เครื่องรับสัญญาณ IDMA แบบความซับซ้อนต่ำสำหรับการสื่อสารยุคที่4

LOW COMPLEXITY IDMA RECEIVER FOR 4G COMMUNICATION

โดย

นาย เมธี ศรีสกุล

นาย อนัส อาลี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

LOW COMPLEXITY IDMA RECEIVER FOR 4G COMMUNICATION

BY

Mr. METHEE SRISAKUN

Mr. ANAS ALEE

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF

THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

BACHELOR IN DEPARTMENT OF INFORMATION ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2007

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องรับสัญญาณ IDMA แบบความซับซ้อนต่ำสำหรับการสื่อสารยุคที่4
ชื่อนักศึกษา	นายเมธี ศรีสกุล รหัสประจำตัว 47010600
	นายอนัส อาลี รหัสประจำตัว 47010973
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร.จักรี ทีฆภาคย์วิศิษฏ์
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
	สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
ปีการศึกษา	2550

ปริญญานิพนธ์นี้ได้รับความเห็นชอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

....

(ดร.จักรี ทีฆภาคย์วิศิษฏ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

หัวข้อปริญญานิพนธ์	เครื่องรับสัญญาณ IDMA แบบความซับซ้อนต่ำสำหรับการสื่อสารยุคที่4
ชื่อนักศึกษา	นายเมธี ศรีสกุล รหัสประจำตัว 47010600
	นายอนัส อาลี รหัสประจำตัว 47010973
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร.จักรี ทีฆภาคย์วิศิษฏ์
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
	สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
ปีการศึกษา	2550

บทคัดย่อ

โครงงานนี้เป็นการนำเสนอออกแบบเครื่องรับสัญญาณระบบ IDMA แบบความซับซ้อนต่ำสำหรับการสื่อสารยุคที่ 4 โดยใช้ Adaptive Detector และเทคนิคการ interleave ภายในโครงสร้างของระบบ โดยตัว interleavers และ รหัสแผ่ จะทำการแบ่งการใช้งานของแต่ละผู้ใช้ จากผลการจำลองการทำงานของระบบแสดงให้เห็นว่าในการใช้วงจรปรับค่าเชิงความถี่เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรปรับค่าเชิงเวลาจะสามารถลดความซับซ้อนของระบบได้โดยเปรียบเทียบการใช้ตัวคูณที่น้อยกว่าและยังคงประสิทธิภาพของระบบไว้ได้ใกล้เคียงกัน

Thesis Title LOW COMPLEXITY IDMA RECEIVER FOR 4G COMMUNICATION

Student Mr. Methee Srisakun ID. 47010600

Mr. Anas Alee ID. 47010973

Advisor Dr. Chakree Teekapakvisit

Graduate Level Bachelor Degree of Information Engineering

Department Information Engineering

Academic Year 2007

Abstract

This project proposes a low complexity IDMA receiver for 4G communication. The proposed receiver utilize an adaptive detector and interleavers in receiver structure. Instead of using PN code and interleavers to distinguish a particular user. The Frequency domain equalizer, which has a low complexity compared to the time domain equalizer, is utilized to reduce the complexity of the system. The simulation results show that the performances of both frequency and time domain structures are identical.

กิติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณอาจารย์ จักรี ทีฆภาคย์วิศิษฏ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ช่วยเหลือ ให้คำปรึกษา และให้ข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ รวมทั้งเอื้อเฟื้อข้อมูลต่างๆในการจัดทำโครงงาน จึงทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จอย่างดี

คุณประโยชน์อันพึงมีจากโครงงานนี้ ทางผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

นาย เมธี ศรีสกุล

นาย อนัส อาลี

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ **1**

1.1 ความเป็นมาของวิทยานิพนธ์ 1

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์ 3

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์ 4

1.4 ขั้นตอนการดำเนินโครงงาน 4

บทที่ 2 หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง **5**

2.1 หลักการพื้นฐานระบบ CDMA 5

2.2 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA 8

2.3 วงจรภาครับสัญญาณ CDMA 9

2.4 คุณลักษณะเฉพาะและขนาดความจุของระบบ CDMA 11

2.5 ปัจจัยที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบ CDMA 16

2.6 ปัจจัยที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ CDMA 18

2.7 ระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (MIMO) 20

2.8 Interleaver 21

2.9 Convolutional Code 28

2.10 Forward error correction (FEC) 36

2.11 Burst Error 47

2.12 Equalization 47

2.13 Adaptive Filtering 53

2.14 Least-Mean-Square algorithm 57

2.15ไดเวอร์ซิตี(Dicersity) 58

2.16 ความแตกต่างระหว่าง CDMA และ IDMA 59

2.17ข้อดีของระบบ IDMA 60

สารบัญ(ต่อ)

บทที่ 3 โครงสร้างระบบ IDMA **61**

3.1 โครงสร้างระบบ IDMA 61

3.1.1 The Transmitter Structure 62

3.1.2 Iterative Chip-by-Chip Receiver 63

3.2 วงจรกรองแบบปรับค่าได้ (Adaptive detector) 63

3.3 วิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับ IDMA แบบ Frequency Domain 66

บทที่ 4 โครงสร้างระบบ IDMA แบบ Frequency Domain **67**

4.1 โครงสร้างระบบ IDMA แบบ Frequency Domain 67

4.2 วิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับ IDMA แบบ Frequency Domain 76

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง **78**

5.1 รูปกราฟผลการทดลอง Time-Domain IDMA 78

5.2 รูปกราฟผลการทดลอง Frequency-Domain IDMA 80

5.3 เปรียบเทียบระหว่าง Time Domain กับ Frequency Domain 84

5.4 เปรียบเทียบระหว่างจำนวนผู้ใช้ 3 Users กับ 5 Users 85

บทที่ 6 บทวิจารณ์และบทสรุป **86**

6.1 สรุปผลการทดลอง 86

6.2 ปัญหาระหว่างดำเนินโครงงาน 86

6.3 แนวทางแก้ไขและการพัฒนา 86

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย 6
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม 7
รูปที่ 2.3 วงจรภาคส่งของระบบ CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK 8
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK 9
รูปที่ 2.5 วงจรภาครับของระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK 9
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK 11
รูปที่ 2.7 การรับส่งสัญญาณแบบ MIMO 20
รูปที่ 2.8 การ interleave 23
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างวิธีการ Puncturing 24
รูปที่ 2.10 ตัวอย่างวิธีการ Depuncture 24
รูปที่ 2.11 block diagram ของ interleaver 27
รูปที่ 2.12 การสร้างดิจิติลคอนโวลูชั่นจาก shift register 29
รูปที่ 2.13 การสร้างรหัสคอนโวลูชั่นในตัวอย่าง 30
รูปที่ 2.14 แผนภาพต้นไม้สำหรับคอนโวลูชันในปัญหาตัวอย่าง 32
รูปที่ 2.15 Trellis ในปัญหาตัวอย่าง 33
รูปที่ 2.16 State diagram ในปัญหาตัวอย่าง 33
รูปที่ 2.17 Viterbi algorithm สำหรับรหัสคอนโวลูชันในปัญหาตัวอย่าง 35
รูปที่ 2.18 วงจรเข้ารหัส Convolution ที่ค่า R เท่ากับ 1/2 และค่า k เท่ากับ 9 36
รูปที่ 2.19 รูปตัวอย่างการเข้ารหัสแบบ FEC = 1/2 และ FEC = 7/8 ที่ภาคส่ง 39
รูปที่ 2.20 รูปตัวอย่างการเข้ารหัสแบบ FEC = 1/2 ที่ภาครับสัญญาณ 39
รูปที่ 2.21 รูปตัวอย่างการเข้ารหัสแบบ FEC = 7/8 ที่ภาครับสัญญาณ 40
รูปที่ 2.22 แผนภาพแสดงการวนลูบไปข้างหน้าและข้างหลัง 43
รูปที่ 2.23 ตัวอย่างการเกิด Burst Error 47
รูปที่ 2.24 Block diagram ของระบบสื่อสารอย่างง่ายโดยใช้ adaptive equalizer ที่ฝั่งภาครับ 48
รูปที่ 2.25 ตัวอย่าง Equalizer แบบ FIR(Finite Impulse Response) 49
รูปที่ 2.26 ตัวอย่างของรูปกราฟสัญญาณ 50
รูปที่ 2.27 ตัวอย่างของรูปกราฟสัญญาณ 50
รูปที่ 2.28 รูปกราฟของสัญญาณที่ได้รับโดยไม่ได้ผ่านตัว equalizer 51

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ 2.29 เป็นกราฟของค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ	51
รูปที่ 2.30 กราฟสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณในโดเมนเวลา	52
รูปที่ 2.31 Genaral form of adaptive Filter	53
รูปที่ 2.32 Adaptive filter for noise cancellation	53
รูปที่ 2.33 Adaptive filter for noise cancellation	56
รูปที่ 2.34 แสดง error performance surface ของ J(n)	60
รูปที่ 3.1 โครงสร้างภาคส่งและภาครับของระบบสื่อสาร IDMA	61
รูปที่ 3.2 โครงสร้างทางฝั่งภาคส่งของระบบ IDMA	62
รูปที่ 3.3 โครงสร้างระบบ IDMA ทางภาครับที่เป็นแบบ Iterative โดยมีการเชื่อมต่อกันระหว่าง Channel Estimation และ Multi –User Detection	63
รูปที่ 3.4 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับสัญญาณแบบปรับค่าได้	64
รูปที่ 4.1 โครงสร้างของเครื่องรับสัญญาณ IDMA	67
รูปที่ 4.2 โครงสร้างทางภาคส่ง	68
รูปที่ 4.3 โครงสร้างระบบ IDMA ทางภาครับ	69
รูปที่ 4.4 โครงสร้างภายในของ Frequency Domain Detector	70
รูปที่ 5.1 แสดงค่า ประสิทธิภาพของระบบ 5 Users	79
รูปที่ 5.2 แสดงค่า ประสิทธิภาพของระบบ 5 Users	79
รูปที่ 5.3 แสดงค่า ประสิทธิภาพของระบบ 3 Users	81
รูปที่ 5.4 แสดงค่า ประสิทธิภาพของระบบ 3 Users	81
รูปที่ 5.5 แสดงค่า ประสิทธิภาพของระบบ 5 Users	83
รูปที่ 5.6 แสดงค่า ประสิทธิภาพของระบบ 5 Users	83
รูปที่ 5.7 แสดงการเปรียบเทียบของ Time-Domain กับ Frequency Domain ที่ 5 users	84
รูปที่ 5.8 แสดงการเปรียบเทียบของ เปรียบเทียบประสิทธิภาพ ระหว่าง 3 Users กับ 5 Users	85

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของปริญญานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายโดยเฉพาะการสื่อสารโดยใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ โดยที่ความต้องการของผู้บริโภคในการรับส่งข้อมูลได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและหลากหลาย จากเดิมข้อมูลที่ทำการรับส่งอาจเป็นสัญญาณพูดหรือข้อความสั้นๆเท่านั้น แต่ในปัจจุบันแนวโน้มความต้องการในการรับส่งข้อมูลของผู้บริโภคได้ขยายออกไปในวงกว้างยิ่งขึ้นกล่าวคือมีแนวโน้มในการรับส่งสัญญาณที่เป็นมัลติมีเดีย เช่น รูปภาพ ภาพเคลื่อนไหว เพลง ฯลฯ มากยิ่งขึ้น ซึ่งสัญญาณแบบมัลติมีเดียนั้นต้องการอัตราข้อมูลและความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลสูง อีกทั้งต้องคำนึงถึงการใช้แบนด์วิดท์ซึ่งมีจำกัดให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดอีกด้วย ดังนั้น จึงได้มีการคิดค้นและพัฒนาเทคโนโลยีในการสื่อสารรูปแบบต่างๆ เพื่อให้สามารถรองรับความต้องการที่เพิ่มขึ้นนี้

สิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกในการพัฒนาระบบสื่อสาร เพื่อกำหนดมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งเป็นการจัดสรรทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่ให้สามารถรองรับการใช้งานของผู้ใช้บริการให้ได้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางที่ได้รับการพัฒนาเป็นอันดับแรก คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) ซึ่งใช้หลักการแบ่งช่องความถี่ของผู้ให้บริการออกเป็นช่องความถี่ย่อยๆ จำนวนหลายๆช่อง เทคนิคนี้ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 ซึ่งใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบอนาล็อก เมื่อเข้าสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ได้มีการนำเทคโนโลยีดิจิตอลมาใช้ ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) โดยเทคนิคนี้จะมีการแบ่งช่องความถี่ออกเป็นช่วงเวลาย่อยๆ เรียกแต่ละช่วงเวลานี้ว่า ช่องเวลา (Time Slot) ซึ่งความจุของระบบก็ยังถูกจำกัดตามจำนวนช่องความถี่ย่อยและช่อง

เวลาที่ผู้ให้บริการกำหนดไว้ ดังนั้น จึงได้มีการนำเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) มาใช้ ระบบ CDMA เป็นระบบที่แบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนด้วยรหัสที่แตกต่างกัน โดยผู้ใช้จะสามารถติดต่อสื่อสารกับระบบเครือข่ายผ่านคลื่นความถี่เดียวกันในเวลาพร้อมๆกันได้ ทำให้ระบบ CDMA เป็นระบบที่ไม่มีข้อจำกัดทางด้านความจุที่แน่นอน ทั้งนี้เนื่องจากความจุของระบบจะถูกจำกัดด้วยจำนวนรหัสที่ใช้ และ ค่าสัญญาณแทรกสอดที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในระบบ แทนที่จะเป็นทรัพยากรความถี่และเวลาดังเช่นในกรณีที่ใช้การเข้าถึงหลายทางแบบเดิม ด้วยเหตุนี้ระบบ CDMA จึงถูกนำมาใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่3และในปัจจุบันได้มีการวิจัยและพัฒนาเพื่อก้าวไปสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4 ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลขึ้นไปถึง 50-100 เมกะบิตต่อวินาที

เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ ถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า การมอดูเลตแบบสเปรดสเปกตรัม (Spread Spectrum) เนื่องจากในการเข้ารหัสจะทำให้ข้อมูลเดิมที่มีแบนด์วิดท์แคบถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์กว้างทำให้ทนทานต่อสัญญาณรบกวน ทั้งนี้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแบ่งเป็น 3 ประเภทใหญ่ๆ คือ ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence : DS) ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping : FH) และชนิดกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time Hopping, TH)

รวมถึงในปัจจุบันเทคนิคของ MIMO (Multiple Input Multiple Output) หรือ การสื่อสารแบบหลายอินพุทหลายเอาท์พุทได้รับความสนใจในการสื่อสารสมัยใหม่ซึ่งสามารถเพิ่มความจุให้กับระบบไร้สายได้โดยการใช้จำนวนของเสาอากาศส่งและเสาอากาศรับมากกว่าหนึ่งเสาเป็นผลทำให้สามารถที่จะส่งข้อมูลได้รวดเร็วมากขึ้นเนื่องจากการใช้เสาอากาศส่งหลายเสาอีกทั้งยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของภาครับเนื่องจากการใช้เสาอากาศรับหลายเสา เพราะเหตุนี้จึงได้มีการนำระบบ MIMO ไปประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสาร CDMA

แต่ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งในระบบ MIMO CDMA คือสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสแผ่ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผล

กระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยการลดทอนช่องสัญญาณจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์ รวมถึงปัญหารบกวนของช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) ที่เกิดขึ้นจากการที่ผู้ใช้ มีการใช้งานของเสาอากาศมากกว่าหนึ่งเสาต่อหนึ่งคน ซึ่งเสาสัญญาณของผู้ใช้งานรายหนึ่งๆจะใช้รหัสแผ่ชุดเดียวกันในทุกๆเสาทำให้เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับและถูกถอดออกจะเกิดข้อมูลที่ไม่ใช่ของเสาอากาศที่พิจารณารบกวนเสาอากาศที่กำลังพิจารณาอยู่เนื่องจากการเกิดอัตสหสัมพันธ์ (Autocorreation) ระหว่างข้อมูลที่ส่งออกมาจากแต่ละเสาอากาศส่ง และ อีกทั้งในสภาพการใช้งานจริงสัญญาณจะมีการสะท้อนกับสิ่งต่างๆ รอบข้างได้มากมายหลายลักษณะไม่จำกัดอยู่เฉพาะในบางรูปแบบ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากมากกว่าหนึ่งทิศทาง และ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกันและมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่ามัลติพาทเฟดดิง (Multipath Fading) ดังนั้นทางภาคภาครับจึงต้องมีการใช้เทคนิคการแยกสัญญาณที่ส่งมารวมกันคือ Multi User Detection (MUD) แต่เมื่อจำนวนผู้ใช้มีมากแล้วค่าความซับซ้อนใน MUD มีมากตามไปด้วย

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1.2.1 เพื่อศึกษาและพัฒนาลดความซับซ้อนของตัว Multi-User-Detection ในระบบ CDMA โดยศึกษาตัวระบบ IDMA ที่สามารถนำมาใช้แยกแยะผู้ใช้แต่ละคนแทนรหัสแผ่ของระบบCDMA และแก้ปัญหาความซับซ้อนของระบบCDMAได้แล้วยังมีคุณสมบัติด้านดีของ CDMA อยู่ด้วย

1.2.2 เพื่อตอบสนองต่อความต้องการในการสื่อสารยุคที่ 4

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

โครงงานฉบับนี้เป็นการศึกษาและพัฒนาระบบ IDMA ซึ่งจะมีการพัฒนาความเร็วในการส่งข้อมูลและประสิทธิภาพของเครื่องรับ และลดความซับซ้อนของระบบ โดยการใช้เสาอากาศหลายเสาทั้งในด้านส่งและด้านรับ ซึ่งประสิทธิภาพของเครื่องรับที่พัฒนาจะพิจารณาได้จากค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER) โดยระบบที่ได้ออกแบบไว้จะถูกจำลองด้วยโปรแกรมแมทแลบ

1.4 ขั้นตอนการดำเนินโครงงาน

1.4.1 ศึกษาโครงสร้างระบบ CDMA การทำงานของระบบ CDMA คุณสมบัติ ข้อดีข้อเสียต่างๆ และปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบ CDMA

1.4.2 ศึกษาโครงสร้างระบบ IDMA ข้อแตกต่างของระบบ CDMAและ IDMA นำข้อดีมาปรับปรุงการทำงานของ ระบบ CDMA

1.4.3 ศึกษาและทำการลดความซับซ้อนของระบบ IDMA

1.4.4 ศึกษาการทำงานของโปรแกรม MATLAB และเขียนโปรแกรมจำลองระบบ IDMA จากBlock Diagram

1.4.5 ประมวลผลการจำลองระบบจากโปรแกรม MATLAB นำผลที่แสดงมาแสดงเป็นกราฟของ Bit Error Rate (BER) มาเปรียบเทียบ

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

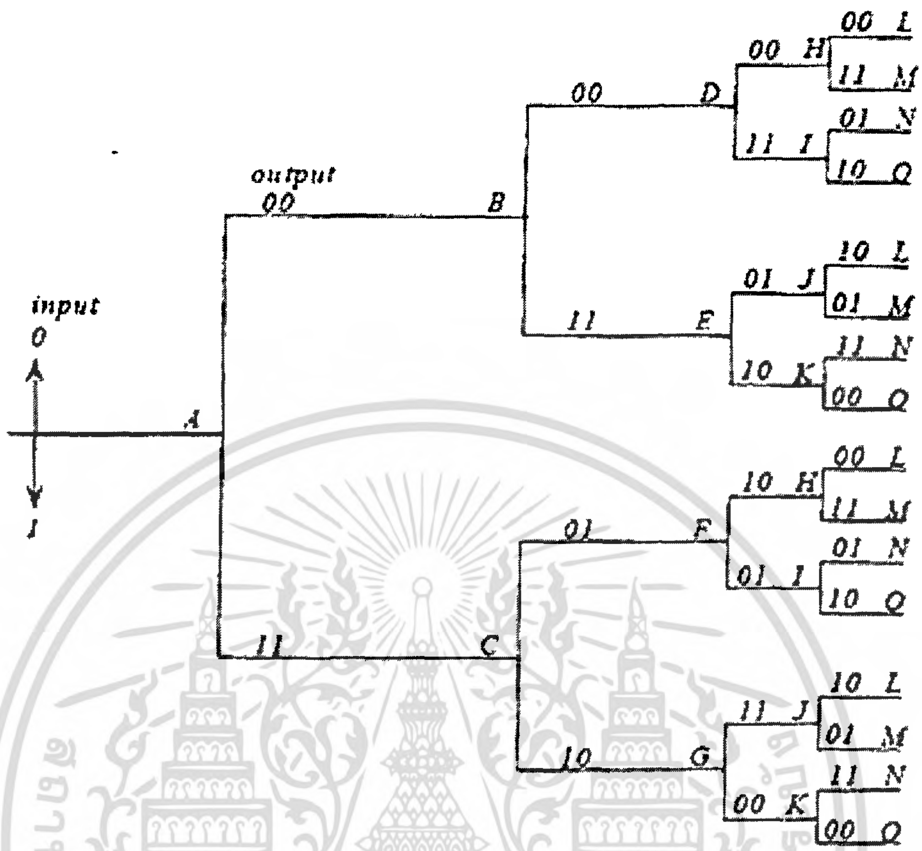
2.1 หลักการพื้นฐานระบบ CDMA

ในการอธิบายถึงวิธีการทำสเปรดสเปกตรัมสำหรับระบบ CDMA จะยกตัวอย่างง่ายๆ เพื่อแสดงขั้นตอนการทำงานของระบบที่มีผู้ใช้จำนวน 3 ราย ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรรชุดรหัสแผ่ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ในการส่งบิตข้อมูลลงบนช่องสัญญาณผู้ใช้แต่ละรายจะนำรหัสแผ่ของตนไปคูณกับบิตข้อมูลที่จะส่ง และผลได้ที่จะเป็นรูปสัญญาณที่มีอัตราชิป (Chip Rate) ที่สูงขึ้นกว่าอัตราบิตข้อมูล (Bit Rate) ของผู้ใช้ ทำให้ระบบต้องใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ในการส่งที่กว้างขึ้น ดังนั้น จึงกล่าวว่าระบบได้มีการทำสเปรดสเปกตรัมเกิดขึ้น สำหรับในตัวอย่างนี้ อัตราชิปมีค่าสูงกว่าอัตราบิต 4 เท่า โดยอัตราส่วนนี้มีชื่อเรียกว่า อัตราขยายการประมวล (Processing Gain) หรือตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor)

หมายเลขผู้ใช้	รหัสแผ่ (Spreading Code)
1	-1, 1, -1, 1
2	-1, -1, 1, 1
3	-1, 1, 1, -1

ตารางที่ **2.1** รายละเอียดรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย

ในตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปรดสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 สังเกตว่าบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณ ที่ทำการสเปรดหรือแผ่แล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั่นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมกันซึ่งดูเสมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนกัน และยากต่อการแยกแยะออกมา ดูรูปที่ 2.1 ประกอบ

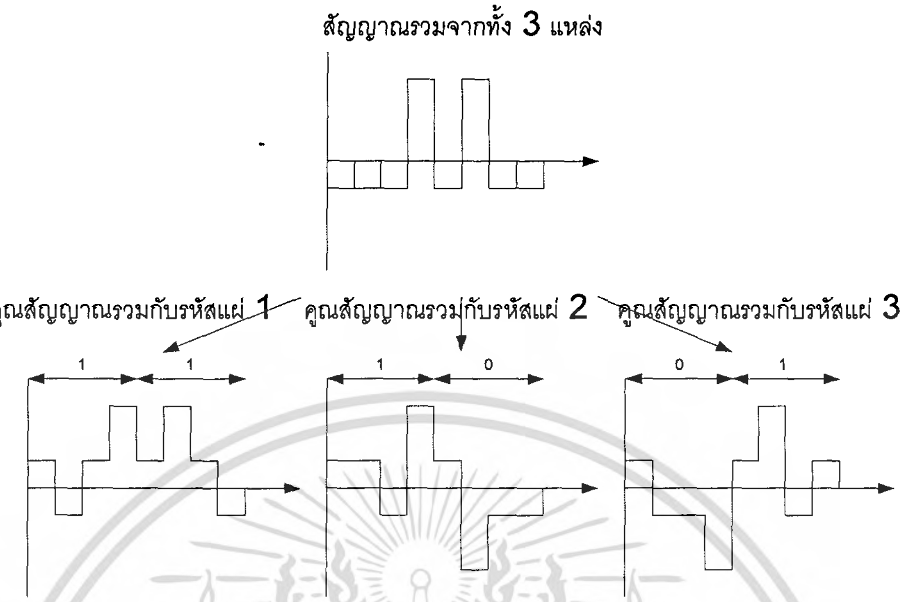


รูปที่ **2.1** ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายออกมานั้นก็สามารถทำได้โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนนำชุดรหัสแผ่ของตนเองไปคูณกับสัญญาณที่ได้รับมาดังแสดงในรูปที่ 2.2 จากนั้นทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิป หรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป

ตัวอย่างเช่น ถ้าเรานำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4

ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำดังนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0

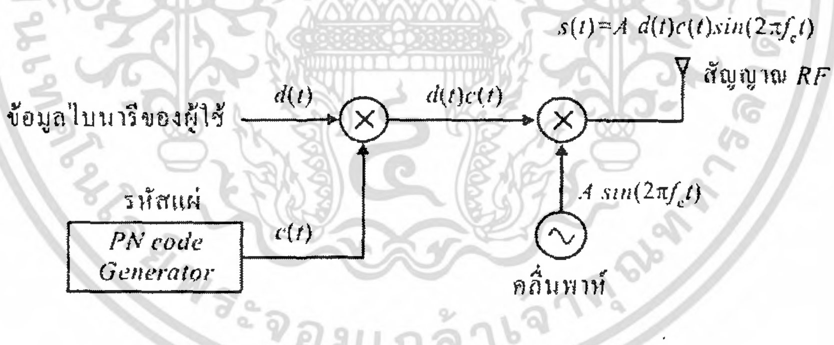


รูปที่ **2.2** ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม

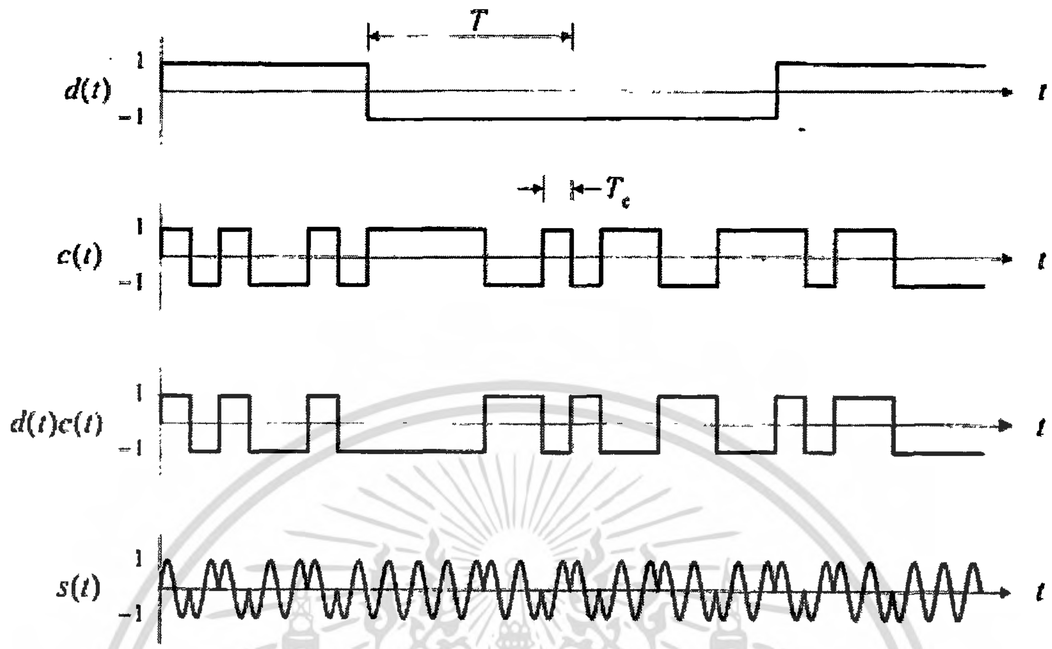
สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัสแผ่ของผู้ใช้คนหนึ่งไปคูณกับส่วนสัญญาณที่ได้รับการแผ่ออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่น ถ้าเรานำชุดรหัสแผ่ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณแผ่ออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณนทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หมด ซึ่งจริงๆแล้วหากทดสอบกับทุกกรณี จะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น0เสมอตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่า สัญญาณที่แผ่ออกด้วยชุดรหัสแผ่ชุดหนึ่งจะไม่สามารถดีสเปรดออกด้วยชุดรหัสแผ่ชุดอื่น ซึ่งทำให้เราสามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาห์ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปรดสเปกตรัมคือการเลือกชุดรหัสที่มีคุณสมบัติพิเศษ ดังที่อธิบายไว้เบื้องต้นนั่นเอง

