Yes	10e-8	0
4	18.6 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-5	40
5	17.2 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-7	0
6	18.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-5	50
7	20.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-5	40
8	19.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-6	35
9	22.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-5	30
10	10.0 km	Whip	No	Yes	No	10e-4	10
11	9.0 km	Whip	No	yes	No	10e-3	20
12	8.0 km	Whip	No	yes	No	10e-2	20
13	9.5 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-7	20
14	8.5 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	20
15	8.1 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	20
16	10.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-7	15
17	10.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-7	20
18	9.5 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-7	20
19	10.5 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	10
20	10.2 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	0
21	10.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	0
22	9.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	15
23	8.5 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	15
24	8.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-7	20
25	8.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-6	30
26	9.0 km	Whip	No	Yes	Yes	10e-8	10
27	9.5 km	NEC	Yes	Yes	Yes	10e-8	0

ประวัติผู้เขียน

นายคิณพงษ์ ชมสุข เกิดวันที่ 21 กรกฎาคม 2508 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร สำเร็จการศึกษาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากวิทยาลัยเซ็นต์จอห์น ปีการศึกษา 2539 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (อิเลคทรอนิคส์คอมพิวเตอร์) จากเซ็นต์จอห์นโปลีเทคนิค ปีการศึกษา 2536

ปี พ.ศ. 2527 เข้าทำงานกับบริษัท กรุงเทพโทรทัศน์และวิทยุจำกัด (ผู้ปฏิบัติงานในนามสถานีโทรทัศน์สีกองทัพบกช่อง 7) ตำแหน่ง เจ้าหน้าที่เทคนิคประจำสถานีเครือข่าย จ. สกลนคร

ปี พ.ศ. 2534 ย้ายเข้ามาปฏิบัติงานที่สถานีกรุงเทพฯ ตำแหน่งเจ้าหน้าที่เทคนิคดาวเทียม

ปี พ.ศ. 2541 ปฏิบัติงานในตำแหน่งเจ้าหน้าที่เทคนิคดาวเทียมและสถานีเครื่องส่งกรุงเทพฯ

ปี พ.ศ. 2547 ถึงปัจจุบันปฏิบัติงานในตำแหน่งนายช่างซ่อมบำรุงฝ่ายเทคนิคด้านระบบส่งและสถานีเครือข่าย