2.2 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA ของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) รูปที่ 2.3 แสดงรายละเอียดโครงสร้างของเครื่องส่งสัญญาณ CDMA ของผู้ใช้รายหนึ่ง ในแผนภาพประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารีกับรหัสแผ่ และวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK สัญญาณขาเข้า *d(t)* ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ โดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ *c(t)* ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปส์เท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปรดสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลต่ำซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่มีอัตราชิปที่สูงขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายความว่า ต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้นี้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห์ความถี่สูง รูปที่2.4 แสดงตังอย่างของสัญญาณที่ได้ในแต่ละขั้นตอนโดยในตัวอย่างนี้ ได้กำหนดให้ $T = 7t_c$ และคลื่นพาห์มีความถี่เท่ากับ $f_c = 1/T_c$

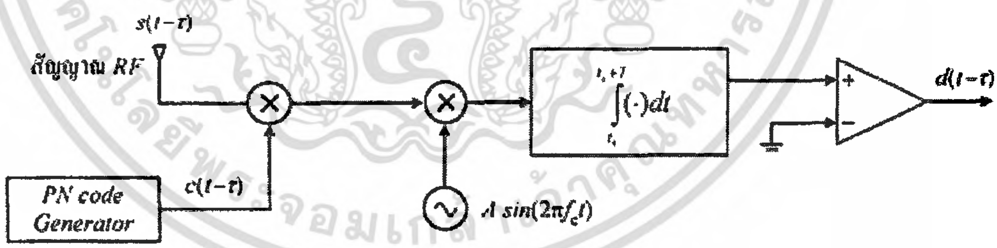


รูปที่ **2.3** วงจรภาคส่งของระบบ CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK

2.3 วงจรภาคครับสัญญาณ CDMA



รูปที่ **2.5** วงจรภาครับของระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

รูปที่ 2.5 แสดงองค์ประกอบของภาครับระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK วงจรนี้ใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูล $d(t)$ ออกมาจากสัญญาณ RF ที่รับได้ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation Delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนในรูป

$$s(t-\tau) = d(t-\tau)c(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau)) \tag{2.1}$$

โดย τ คือ ค่าเวลาประวิง ดูรูปที่ 2.6 ประกอบการอธิบาย สัญญาณ $s(t-\tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าเวลาประวิงให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

$$c(t-\tau)s(t-\tau) = d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau)) \qquad (2.2)$$

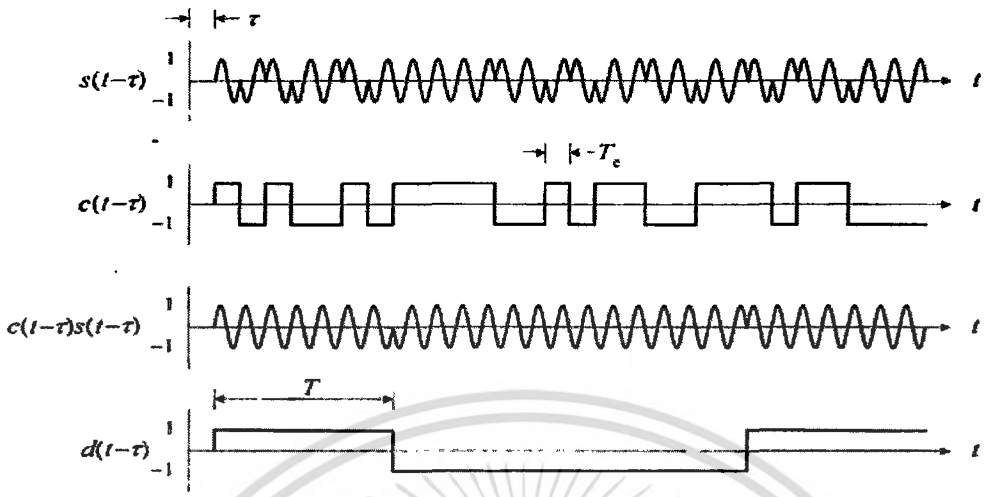
ทั้งนี้เพราะ $c(t-\tau)c(t-\tau)=1$ ณ ที่เวลา t ใดๆ

ขั้นตอนนี้คือ การดีสเปรดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ ดังนี้

$$d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau))\sin(2\pi f_c(t-\tau)) = d(t-\tau)A\{1-\cos(4\pi f_c(t-\tau))\}/2 \qquad (2.3)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุกๆ คาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้น สัญญาณ $\sin(4\pi f_c(t-\tau))$ เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ $d(t-\tau)$ ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา

หมายเหตุ : ขั้นตอนการคูณรหัสแผ่กับวงจรดีมอดูเลเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้ โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์เหมือนกัน จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่าถ้าหากภาครับไม่รู้ชุดรหัสแผ่ที่ใช้ที่ภาคส่ง ก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณ ข้อมูลออกมา



รูปที่ **2.6** ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไดเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK

2.4 คุณลักษณะเฉพาะและขนาดความจุของระบบ CDMA

โดยหลักการแล้วการสื่อสารภายใต้สภาพแวดล้อมที่เป็นอุดมคติการเลือกใช้เทคนิคการเข้าใช้ช่อง สัญญาณ หลายทางแบบแบ่งความถี่ FDMA แบบแบ่งเวลา TDMA หรือแบบแบ่งรหัส CDMA ล้วนแล้วแต่ให้ความจุของระบบที่มีขนาดเท่ากัน อย่างไรก็ดี ในสภาพแวดล้อมที่ไม่เป็นอุดมคติ เช่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางที่แตกต่างกันจะให้ความจุที่ไม่เท่ากัน สำหรับหัวข้อย่อยนี้จะได้กล่าวถึงแนวทางการคำนวณความจุของระบบแต่ละชนิดเปรียบเทียบกัน

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่หนึ่งอาศัยเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ FDMA เพียงอย่างเดียว ในขณะที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สองอาศัยทั้งเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ TDMA/FDMA ดังนั้น ขนาดความจุของระบบจึงขึ้นอยู่กับขนาดของสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่ทั้งหมด และขนาดแบนด์วิทด์ของช่องสัญญาณแต่ละช่องเป็นหลัก การคำนวณหาขนาดความจุนั้นค่อนข้างง่ายและตรงไปตรงมา ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ใช้ทั้งเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ควบคู่กันไป ตามมาตรฐานได้กำหนดให้ช่องสัญญาณความถี่หนึ่งช่องมีแบนด์วิทด์เท่ากับ 20 kHz ในช่องสัญญาณความถี่หนึ่งช่องสามารถรองรับไทม์

สล็อตได้ทั้งหมด 8 สล็อต แต่ละสล็อตใช้สำหรับส่งสัญญาณเสียงได้หนึ่งช่อง ฉะนั้นในระบบที่มีแบนด์วิทด์ 25 MHz จะสามารถใช้รองรับการส่งผ่านสัญญาณเสียงได้จำนวณ

$$25\ \mathrm{M}/200\mathrm{k} \times 8 = 1{,}000 \text{ ช่อง}$$

ขนาดความจุของแต่ละเซลล์คำนวณจากขนาดสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่หารด้วยขนาดแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเสียงแต่ละช่อง อย่างไรก็ดี ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เหล่านี้อาศัยเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ TDMA/FDMA ซึ่งทำให้ต้องมีการออกแบบวางแผนการใช้งานความถี่ให้เหมาะสม เพื่อหลีกเลี่ยงหรือลดผลกระทบของปัญหาการแทรกสอดช่องสัญญาณร่วม (Co-channel interference) กล่าวคือเซลล์ที่อยู่ติดกันหรือใกล้เคียงกันจะต้องไม่ใช้ความถี่ชุดเดียวกัน ระบบการจัดกลุ่มความถี่ที่กล่าวถึงนี้ ส่งผลให้ความจุที่ใช้งานได้จริงในแต่ละเซลล์ลดลงเป็นจำนวนเท่าของรูปแบบการจัดกลุ่มความถี่ เช่น กรณีของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM มีการจัดวางเซลล์เป็นกลุ่มละ 4 เซลล์ ควมจุหรือจำนวนช่องสัญญาณของแต่ละเซลล์ที่ใช้งานจริงลดลง 4 เท่าด้วย และเหลือเพียง 250 ช่องเท่านั้น

แต่สำหรับในกรณีของ CDMA ขนาดความจุของระบบขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณรบกวน (interference) เป็นหลัก นั่นคือระบบจะยังคงสามารถทำงานได้โดยปกติตราบใดที่ปริมาณของสัญญาณรบกวนยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป ดังนั้น จึงเป็นไปได้ที่มีผู้ใช้จำนวนหลายรายรับส่งสัญญาณบนคลื่นความถี่เดียวกัน กล่าวคือ ระบบอนุญาตให้ผู้ใช้ที่อยู่ภายในเซลล์ที่ติดกันหรือแม้แต่จะอยู่ภายในเซลล์เดียวกันสามารถใช้ความถี่ซ้ำเดิมได้ คุณสมบัติดังกล่าวนี้แตกต่างจากระบบ FDMA/TDMA อย่างสิ้นเชิง ด้วยเหตุนี้การคำนวณความจุของระบบ CDMA จึงมีความซับซ้อน ดังนั้น ก่อนที่จะอธิบายถึงแนวทางการคำนวณความจุของระบบ CDMA จำเป็นที่จะต้องบรรยายถึงคุณลักษณะเฉพาะของมันก่อน

2.4.1 คุณลักษณะเฉพาะของระบบ CDMA

ระบบ CDMA มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่ต่างไปจากระบบ TDMA หรือ FDMA โดยเราสามารถสรุปแยกออกเป็นข้อย่อยได้ดังนี้

การตรวจจับเสียงสนทนา (Voice Activity Detection : VAD) โดยธรรมชาติในระหว่างการสนทนาของมนุษย์นั้นจะมีเพียงประมาณ 35% ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น ที่มีการกำเนิดสัญญาณเสียงพูด เนื่องจากคู่สนทนาแต่ละภาคจะใช้เวลาโดยเฉลี่ยครึ่งหนึ่งในการฟังอีกฝ่ายพูด อีกทั้งบางช่วงเวลาผู้พูดจะมีการเว้นช่วงการพูดหรือหยุดหายใจ การที่ผู้ใช้ไม่ได้พูดตลอดเวลาต่อเนื่องส่งผลให้ปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้นๆ ก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจจะลดลงได้ถึง 65% นั่นหมายความว่าเราสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นถึงประมาณ 3 เท่า

ความจุแบบซอฟต์ (Soft Capacity) ในกรณีของ FDMA/TDMA ความจุของระบบถูกกำหนดโดยตรงจากขนาดสเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่มีอยู่ (Bandwidth Limited) ดังนั้น จึงมักเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบฮาร์ด (Hard Capacity) คำว่าฮาร์ดสื่อความหมายว่าระบบจะไม่สามารถรองรับการร้องขอใช้งานของผู้ใช้รายใหม่เพิ่มเติมได้อีกเลย หากช่องสัญญาณที่มีอยู่ถูกใช้งานทั้งหมดแล้ว แต่สำหรับ CDMA ความจุถูกกำหนดโดยปริมาณสัญญาณแทรกสอด (Interference Limited) ดังนั้น จึงเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบซอฟต์ (Soft Capacity) ความหมายของคำว่าซอฟต์ในที่นี้คือระบบสามารถรองรับผู้ใช้เพิ่มเติมได้อีกเรื่อยๆ ตราบใดปริมาณสัญญาณแทรกสอดในระบบยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกิน ทั้งนี้การรับผู้ใช้รายใหม่แต่ละครั้งส่งผลให้ระบบโดยรวมมีปริมาณสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้นทีละน้อย และทำให้คุณภาพการใช้งานของผู้ใช้ที่มีอยู่เดิมแย่ลงเป็นลำดับ

การใช้ประโยชน์จากคลื่นพหุวิถี (Multipath Resolution) ในระบบการส่งข้อมูลที่อัตราการส่งสูงขึ้น เช่น เกินกว่า 10 kbps มากๆภายใต้สภาพช่องสัญญาณที่มีปรากฏการณ์ของคลื่นพหุวิถี (Multipath) นั้น ระบบ FDMA และ TDMA จะได้รับผลกระทบอย่างรุนแรงจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) สืบเนื่องจากดีเลย์สเปรด (Delay Spread) ที่เกิดขึ้น ดังนั้น จำเป็นที่ภาครับสัญญาณต้องอาศัยวงจรอีควอไลเซอร์ที่มีความซับซ้อนสูงในการลดผลกระทบที่เกิดขึ้น ในทางกลับกันวงจรภาครับของระบบ CDMA ไม่มีความจำเป็นต้องใช้วงจรอีควอไลเซอร์สำหรับการปรับแก้รูปสัญญาณ เพราะการทำสเปรดสเปกตรัมกับสัญญาณกลับช่วยทำให้วงจรภาครับสามารถแยกแยะคลื่นสัญญาณแต่ละวิถีได้ดีขึ้น ทั้งยังสามารถนำมารวมกันโดยใช้วงจรเครื่องรับแบบ RAKE เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณที่มีคุณภาพมากขึ้นได้อีกด้วย ความสามารถในการนำสัญญาณจากแต่ละวิถีมาผนวกกันนั้นถือว่าเป็นการเพิ่มไดเวอร์ซิตีของระบบ นอกจากนี้อุปกรณ์หลักของเครื่องรับประกอบด้วยวงจรคอร์รีเลเตอร์ (Correlator) ซึ่งทำหน้าที่ในการดีสเปรดสัญญาณกลับมา ซึ่งในทางปฏิบัติวงจรคอร์รีเลเตอร์นั้นจัดว่ามีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรอีควอไลเซอร์

การแบ่งเซกเตอร์เพื่อเพิ่มความจุ (Sectorization for Capacity) ในระบบ FDMA และ TDMA มีการแบ่งเซลล์ออกเป็นเซกเตอร์ย่อยเพื่อลดปริมาณของสัญญาณแทรกสอดช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีคุณภาพดีขึ้น และระบบสามารถนำความถี่ชุดเดิมมาใช้ซ้ำได้มากขึ้น ผลที่ได้คือในแต่ละเซลล์ระบบสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น อย่างไรก็ตามหากวิเคราะห์ในเชิงทราฟฟิกกลับพบว่าการแบ่งเซกเตอร์ส่งผลเชิงลบต่อประสิทธิภาพการใช้งานช่องสัญญาณ นั่นคือ โดยรวมระบบจะมีความจุลดลง และจะยิ่งลดลงเมื่อมีการแบ่งเซกเตอร์จำนวนมากขึ้น ฉะนั้นผลของการแบ่งเซกเตอร์ในระบบ FDMA หรือ TDMA จึงมีทั้งข้อดีและก่อให้เกิดผลเสียพร้อมกัน การแบ่งเซกเตอร์ในระบบ CDMA ช่วยทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณลดลง ส่งผลให้ระบบได้ความจุเพิ่มขึ้น โดยหากมีการแบ่งเซกเตอร์ย่อยลงมากเท่าใดก็มีแต่จะช่วยให้ระบบมีความจุมากขึ้นตามไป ดังนั้น การแบ่งเซกเตอร์ในระบบ CDMA จึงมีแต่ให้ประโยชน์ โดยไม่ก่อให้เกิดผลข้างเคียงอื่นๆแต่อย่างใด ดังนั้น การใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดของระบบ CDMA จึงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ให้ขนาดความจุที่สูงกว่าและรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากกว่า

การใช้ระบบวิทยุที่ง่าย (Simplified Radio System) ระบบ CDMA ใช้วงจรรับส่งวิทยุเพียงชุดเดียวสำหรับครอบคลุมบริเวณๆหนึ่ง ดังนั้น จึงง่ายและสะดวกในการติดตั้ง อีกทั้งยังประหยัดเนื้อที่ในการจัดเก็บอุปกรณ์ด้วย

การแฮนด์ออฟแบบซอฟต์ (Soft Handoff) เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกันจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีการแฮนด์ออฟจากความถี่หนึ่งไปยังอีกค่าความถี่หนึ่งในกรณีที่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่งไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแฮนด์ออฟแบบนี้เรียกว่าการแฮนด์ออฟแบบซอฟต์ซึ่งต่างการแฮนด์ออฟแบบฮาร์ด (Hard Handoff) ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์

ไม่มีช่วงเวลาป้องกัน (No Guard Time Required) ในระบบ TDMA มีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างที่เรียกว่า ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time) ไว้ขนาดหนึ่งเพื่อป้องกันมิให้ข้อมูลที่อยู่คนละไทม์สล็อตเกิดการทับกัน ส่วนระบบ CDMA นั้นไม่มีความจำเป็นที่ต้องมีช่วงเวลาป้องกันเลยเพราะฉะนั้นช่วงเวลาตรงนี้สามารถนำมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพการส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้

2.4.2 การคำนวณความจุของระบบ CDMA (System Capacity)

พิจารณาการคำนวณหาความจุของระบบ CDMA ของเซลล์หนึ่ง สมมติให้ในเซลล์ดังกล่าวประกอบด้วยผู้ใช้ทั้งหมดจำนวน K ราย กำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆทั้งหมดภายในเซลล์มีค่าเท่ากับ $(K-1)P$ เมื่อ P คือ กำลังของสัญญาณที่ผ่านการสเปรดแล้วของผู้ใช้แต่ละรายโดยสมมติให้มีค่าเท่ากัน

ค่าความหนาแน่นของสัญญาณแทรกสอด N_0 จึงมีค่าเท่ากับ $(K-1)P/W$ โดย W คือ ค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ใช้ พลังงานของสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิต E_b มีค่าเท่ากับ P/R โดย R คือ อัตราการส่ง (bps) ดังนั้น

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{P/R}{(K-1)P/W} = \frac{W/R}{(K-1)} \qquad (2.4)$$

เนื่องจากอัตราขยายการประมาณผล (processing gain) มีค่าเท่ากับ $G = W/R$ จะได้

$$K = 1 + \frac{G}{E_b / N_o} \qquad (2.5)$$

สมการนี้คิดเฉพาะผลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ในเซลล์เดียวกันเท่านั้น เพราะฉะนั้น ถ้าคิดถึงผลกระทบของเซลล์รอบข้างด้วยขนาดของสัญญาณแทรกสอดจะเพิ่มขึ้นประมาณ 1.5 เท่า ดังนั้นจะได้

$$K = 1 + \frac{G}{1.5E_b / N_o} \qquad (2.6)$$

ถ้าหากระบบมีการแบ่งเซกเตอร์ของเซลล์ เช่น ใช้สายอากาศจำนวน 3 ชุด แต่ละชุดส่งสัญญาณครอบคลุมเพียง 1/3 ของพื้นที่ทั้งหมดภายในเซลล์ ก็จะสามารถลดสัญญาณแทรกสอดลงได้ เราสามารถประมาณการลดทอนของสัญญาณแทรกสอดได้โดยการคูณสัญญาณแทรกสอดกับค่าตัวประกอบ S ซึ่งประมาณให้มีค่าเท่ากับ 2.4 เท่า นอกจากนี้ในระบบ CDMA สามารถใช้ประโยชน์จากการที่ผู้ใช้โทรศัพท์จะมีช่วงเวลาที่ไม่พูดเช่น ช่วงระหว่างที่ฟังอยู่ ช่วงที่ผู้ใช้เงียบไปนี้ก็จะไม่สร้างสัญญาณแทรกสอดต่อผู้ใช้อื่นๆ กำหนดให้ V แทนตัวประกอบการลดทอนของสัญญาณแทรกสอดที่ระบบได้จากสัดส่วนเวลาของการพูด เช่น V = 4 หมายถึงผู้สนทนาใช้เวลาในการพูดเพียง 40% ของเวลาทั้งหมด เพราะฉะนั้นค่าสัญญาณแทรกสอดก็ลดลงด้วยค่าตัวประกอบที่เท่ากัน เมื่อคิดถึงผลกระทบขององค์ประกอบต่างๆ ที่กล่าวมานี้ก็จะได้ความสัมพันธ์ใหม่เป็น

$$K = 1 + \frac{GS}{1.5VE_b / N_o} \qquad (2.7)$$

2.5 ปัจจัยที่ส่งผลต่อประสิทธิภาพของระบบ CDMA

แม้ว่าการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะช่วยลดผลจากสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดต่างๆได้ อย่างไรก็ตามถ้าหากผลของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก ย่อมส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของการส่งข้อมูล ซึ่งสามารถวัดได้ด้วยค่าอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ในที่นี้เราจะทำการวัดประสิทธิภาพของการส่งสัญญาณจากผลรบกวนของสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) และสัญญาณแทรกสอดในระบบ CDMA

2.5.1 สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN)

สัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (AWGN) นั้นเกิดขึ้นในขั้นมอดูเลตรหัสแผ่กับคลื่อนพาห์ เป็นสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างที่มีการกระจายตัวแบบขาว การดีสเปรดด้วยรหัส PN ไม่มีผลต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนเป็นเหตุให้อัตราความผิดพลาดบิต (BER) ของสัญญาณรบกวน AWGN ในระบบการแผ่สเปกตรัมมีค่าเท่ากับอัตราความผิดพลาดบิต (BER) ของสัญญาณรบกวนที่ถูกมอดูเลตและดีมอดูเลตด้วยคลื่นพาห์ที่ปราศจากการแผ่สเปกตรัม คือ BER เป็นฟังก์ชันของ E_b/N_0 เพราะฉะนั้นประสิทธิภาพของสัญญาณ BPSK แบบร่วมนัยในระบบการแผ่สเปกตรัม แสดงได้เป็นได้ดังนี้

$$BER = P_e = \frac{1}{2} erfc\sqrt{E_b / N_0} \tag{2.8}$$

เมื่อ $E_b = CT_b$ = ค่ากำลังเฉลี่ยบิตของสัญญาณที่ได้รับ

C = กำลังเฉลี่ยของคลื่นพาห์ที่ได้รับ

N_0 = ความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน

T_b = คาบเวลาต่อ 1 บิต

2.5.2 สัญญาณรบกวนแถบแคบ

โดยปกติจะกำหนดให้กำลังของสัญญาณรบกวน AWGN มีค่าต่ำกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด สัญญาณแทรกสอดแถบแคบแสดงการพิสูจน์โดยสัญญาณความถี่เดี่ยว หรือสัญญาณคลื่นพาห์ ในกรณีสัญญาณแทรกสอดแถบแคบมีผลกระทบมากๆ และสามารถแทนโดยสมการ

$$v_r(t) = \sqrt{2P_s}\, d(t) g(t) \cos\omega_0 t + \sqrt{2P_J}\,(\cos\omega_0 t + \theta) \tag{2.9}$$

เมื่อ $d(t)$ คือสัญญาณเบสแบนด์ที่ภาคส่ง หรือสัญญาณเอาท์พุตที่เครื่องรับ

$g(t)$ คือสัญญญาณแผ่ PN

ω_0 คือความเร็วเชิงมุม

P_j คือกำลังของสัญญาณแทรกสอด

P_s คือกำลังของสัญญาณข้อมูลที่ภาครับ

θ คือค่าแรนดอมที่มีมุมตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา

สัญญาณแทรกสอดแถบแคบสามารถกำจัดได้โดย Narrowband Demodulator filter

2.5.3 สัญญาณรบกวนแถบกว้าง

สัญญาณแทรกสอดแถบกว้างเกิดจากสัญญาณในระบบ DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) ที่มีอัตราชิพ f_c เดียวกัน แต่มีรหัส PN ต่างกัน และมีผลต่อการดีสเปรดสัญญาณที่ต้องการ ค่า BER ของสัญญาณแทรกสอดชนิดนี้มีค่าเท่ากับ BER ของสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ สัญญาณแทรกสอดแถบกว้างนั้นสามารถขจัดได้โดยเลือกค่าสัญญาณรหัส PN ที่มีค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณต่ำ ซึ่งเป็นสิ่งที่กำหนดได้ยาก จึงได้มีการใช้เทคนิคของดีเทกเตอร์เพื่อประมาณค่าสัญญาณที่รับได้ให้ถูกต้องมากยิ่งขึ้น

2.6 ปัจจัยที่มีผลต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ CDMA

2.6.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นในระบบเดียวกัน (MAI)

เนื่องด้วยผู้ใช้ทุกรายในระบบใช้ช่องสัญญาณความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกัน เพียงแต่ใช้รหัสที่แตกต่างกัน ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายอาจเกิดการแทรกสอดได้เนื่องจากการตั้งฉากไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้งานแต่ละราย ซึ่งเป็นข้อจำกัดของระบบไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ จึงต้องพัฒนาเทคนิคที่เครื่องรับสัญญาณเพื่อให้สามารถแยกสัญญาณที่ต้องการออกมาโดยเกิดข้อผิดพลาดน้อยที่สุด

2.6.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far Effect)

เป็นสัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากกรณีของผู้ใช้งานในระบบอยู่ห่างจากสถานีฐานเป็นระยะทางที่แตกต่างกัน ทำให้สัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลสถานีถูกแทรกสอดโดยสัญญาณจากผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้สถานีมากกว่า เนื่องจากผู้ใช้งานที่อยู่ใกล้สถานีมากกว่ามีกำลังสัญญาณที่แรงกว่า

เป็นเหตุให้เครื่องรับสัญญาณตรวจวัดสัญญาณผิดพลาด วิธีในการแก้คือพยายามควบคุมให้กำลังงานจากผู้ใช้แต่ละรายมาถึงสถานีฐานด้วยกำลังเฉลี่ยของสัญญาณที่ใกล้เคียงกัน

2.6.3 เฟดดิง (Fading)

จากการรับส่งสัญญาณระหว่างอุปกรณ์เคลื่อนที่กับสถานีฐานนั้นไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรงทีเดียว หากแต่มีการสะท้อน การหักเห เป็นเหตุให้สัญญาณไปถึงภาครับในหลายเส้นทาง (Multipath) ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีมุมเฟสที่ผิดไปจากสัญญาณจริง จึงเกิดการลดทอนของสัญญาณขึ้น เรียกปรากฏการณ์นี้ว่าเฟดดิ้ง นอกจากนี้การที่อุปกรณ์เคลื่อนที่เข้าใกล้หรือออกห่างสถานีญานด้วยความเร็วสูง ยังก่อให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler) ด้วย ทำให้ผู้ใช้ได้รับสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าหรือต่ำกว่าปกติ

2.6.4 ปัญหาของมัลติพาทเฟดดิง

การใช้งานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักจะอยู่สูงจากพื้นผิวประมาณไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นคลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นที่ผิวหรือสิ่งต่างๆรอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากมากกว่าหนึ่งทิศทาง และ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพิลจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading)

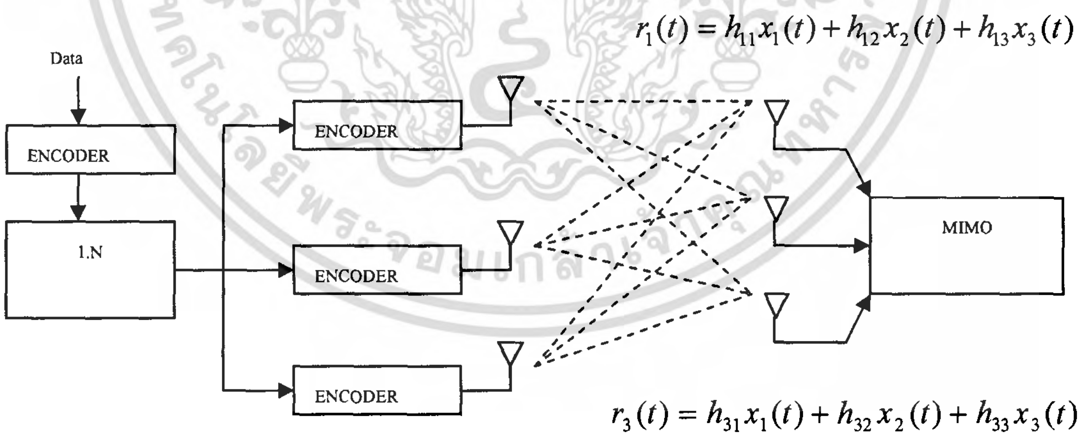
ในสภาพการใช้งานจริงสัญญาณจะมีการสะท้อนกับสิ่งต่างๆ รอบข้างๆได้มากมายหลายลักษณะไม่จำกัดอยู่เฉพาะในบางรูปแบบ อีกทั้งผู้ใช้อาจมีการเคลื่อนที่ในระหว่างการใช้งานประกอบกับสิ่งแวดล้อมรอบข้างอาจมีการเคลื่อนไหวเช่นกัน สิ่งเหล่านี้ทำให้สภาพแวดล้อมมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ฉะนั้นจึงเป็นเรื่องยากที่เราจะทราบถึงเส้นทางการส่งผ่านของคลื่นสัญญาณใดๆ ได้อย่างชัดเจนแน่นอน อย่างไรก็ตามเมื่อมีการรวมสัญญาณแต่ละเส้นทางเหล่านี้เข้าด้วยกันที่ภาครับก็จะก่อให้เกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง

2.7 ระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (MIMO)

ระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก หรือ (Multi-Input Multi-Output, MIMO) เป็นการส่งข้อมูลโดยใช้หลายสายอากาศในการส่งสัญญาณและหลายสายอากาศในการรับสัญญาณ วิธีนี้เพิ่มปริมาณของ Throughput ในระบบโดยใช้แบนด์วิธ (Bandwidth) และกำลังในการส่งเท่าเดิม จึงทำให้วิธีนี้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบได้

คุณสมบัติข้อสำคัญของการสื่อสารไร้สายแบบ MIMO คือสามารถใช้ประโยชน์จากปัญหาที่เกิดจากการส่งข้อมูลเช่น การแพร่กระจายหลายทาง (Multipath Propagation) ในการเพิ่ม Throughput ให้กับระบบ หรือลดอัตราความผิดพลาดบิต (BER) มากกว่าการแพร่กระจายหลายทางแบบสัญญาณเข้าและสัญญาณออกทางเดียวหรือ SISO (Single-Input Single-Output)

ในระบบ MIMO นั้น ภาคผู้ส่งจะทำการส่งข้อมูลที่เป็นอิสระต่อกัน (เช่น $x_1, x_2, ... x_N$) ผ่านสายอากาศแต่ละตัวอย่างต่อเนื่องบนช่วงคลื่นความถี่เดียวกัน และภาคผู้รับสายอากาศแต่ละตัวก็จะได้รับสัญญาณจากทุกสายอากาศของภาคผู้ส่ง ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 การรับส่งสัญญาณแบบ MIMO

สัญญาณย่อยที่แต่ละสายอากาศได้รับสามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ดังแสดงไว้ด้านล่าง จะเห็นว่าสายอากาศแต่ละตัวจะได้รับสัญญาณรวมกันของ $\{x_1, x_2, \ldots x_N\}$ โดยพื้นฐานแล้วการรวมกันของสัญญาณนี้จะถูกมองว่าเป็นการแทรกสอด ซึ่งส่งผลลบต่อคุณภาพของสัญญาณ แต่เนื่องจากปฏิบัติกับช่องสัญญาณในรูปเมตริกซ์ จึงสามารถแปลงสัญญาณอิสระ x_i กลับคืนได้ โดย

ทำการประมาณสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณย่อย h_{ij} ซึ่งรวมกันเป็นเมตริกซ์ช่องสัญญาณ H จากนั้นนำค่า H^{-1} ไปคูณกับเวกเตอร์ r ที่สายอากาศแต่ละตัวได้รับ ก็จะได้ค่าของ x_i

$$\begin{bmatrix} h_{11}x_1 & h_{12}x_2 & \cdots & h_{1N}x_N \\ h_{21}x_1 & h_{22}x_2 & \cdots & h_{2N}x_N \\ . & & & \\ . & & & \\ . & & & \\ H_{31}x_1 & h_{32}x_2 & \cdots & h_{3N}x_N \end{bmatrix}$$

2.8 Interleaver

ระบบการสื่อสารแบบ IDMA ได้มีการดัดแปลงปรับปรุงมาจากการสื่อสารแบบ CDMA ปัจจุบันระบบการสื่อสารแบบ CDMA ได้มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลาย เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีบางอย่าง เช่น การแบ่งการใช้ช่องสัญญาณ การลดปัญหาการแทรกสอดข้ามเซลล์กัน มีการป้องกันการ Fading ที่ดี เป็นต้น ซึ่งระบบ IDMA ได้คงคุณสมบัติที่ดีต่างๆ เหล่านี้ของระบบ CDMA ไว้ แต่ข้อเสียของระบบ CDMA ก็คือ เมื่อผู้ส่งสามารถใช้สื่อในการส่งข้อมูลร่วมกันได้ ดังนั้น สัญญาณที่มาจาก user ที่ต่างกันก็จะซ้อนทับกัน ทำให้เกิดปัญหา Multiple Access Interference (MAI) ดังนั้น ที่ภาครับจึงต้องมีเทคนิคที่ใช้ในการแยกสัญญาณที่ส่งมากแบบรวมกัน ซึ่งก็คือ Multi-user Detection (MUD) แต่ก็ยังคงเป็นปัญหาสำหรับระบบ CDMA เพราะเมื่อจำนวนผู้ใช้มีจำนวนมาก ความซับซ้อนของตัวดักจับสัญญาณทางภาคภาครับก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย เพื่อการแก้ปัญหานี้ ในระบบ IDMA จึงใช้ตัว Interleaver เป็นตัวแยกสัญญาณของแต่ละ user และลดความซับซ้อนของบ MUD ในระบบ multipath channels ที่มีจำนวนผู้ใช้อยู่จำนวนมาก

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

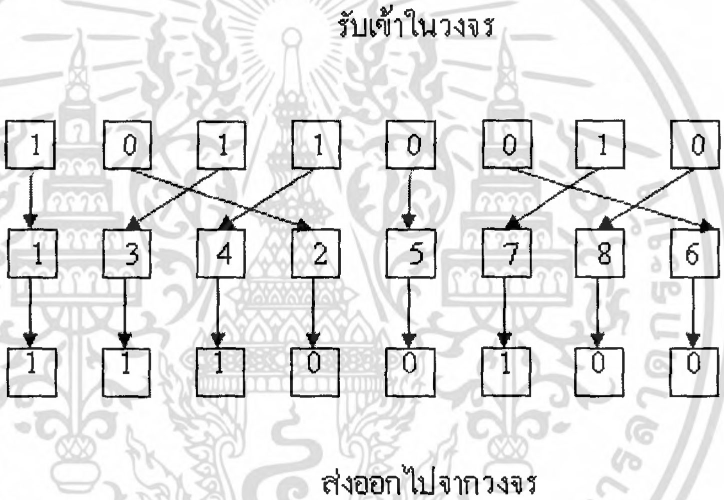
สำหรับวิธีการที่ใช้ในการ Interleave ข้อมูลนั้น จะมีรูปแบบในการทำงานอยู่หลายวิธีการด้วยกัน และในการทำงานแต่ละวิธีการนั้น จะให้ผลลัพธ์ในการทำงานที่แตกต่างกัน โดยสำหรับตัวอย่างของรูปแบบในการ Interleave ข้อมูล ได้แก่ วิธีการ Interleave ข้อมูลแบบ Block Interleave และ Random Interleave

2.8.1 Block Interleave

สำหรับการ Interleave ข้อมูลด้วยวิธีการ Interleave ข้อมูลแบบ Block Interleave นั้น จะเป็นวิธีที่มีการนิยมใช้งานสำหรับระบบสื่อสารโดยในการทำงานเพื่อเปลี่ยนแปลงรูปแบบของข้อมูลนั้นจะมีลักษณะการทำงานที่สามารถแสดงการทำงาน โดยใช้เมตริกดังรูปที่ 2.10(a) โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการดึงข้อมูลที่จะทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบเข้ามาเก็บไว้ในเมมโมรี่ โดยจะมีการเก็บข้อมูลเรียงจากบนลงล่าง และ ซ้ายไปขวา โดยจะมีการเก็บข้อมูลในลักษณะนี้ต่อไปเรื่อยๆ จนกระทั่งเมมโมรี่ในวงจรมีการเก็บข้อมูลไว้ทุกตำแหน่งแล้ว จากนั้นจึงส่งข้อมูลออกจากวงจรโดยการเรียงลำดับการส่งจากซ้ายไปขวา และบนลงล่าง และจึงมีการส่งข้อมูลในลักษณะนี้เรื่อยๆ จนกระทั่งข้อมูลทุกตำแหน่งในเมมโมรี่ถูกส่งออกจากวงจรแล้ว จากนั้นจึงมีการรับข้อมูลชุดต่อไปเข้ามาในวงจรเพื่อทำงานในครั้งต่อไป โดยจะมีการทำงานในลักษณะนี้ จนกระทั่งข้อมูลทั้งหมดได้ผ่านกระบวนการ Interleave แล้ว จึงสิ้นสุดการทำงาน

2.8.2 Random (Pseudo-Random) Interleave

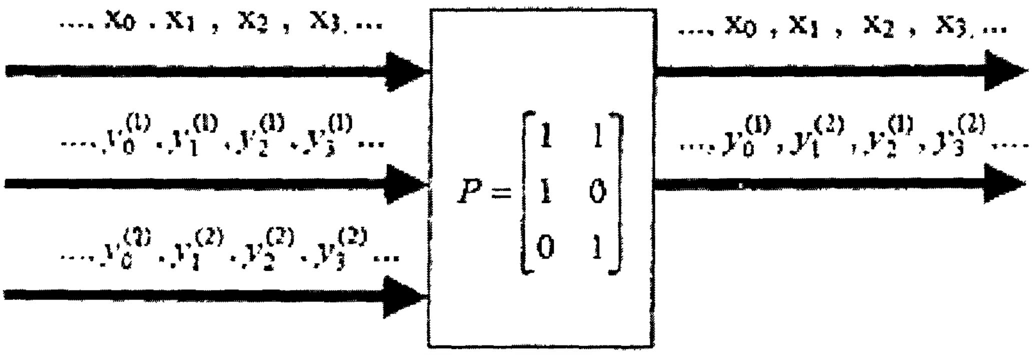
ในการ Interleave ข้อมูลด้วยวิธีการแบบ Random Interleave นั้น จะมีการใช้การสุ่มตัวเลขขึ้นมาเพื่อใช้สำหรับกำหนดรูปแบบในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล โดยในการทำงานนั้นจะมีการนำข้อมูลมาครั้งละ 1 ชุด เพื่อทำการสลับตำแหน่งของข้อมูลให้อยู่ในตำแหน่งต่างๆ ตามรูปแบบของค่าที่ได้จากการสุ่มโดยจะมีลักษณะในการทำงานดังตัวอย่างในรูปที่ 2.8 (b) ที่เป็นตัวอย่างของการ Interleave แบบ Random Interleave ที่มีการดึงข้อมูลเข้ามาภายในวงจรครั้งละ 8 บิตเพื่อเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล



รูปที่ 2.8 การ interleave

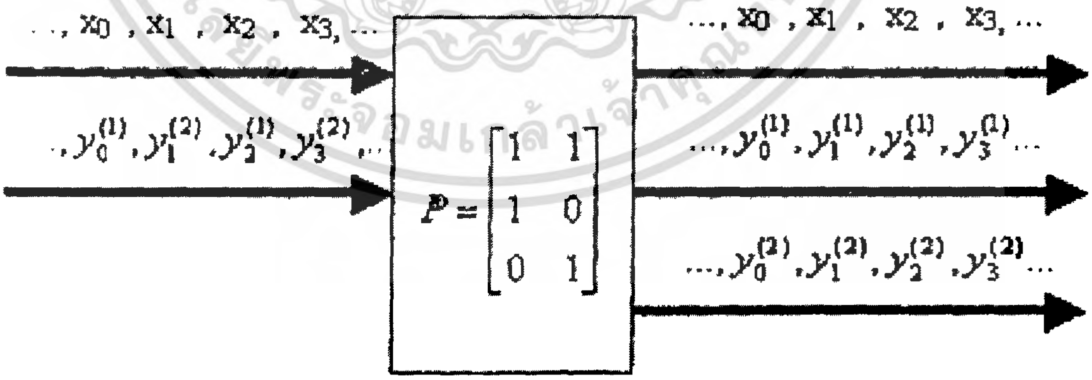
2.8.3 การ Punctured ข้อมูล

การทำงานของภาค Puncture ถูกนำมาใช้ในวงจรเข้ารหัส โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อที่จะทำให้จำนวนบิตของข้อมูลที่จะถูกส่งผ่านระบบสื่อสารนั้น มีจำนวนที่ลดลง โดยจะเป็นการลบข้อมูลที่จะทำการส่งบางส่วนออกไปตามรูปแบบที่มีการกำหนดไว้ โดยในการแสดงถึงรูปแบบในการทำงานนั้น จะมีการแสดงถึงรูปแบบในการลบข้อมูลที่จะทำการส่งโดยใช้ตัวแปรเมตริกที่จะแสดงถึงรูปแบบในการลบข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัส ดังเช่นเมื่อพิจารณาข้อมูลที่ได้จากการเข้ารหัสจากวงจรเข้ารหัสแบบ Turbo Codes ในรูปที่ 1 จะมีลักษณะของข้อมูลที่ได้จากการ puncture เป็นดังรูปที่2. 9



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างวิธีการ Puncturing

โดยในกรณีของวงจรในรูปที่ 2.9 ซึ่งเป็นตัวอย่างที่แสดงถึงรูปในการทำงานของภาค puncture นั้น จะเป็นการลดจำนวนบิตของข้อมูลในส่วนของข้อมูลที่ได้จากการทำงานของวงจรเข้ารหัส ($y_k^{(1)}$ และ $y_k^{(2)}$) ให้มีค่าลดลง โดยจะใช้การสลับกันส่งข้อมูลระหว่างสัญญาณ $y_k^{(1)}$ และ $y_k^{(2)}$ ดังนั้นจะทำให้อัตราการเข้ารหัสข้อมูลของการเข้ารหัสนั้นมีค่าที่เพิ่มขึ้นจาก 1/3 เป็น 1/2 ในทางกลับกัน เมื่อข้อมูลต่างๆ นั้นถูกส่งมาถึงปลายทาง จะต้องมีการนำข้อมูลมาทำการ Depuncture เพื่อเปลี่ยนแปลงรูปแบบของข้อมูลที่รับได้ให้กลับมา อยู่ในรูปแบบเดิม ตัวอย่างเช่นในกรณีที่มีการ puncture ข้อมูลที่ได้จากการถอดรหัสดังรูปที่ 2.11 จะได้ว่าเมื่อข้อมูลถูกส่งมาถึงภาครับ จะต้องมีการนำข้อมูลมาผ่านภาค Depuncture ซึ่งจะมีรูปแบบในการทำงานดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างวิธีการ Depuncture

2.8.4 การถอดรหัสข้อมูลสำหรับ Turbo Codes

สำหรับวิธีการที่ใช้ในการถอดรหัสข้อมูลสำหรับ Turbo Codes จะมีรูปแบบในการทำงานเป็นแบบ Iterative Decoding โดยในการทำงานนั้น จะเป็นการนำข้อมูลที่รับเข้ามาได้มาผ่านกระบวนการเพื่อคำนวณหาความเป็นไปได้ของค่าของข้อมูลดิบที่จะถูกส่งมา ณ เวลาต่างๆ ที่อยู่ในรูปของค่าที่เรียกว่า extrinsic information และจะเป็นข้อมูลส่วนที่ถูกนำมาใช้ในการปรับปรุงการคำนวณในการถอดรหัสครั้งต่อไปเพื่อให้มีความแม่นยำมากขึ้น โดยจะมีการวนรอบในลักษณะนี้ไปเรื่อยๆ จนกระทั่งมีการทำงานครบตามที่กำหนด จากนั้นจึงนำค่า log A posterori probability (LAPP) ที่ได้จากการทำงานมาใช้ในการตัดสินใจค่าของข้อมูลดิบที่ได้จากการทำงานของวงจรถอดรหัส

สำหรับการทำงานของวงจรถอดรหัสที่ใช้ในการถอดรหัสแบบ Turbo Codes นั้น จะมีการนำหลักการในการถอดรหัสแบบ Maximum a posteriori (MAP) มาใช้ในกระบวนการถอดรหัสของวงจรถอดรหัส DEC1 และ DEC2 โดยจะเป็นรูปแบบในการถอดรหัสข้อมูลที่มีการพิจารณาหาค่าของข้อมูลดิบที่ได้หลังจากการถอดรหัส โดยการพิจารณาจากนำข้อมูลจำนวน n_0 บิตที่รับได้ที่ปลายทางในแต่ละช่วงเวลามาทำการคำนวณหาความเป็นไปได้ว่าข้อมูลดิบถูกส่งมา ณ เวลานั้นมีความเป็นไปได้ที่มีจะมีค่าเป็นข้อมูลใด โดยสำหรับรูปแบบและวิธีการในการทำงานนั้น จะมีวิธีการในการทำงานอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน แต่วิธีการที่มีการนิยมใช้งานมาก ได้แก่ วิธีการ BCJR Algorithm ซึ่งถูกค้นพบโดย Bahl ในปี พ.ศ. 2517 (ค.ศ.1974) โดยในการถอดรหัสข้อมูลเพื่อหาค่าของข้อมูลดิบ d_k ที่คาดว่าจะถูกส่งมา ณ เวลานั้นๆ ว่าควรจะมีค่าเท่าใด โดยจะมีการพิจารณาจากค่าที่เรียกว่า log a posteriori probability (LAPP) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$L(u_k) = \log(\frac{P(d_k = +1 \mid R_k)}{P(d_k = -1 \mid R_k)}) \qquad (2.10)$$

โดยตัวแปร d_k นั้นจะเป็นตัวแปรที่ใช้แทนข้อมูลดิบที่ได้จากการถอดรหัส ณ เวลานั้นๆ โดยสำหรับกรณีสมการที่ 2.10 นี้เป็นกรณีที่มีการส่งข้อมูลโดยใช้วิธีการมอดูเลตแบบ BPSK ดังนั้นข้อมูลดิบที่จะถูกส่งมานั้นจะมีค่าเท่ากับ +1 หรือ -1 ซึ่งแทนข้อมูลไบนารี่ 1 หรือ 0 เท่านั้น และสำหรับค่า LAPP นี้จะเป็นตัวแปรที่จะถูกนำมาใช้สำหรับการตัดสินใจว่าข้อมูลที่จะถูกส่งมา ณ เวลานั้นๆ น่าจะมีค่าเป็นเท่าใด และตัวแปร R_k นั้นเป็นตัวแปรที่แทนสัญญาณข้อมูลที่รับได้ ณ

ช่วงเวลาต่างๆ โดยถ้าหากว่าค่า LAPP ที่ได้จากการคำนวณชุดข้อมูล ณ เวลานั้นๆ มีค่ามากกว่า 0 จะมีการตัดสินใจให้ข้อมูลดิบที่ได้จากการถอดรหัส ณ เวลานั้นมีค่าเท่ากับ +1 ซึ่งแทนข้อมูลไบนารี่ที่มีค่าเป็น 1 แต่ในกรณีที่ค่า LAPP ที่ได้นั้นมีค่าน้อยกว่า 0 แล้วจะมีการตัดสินใจให้ข้อมูลดิบที่ได้จากการถอดรหัส ณ เวลานั้นมีค่าเท่ากับ -1 ซึ่งแทนข้อมูลไบนารี่ที่มีค่าเป็น 0

ในปัจจุบัน Interleaver เป็นส่วนประกอบสำคัญในระบบการสื่อสาร CDMA เนื่องจาก Interleave เป็นเทคนิคที่นำมาใช้ในการช่วยลด error ต่างๆ ของสัญญาณลงไปได้ เช่น Burst Error ซึ่งมีลักษณะเป็นชุดบิตข้อมูลข้างเคียงที่เกิดความผิดพลาดในสัญญาณ ซึ่งอาจจะมีสาเหตุมาจากการ fading หรือจากความไม่เหมาะสมของสื่อกลางที่ใช้ในการส่งสัญญาณ รวมถึงการเกิดปัญหา Delay ต่างๆ ด้วย

กลไกของ Interleaver ที่มีขนาดเป็น N ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.13 เราสมมติให้ข้อมูลทางภาค input ของ Interleaver เป็นข้อมูลแบบไบนารี่ (เลขฐานสอง) อยู่ในรูปแบบ

$$c = (c_1, c_2, c_3, \ldots, c_N)$$

โดยที่ ... และข้อมูลที่เป็น output จาก Interleaver อยู่ในรูปแบบ

$$c = (\tilde{c}_1, \tilde{c}_2, \tilde{c}_3, \ldots, \tilde{c}_N)$$

โดยที่ ... ซึ่ง c จะสมาชิกทั้งหมดเหมือนกับ c เพียงแต่สลับตำแหน่งกันโดยที่มีความสัมพันธ์กันแบบ ... ระหว่างสมาชิกแต่ละตัวของ c และสมาชิกแต่ละตัวของ c

กำหนดให้เซต A เป็น

$$A=\{1,2,3,\ldots,N\} \tag{2.11}$$

ดังนั้น Interleaver สามารถระบุได้โดย หนึ่งต่อหนึ่ง index mapping function

$$\pi(A \to A) : j = \pi(i), i, j \in A \tag{2.11}$$

โดยที่ i และ j เป็น index ของสมาชิกในข้อมูลต้นฉบับและในข้อมูลที่ผ่านการ Interleaving แล้ว ตามลำดับ Mapping function สามารถเขียนแสดงได้โดย Interleaving vector

$$\pi_N = (\pi(1), \pi(2), \pi(3), \ldots, \pi(N)) \tag{2.12}$$

$$c=(c1,c2,c3,\dots,cn) \longrightarrow \boxed{\;\mathrm{I}\;} \longrightarrow c=(c1,c2,c3,\dots,cn)$$

รูปที่ 2.11 block diagram ของ interleaver

ยกตัวอย่างเช่น เราพิจารณาที่ pseudo-random interleaver ที่มีขนาดเป็น N=8 ให้ข้อมูล input เป็น

$$c=(c_1,c_2,c_3,c_4,c_5,c_6,c_7,c_8)$$

และข้อมูล output ของ Interleaver เป็น

$$c=(\tilde{c}_1,\tilde{c}_2,\tilde{c}_3,\tilde{c}_4,\tilde{c}_5,\tilde{c}_6,\tilde{c}_7,\tilde{c}_8)$$

$$c=(c_2,c_4,c_1,c_6,c_3,c_8,c_5,c_7)$$

Interleaver และ Deinterleaver จะแสดงคุณลักษณะตามค่า Delay และความจุของตัวเก็บข้อมูลค่า Delay ของ Interleaving หรือ Deinterleaving คือค่า Delay ที่มากที่สุดที่พบในสัญลักษณ์ใดๆ ก่อนที่มันจะถูกแทรกเข้าไปในข้อมูลที่เป็น output ความจุของตัวเก็บข้อมูล คือ จำนวณของสัญลักษณ์ที่ถูกเก็บไว้ใน Interleaver หรือ Deinterleaver

2.8.5 Interleaving with Error Control Coding

Interleaving เป็นเทคนิคที่เข้ามาช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับความสามารถในการแก้ไข bit error โดยการเข้ารหัสสัญญาณ ส่วนใหญ่จะใช้งานร่วมกับ error control coding เพื่อแก้ปัญหาเรื่อง Burst error ของช่องสัญญาณ

ทฤษฎีที่มีประสิทธิภาพในการจัดการกับปัญหาเรื่อง Burst error ได้อย่างมีประสิทธิภาพ คือการแทรก Interleaver เข้าไปวางระหว่างตัวเข้ารหัสของช่องสัญญาณ และช่องสัญญาณ ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสแล้วจะได้รับการจัดเรียงลำดับใหม่โดยตัว Interleaver จากนั้นจึงจะส่งข้อมูลนั้นๆ ออกไปทางภาคภาครับผ่านทางช่องสัญญาณ

ทางภาครับ Deinterleaver จะทำการสลับตำแหน่งข้อมูลให้กลับมาสู่รูปแบบเดิมของข้อมูลต้นฉบับ ผลลัพธ์ที่ได้จากการ Interleaving/Deinterleaving คือ Burst error จะถูกกระจายไปใน time domain ซึ่งเป็นการกระจายข้อผิดพลาดในข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสให้ปรากฏอย่างอิสระ ดังนั้น Burst error channel จะถูกแปลงให้เป็น random error channel ที่ input ของตัวถอดรหัสสัญญาณ

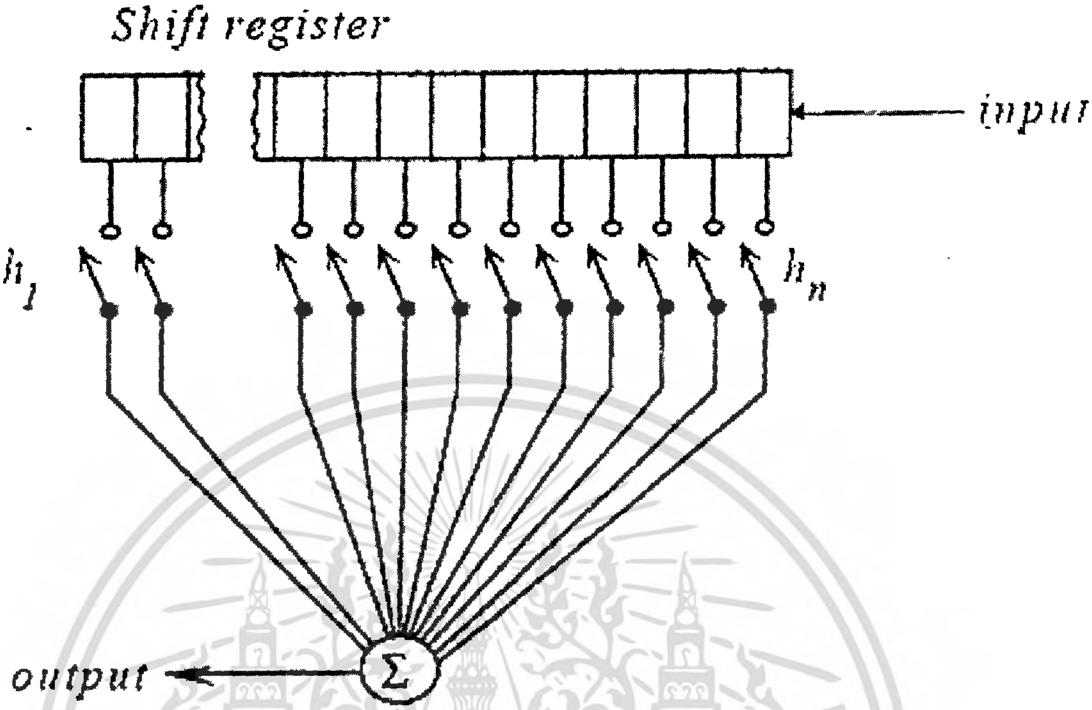
2.9 Convolutional Code

การปรับปรุงให้รหัส block code มี ความสามารถในการตรวจจับและแก้ไขผิดพลาดได้มากขึ้นนั้น ทำได้โดยการเติมบิตพาริตี้เช็คเข้าไปบิตที่เพิ่มจากข้อความเดิมนี้ ถูกเรียกว่า *redundancy bit* การที่เพิ่มบิตเหล่านี้เข้าไปทำให้ต้องเสียกำลังเพิ่มขึ้นในการส่งตามจำนวนบิตที่เพิ่มขึ้นในอีกลักษณะหนึ่งของการเข้ารหัส แทนที่จะพิจารณาเป็นบล๊อค จะเข้ารหัสอย่างต่อเนื่องโดยจะสร้างบิตที่จะใช้ในการส่งแต่ละบิต จากการใช้ลำดับของบิตข้อความเดิมมาผสมรวมกันด้วยวิธีการที่แน่นอนแบบหนึ่งที่อาจไม่ต้องเติม redundancy bit เพิ่มเลย

เทคนิคที่ใช้ในการสร้างลำดับของบิตที่ใช้ในการส่ง คือ ทำการคอนโวลูชั่น (convolution) ระหว่างลำดับข้อความเดิมกับลำดับไบนารี่กำหนดตายตัวแบบหนึ่งให้ บิตที่จะส่งใดๆ เป็น *m* สร้างจากการรวมกันของลำดับข้อความเดิม S_n, S_{n-1}, S_{n-2}, ..., S_{n-k} ตามสมการคอนโวลูชั่นดังสมการ 2.13 ดังนี้

$$T_n = \sum_{k=\infty}^{n} s_k h_{n-k} \qquad (2.13)$$

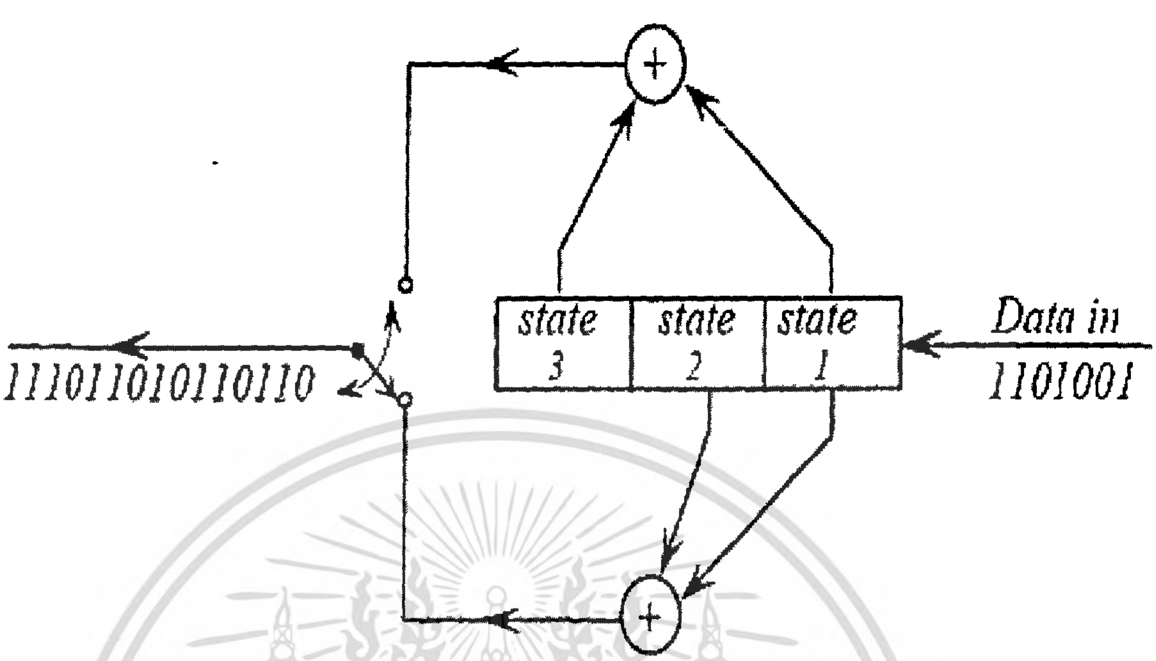
โดย h ในสมการ คือ '0' หรือ '1' การบวกกันแบบ modulo-2 จากสมการสามารถสร้างโดยใช้วงจร shift register และ modulo-2 adder รูปที่ 2.14 เป็นการสร้างวงจรของการเข้ารหัสโดยทั่วๆ ไป ถ้าสวิตช์ในรูปปิด หมายถึง h เป็น '1' และถ้าสวิตช์เปิด หมายถึง h เป็น '0'



รูปที่ 2.12 การสร้างดิจิติลคอนโวลูชั่นจาก shift register

ในการใช้ทั่วไปมักจะไม่ส่งรหัสบิตเดียวจากบิตขาเข้า (input bit) หนึ่งบิต จากรูปที่ 2.12 ในขณะที่บิตขาเข้าถูกเลื่อนเข้ามาหนึ่งบิตกลุ่มของสวิตช์ที่สอดคล้องกับเซตของ *h* สร้างเป็น บิตขาออกบิตแรก จากนั้นจึงรีเซตสวิตช์เปลี่ยนกลุ่มสวิตช์ให้สอดคล้องกับเซตของ *h* ชุดที่สอง สร้างเป็นบิตขาออกบิตที่สองในกรณี เช่นนี้ บิตขาเข้าหนึ่งบิตถูกใช้ในการสร้างบิตขาออกสองบิตรหัสที่ได้จะรู้จักในนาม "rate-1/2 convolutional code" และโดยทั่วไป rate-1/2 convolutional code ที่บิตขาออกบิตแรกมีค่าเหมือนกับบิตขาเข้าถูกเรียกว่า systematic code

ตัวอย่าง กรณี nonsystematic convolutional code ที่มี shift register 3 บิต มีเซตของ *h* ชุดแรก เป็น 101 และชุดที่สองเป็น 011 ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การสร้างรหัสคอนโวลูชั่นในตัวอย่าง

ผลลัพธ์จากปัญหาตัวอย่าง จะได้ลำดับบิตขาออกดังนี้

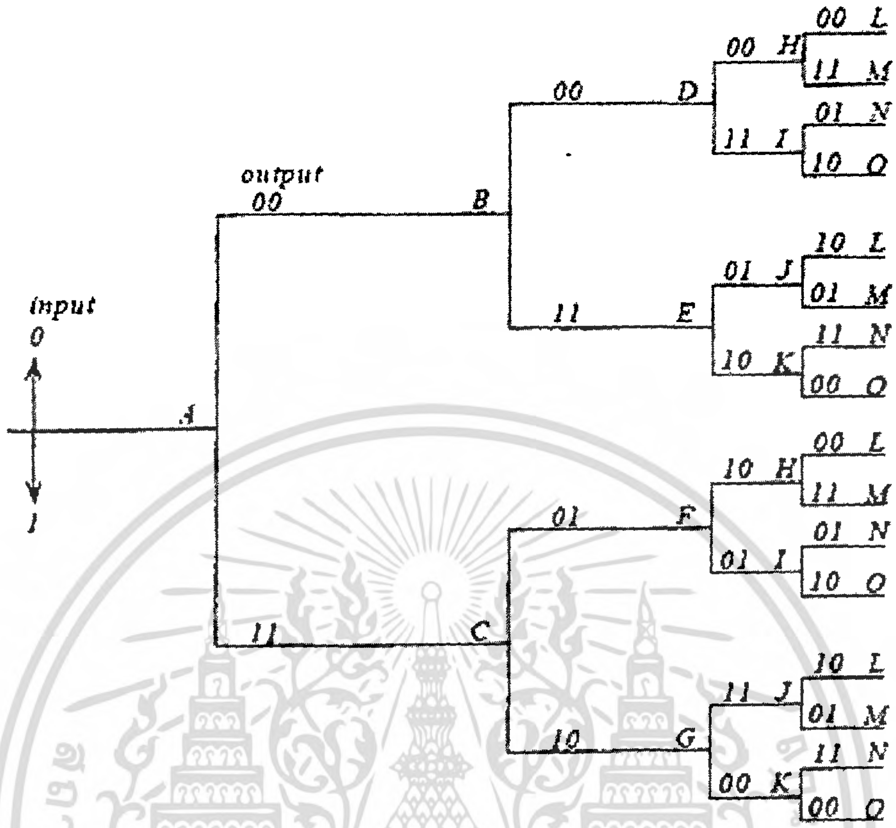
1 1 1 0 1 1 0 1 0 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 . . .

การได้มาของผลลัพธ์นี้เกิดจากการพิจารณาว่าในเริ่มต้นคิดว่าบิตขาเข้าก่อนข้อความมีค่าเป็น '0' และบิตที่ตามหลังข้อความก็เป็น '0' เช่นกัน ขั้นตอนแรกเมื่อบิตแรกของข้อความเข้าสู่ state 1 สวิตช์บิตไปด้านบนที่เป็นกลุ่มของ *h* ตัวที่หนึ่ง ผลรวมเกิดจาก state 3 (เป็น '0' ในขณะนี้) รวมกับ state 1 (เป็น '1' ในขณะนี้) ได้ผลลัพธ์เป็นขาออกบิตแรกคือ '1' จากนั้นสวิตช์จะถูกบิดลงตำแหน่งล่างเพื่อต่อกับกลุ่มของ *h* ตัวที่สอง ผลรวมเกิดจาก state 2 (เป็น '0' ในขณะนี้) รวมกับ state 1 (เป็น '1' ในขณะนี้) ได้ ผลลัพธ์เป็นขาออกบิตที่สองคือ '1' ขั้นตอนที่สองเลื่อนบิตข้อความขาเข้าไปทางด้านซ้ายบิตแรกจะไปอยู่ใน state 2 บิตที่สองเข้ามาอยู่ state 1 หาผลรวมเช่นเดียวกับขั้นตอนที่หนึ่ง จากนั้นทำขั้นตอนต่อไปโดยการเลื่อนบิตข้อมูลต่อไป จนกระทั่งบิตสุดท้ายของข้อความผ่านออกจาก shift register

การหาผลลัพธ์ โดยการเลื่อนบิตผ่าน shift register ดังกล่าวเป็นวิธีทำให้สับสนได้ง่ายจึงได้เกิดวิธีการหา convolutional code อีกวิธีหนึ่งที่ เรียกว่า *'วิธีต้นไม้' (tree)* ที่จะแสดงลำดับบิตขาออก

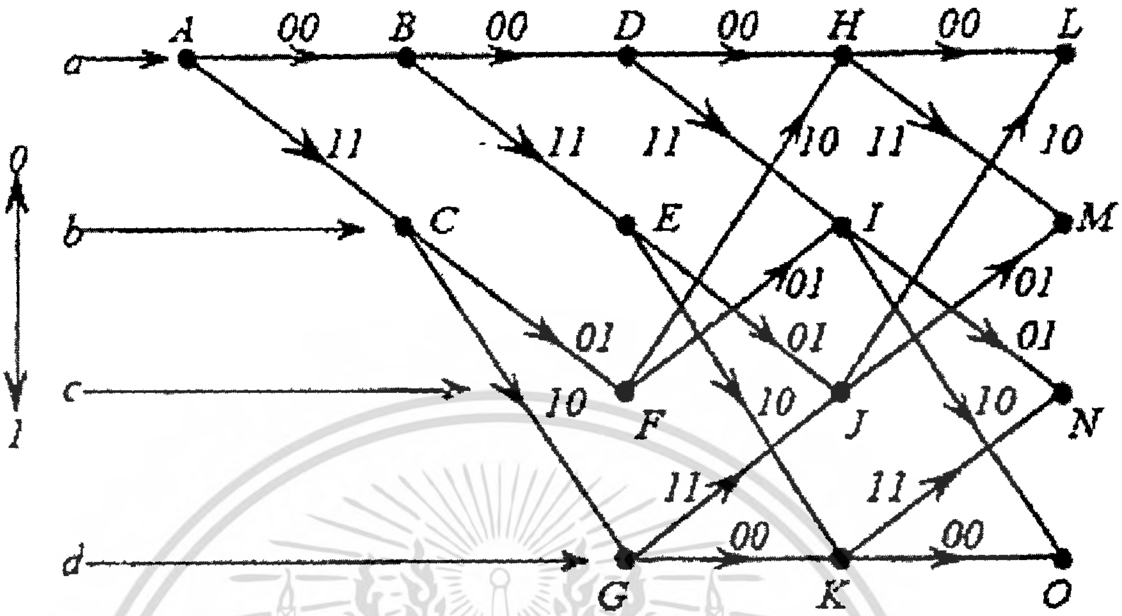
ที่ เกิดจากลำดับบิตขาเข้าที่เป็นไปได้ทั้งหมด จะเป็นว่าเมื่อที่ความยาวของบิตข้อความขาเข้ามากขึ้น แผนภาพต้นไม้นี้จะแรตกแขนงแยกออกเป็นสองทุกครั้งที่แต่ละบิตข้อความเพิ่มขึ้น อ่างไรก็ตาม จำนวนของลำดับในแผนภาพนี้ จะถูกจำกัดด้วยจำนวนหน่วยความจำของ shift register ที่ใช้ในการสร้างรหัสนี้จากนั้นลำดับของบิตขาออกที่ขึ้นอยู่กับบิตขาเข้าจะวนกลับซ้ำบนแผนภาพเดิมไม่จำเป็นต้องเขียนแผนภาพยาวออกไป

รูปที่ 2.16 แสดงแผนภาพต้นไม้สำหรับ convolutional code ของปัญหาตัวอย่างที่ผ่านมา เริ่มต้นจากจุด A เมื่อมีบิตข้อความขาเข้าเป็น '0' ก็จะเดินทางไปทางกิ่งด้านบนไปยังจุด B โดยให้รหัสขาออกเป็น '00' แต่ถ้า ณ จุด A มีบิตข้อความขาเข้ามาเป็น '1' จะไปทางกิ่งด้านล่างไปยังจุด C โดยให้ รหัสขาออกเป็น '11' นั่นคือ ไม่ว่าจะอยู่ ณ จุดใดเมื่อมีบิตขาเข้าเป็น '0' จะแยกเส้นทางไปทางกิ่งด้านบนแต่ถ้าบิตขาเข้าเป็น '1' จะแยกเส้นทางไปทางกิ่งด้านล่างเสมอ พร้อมกับให้รหัสขาออกตามที่กำกับไว้บนกิ่งนั้น ตัวอย่าง ถ้าลำดับบิตข้อความขาเข้าเป็น 1101 ตามปัญหาตัวอย่างก่อนหน้านี้ เส้นทางเริ่มจากจุด A เนื่องจากบิตขาเข้าบิตแรกเป็น '1' จึงแยกไปทางจุด C ให้รหัสเป็น '11' จากจุด C บิตขาเข้าถัดมาคือ '1' จึงไปทางกิ่งล่างสู่จุด G ให้รหัสขาออก '10' แล้วจึงไปยังจุด J และ M ตามลำดับได้เป็นรหัสขาออกทั้งหมดเป็น 11101101 ได้เป็นส่วนหนึ่งของคำตอบทำนองเดียวกับในตัวอย่างที่หาได้จากการพิจารณา shift register จากวิธีการนี้ อาจมีคำถามต่อไปว่าถ้ามีบิตขาเข้ามากขึ้นมิต้องต่อเส้นทางออกไปอีกหรือ คำตอบนั้น คือ ถ้าพิจารณาดู จะพบว่าหลังจากระดับที่สามของ แผนภาพแล้วจะมีรูปแบบที่ซ้ำกัน จะเห็นว่าจุด H,I,J,K มีอย่างละสองจุดซ้ำกัน พิจารณาดู จะพบว่า จุด H คือ จุด D จุด I คือ จุด E จุด J คือจุด F และ K คือ G นั่นเอง



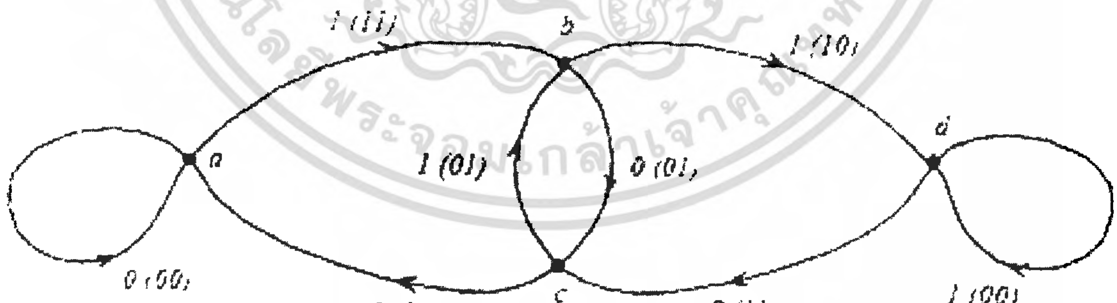
รูปที่ 2.14 แผนภาพต้นไม้สำหรับคอนโวลูชันในปัญหาตัวอย่าง

จากการวนกลับนี้ อาจเขียนเป็นโครงสร้างอีกรูปแบบหนึ่งที่รู้จักกันในนาม *Trellis* ได้ จะมีรูปแบบดังแสดงในรูปที่ 2.13 จุดต่างๆ จะสอดคล้องกับแผนภาพต้นไม้ ในรูปที่ 2.14 แต่ละจุดจะมีทางออกแยกเป็นสองเส้นทางเมื่อมีบิตขาเข้าเป็น ‘0’ จะแยกไปเส้นทางบนและถ้ามีบิตขาเข้าเป็น ‘1’ จะแยกไปเส้นทางล่างเสมอ



รูปที่ 2.15 Trellis ในปัญหาตัวอย่าง

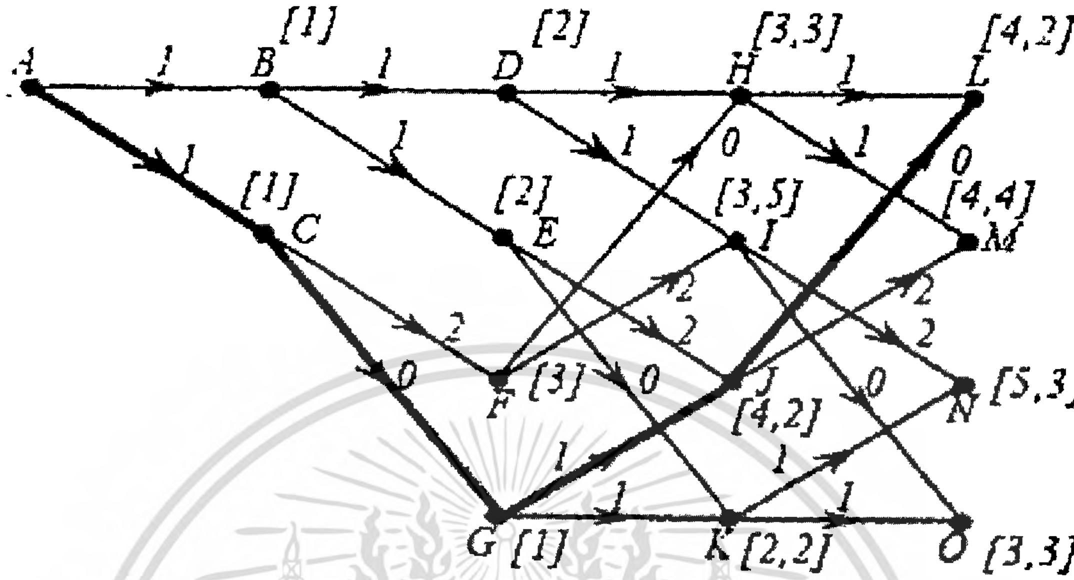
เป็นที่น่าสังเกตว่าจุดในแนวนอนของ *Trellis* นี้ จะให้รหัสที่เหมือนกันอาจคิดเป็นจุดเดียวกันได้ จะเห็นว่าเมื่อรวมจุดในแนวนอนแต่ละเส้นเป็นหนึ่งจุด จะได้ เป็นสี่จุดที่จะให้รหัสขาออกถี่ แต่ต่างกันเมื่อมีบิตขาเข้าที่เข้ามา อาจเรียกว่าเป็นสถานะที่แตกต่างกันสี่สถานะก็ได้ เมื่อเขียนเป็นไดอะแกรมของสถานะ (state diagram) จะได้ดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 State diagram ในปัญหาตัวอย่าง

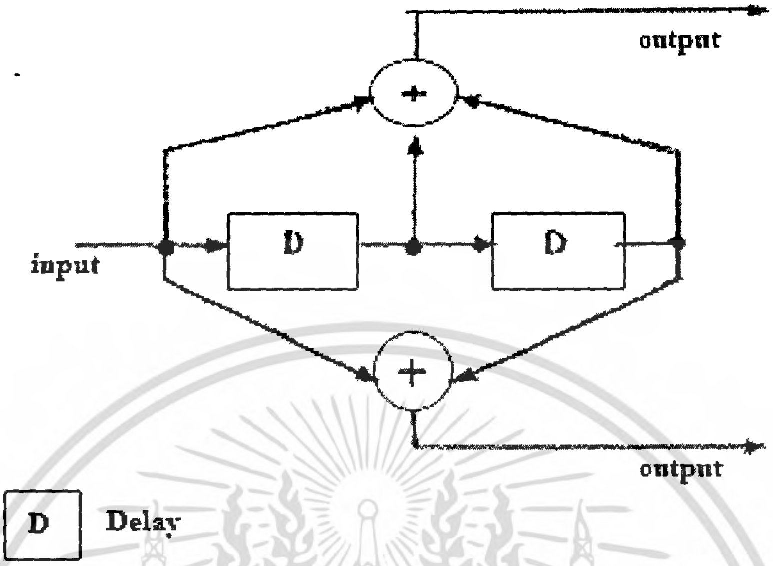
พิจารณาเริ่มจากจุดสถานะ a เมื่อบิตขาเข้าเป็น '1' จะเปลี่ยนสถานะเป็น b และให้รหัสขาออกเป็น 11 ในวงเล็บ แต่ถ้าบิตขาเข้าเป็น '0' จะไม่เปลี่ยนสถานะและให้รหัสขาออกเป็น '00' จากไดอะแกรมสถานะนี้จะทำให้การหารหัสเป็นไปได้ อย่างสะดวกและรวดเร็วการถอดรหัสของรหัสคอนโวลูชั่นนั้น จะไม่เหมือนกรณี รหัสที่เติมพาริตี้การถอดรหัสและแก้ไขข้อผิดพลาดจะเป็นไป

โดยอัตโนมัติ โดยการใช้เทคนิคที่ เรียกว่า *Viterbi algorithm* จะกล่าวไปแล้ววิธีการนี้ ก็คือ การเปรียบเทียบลำดับบิตที่รับได้ กับลำดับบิตของการเข้ารหัสที่เป็นไปได้ทั้งหมด และเลือกลำดับที่ใกล้เคียงที่สุด วิธีการทำโดยการพิจารณาจาก trellis สมมุติว่าลำดับบิตที่รับได้เป็น '10101010' ในการถอดรหัสจะเริ่มจากการวาด trellis ใหม่ แสดงระยะห่างหรือความแตกต่างระหว่างคู่ของบิตที่รับได้กับคู่บิตขาออกของ trellis ในเส้นทางนั้น ในรูปที่ 2.17 เริ่มที่จุด A คู่ บิตที่รับได้คู่แรกจากการสมมุติ คือ '10' เมื่อเปรียบเทียบกับบิตขาออกของเส้นทาง AB ในรูปที่ 2.17 คือ 00 ระยะห่างของบิตเท่ากับ 1 ให้เขียนไว้บนเส้นทางนั้น และจากจุด A ถ้าเปรียบเทียบกับเส้นทาง AC จะมีระยะห่างบิตเท่ากับ 1 เช่นกัน เมื่อมาถึงจุด B หรือ C ก็พิจารณาคู่บิตที่รับได้คู่ที่สองเทียบกับเส้นทางจาก B หรือ C ต่อไป พิจารณาต่อจาก B ไปทาง D หรือ E จะมีระยะห่างเท่ากับ '1' เหมือนกัน แต่จาก C ไป F มีระยะห่างของบิตเท่ากับ 2 ในขณะที่จาก C ไปทาง G มีระยะห่างเท่ากับศูนย์ คือ ลำดับบิตเหมือนกันเลย ทำเช่นนี้ ต่อไปจนครบทุกเส้นทาง ค่าระยะห่างของบิตสะสม คือ ค่าระยะห่างรวมจากจุด A ไปยังจุดใดๆ แสดงในวงเล็บ วงเล็บที่มีสองค่า หมายถึง การเดินทางมายังจุดนี้ มีสองเส้นทางและแต่ละเส้นทางมีระยะห่างของบิตสะสมแตกต่างกัน ให้เลือกเส้นทางที่มีระยะห่างของบิตสะสมน้อยที่สุด ในรูปเลือกเส้นทาง ACGJL (เส้นทึบในรูป) โดยมีค่าระยะห่างสะสมเท่ากับ 2 จากเส้นทางที่ได้ย้อนกลับไปหาบิตข้อความขาเข้าที่ทำให้เกิดเส้นทางนี้ คือ '1100' และรหัสขาออกที่ควรจะเป็น คือ 11101110 เมื่อเปรียบกับสิ่งที่รับได้ คือ 10101010 เห็นว่าผิดไปสองบิต แต่รหัสนี้ก็สามารถแก้ไขข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นได้



รูปที่ 2.17 Viterbi algorithm สำหรับรหัสคอนโวลูชันในปัญหาตัวอย่าง

การทำงานของการเข้ารหัส Convolution นั้น ข้อมูลอินพุต (k) จะถูกส่งเข้าอินพุตของวงจรเข้ารหัสแบบต่อเนื่อง โดยข้อมูลเอาท์พุตของการเข้ารหัส (n) เกิดจากการนำข้อมูลอินพุต (k) และข้อมูลใน Shift Register มาบวกแบบมอดูโล 2 ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า Constant Length (K) ซึ่งเป็นค่าที่แสดงจำนวนของข้อมูลอินพุด (k) และข้อมูลสูงสุดใน Shift Register ที่นำมาบวกแบบมอดูโล 2 ในการหาค่าเอาท์พุต และค่า Generator Polynomial (g) ซึ่งเป็นค่าที่ใช้แสดงตำแหน่งข้อมูลอินพุตและข้อมูลใน Shift Register ที่นำมาบวกแบบมอดูโล 2 ค่า Generator Polynomial นี้นิยมเขียนในรูปแบบเลขฐานแปด ส่วนค่าอัตราการเข้ารหัส *(R)* เป็นอัตราส่วนของจำนวนข้อมูลอินพุต *(k)* ต่อจำนวนเอาท์พุต *(n)* หรือ *k/n* วงจรตัวอย่างการเข้ารหัส Convolution แสดงในรูปที่ 2 มีค่าอัตราส่วนของการเข้ารหัสเท่ากับ 1/2 ค่า Constant Length เท่ากับ 3 และมีค่า Generator Polynomial g_0 เท่ากับ 7_8 และ g_1 เท่ากับ 5_8



รูปที่ 2.18 วงจรเข้ารหัส Convolution ที่ค่า R เท่ากับ 1/2 และค่า k เท่ากับ 9

2.10 Forward error correction (FEC)

2.10.1 Error control

ในการสื่อสารข้อมูล error จะเกิดขึ้นได้เสมอ ไม่ว่า จะใช้อุปกรณ์สื่อสารที่ดีเพียงใดข้อมูลที่ส่งสามารถเสียหายได้ในระหว่างการส่งข้อมูล สำหรับระบบที่น่าเชื่อถือ จะต้องมีการป้องกัน error มีการตรวจสอบและแก้ไขที่ดีพอ

สาเหตุของ error

- White noise หรือเรียกว่า thermal noise หรือ gaussion noise เป็นสัญญาณรบกวนจากความร้อน ที่เกิดจากการเคลื่อนย้าย electron
- Impulse noise หรือเรียกว่า spike noise เป็นสัญญาณรบกวนที่ไม่สามารถคาดเดาได้ เช่น สัญญาณรบกวนที่เกิดจากรอยข่วนบน CD เป็นต้น
- Crosstalk เป็นผลกระทบที่เกิดจากอุปกรณ์หนึ่งไปรบกวนกับอุปกรณ์อื่นๆ เช่น สายอากาศ เป็นต้น
- Echo เกิดจากอุปกรณ์หรือสายส่งสัญญาณ ไม่ได้รับการออกแบบมาดีพอ สายส่งสัญญาณไม่มีตัวปิดท้าย (terminoter) เป็นต้น

- Jitter เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ เมื่อมันเข้าใกล้อุปกรณ์ electronic
- Attenvation เมื่อมีการส่งข้อมูลไปในที่ไกลๆ สัญญาณอาจจะค่อย ทำให้ปลายทางรับข้อมูลไม่ได้ ต้องมี repeater เพื่อเพิ่มกำลังสัญญาณ
- Distorrion เกิดจากคลื่นสัญญาณเดินทางด้วยความเร็วที่ต่างกัน และเวลาที่ต่างกันเมื่อผู้รับผสมคลื่นสัญญาณ ผลที่ได้อาจไม่เหมือนกับที่ผู้ส่งส่งมา

ประเภทของ error

1. Single – bit error คือ error ที่เกิดขึ้นเพียง bit สำหรับข้อมูลหนึ่งๆ
2. Burst error คือ error ที่เกิดขึ้น 2 bits หรือมากกว่า

2.10.2 Error detection

การตรวจสอบ redundancy จะมีอยู่ในชั้น data link layer มี 3 ชนิด

- Verticeil redundancy check [VRC] จะใส่ parity bit ไปทุกๆ data unit
- Longitudinal redundancy check [LRC] จะสร้าง parity 8 parity bit จากข้อมูลเดิม แล้วนำไปใส่รวมกับข้อมูลเดิมแล้วส่งไปให้ผู้รับ
- Cyclic redundancy check [CRC] เป็นตัวเช็คที่มีประสิทธิภาพมากที่สุดวิธีการจะไม่เหมือนกับ VRC และ LRC แต่จะใช้วิธีการเรียงลำดับของ redundant bits CRC เรียกอีกอย่างว่า CRC rewainder โดยจะส่งไว้ที่ตอนท้ายสุดของข้อมูล

2.ภาค.3 Error Correction

Error Correction มีความหมายคือ กลไกการแก้ความผิดพลาดของข้อมูล กล่าวคือ ผู้รับจะพยายามแก้ไขความผิดพลาดนั้นด้วยตัวเอง ซึ่งเทคนิคนั้นเรียกว่า Forward Error Correction (FEC) ซึ่งหากไม่สามารถแก้ไขความผิดพลาดนั้นๆ ได้ ก็อาจจะนำวิธี Automatic Request- repeat (ARQ) มาใช้ได้ เพื่อร้องขอให้ผู้ส่งๆ เฟรมข้อมูลนั้นมาใหม่อีกครั้ง และเช่นเดียวกับผู้ส่ง และผู้รับจะต้องตกลงกันก่อนว่าจะใช้วิธีใด เช่น Hamming Code, BCH เป็นต้น

เมื่อได้รับข้อมูลภาคผู้รับจะมี 3 ทางเลือกว่าจะให้ส่งข้อมูลมาใหม่รึไม่

1. มีเวลาพอหรือไม่สำหรับการที่จะให้ผู้ส่งส่งข้อมูลมาใหม่
2. ถ้าข้อมูลเสียหายทั้งหมดจำเป็นที่จะต้องให้ส่งมาใหม่รึไม่
3. ถ้าข้อมูลเสียหายเพียงบางส่วนจำเป็นที่จะต้องให้ส่งมาใหม่รึไม่

2.ภาค.3.1 Error correction using retransmission

ถ้าผู้ส่งไม่ได้รับ ACK ก็จะทำการส่ง frame ไปใหม่ โดยการที่จะตัดสินใจส่ง frame ใหม่หรือไม่นั้นขึ้นอยู่กับ

1. Frame เสียหาย ภาคผู้รับส่ง negative ACK หรือผู้ส่งไม่ได้รับ ACK
2. Frame สูญหาย
3. ACK สูญหาย

2.ภาค.3.2 Stop-and-wait automatic repeat request [ARQ]

เมื่อผู้ส่งส่ง frame ข้อมูลไปให้ผู้รับ ภาคผู้ส่งจะทำการรอจนกว่า จะได้รับ ACK จากภาคผู้รับ ถ้าไม่ได้รับ ACK ในเวลาที่กำหนดผู้ส่งจะทำการส่ง frame นั้นกลับไปให้ผู้รับใหม่อีกครั้ง แต่ถ้ารับ ACK ในเวลาที่กำหนดผู้ส่ง จะส่ง frame ข้อมูลถัดไปทันที เราเรียกว่า stop-and-wait- ARQ

2.ภาค.3.3 Sliding Window ARQ

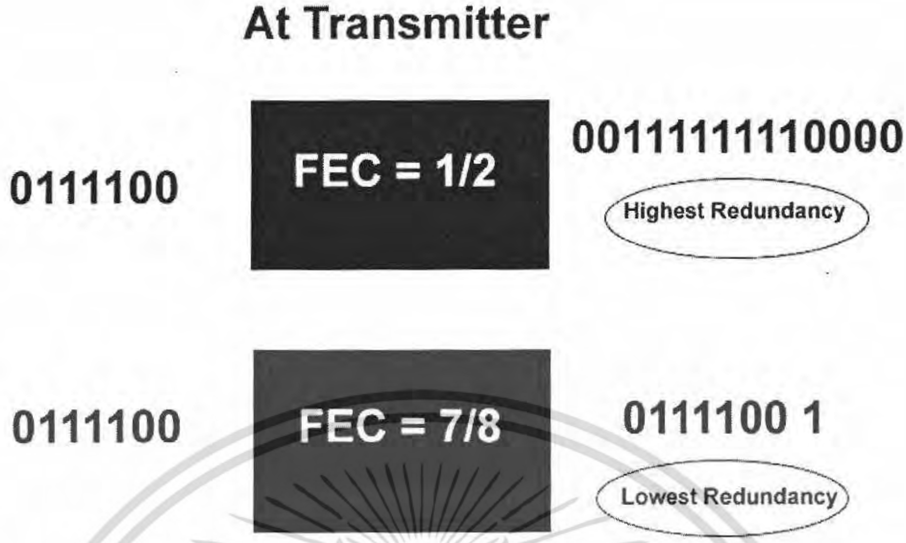
Stop-and-wait ARQ เป็นวิธีที่ช้ามากเพราะผู้ส่งต้องรอ ACK จากภาคผู้รับก่อนจึงจะส่ง Frame ต่อไปได้ แต่ถ้า Sliding-window จะสามารถส่ง frame ข้อมูลไปได้เรื่อยๆ จนกว่าผู้ส่งจะได้รับ NAK จากภาคผู้รับ จึงทำการส่งข้อมูลที่เสียหายไปใหม่

2.ภาค.4 Forward Error Correction (FEC)

ถ้าข้อมูลที่ส่งเสียหายเพียงเล็กน้อย เช่น กลายเป็น 1 ก็สามารถส่งต่อผู้รับได้โดยที่ไม่ต้องร้องขอให้ผู้ส่งส่งข้อมูลมาใหม่ เพราะทางภาคผู้รับสามารถแก้ไขข้อมูลให้ถูกต้องถ้ารู้ว่าข้อมูล bit ไหนที่เสียหายระหว่างการส่งข้อมูล

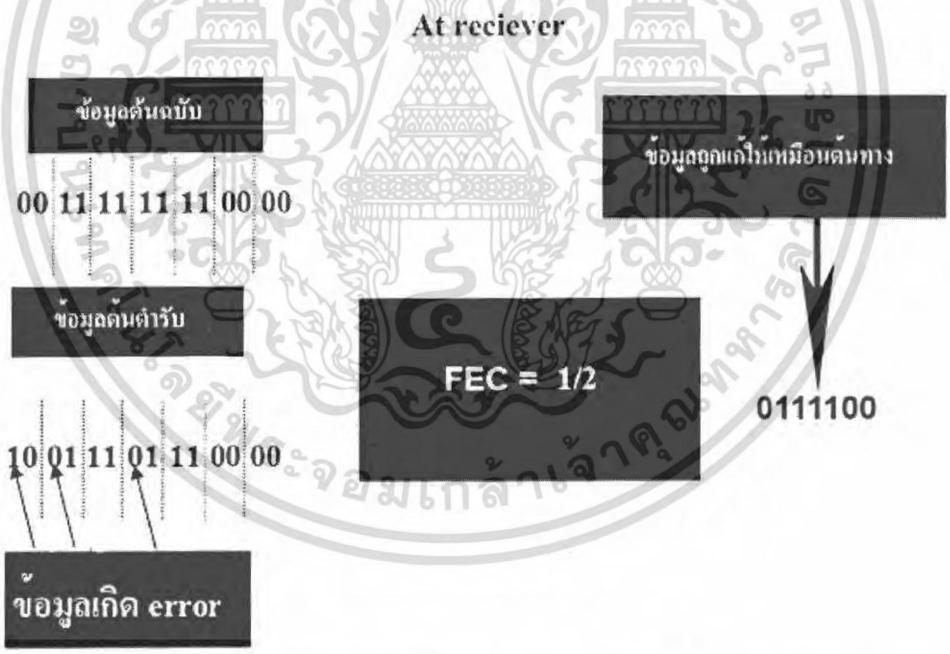
เปรียบเทียบ FEC =1/2 และ FEC =7/8

ที่ภาคส่ง

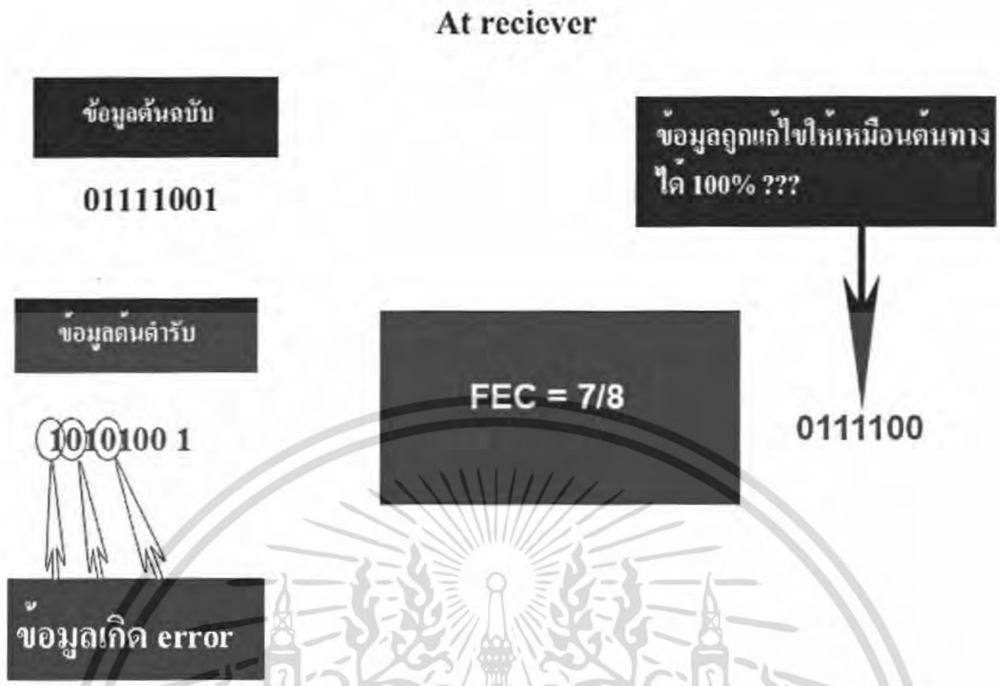


รูปที่ 2.19 รูปตัวอย่างการเข้ารหัสแบบ FEC = 1/2 และ FEC = 7/8 ที่ภาคส่ง

ที่ภาครับ



รูปที่ 2.20 รูปตัวอย่างการเข้ารหัสแบบ FEC = 1/2 ที่ภาครับสัญญาณ



รูปที่ 2.21 รูปตัวอย่างการเข้ารหัสแบบ FEC = 7/8 ที่ภาครับสัญญาณ

Info rate : FEC = 1/2 และ FEC = 7/8 $InfoRate(\%) = \frac{Bit_{Data}}{Bit_{Total}} \times 100$

$$InfoRate(\%) = \frac{Bit_{Data}}{Bit_{Total}} \times 100$$

MAP Decoding algorithm

อัลกอริทึมถอดรหัสแบบแมพ (Maximum a posteriori probability, MAP) algorithm ใช้เกณฑ์การถอดรหัสที่ลดความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตให้น้อยที่สุด แต่อัลกอริทึม Viterbi นั้นจะลดความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิตที่จะเกิดกับลำดับข้อมูลให้เหลือน้อยที่สุด อัลกอริทึม MAP มีการคำนวณที่ค่อนข้างซับซ้อนกว่าอัลกอริทึม Viterbi และจะต้องมีความรู้เกี่ยวกับค่าแปรปรวน ของสัญญาณรบกวนด้วย อย่างไรก็ตาม MAP จะพิจารณาเส้นทางทั้งหมดที่เป็นไปได้ใน trellis ซึ่งไม่เหมือนกับอัลกอริทึม Soft output Viterbi (SOVA) ที่พิจารณาแค่เพียงเส้นทาง ML และ SC จึงถือเป็นข้อได้เปรียบข้อสำคัญของอัลกอริทึม MAP สำหรับอัลกอริทึมการถอดรหัสที่มีการวนลูบ

เครื่องถอดรหัสแบบ Soft-output MAP คำนวณอัตรา a posteriori log-likelihood สำหรับบิตข้อมูล u_t เป็น

$$\Lambda(u_t) = \log(\frac{P(u_t = 1 | r)}{P(u_t = 1 | r)}) \tag{2.14}$$

โดยที่ $P\{u_t=i|r\}, i=0,1$ เป็น a posteriori probability (APP) ของบิตข้อมูล u_t ตัวถอดรหัสจะต้องตัดสินโดยการเปรียบเทียบ ... กับศูนย์

$$u_t = \begin{cases} 1 & if\, \Lambda(u_r) > 0 \\ 0 & otherwise \end{cases} \tag{2.15}$$

APPs ในสมการ สามารถนำมาคำนวณหาค่าได้จาก trellis diagram โดย

$$P\{u_t = 0 | r\} = \sum_{(m',m)\in B_t^0} p\{s_{t-1} = m', S_t = m | r\} \tag{2.16}$$

$$P\{u_t = 0 | r\} = \sum_{(m',m)\in B_t^0} p\{s_{t-1} = m^t, S_t = m | r\} \tag{2.17}$$

โดยที่ S_{t-1} และ S_t เป็นสถานะของตัวเข้ารหัส ณ เวลาที่ t-1 และ t ตามลำดับ และ ... และ ... เป็นเซของการเปลี่ยนแปลงจากสถานะ m' ถึง สถานะ m ที่เกิดจาก ... และ ... ตามลำดับ สมการที่ และ สามารถเขียนได้เป็น

$$P\{u_t = 0 | r\} = \sum_{(m^t,m)\in B_t^0} \frac{p\{s_{t-1} = m^t, S_t = m | r\}}{P\{r\}} \tag{2.18}$$

$$P\{u_t = 1 | r\} = \sum_{(m^t,m)\in B_t^1} \frac{p\{s_{t-1} = m^t, S_t = m | r_1^n\}}{P\{r\}} \tag{2.19}$$

โดยที่ $P\{r\}$ เป็นค่าคงที่ เนื่องจากมันไม่มีผลกระทบต่อการทำให้มีค่ามากที่สุดและจะไม่นำไปพิจารณาในการคำนวณต่อๆ ไป

เพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการคำนวณหาค่าบิตข้อมูล APPs ฟังก์ชั่นความน่าจะเป็นต่อไปนี้ได้มีการอธิบายไว้

$$\alpha_t(m) = P\{s_t = m, t_1^t\} \tag{2.20}$$

$$\beta_t(m) = P\{r_{t+1}^N = S_t, m\} \tag{2.21}$$

$$\gamma_t^i(m^t, m) = P\{u_t = i, S_t = m, r_t S_{t-1} = m'\} \tag{2.22}$$

โดยที่
$$r_t = (r_{t,0}, \ldots, r_{t,i}, \ldots, r_{t,n-1}) \tag{2.23}$$

$$r_t^k = (r_t, r_{t+1}, \ldots, r_k) \tag{2.24}$$

ความน่าจะเป็นร่วมของการเปลี่ยนสถานะ $P\{S_{t-1} = m', S_t = m, r\}$ อธิบายได้เป็น

$$p\{s_{t-1} = m^t, S_t = m, r\} = \alpha_{t-1}(m') \sum_{i \in 0,1}^{n} \gamma_t^i(m', m) \tag{2.25}$$

โดยที่ $\alpha_t(m)$ และ $\beta_t(m)$ ได้มาจาก

$$\alpha_t(m) = \sum_{m'} \alpha_{t-1}(m') \sum_{i \in 0,1} \gamma_t^i(m', m) \tag{2.26}$$

$$\beta_t(m) = \sum_{m'} \beta_{t+1}(m') \sum_{i \in 0,1} \gamma_t^i(m', m) \tag{2.27}$$

และ $\gamma_t^i(m', m)$ เป็นค่าความน่าเป็นของการเปลี่ยนสถานะของช่องสัญญาณถ่วงน้ำหนักด้วยบิตข้อมูล APP $p_t(u_t = i), i = 0,1$ เมื่อ u_t เป็นสัญลักษณ์ของข้อมูลที่เกี่ยวเนื่องกับการเปลี่ยนสถานะ $S_{t-1} = m' \to S_t = m$ สัมประสิทธิ์ $\gamma_t^i(m', m)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\gamma_t^i(m', m) = p_t(u_t = i) \prod_{j=0}^{j=n-1} p\{r_{t,j} \mid x_{t,j}\} \tag{2.28}$$

$$P\{r_{t,j} \mid x_{t,j}\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{\frac{(r_{t,j} - x_{t,j})^2}{2\sigma^2}} \tag{2.29}$$

โดยที่ $x_{t,j}, j = 0,...,n-1$ เป็นสัญลักษณ์ข้อมูลที่มอดูเลทโดย BPSK ในคำรหัสที่ร่วมกับการเปลี่ยนแปลง $S_{t-1} = m' \rightarrow S_t = m$

ถ้าเราสมมติให้ตัวเข้ารหัส (Encoder) เริ่มต้นและจบลงที่สถานะศูนย์ ขอบเขตของเงื่อนไขจะเป็น

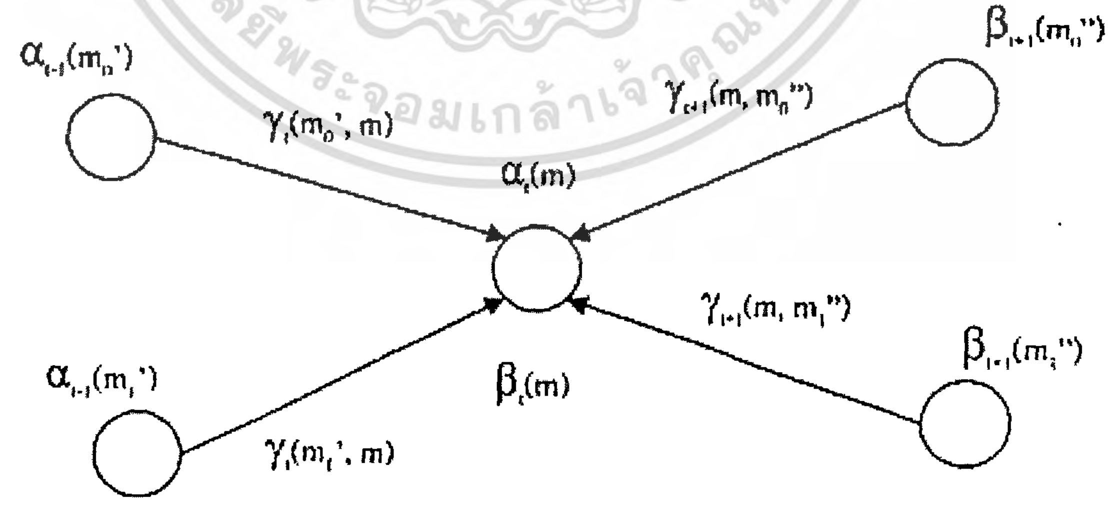
$$\alpha_0(0) = 1, \alpha_0(m) = 0 \ \ for \ \ m \neq 0 \tag{2.30}$$

$$\beta_N(0) = 1, \beta_N(m) = 0 \ \ for \ \ m \neq 0 \tag{2.31}$$

ตอนนี้อัตรา log-likelihood $\wedge(u_t)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\Lambda(u_t) = \log \frac{\sum_{(m',m)\in B^1}^{n} \alpha_{t-1}(m')\gamma_t^1(m',m)\beta_t(m)}{\sum_{(m',m)\in B^0}^{n} \alpha_{t-1}(m')\gamma_t^0(m',m)\beta_t(m)} \tag{2.32}$$

อัลกอริทึมข้างตรงนี้โดยปกติแล้วจัดอยู่ในกลุ่มอัลกอริทึมไปข้างหน้าและไปข้างหลัง (forward/backward algorithm)เนื่องจากสัมประสิทธิ์ $\alpha_t(m)$ สามารถวนลูบคำนวณหาได้ตั้งแต่ตอนเริ่มต้น trellis (forward recursion) และตัวสัมประสิทธิ์ $\beta_t(m)$ ก็สามารถวนลูบคำนวณได้ตอนท้ายของ trellis (backward recursion)



รูปที่ 2.22แผนภาพแสดงการวนลูบไปข้างหน้าและข้างหลัง

รูปที่ 2.19 แสดงแผนภาพที่นำเสนอเรื่อง forward/backward recursion สัมประสิทธิ์ $\alpha_{t-1}(m_t')$ แสดงถึง α coefficient สำหรับสถานะ m_t' ในสถานะที่ (t-1)th ซึ่งเชื่อมต่อกับสถานะ m ในสถานะ trellis และที่การเปลี่ยนแปลงสถานะ $S_{t-1} = m' \to S_t = m$ ที่มีสาเหตุจากบิตข้อมูล $u_t = i, i = 0,1$ ในทำนองเดียวกัน $\beta_{t+1}(m_t^{'})$ แสดงถึงสัมประสิทธิ์ β ที่แสดงถึงสถานะ $m_t^{'}$ ในสถานะ $(t)^{th}$ $(t+1)^{th}$ trellis ที่ซึ่งเชื่อมต่อกับสถานะ m ในสถานะ $(t)^{th}$ trellis และที่มีการเปลี่ยนแปลงสถานะ $S_{t-1} = m' \to S_t = m$ ที่เกิดจากบิตข้อมูล $u_t = i, i = 0,1$ ค่า APP ของบิตข้อมูลสามารถคำนวณได้จาก

$$P\{u_t = 1 | r\} = \frac{e^{\Lambda(u_t)}}{1 + e^{\Lambda(u_t)}} \qquad (2.33)$$

$$P\{u_t = 0 | r\} = \frac{1}{1 + e^{\Lambda(u_t)}} \qquad (2.34)$$

ค่า APP ของบิตข้อมูลที่ถูกส่งออกไปสามารถคำนวณได้โดยบวกค่าความน่าจะเป็นของคำรหัสที่ประกอบด้วยบิตที่ถูกส่งโดยเฉพาะ นั่นก็คือ

$$P\{x_{t,j} = 1 | r\} = \sum_{u_t = i, x_{t,j} = 1} P\{u_t = i | r\} \qquad (2.35)$$

รหัสแบบบล็อก (Block Code)

รหัสแบบบล็อก (Block Code) เป็นหนึ่งในรหัสที่ใช้ป้องกันความผิดพลาดล่วงหน้า (FEC) ซึ่งในการเข้ารหัสแบบบล็อกนั้น ข้อมูลข่าวสารจะถูกแบ่งออกเป็นชุด หรือบล็อกย่อยๆ ก่อนการเข้ารหัส ซึ่งรหัสแบบบล็อกสามารถตรวจสอบ และบอกตำแหน่งข้อมูลที่ผิดพลาดได้ ซึ่งขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของการเข้ารหัส แบบบล็อกนี้มีหลายรูปแบบ เช่น รหัสแบบลิเนียร์บล็อก (Linear Block Code) รหัสแบบแฮมมิ่ง รหัสแบบ Cyclic และรหัสแบบ BCH เป็นต้น

การเข้ารหัสแบบลิเนียร์บล็อก (Linear Block Code)

การเข้ารหัสแบบลิเนียร์บล็อกนั้นเป็นพื้นฐานที่สำคัญของรหัสแบบบล็อก รหัสแบบลิเนียร์บล็อกเป็นการตรวจเช็คพาริตี้ (Parity) ชนิดหนึ่ง โดยการเข้ารหัสแบบลิเนียร์บล็อกนั้นเป็นการนำข้อมูลข่าวสารที่ต้องการเข้ารหัสมาแบ่งเป็นชุดๆ หรือบล็อกย่อยๆ ซึ่งแต่ละชุดนั้นมีขนาดเท่ากับ k บิต แล้วนำมาหาค่าคำรหัส หรือ Codeword ขนาด n บิต โดยทั่วไปแทนสัญลักษณ์ (n,k) การเข้ารหัสแบบลิเนียร์บล็อกนั้นการคำนวณหาค่าคำรหัสเป็นแบบเชิงเส้น (Linear) ซึ่งการหาค่าคำรหัสจะใช้ Generator matrix ในการคำนวณ ดังนี้

$$U = mG \tag{2.36}$$

โดย U คือ ข้อมูลที่ได้หลังจากการเข้ารหัส m คือ ชุดของข้อมูลจำนวน k บิต ซึ่งนำมาเข้ารหัส และ G คือ Generator matrix ของการเข้ารหัส

การถอดรหัสแบบลิเนียร์บล็อก

การตรวจจับความผิดพลาดของข้อมูลที่ถูกส่งไปของรหัสแบบบล็อกนั้น วิธีการคือการนำข้อมูลที่รับได้มาทำการคูณกับเมตริกที่ใช้สำหรับตรวจจับความผิดพลาดของข้อมูล (*H*) ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการคูณนั้นเรียกว่าค่า Syndrome (*S*) ซึ่งเป็นค่าแสดงถึงลักษณะความผิดพลาดของข้อมูลที่เกิดขึ้นกับข้อมูลชุดนั้นๆ [Imai ,1990] ค่า Syndrome ทำให้สามารถนำไปใช้แก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลให้ถูกต้องได้ โดยลักษณะการถอดรหัสแบบลิเนียร์บล็อกมีการทำงานดังสมการ

$$S = (U + e)H^{t} \tag{2.37}$$

โดย *e* คือค่าความผิดพลาดที่เกิดขึ้น และ H จะมีความสัมพันธ์ กับ G ซึ่งทำให้ UHT มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นค่า Syndrome ที่ได้นั้นมีค่าเท่ากับ

$$S = eH^{t} \tag{2.38}$$

ค่า Syndrome ที่ได้จากการคำนวณนั้นใช้ในการตรวจสอบว่ามีการผิดพลาดเกิดขึ้นที่บิตใด ทำให้สามารถทำการแก้ไขข้อมูลให้เกิดความผิดพลาดให้ถูกต้องได้ แต่รหัสแบบลิเนียร์บล็อกนั้นมีข้อจำกัดในการตรวจสอบหาตำแหน่งผิดพลาด ถ้าความผิดพลาดเกิดขึ้นนั้นเกินขอบเขตของรหัส

2.ภาค.5 ความสามารถในการตรวจจับและแก้ไขความผิดพลาด

ความสามารถในการตรวจจับและแก้ไขความผิดพลาด เป็นตัวบอกประสิทธิภาพของรหัส การวิเคราะห์คุณสมบัติต่างๆ ของการเข้ารหัสต้องมีการพิจารณาถึงองค์ประกอบหลายส่วน ได้แก่ น้ำหนักแฮมมิ่ง (Hamming weight) และระยะห่างแฮมมิ่ง (Hamming distance) สำหรับค่าน้ำหนักแฮมมิ่งหรือ *w(U)* นั้นหมายถึงจำนวนบิตของข้อมูลที่ไม่เท่ากับ “0” ซึ่งในกรณีของข้อมูลไบนารี่หมายถึงจำนวนข้อมูลที่เป็น “1” สำหรับค่าระยะห่างแฮมมิ่งระหว่างข้อมูล *U* และ *V* หรือ *d(U,V)* นั้นหมายถึงจำนวนบิตของข้อมูลทั้งสองที่มีค่าแตกต่างกัน ซึ่งทั้งสองค่านี้มีความสัมพันธ์กันดังสมการ [Imai ,1990]

$$d(U,V) = \sum_{i=1}^{n} U_i \oplus V_i \qquad (2.39)$$

ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสนั้นค่าระยะห่างแฮมมิ่งที่อาจเท่ากันหรือแตกต่างกันก็ได้ แต่ในการวิเคราะห์การทำงานจะพิจารณาเพียงข้อมูลที่มีค่าระยะห่างแฮมมิ่งที่มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งเรียกว่าค่าระยะห่างแฮมมิ่งต่ำสุด (Minimum hamming distance) หรือ โดยจะถูกนำไปใช้ในการคำนวณความสามารถในการแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูล สำหรับการเข้ารหัสแบบบล็อกนั้นความสัมพันธ์ระหว่างค่า ... และจำนวนบิตที่มากที่สุดของข้อมูลที่เกิดความผิดพลาดที่ยังสามารถแก้ไขให้ถูกต้องได้ (t) แสดงดังสมการ

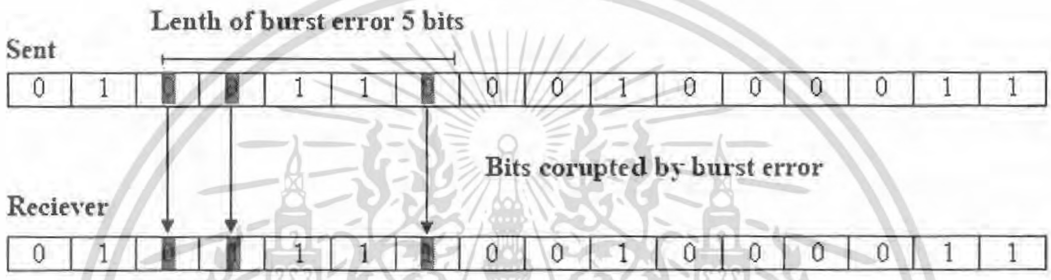
$$t = [\frac{d_{\min} - 1}{2}] \qquad (2.40)$$

ส่วนค่าของจำนวนบิตที่มากที่สุดของข้อมูลที่ยังสามารถตรวจจับได้ว่าเกิดความผิดพลาดขึ้น (Error detecting capability) นั้นแสดงดังสมการ

$$e = d_{\min} - 1 \qquad (2.41)$$

2.11 Burst Error

หมายถึง การผิดพลาดที่เกิดขึ้นตั้งแต่ 2 บิตขึ้นไป ต่อหน่วยข้อมูล 1 หน่วย (เช่น Byte, Character, Data Unit, หรือ Packet) จากตัวอย่าง สังเกตว่า Error ชนิดนี้ **ไม่จำเป็นต้องเกิดกับบิตที่ติดกัน** ความยาวของ Error วัดได้จาก บิตแรก จนถึงบิตสุดท้าย ที่เกิดข้อผิดพลาด โดยที่ข้อมูลบางบิตในช่วงนั้นอาจถูกต้องก็ได้ จำนวนบิตที่อาจเกิด Error ขึ้นกับช่วงเวลาของ Noise



รูปที่ 2.23 ตัวอย่างการเกิด Burst Error

2.12 Equalization

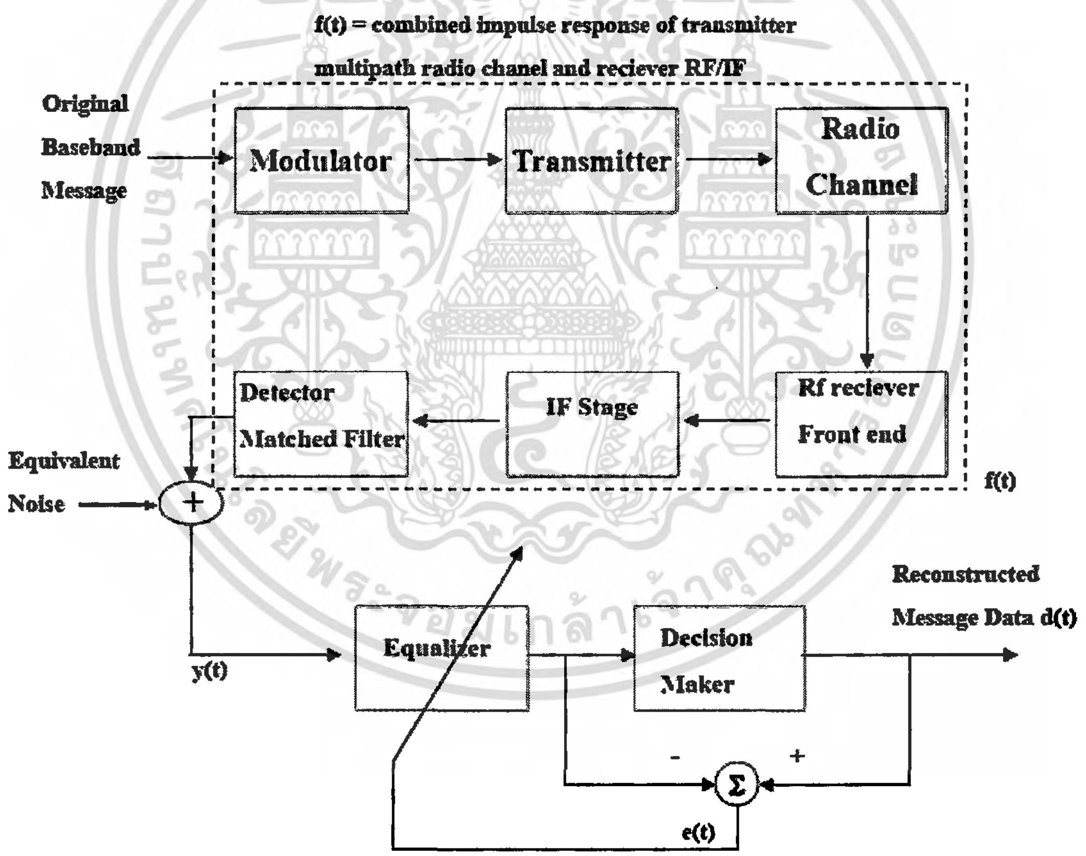
เป็นเทคนิคที่ใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณในการสื่อสารแบบไร้สาย โดย equalization เป็นเทคนิคที่ใช้ในการลด ของสัญญาณที่เกิดจาก ISI (Intersymbol Interference) ที่เกิดขึ้นจากการส่งสัญญาณแบบ multipath ในช่วงสัญญาณแบบ time dispersive channel

2.12.1 คุณสมบัติของ equalization

- ไม่จำเป็นที่จะต้องทราบโครงสร้างของช่องสัญญาณแบบ multipath เสมอไป
- ช่องสัญญาณแบบ multipath จะมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา ดังนั้น ตัว equalization จะต้องเป็นแบบสามารถปรับค่าเองได้ตามการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ

2.12.2 รูปแบบการทำงานของ equalization มีอยู่ 2 รูปแบบ

- Training mode จะทำงานโดยการสุ่มค่าที่ไม่ซ้ำกันแล้วส่งสัญญาณที่ทราบค่าไปยังภาครับ ซึ่งอาจจะได้รับค่าที่ไม่เหมือนเดิม แล้วมาเทียบกับต้นฉบับของช่องสัญญาณแล้ว ดูว่าเกิดความเปลี่ยนแปลงว่าเป็นอย่างไร โดยต้องส่งสลับกันระหว่าง Training และ Tracking ทำให้ทางภาครับทราบถึงการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณ
- Tracking Mode เป็นอัลกอริธึมที่ใช้การหาค่า estimate filter coefficient แล้วนำค่าที่ได้มาปรับสัญญาณให้ได้ตรงกับสัญญาณต้นฉบับมากที่สุด



รูปที่ 2.24 Block diagram ของระบบสื่อสารอย่างง่ายโดยใช้ adaptive equalizer ที่ภาครับ

เมื่อเราทำการป้องสัญญาณ Input (x(t)) เข้าไปในระบบแล้ว ทางภาคส่ง สัญญาณ input จะเดินทางไปที่ตัว modulator แล้วเดินทางไปที่ ตัว transmitter จากนั้นก็จะส่งเข้า radio channel ซึ่ง

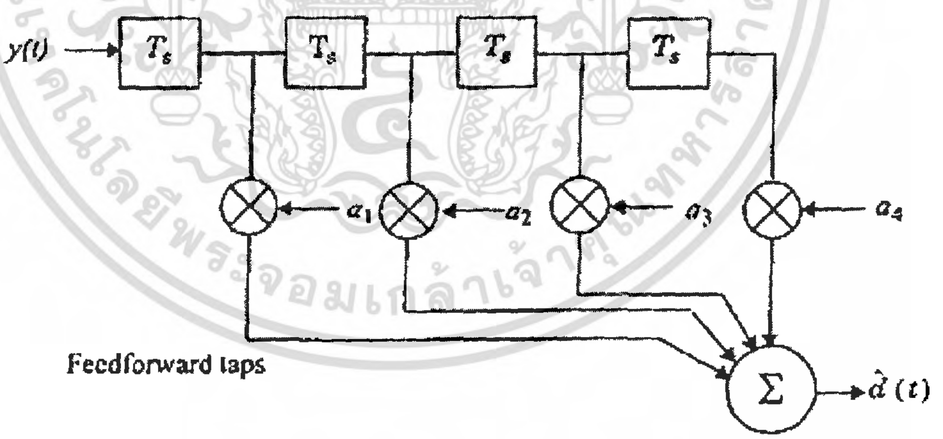
เป็นช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณ จากนั้นสัญญาณจะเดินทางเข้าสู่ RF Receiver Front End ผ่าน IF และ Detector Matched Filter ซึ่งจะทำการเพิ่ม SNR ให้กับสัญญาณเพื่อจะได้ทำการดักจับสัญญาณได้ง่าย หลังจากนั้น สัญญาณจะถูกนำไปรวมกับ Equivalent noise ทำให้สัญญาณเปลี่ยนไปอยู่ในรูป y(t) แล้วเดินทางเข้าสู่ตัว equalizer จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปยังตัว Decision maker ซึ่งทำหน้าที่ตัดสินใจในการรับสัญญาณว่าตรงกับสัญญาณที่ต้องการจะสื่อสารใช่หรือไม่ ถ้าไม่ใช่ จะทำการส่งย้อนกลับมาที่ตัว equalizer prediction error แล้วส่งย้อนกลับมาที่ตัว Equalizer โดยมีเงื่อนไขดังต่อไปนี้

$$y(t) = x(t) \otimes f^*(t) + n_b(t) \qquad (2.42)$$

$$\hat{d}(t) = x(t) \otimes f^*(t) \otimes h_{eq}(t) + n_b(t) \otimes h_{eq}(t) \qquad (2.43)$$

$$F^*(-f)H_{eq}(f) = 1 \qquad (2.44)$$

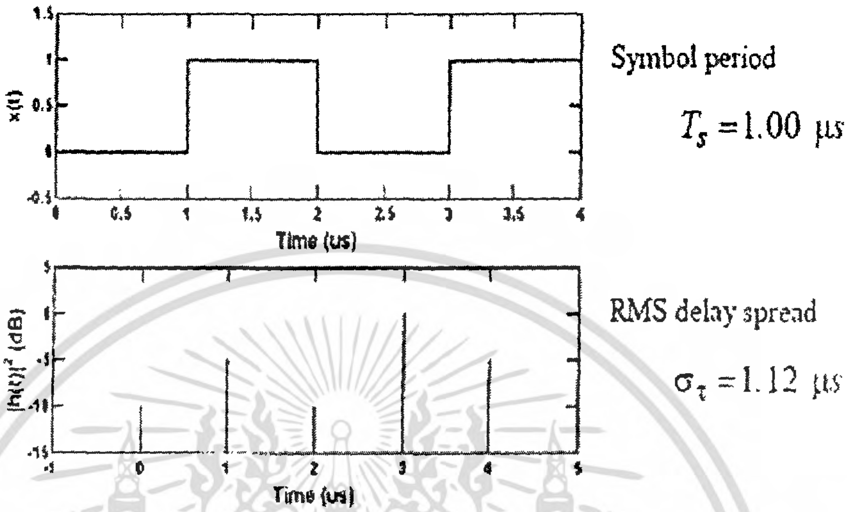
$$F^*(-f)H_{eq}(f) = 1 \qquad (2.45)$$



รูปที่ 2.25 ตัวอย่าง Equalizer แบบ FIR(Finite Impulse Response) ซึ่งเป็น Linear Equalizer (Transversal Filter) ที่เป็นแบบ Feed Forward tap

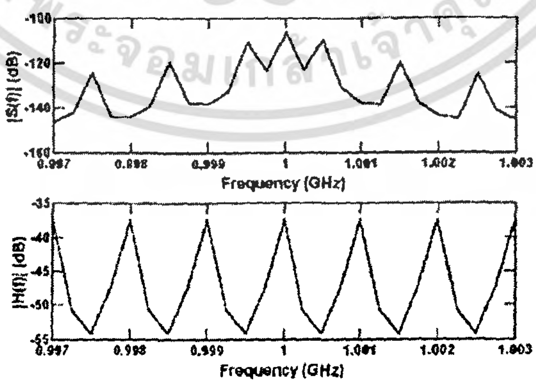
2.12.3 แบบจำลอง Equalization

Time domain



รูปที่ 2.26 ตัวอย่างของรูปกราฟสัญญาณ (a) สัญญาณที่ต้องการจะส่ง (b) ช่องสัญญาณ ในเชิงเวลา

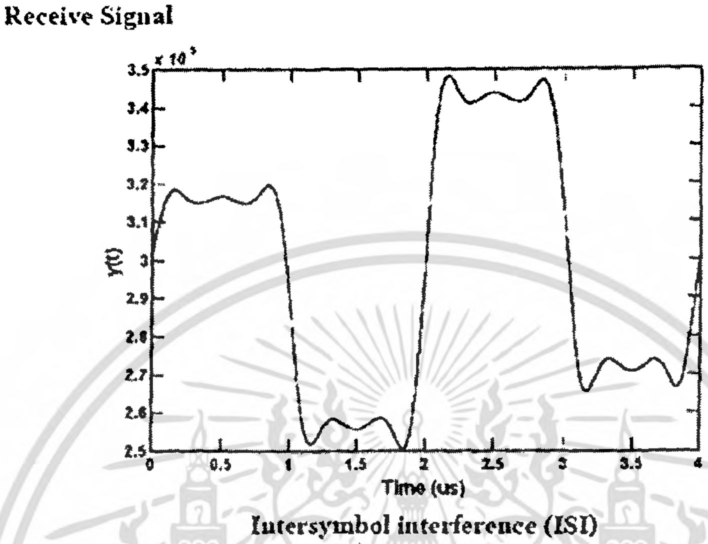
กราฟด้านบน รูปแรก เป็นสัญญาณที่ต้องการจะส่งเป็น input x(*t*) ส่วนกราฟด้านล่างเป็น impulse response ของช่องสัญญาณ โดยอยู่ในรูปของ time domain จากรูปที่ 2.28 จะเห็นว่า คาบของสัญญาณที่เป็นอินพุทนั้นน้อยกว่าคาบของช่องสัญญาณ เมื่อส่งสัญญาณออกไปแล้ว จะเกิดความเพี้ยนไปของช่องสัญญาณ



Frequency selective fading

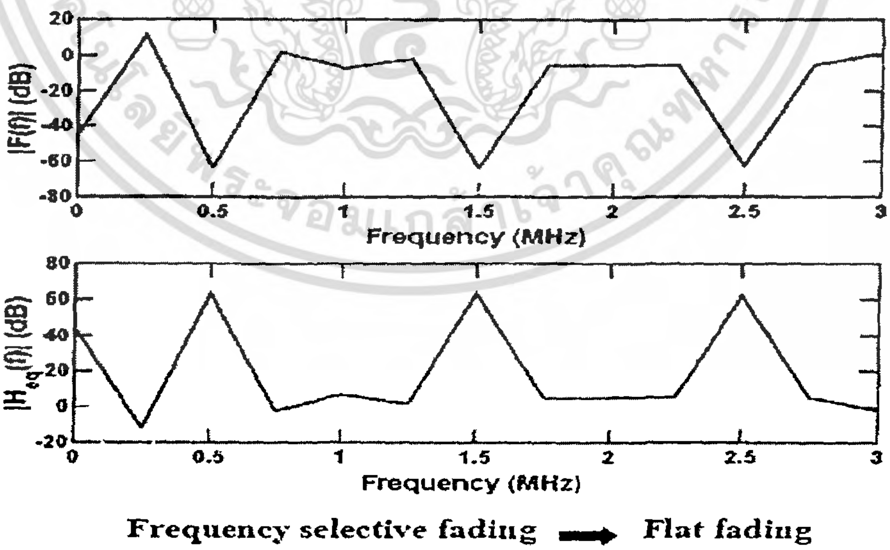
รูปที่ 2.27

ในรูปที่ 2.27 ตัวอย่างของรูปกราฟสัญญาณ (a) สัญญาณที่ต้องการส่ง (b) ช่องสัญญาณในเชิงความถี่ ในรูปที่ 2.27 นี้ สัญญาณจะอยู่ในรูปของ Frequency domain



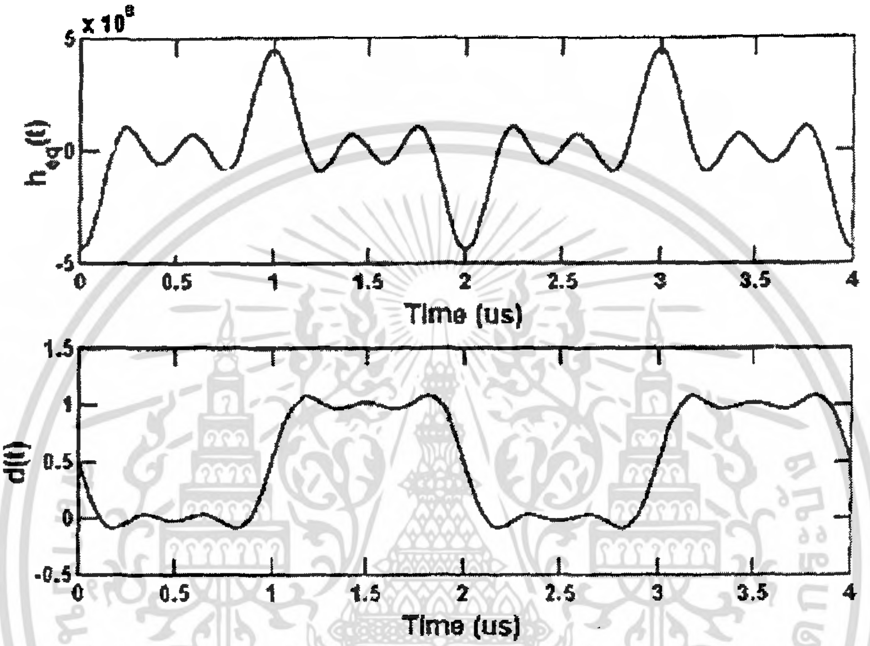
รูปที่ 2.28 รูปกราฟของสัญญาณที่ได้รับ โดยไม่ได้ผ่านตัว equalizer

จากรูปที่ 2.28 จะเป็นสัญญาณที่เป็น output จากตัว Detector Matched Filter ซึ่งไม่สามารถแยกได้ว่าสัญญาณไหนเป็นของบิตไหน เกิดปัญหา ISI (Intersymbol Interference)



รูปที่ 2.29

จากรูปที่ 2.29 กราฟด้านบนรูปแรก (2.31(a)) เป็นกราฟของค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณทั้งหมดทางภาคส่ง กราฟค่าสัมประสิทธิ์ตัว equalization ด้านล่าง (2.31(b)) จะต้องเป็นอินเวิร์สของกราฟด้านบน (2.31(a)) ตามเงื่อนไขข้อที่ 4



รูปที่ 2.30 กราฟสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณในโดเมนเวลา (b) ผลลัพธ์เมื่อนำสัญญาณใน

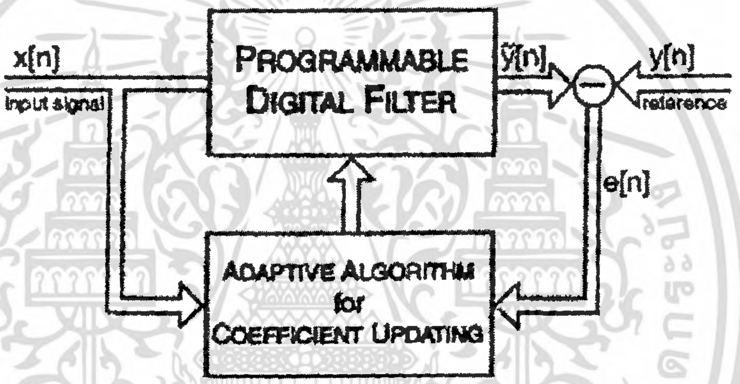
จากรูปที่ 2.30 นำกราฟค่าสัมประสิทธิ์ของ equalizer มาทำ Inverse Fourier Transform ให้ได้เป็น impulse response ของตัว equalizer ในรูปของ Time domain ซึ่งได้แสดงไว้ดังรูปที่ 2.32(a) รูปกราฟด้านบนจากนั้น นำมาทำ convolution กับ output ของสัญญาณจากตัว Detector Matched Filter ก็จะได้ผลลัพธ์ของสัญญาณออกมาเป็นรูปกราฟด้านบนอันที่ 2.32(b) ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่าสามารถแยกได้ว่า สัญญาณใดเป็นของบิตใด

2.13 Adaptive Filtering

2.13.1 Structure of Adaptive Filter

ในระบบสื่อสาร Adaptive filter มีความสำคัญเป็นอย่างมาก เนื่องจากสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา digital filter จึงถูกนำมาใช้อย่างกว้างขวางเนื่องจากสามารถปรับเปลี่ยนค่า coefficient ให้เหมาะสมตามสัญญาณขาเข้าที่แต่ละเวลาได้ โครงสร้างของ Adaptive filter มีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ

1. Digital filter ที่มี coefficient ปรับค่าได้
2. Adaptive algorithm ที่ใช้ปรับ coefficient ของ filter

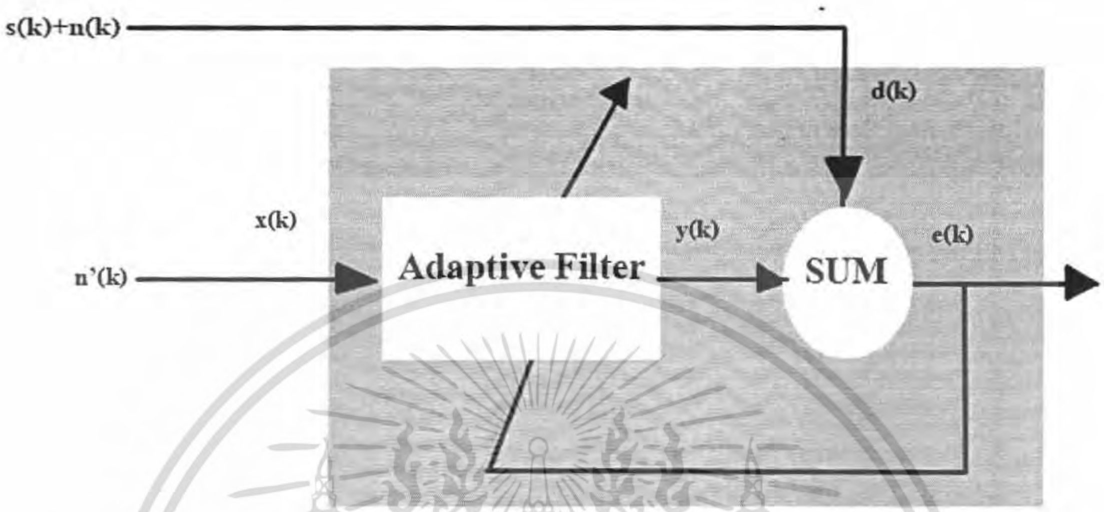


รูปที่ 2.31 Genaral form of adaptive Filter

2.13.2 Concept of Adaptive Filter for Noise Cancellation

โครงสร้างของ Adaptive filter สำหรับ noise cancellation เป็นดังรูปที่ 2.34 ระบบที่พิจารณาเป็น Dual-channel Systems (ไมโครโฟน 2 อัน) โดย Adaptive filter ที่ใช้มีจุดมุ่งหมาย เพื่อขจัดสัญญาณรบกวน จากรูป primary input เป็นสัญญาณที่ต้องการ (desired signal) รวมกับ noise และ secondary input คือ noise source เพื่อกำเนิด noise ที่มีความสัมพันธ์กับ noise ใน primary input เพื่อทำการหักล้างกับสัญญาณจาก primary input

เพื่อพิจารณาง่ายขึ้นจะเป็นดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 Adaptive filter for noise cancellation

ซึ่งโครงสร้างของ Adaptive Filter ดังรูปที่ 2.35 จะได้ Output ดังนี้

$$y(n) = \sum_{k=0}^{M-1} w_k^{*} u(n-k), n = 0,1,2,... \qquad (2.46)$$

เมื่อ Order ของ Adaptive filter เท่ากับ M

โดยที่

$u(n) = [u(n), u(n-1), ..., u(n-m+1)]^T$ -input speech

$w(n) = [w_0(n), w_1(n), ..., w_{M-1}(n)]^T$ -tap-weightvector

$y(n) = w\ (n)^H u(n)$ -output enhanced speech

$e(n) = d(n), y(n) = d(n) - w(n)^H u(n)]$ -error signal

$J(n) = E\{e(n)e \bullet (n)\} = E\{| e\{n\} |^2\}$ -error performance fcn

2.13.3 Adaptive algorithm

หลักการปรับค่าเปลี่ยนค่า coefficient ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเป็นไปดังต่อไปนี้

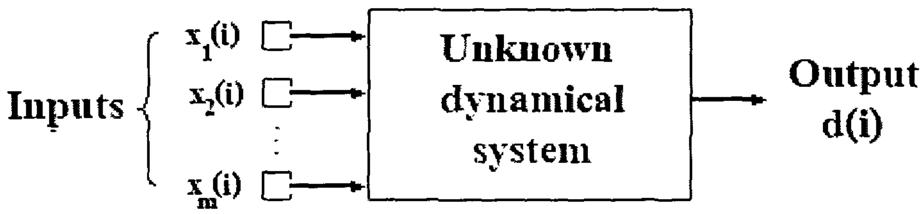
$$\begin{pmatrix}\text{new}\\ \text{Parameter}\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\text{old}\\ \text{Parameter}\end{pmatrix} + \underset{\mu}{\begin{pmatrix}\text{step}\\ \text{size}\end{pmatrix}} \cdot \underset{f(x(n))}{\begin{pmatrix}\text{function}\\ \text{of input}\end{pmatrix}} \cdot \underset{f(e(n))}{\begin{pmatrix}\text{function}\\ \text{of eror}\end{pmatrix}}$$

Coefficient ตัวใหม่ ขึ้นกับ coefficient ที่เวลาก่อนหน้า รวมกับการให้ความสำคัญกับสัญญาณเข้าตัวใหม่ที่เข้ามากับ error

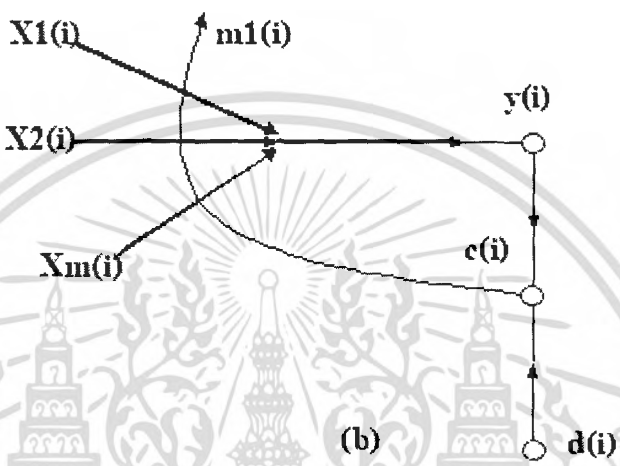
โดย Algorithm ที่ใช้ในการปรับค่า coefficient ของ adaptive filter มีใช้หลาย algorithm ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึง LMS algorithm

ข้อได้เปรียบของตัวกรองแบบปรับค่าได้ข้อหนึ่ง คือ มีสูตรการคำนวณที่ง่าย ไม่ซับซ้อน และไม่จำเป็นต้องรู้พารามิเตอร์ทางสถิติของสัญญาณขาเข้า ที่สำคัญค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะถูกปรับโดยอัตโนมัติให้เหมาะสมเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของสัญญาณขาเข้าขึ้น [3] ตัวกรองแบบปรับตัวได้ถูกนำไปใช้งานในภาวะที่ไม่สามารถใช้ตัวกรองแบบธรรมดาได้ หรือใช้ได้ไม่ดีนัก เช่น เมื่อสัญญาณรบกวนและสัญญาณที่ต้องการอยู่ในย่านความถี่เดียวกันหรือเมื่อไม่รู้ลักษณะที่แน่นอนของสัญญาณที่ต้องการตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานตัวกรองแบบปรับตัวได้ ได้แก่ ด้าน Identification เช่น System identification และ Layered earth modeling; ด้าน Inverse modeling เช่น Deconvolution และ Blind equalization; ด้านการทำนาย เช่น Linear predictive coding และ Signal detection; ด้าน Interference canceling เช่น Noise canceling และ Echo cancellation

- Linear neuron with output



(a)



(b)

รูปที่ 2.33(a) Unknown dynamical system

(b) Signal – flow gaph of adaptive model for the system

โดยที่
$$w(i) = [w_1(i), w_2(i), ..., w_m(i)]T \quad (2.47)$$

$$x(i) = [x_1(i), x_2(i), ..., x_m(i)]T \quad (2.48)$$

- ค่าความผิดพลาด (error signal) *e(i)=d(i)-y(i)* จะถูกใช้ในการปรับค่า weight vector โดยการ minimize cost function
- x(i) อาจเป็นข้อมูลที่มีหลายปัจจัยซึ่งเก็บในเวลาเดียวกัน (snapshot) หรือข้อมูลตัวเดียวกันแต่คนละเวลา (Uniformly space in time)
- การคำนวณเริ่มจากการเลือกค่า synaptic weight โดยการสุ่มเดา
- การคำนวณเพื่อเปลี่ยนแปลงค่า synaptic weight จะทำเสร็จในหนึ่งช่วงการ sampling การคำนวณแบ่งออกเป็นสองช่วงคือ

1. Filter process ซึ่งเป็นการคำนวณค่า output และการคำนวณค่า error
2. Adaptive process เป็นการปรับค่า synaptic weights

2.14 Least-Mean-Square Algorithm (LMS)

- Cost function คือ sum of error squares ซึ่งคำนวณจากค่า "instantaneous value" ดังนี้

$$\varepsilon(W)=\frac{1}{2}e^2(n) \tag{2.49}$$

โดยที่ *e(n)* คือ the error signal ที่เวลา *n*

$$e(n)=d(n)-x^T(n)w(n) \tag{2.50}$$

- จาก (2.50)

$$\frac{\partial\varepsilon(n)}{\partial\varepsilon(n)}=-X(n) \tag{2.51}$$

$$\frac{\partial\varepsilon(w)}{\partial\varepsilon(n)}=-X(n)e(n)=\hat{g}(n) \tag{2.52}$$

$$\mathrm{W}(\mathrm{n}+1)=\mathrm{w}(\mathrm{n})-\ \eta g(n) \tag{2.53}$$

จะได้

$$\hat{w}(n+1)=\hat{w}(n)+\eta x(n)e(n) \tag{2.54}$$

- LMS algorithm เป็นเครื่องมือมาตรฐานในกระบวนการ Adaptive signal processing เช่น Equalization active noise control, Noise cancellation
- ง่ายต่อการคำนวณ
- โครงสร้างมีความเป็นอิสระเพื่อความแข็งแรง
- LMS algorithm สามารถลดค่า maximum possible estimation error ให้เหลือน้อยที่สุด

- ในทางปฏิบัติ LMS algorithm ถูกนำมาใช้บ่อยสำหรับการ tracking การเปลี่ยนแปลงแบบไม่คงที่ในข้อมูลที่เป็นข้อมูลป้อนเข้า (Input data)
- ผลลัพธ์จะค่อยๆ เข้ามาบรรจบกัน
- มีความไวต่อ High condition number (eigenvalue spread) of the data
- จะนำมาทำการ Correlation กับ matrix Rx.
- โดยทั่วไปแล้ว ค่าพารามิเตอร์ของ LMS algorithm จะถูกกำหนดให้เป็นค่าคงที่ที่เหมาะสมค่าหนึ่ง $\eta(n) = \eta_0$ สำหรับทุกๆ n
- ในสภาวะแวดล้อมที่คงที่ จะใช้วิธีการที่ดีกว่าคือใช้ annealed learning rate

$$\eta(n) = \frac{\eta_0}{1 + n/\tau} \tag{2.55}$$

- การใช้ *search time constant* T จะทำให้ขั้นแรกของอัลกอริธึมสามารถแก้ไขปัญหาได้ใกล้เคียงที่สุด
- หลังจากนั้น การลดค่า $\eta(n)$ จะทำให้อัลกอริธึมยิ่งเบนเข้าใกล้วิธีแก้ปัญหาที่เหมาะสมที่สุด
- A similar time-varying learning parameter $\eta(n)$ is useful also in other stochastic gradient algorithm
- ข้อดีของ LMS คือ ไม่ต้องรู้ autocorrelation matrix (R) และ cross correlation matrix (P)

2.15 ไดเวอร์ซิตี (Diversity)

ไดเวอร์ซิตี (diversity) เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้นโดยไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้าไปกับบิตข้อมูลอย่างที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ และไม่ต้องมีการส่งชุดลำดับการฝึกสำหรับใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจะ Equalizer ซึ่งหมายถึงว่า ไม่มีการแบ่ง Bandwidth ของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของการรับส่งสัญญาณเลย นอกจากนี้ส่วนของอุปกรณ์ที่ต้องเพิ่มเข้ามาสำหรับการทำไดเวอร์ซิตีก็มีราคาไม่แพงเกินไป ดังนั้นไดเวอร์ซิตีจึงมีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ

หลักการของ diversity อาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้วถ้าหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจาก fading ทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังที่อ่อนมาก ก็อาจจะมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูง ดังนั้นถ้าระบบก็สามารถที่จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ วิธีการนี้สามารถช่วยทำให้ค่า SNR ของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ถึง 20-30 dB สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้น โดยทางภาคส่งสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องด้วยเลย

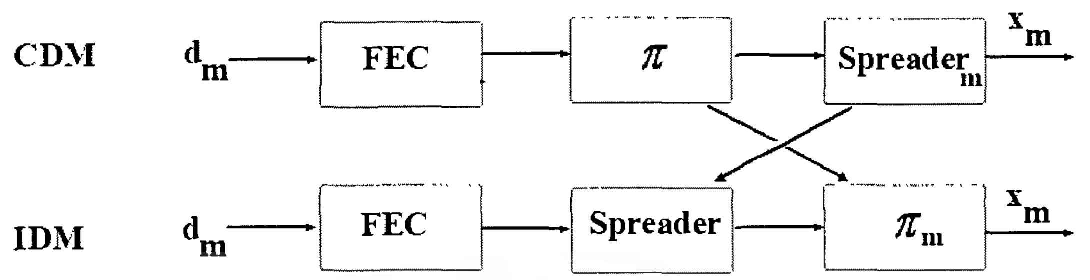
ไดเวอร์ซิตีทางสเปซ

ไดเวอร์ซิตีทางสเปซ (space diversity หรือบางทีเรียกว่า antenna diversity) เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งานอย่างมากในทางปฏิบัติ เราสามารถแบ่งลักษณ์การรับสัญญาณของวิธีการนี้ออกได้เป็น 4 รูปแบบ คือ

- Selection Diversity
- Feedback or Scanning Diversity
- Maximal Ratio Combining
- Equal Gain Combining

2.16 ความแตกต่างระหว่าง CDMA และ IDMA

ข้อแตกต่างระหว่าง CDMA กับ IDMA อาจจะมองเห็นไม่ชัดนักในภาคส่ง แต่จะมีความแตกต่างกันอย่างชัดเจนทางภาครับ ซึ่งก็คือ ในการแยกสัญญาณของทางภาคส่ง ในระบบ CDMA จะแยกโดยใช้ Spreading Sequence ที่ต่างกันในการระบุสัญญาณของทางภาคส่ง ซึ่งมีข้อเสีย คือ เมื่อจำนวนผู้ใช้มีจำนวนมาก ทำให้ความซับซ้อนของระบบภาครับมีมากขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาประมวลผลแยกสัญญาณที่นานขึ้น ทั้งยังต้องมีพื้นที่ที่ใช้ในการประมวลผลมากขึ้น ดังนั้น ในระบบ IDMA จึงแก้ปัญหาดังกล่าว โดยกำหนดให้ Spreading Sequence มีค่าเหมือนกันสำหรับทุก User แล้วใช้ตัว Interleaver เป็นตัวแยกสัญญาณของผู้ใช้ในภาครับ โดย User ที่ต่างกันจะต้องใช้ Interleaver ที่แตกต่างกัน เป็นผลให้ลดความซับซ้อนของวงจรในภาครับลง ซึ่งเป็นหัวใจสำคัญของระบบ IDMA



รูปที่ 2.34 Block diagram ของระบบ CDMA และ IDMA ตามลำดับ

2.17 ข้อดีของระบบ IDMA

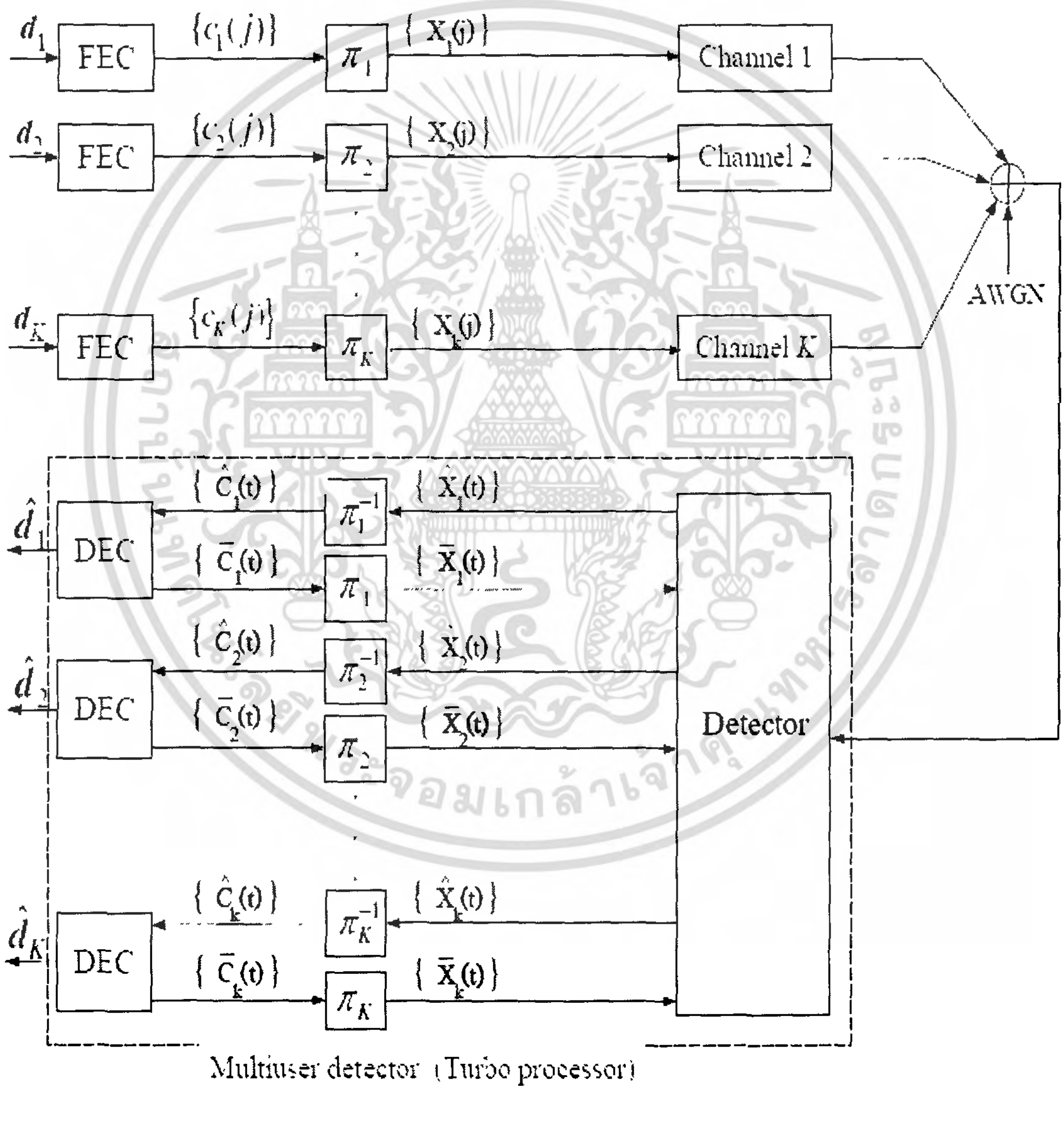
ดังที่กล่าวมาข้างต้นแล้วว่า ระบบสื่อสาร IDMA นั้นได้ดัดแปลงมาจากระบบสื่อสาร CDMA ระบบการสื่อสารแบบ IDMA จึงยังคงคุณสมบัติ ข้อดีต่างๆ ของระบบการสื่อสาร CDMA ไว้ได้ ในขณะที่สามารถแก้ไขข้อบกพร่องบางประการของระบบการสื่อสารแบบ CDMA ด้วย ดังนี้

1. สามารถรองรับปริมาณผู้ใช้งานได้จำนวนมาก
2. ลดปัญหาการแทรกสอดของสัญญาณข้ามเซลล์กัน
3. ลดปัญหาการซ้อนทับกันของสัญญาณ
4. ลดความซับซ้อนของระบบในภาครับซึ่งเป็นปัญหาที่สำคัญในระบบการสื่อสาร CDMA
5. แก้ไขปัญหาเรื่อง Error ต่างๆ เช่น Burst Error (bits Error ที่เกิดขึ้นเป็นลำดับตามเวลา และเกิดขึ้นเป็นกลุ่มของบิตข้อมูล อาจมีสาเหตุมาจากความบกพร่องของสื่อใช้ส่งข้อมูล)

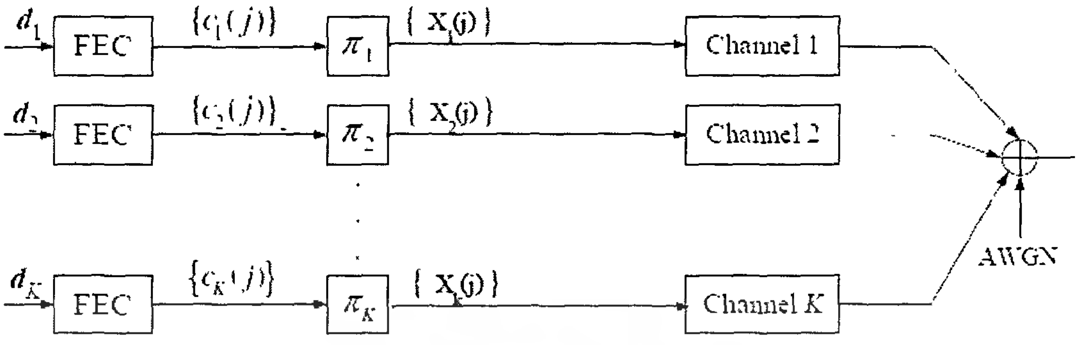
บทที่ 3

โครงสร้างระบบ IDMA

3.1 โครงสร้างระบบ IDMA



รูปที่ 3.1 โครงร้างของระบบ IDMA



รูปที่ 3.2 โครงสร้างทางภาคส่งของระบบ IDMA

โครงสร้างทางภาคส่ง(The Transmitter Structure)

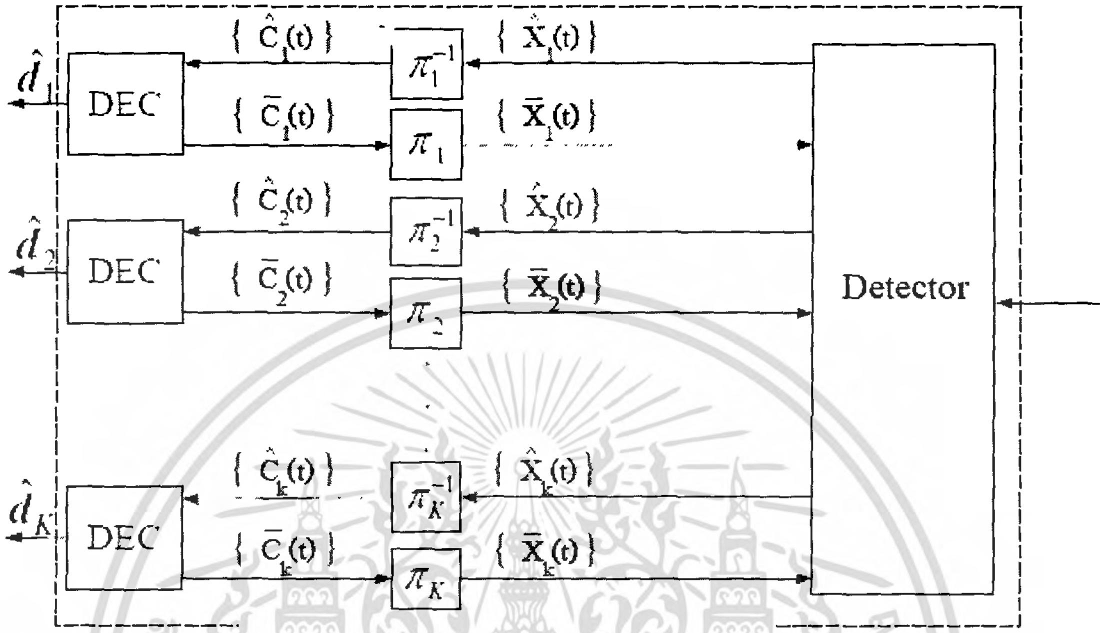
ในรูปที่ 3.2 แสดงถึงโครงสร้างทางภาคส่งของระบบ IDMA ที่มีผู้ใช้พร้อมกันจำนวน k users ลำดับข้อมูล input d_k ของ users ที่ k จะถูกทำการเข้ารหัสโดยยึดหลัก Low-rate code C ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสจะถูกส่งไปทำ interleave โดย chip-level interleaver (π_k) ตามลำดับ โดยเมื่อข้อมูลผ่านตัว interleaver แล้วจะอยู่ในรูป $x_k \equiv [x_k(1),\ldots, x_k(j),\ldots, x_k(J)]^T$ ซึ่งจะเรียกว่า "chips"

หลักการสำคัญของระบบ IDMA คือตัว interleaver $\{\pi_k\}$ ของแต่ละ user จะต้องแตกต่างกัน สมมติให้ตัว interleaver ถูกสร้างขึ้นมาอย่างอิสระไม่มีแบบแผนตัว interleaver เหล่านี้ทำให้ coded sequence กระจัดกระจายไปเพื่อที่ chips ที่อยู่ใกล้เคียงกันจะได้ไม่เกิดความปะปนกัน ทำให้ detection ได้ง่ายขึ้น

สมมติช่องสัญญาณ single-path อยู่คงที่หลังจาก chip-matched filtering สัญญาณที่ได้รับจาก K users สามารถเขียนในรูปสมการเป็น

$$\sum_{k=1}^{K} h_k x_k(j) + n(j),\ j = 1,2,\ldots J \qquad (3.1)$$

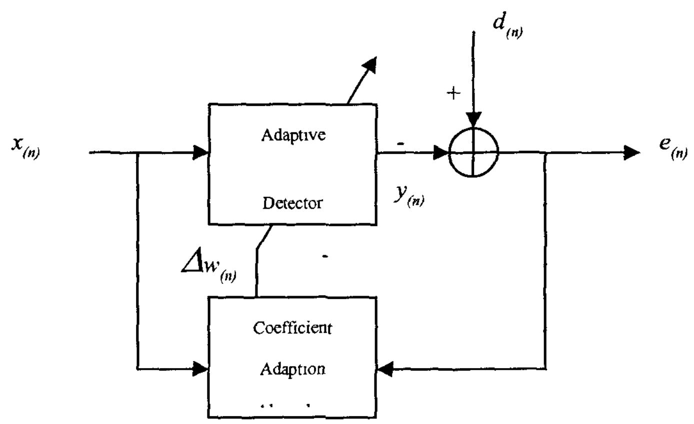
3.1.1 Iterative Chip-by-Chip Receiver



รูปที่ 3.3 โครงสร้างระบบ IDMA ทางภาครับที่เป็นแบบ Iterative

3.2 วงจรกรองแบบปรับค่าได้ (Adaptive detector)

เครื่องรับสัญญาณแบบปรับค่าได้ใช้หลักการของการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงเชิงเวลา (Time-varying) ที่ได้รับเข้ามา หลักการทำงานนั้นจะมีตัวแปรสัมประสิทธิ์ที่คูณกับสัญญาณขาเข้าเพื่อให้ได้สัญญาณขาออก จากนั้น สัญญาณขาออกที่ได้จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (Training Sequence) เพื่อหาค่าผิดพลาด และนำค่าผิดพลาดที่ได้ไปปรับค่าตัวแปรสัมประสิทธิ์ เพื่อให้ได้สัญญาณที่ดีขึ้น จำนวนรอบของการวนปรับค่ายิ่งสูง สัญญาณที่ได้ก็จะยิ่งดี แนวคิดแบบปรับค่าได้แสดงดังรูป



รูปที่ 3.4 โครงสร้างการทำงานของเครื่องรับสัญญาณแบบปรับค่าได้

อัลกอริทึมแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันก็คือ ค่าเฉลี่ยกำลังสองที่น้อยที่สุด (Lease-Mean-Square: LMS) จากรูปที่ 3.4 สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จะเป็น

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} w_k(n)x(n-k) = W^T(n)X(n) \tag{3.2}$$

$$W(n) = [w_0(n)\ \ w_1(n)...\ \ w_{N-1}(n)]^T \tag{3.3}$$

$$X(n) = [x(n)\ \ x(n-1)...\ \ x(n-N+1)]^T \tag{3.4}$$

เมื่อ *x(n)* คือ สัญญาณขาเข้าที่ได้รับ

y(n) คือ สัญญาณที่ออกจากวงจรปรับค่า

d(n) คือ สัญญาณที่ต้องการ

w(n) คือ ค่าสัมประสิทธิ์ในการปรับค่า

W(n) คือ เวกเตอร์เมตริกซ์ของสัมประสิทธิ์

X(n) คือ เวกเตอร์เมตริกซ์ของสัญญาณขาเข้า

สัญญาณผิดพลาด *e(n)* ที่เกิดขึ้นหาได้จากค่าต่างระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่ได้รับ

$$e(n) = d(n) - y(n) \tag{3.5}$$

หลังจากนั้น เราจะนำค่าผิดพลาดที่ได้มาปรับปรุงค่าตัวแปรสัมประสิทธิ์เดิมเพื่อให้ประสิทธิภาพดีขึ้นดังสมการ

$$w_k(n+1) = w_k(n) + e(n)x(n-k) \tag{3.6}$$

อย่างไรก็ตามวงจรปรับค่าแบบ LMS นี้ประกอบด้วยกระบวนการป้อนสัญญาณกลับ ซึ่งจะต้องรอให้การทำงานรอบก่อนหน้าลุล่วง จึงจะเริ่มการวนรอบใหม่ ซึ่งทำให้ไม่สามารถทำการประมวลผลแบบสายท่อ (Pipeline) สำหรับแอพลิเคชั่นเรียลไทม์ (Real time Application) ความเร็วสูงที่ต้องการประมวลผลทันทีและต่อเนื่อง ทำให้เกิดปัญหาที่เรียกว่าลาเทนซี (Latency Problem) จึงได้มีการปรับปรุงอัลกอริทึมเพื่อรองรับการประมวลผลแบบสายท่อ และเรียกอัลกอริทึมนี้ว่าค่าเฉลี่ยกำลังสองที่น้อยที่สุดแบบหน่วงเวลาหรือ DLMS (Delayed LMS) ดังสมการ

$$w_k(n+1) = w_k(n) + \mu e(n-M)x(n-k-M) \tag{3.7}$$

เมื่อ μ คือ ค่าช่วงก้าวสำหรับการประมาณ (step size)

M คือ หน่วยหน่วงเวลา (delay-units)

3.3 วิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับ IDMA แบบ Frequency Domain

ในการคำนวณความซับซ้อนของเครื่องรับ IDMA แบบ Time Domain แบบการวนซ้ำและปรับค่าได้ เมื่อการคูณของวงจรไปข้างหน้า เท่ากับ (2M+1) และการคูณของวงจรกรองป้อนกลับเท่ากับ (2N-1)+1) ซึ่งจะได้สมการรวมทั้งหมด เท่ากับ NI(2M+2N)

เมื่อ N = จำนวนของสายส่ง

M = จำนวนของสายรับ

I = จำนวนการวรซ้ำของสัญญาณ

โดยจากการทดลองสามารถคำนวณความซับซ้อนของระบบเมื่อ จำนวนของสายส่ง = 2 จำนวนของสายรับ = 2 จำนวนการวน ซ้ำของสัญญาณ = 10

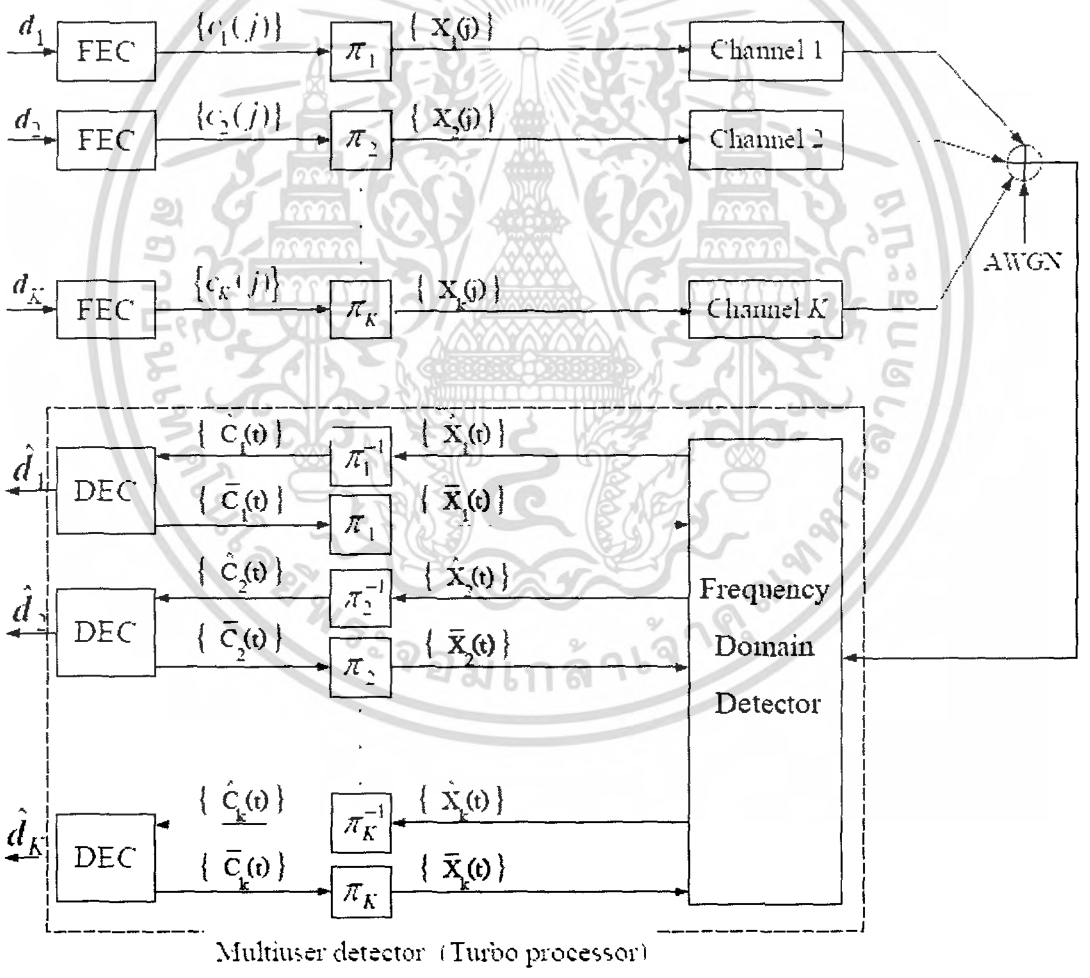
ดังนั้นความซับซ้อนของระบบ เท่ากับ NI(2M+2N) เมื่อแทนค่าจะได้

(2)(10) (2 (2)+2(2)) = 160

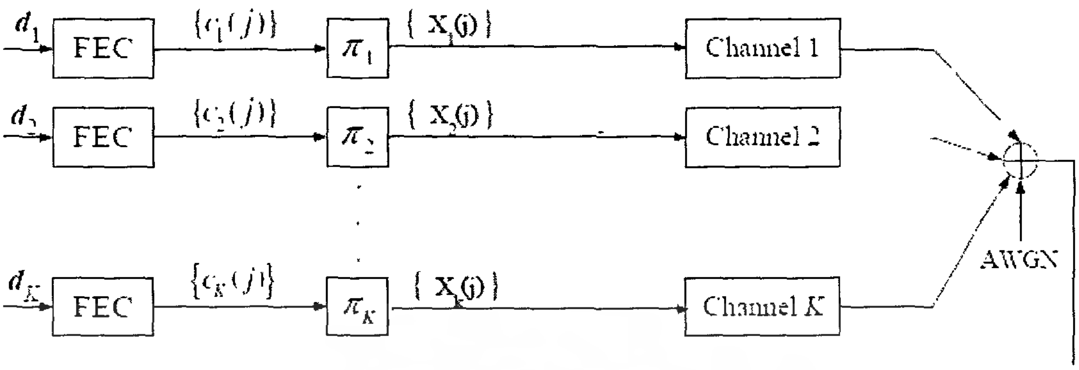
บทที่ 4

โครงสร้างระบบ IDMA แบบ Frequency Domain

4.1 โครงสร้างระบบ IDMA แบบ Frequency Domain



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของเครื่องรับสัญญาณ IDMA



รูปที่ 4.2 โครงสร้างทางภาคส่ง

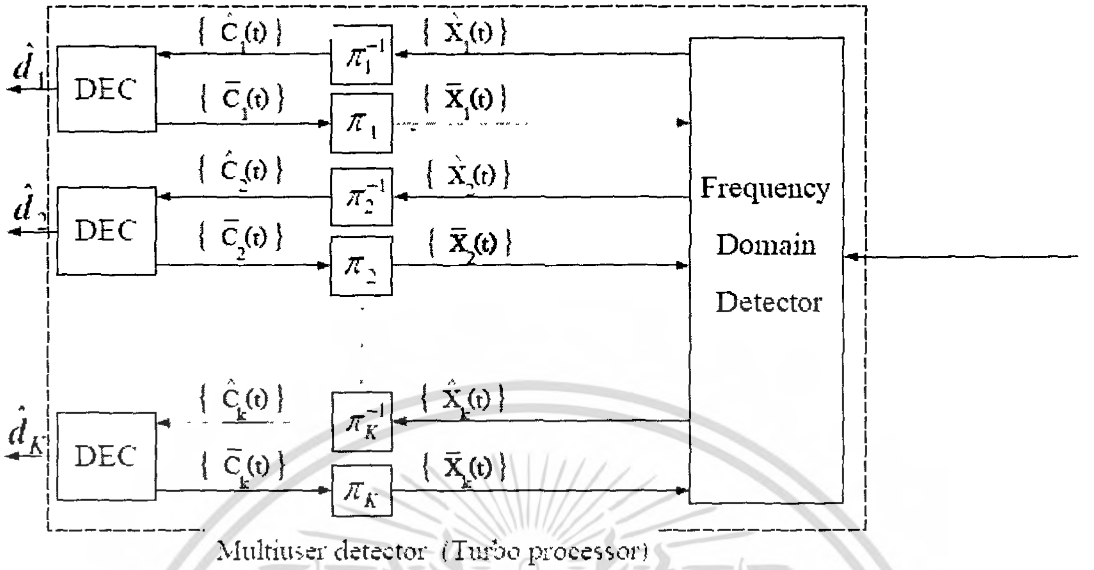
4.1.1 โครงสร้างทางภาคส่ง(The Transmitter Structure)

ในรูปที่ 4.2 แสดงถึงโครงสร้างทางภาคส่งของระบบ IDMA ที่มีผู้ใช้พร้อมกันจำนวน k users ลำดับข้อมูล input d_k ของ users ที่ k จะถูกทำการเข้ารหัสโดยยึดหลัก Low-rate code C ข้อมูลที่ผ่านการเข้ารหัสจะถูกส่งไปทำ interleave โดย chip-level interleaver (π_k) ตามลำดับ โดยเมื่อข้อมูลผ่านตัว interleaver แล้วจะอยู่ในรูป $x_k \equiv [x_k(1),\ldots, x_k(j),\ldots, x_k(J)]^T$ ซึ่งจะเรียกว่า "chips"

หลักการสำคัญของระบบ IDMA คือตัว interleaver $\{\pi_k\}$ ของแต่ละ user จะต้องแตกต่างกัน สมมติให้ตัว interleaver ถูกสร้างขึ้นมาอย่างอิสระไม่มีแบบแผนตัว interleaver เหล่านี้ทำให้ coded sequence กระจัดกระจายไปเพื่อที่ chips ที่อยู่ใกล้เคียงกันจะได้ไม่เกิดความปะปนกัน ทำให้ detection ได้ง่ายขึ้น

สมมติช่องสัญญาณ single-path อยู่คงที่หลังจาก chip-matched filtering สัญญาณที่ได้รับจาก K users สามารถเขียนในรูปสมการเป็น

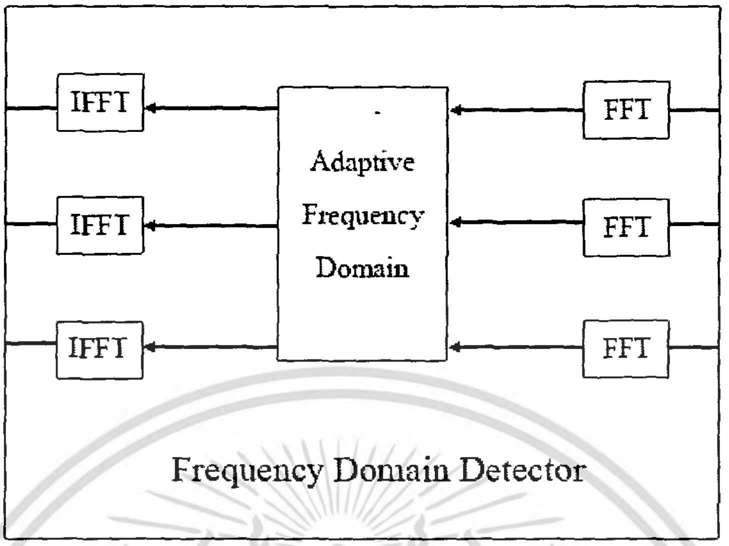
$$\sum_{k=1}^{K} h_k x_k(j) + n(j), j = 1,2,\ldots J \tag{4.1}$$



รูปที่ 4.3 โครงสร้างระบบ IDMA ทางภาครับ

4.1.2 โครงสร้างทางภาครับ (Receiver Structure)

ทางในภาครับส่วนที่จะทำให้ลดความซับซ้อนของระบบคือAdaptiveFrequencyDomain ซึ่งจะสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณของ Detector เมื่อเทียบกับเครื่องรับที่ใช้แบบ Time – Domain ซึ่งจากรูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างของเรื่องสัญญาณ IDMA ทางด้านภาครับ ซึ่งเป็นส่วนที่สำคัญในด้านทำให้ลดความซับซ้อนของระบบลง ซึ่งโครงสร้างภายใน Detector ดังในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 โครงสร้างภายในของ Frequency Domain Detector

จากรูป 4.4 สัญญาณที่รับได้จากทุกสายอากาศภาครับจะถูกแยกเข้าไปในส่วนการ Detector โดย Detector ของเครื่องรับแบบ IDMA จะมีการใช้การแปลงเป็น Frequency Domain ซึ่งจะถูกแปลงโดยใช้ Fast Fourier Transform(FFT) จากนั้นสัญญาณ Output ที่ออกจาก FFT เป็น Frequency Domain แล้วจะถูกป้อนเข้าไปในวงจรกรองไปข้างหน้า เพื่อทำการคูณในรูปแบบ Frequency Domain จากนั้นก็ใช้ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) แปลงสัญญาณ Output ที่ออกมาจากวงจร ก็จะได้สัญญาณในรูป Time Domain ที่ต้องการสำหรับกระบวนการต่อๆไปซึ่งจะวนรอบตามที่กำหนด

สัญญาณที่รับได้ r_t ในแต่ละสายอากาศรับ M ,ในช่วงเวลา t , ซึ่งได้ถูกแปลงให้อยู่ในรูป Frequency Domain โดยใช้ FFT และ Output ของโมดูล FFT แสดงด้วย Ω_t

$$\Omega_t = fft(\mathrm{r}_t) \tag{4.2}$$

ซึ่ง
$$\Omega_t = [\Omega_t^1, \Omega_t^2, \bullet, \Omega_t^q, \bullet, \Omega_t^M] \tag{4.3}$$

และ
$$\Omega_t = \sum_{l=0}^{M-1} r_t^l e^{\frac{-j2\pi ql}{M}} \tag{4.4}$$

FFT(.) แทน Fast Fourier Transform และ $\Omega_t^q, q = 1, \bullet, M$, คือสัญญาณที่ถูกแปลง FFT ของสายอากาศภาครับที่มีจำนวน M สาย ที่เวลาคงที่ t

ให้ $w_f^{i,k}(t)$ คือ M x 1 ในรูป Time Domain ของ เวคเตอร์สัมประสิทธิ์ในแถบวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับสายส่งลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่เวลาคงที่ t โดยให้

$$w_f^{i,k}(t) = [w_{f,0}^{i,k}(t), \ldots, w_{f,q}^{i,k}(t), \ldots, w_{f,M-1}^{i,k}(t)]^T \tag{4.5}$$

ซึ่ง $w_{f,q}^{i,k}(t), q = 1, \ldots, M$ คือสัมประสิทธิ์ของแถบวงจรกรองไปข้างหน้าที่สอดคล้องกับสายอากาศลำดับที่ q

ให้ $\Psi_{f,t}^{i,k}$ แทนสัญญาณที่ถูกแปลง FFT มาจาก $w_f^{i,k}(t)$ แสดงด้วย

$$\Psi_{f,t}^{i,k} = fft(w_t^{i,k}(t)) \tag{4.6}$$

โดย
$$\Psi_{f,t}^{i,k} = [\Psi_{f,t}^{i,k}(0), \ldots, \Psi_{f,t}^{i,k}(q), \ldots, \Psi_{f,t}^{i,k}(M-1)] \tag{4.7}$$

และ
$$\Psi_{f,t}^{i,k}(q) = \sum_{l=0}^{M-1} w_{f,t}^{i,k}(l) e^{\frac{-j2\pi ql}{M}} \tag{4.8}$$

ซึ่ง $\Psi'^{i,k}_{f,t}(q)$ คือ สัมประสิทธิ์ในการแปลง FFT ของแถบวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับสายอากาศส่งลำดับที่ i ที่สอดคล้องกับสายรับลำดับที่ q ในช่วงระหว่างการวนรอบลำดับที่ k จากนั้นส่ง Ω_t เข้าไปในวงจรกรองไปข้างหน้าเพื่อเข้าไปคูณกับแถบสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองไปข้างหน้า $\Psi'^{i,k}_{f,t}$ ในรูปแบบของ Frequency Domain โดย Output ของวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับการวนรอบที่ k ที่เวลา t สำหรับสายอากาศลำดับที่ i แสดงด้วย $\overline{\mathrm{F}}_t^{i,k}$ โดย

$$\overline{\mathrm{F}}_t^{i,k} = diag(\Omega_t)\cdot\Psi'^{i,k}_{f,t} \tag{4.9}$$

ซึ่ง $diag(.)$ คือ Diagonal Matrix

$\overline{\mathrm{F}}_t^{i,k}$ จะถูกแปลงกลับเป็น Time Domain โดยการใช้ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ซึ่ง Output ของวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับสายอากาศลำดับที่ i ในการวนรอบที่ k ณ เวลา t แสดงด้วย

$$\mathrm{F}_t^{i,k} = ifft(\overline{\mathrm{F}}_t^{i,k}) \tag{4.10}$$

โดยที่

$$\mathrm{F}_t^{i,k} = \frac{1}{M}\sum_{l=0}^{M-1}\overline{\mathrm{F}}_t^{i,k} e^{\frac{-j2\pi l}{M}} \tag{4.11}$$

ให้ $F_t^{i,k}$ เป็น Output ในรูป Time Domain ของวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับสายอากาศลำดับที่ i ในการวนรอบที่ k ที่เวลา t แสดงด้วย

$$F_t^{i,k} = \mathrm{I_F}\cdot\mathrm{F}_t^{i,k} \tag{4.12}$$

โดย I_F คือ $I_F = [1 \;\; 0_{M-1}]$ และ 0_{M-1} คือเวกเตอร์ที่ยาว (M-1) ซึ่งประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด ในการวนรอบรอบแรกนั้นวงจรกรองไปข้างหน้าจะมีเพียงแค่การลดสัญญาณรบกวนแต่ยังไม่มีกระบวนการกำจัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากยังไม่มี Estimated Symbol ที่ได้มาจาก Output ของ MAP decoder

หลังจากการวนรอบแรกแล้ว จะมีวงจรกรองป้อนกลับเข้ามาในกระบวนการ Detection ด้วย โดย Estimated Symbol ที่ได้มาจาก Output ของตัวถอดรหัสจะถูกป้อนกลับเข้าไปในวงจรกรองป้อนกลับเพื่อทำการสร้างและกำจัดสัญญาณรบกวนจากสายอากาศอื่นๆ

Estimated Symbol จาก Output ของตัวถอดรหัสจะถูกแปลงให้เป็น Frequency Domain โดยใช้ FFT และผ่านเข้าไปในวงจรกรองป้อนกลับโดย Output ของ FFT แทนด้วย $\Lambda_t^{i,k}$ ที่ช่วง Symbol ที่ t แสดงโดย

$$\Lambda_t^{i,k} = fft(\underline{\hat{x}}_t^{i,k}) \tag{4.13}$$

โดยที่

$$\Lambda_t^{i,k} = [\Lambda_{t,1}^{i,k}, \Lambda_{t,b}^{i,k}, \ldots, \Lambda_{t,N-1}^{i,k}] \tag{4.14}$$

และ

$$\Lambda_{t,b}^{i,k} = \sum_{m=1}^{KN-1} \hat{x}_{t,m}^{i,k} e^{\frac{-j2\pi am}{KN-1}}; \quad a \in (1 \;\; N-1) \tag{4.15}$$

ซึ่ง $\underline{\hat{x}}_{t,p}^{i,k}$ คือ $(N-1)\times 1$ เวคเตอร์ของ Estimated Soft Symbols ที่การวนรอบที่ k จาก MAP Decoder ที่สายอากาศลำดับที่ i ระหว่างช่วงเวลา t แสดงโดย

$$\hat{x}_{t,p}^{i,k} = (\hat{x}_t^{1,k}, \hat{x}_t^{2,k}, ..., \hat{x}_t^{i-1,k}, \hat{x}_t^{i+1,k}, ..., \hat{x}_t^{N,k}) \tag{4.16}$$

ให้ $w_b^{i,k}(t)$ คือ $(N-1)\times 1$ สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองป้อนกลับที่อยู่ในรูป Time Domain ของสายอากาศลำดับที่ i ที่เวลา t แสดงโดย

$$w_b^{i,k}(t) = [w_b^{1,k}(t),...., w_b^{i-1,k}(t), w_b^{i+1,k}(t),..., w_b^{N,k}(t)] \tag{4.17}$$

กำหนดให้ $\Psi_{t,b}^{i,k}$ แทน FFT ของ $w_b^{i,k}(t)$ แสดงโดย

$$\Psi_{t,b}^{i,k} = fft(w_b^{i,k}(t)) \tag{4.18}$$

ซึ่ง

$$\Psi_{t,b}^{i,k} = [\Psi_{t,b}^{i,k}(0),..., \Psi_{t,b}^{i,k}(a),..., \Psi_{t,b}^{i,k}(N-2)] \tag{4.19}$$

และ

$$\Psi_{t,b}^{i,k}(a) = \sum_{m=0}^{N-2} w_{t,b}^{i,k}(m) e^{\frac{-j2\pi am}{N-1}} \tag{4.20}$$

โดย Output ของ FFT แทนด้วย $\Lambda_t^{i,k}$ จากนั้นนำมาใช้ในวงจรป้อนกลับร่วมกับสัมประสิทธิ์ในรูป Frequency Domain ของวงจรป้อนกลับ $\Psi_{t,b}^{i,k}$ เพื่อที่จะทำการคูณกันในรูป Frequency Domain สัญญาณ Output ของวงจรกรองป้อนกลับคือ $\bar{F}_{t,b}^{i,k}$ ที่ช่วง Symbol ที่ t แสดงโดย

$$\bar{F}_{t,b}^{\iota,k} = (diag(\Lambda_t^{\iota,k}) \cdot \Psi_{t,b}^{\iota,k}) \tag{4.21}$$

$\bar{F}_{t,b}^{\iota,k}$ ถูกแปลงกลับไปสู่ Time Domain โดย IFFT โดย Output ของวงจรกรองป้อนกลับสำหรับสายอากาศที่ i ของผู้ใช้คนที่ p ระหว่างการวนรอบที่ k ที่ช่วง symbol ที่ t แสดงโดย

$$F_{t,b}^{\iota,k} = ifft(\bar{F}_{t,b}^{\iota,k}) \tag{4.22}$$

โดยที่

$$\mathrm{F}_{t,b}^{\iota,k} = \frac{1}{N-1}\sum_{m=0}^{N-2}\bar{\mathrm{F}}_{t,b}^{\iota,k} e^{\frac{-j2\pi m}{KN-1}} \tag{4.23}$$

ให้ $F_{t,b}^{\iota,k}$ แทน Output ในรูป Time Domain ของวงจรกรองป้อนกลับสำหรับสายอากาศลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่เวลา t แสดงโดย

$$\bar{F}_{t,b}^{\iota,k} = \mathrm{I}_B \cdot \mathrm{F}_{t,b}^{\iota,k} \tag{4.24}$$

ซึ่ง $\mathrm{I}_B = [1 \ \ 0_{N-1}]$ และ 0_{N-1} คือแถวเวกเตอร์ที่ยาว N-1 ที่ประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด โดย Output ที่ถูก Detect ได้ คือตัวของ CCI ที่เป็นสัญญาณรบกวนจากสายอากาศอื่นๆในระบบ

โดย Symbol ที่ถูก Detect ประกอบด้วย Output ที่ออกจาก Adaptive Detector ในรูป Time Domain สำหรับสายอากาศลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่ช่วง Symbol ที่ t แทนด้วย แสดงโดย

$$y_t^{\iota,k} = F_t^{\iota,k} + F_t^{p,k} \tag{4.25}$$

ซึ่ง $F_t^{\iota,k}$ และ $F_t^{p,k}$ แทน Output ในรูป Time Domain ที่ออกจากวงจรกรองไปข้างหน้าและวงจรกรองป้อนกลับที่มาจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองไปข้างหน้า $w_f^{\iota,k}(t)$ และวงจรกรองป้อนกลับ $w_b^{\iota,k}(t)$ แสดงใน ได้ถูกพิจารณาซ้ำๆด้วย Least Mean Square (LMS) Algorithm

4.2 วิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับ IDMA แบบ Frequency Domain

ในการคำนวณความซับซ้อนโดยดูจากตัวคูณของเครื่องรับ IDMA แบบ Frequency Domain โดยใช้ LMS แบบปรับค่าได้ เมื่อการคูณของวงจรไปข้างหน้า เท่ากับ $\log_2(2M+1)$ และการคูณของวงจรกรองป้อนกลับเท่ากับ $(\log_2(2N-1)+1)$ ซึ่งจะได้สมการรวมทั้งหมด เท่ากับ $NI(\log_2(2M+1)+\log_2(2N-1))$

เมื่อ N = จำนวนของสายอากาศภาคส่ง

M = จำนวนของสายอากาศภาครับ

I = จำนวนการวรซ้ำของสัญญาณ

โดยจากการทดลองสามารถคำนวณความซับซ้อนของระบบเมื่อ จำนวนของสายส่ง = 2 จำนวนของสายรับ = 2 จำนวนการวน ซ้ำของสัญญาณ = 10

ดังนั้นความซับซ้อนของระบบ เท่ากับ $NI(\log_2(2M+1)+\log_2(2N-1))$ เมื่อแทนค่าจะได้ $(2)(10)(\log_2(5)+\log_2(3)) = 78$

ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับ IDMA แบบไทม์โดเมนและฟรีเควนซีโดเมน

	LMS algorithm	
	Time domain	Frequency domain
Number of multiplications	NI(2M+2N)	$NI(\log_2(2M+1)+\log_2(2N-1))$
Computational Complexity	160	78

จากตารางจะเห็นได้ว่า เครื่องรับ IDMA แบบ ฟรีเควนซีโดเมน จะมีความซับซ้อนที่ต่ำกว่า

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 รูปกราฟผลการทดลอง Time-Domain IDMA

ในการทดลองครั้งนี้เป็นการศึกษาผลการ simulation โดยใช้ Time Domain Adaptive Detector

โดยกำหนดค่าในการ simulate ไว้ดังนี้

-ค่า $g = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

-จำนวน user ในระบบ IDMA 5 users

-จำนวนเสาอากาศส่ง 2 สายอากาศ

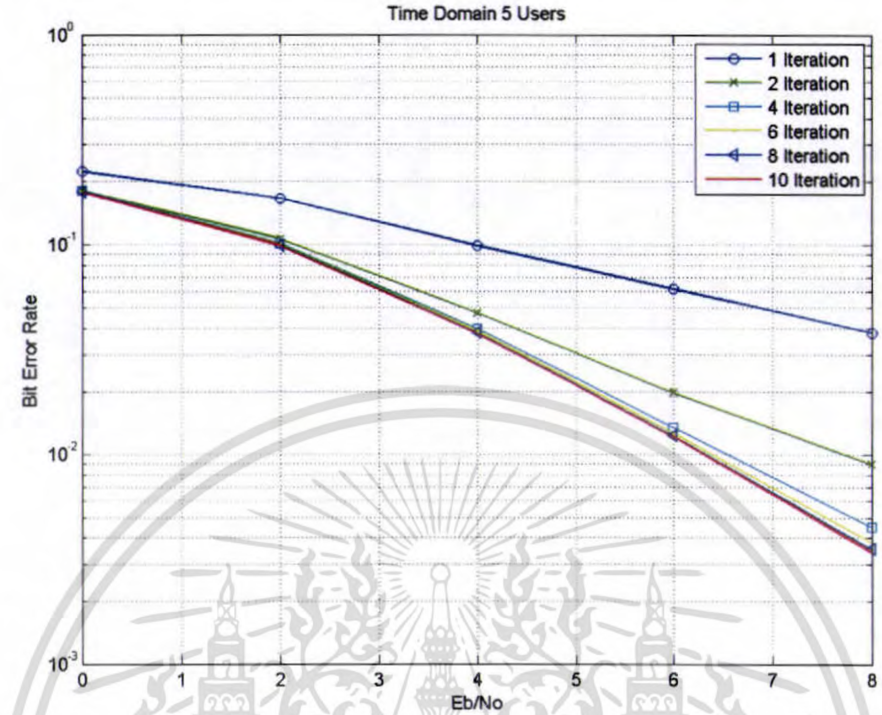
-จำนวนเสาอากาศรับ 2 สายอากาศ

-จำนวนสัญญาณ multipath ใน 1 Layer เป็น 1

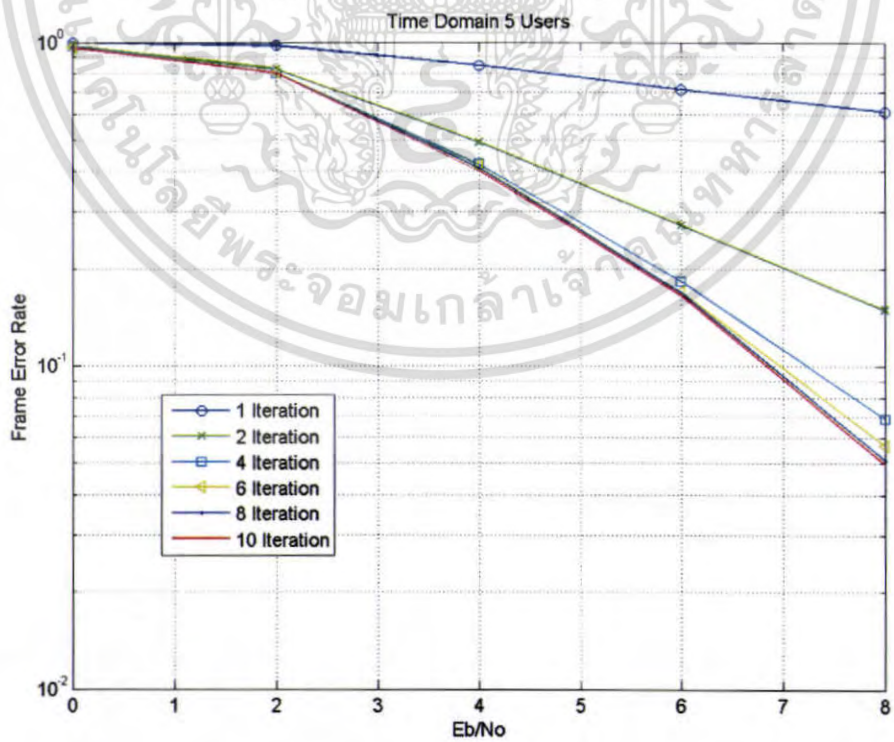
-ความยาว bit ข้อมูล เป็น 260

-จำนวนในการวนรอบ iterative 10 รอบ

-ค่า signal to noise Ratio เป็น 20 dB



รูปที่ 5.1 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ 5 Users



รูปที่ 5.2 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ 5 Users

5.2 รูปกราฟผลการทดลอง Frequency-Domain IDMA

5.2.1 ในการทดลองครั้งนี้เป็นการศึกษาผลการ simulation โดยใช้ Frequency Domain Adaptive Detector ได้ทำการปรับปรุงจาก Adaptive Detector โดยกำหนดค่าในการ simulate ไว้ดังนี้

-ค่า $g = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

-จำนวน user ในระบบ IDMA 3 users

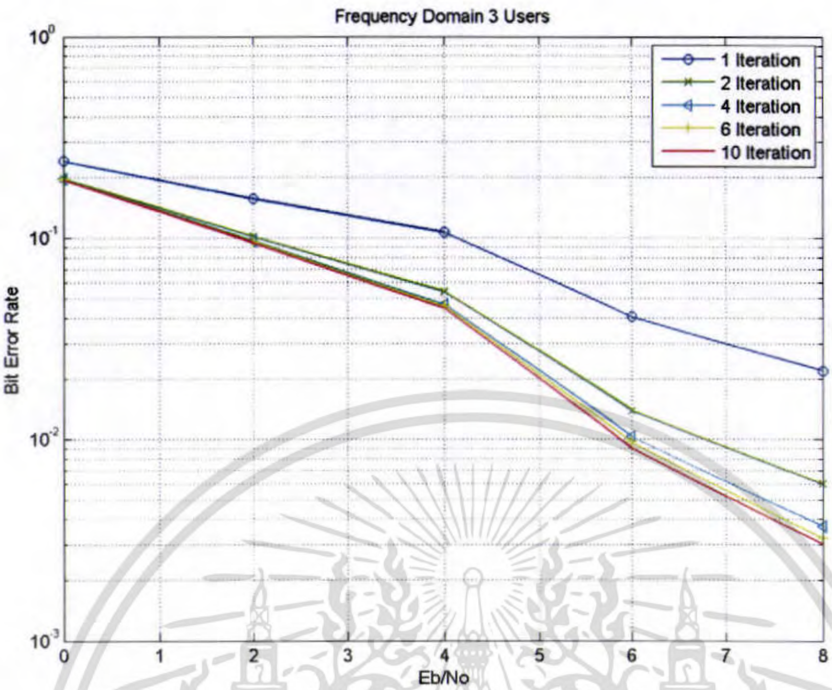
-จำนวนเสาอากาศส่ง 2 สายอากาศ

-จำนวนเสาอากาศรับ 2 สายอากาศ

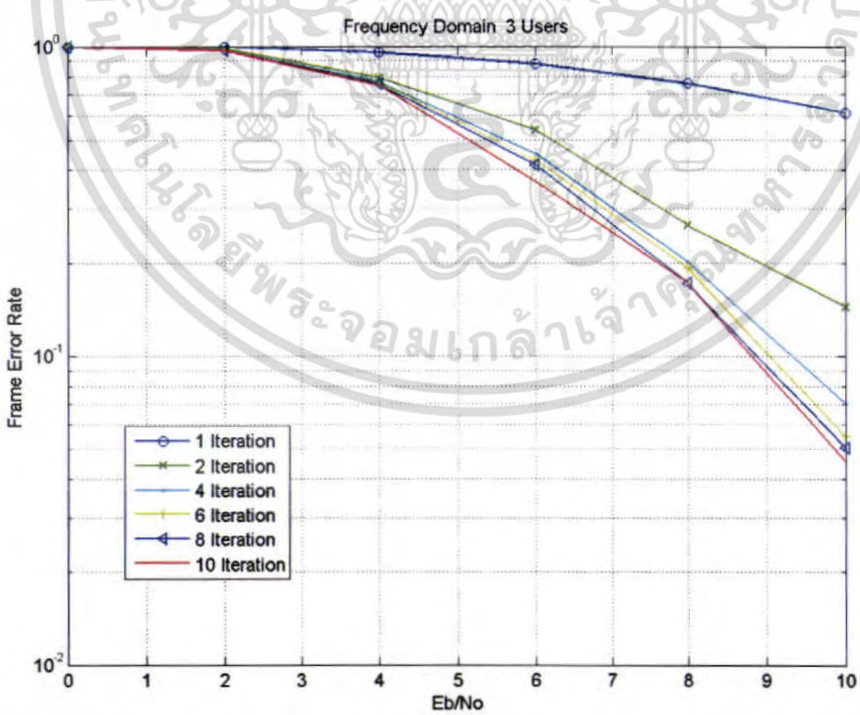
-จำนวนสัญญาณ multipath ใน 1 Layer เป็น 1

-ความยาว bit ข้อมูล เป็น 260

-จำนวนในการวนรอบ iterative 10 รอบ



รูปที่ 5.3 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ 3 Users



รูปที่ 5.4 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ 3 Users

5.2.2 ในการทดลองครั้งนี้เป็นการศึกษาผลการ simulation โดยใช้ Frequency Domain Adaptive Detector ได้ทำการปรับปรุงจาก Adaptive Detector โดยกำหนดค่าในการ simulate ไว้ดังนี้

-ค่า $g = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$

-จำนวน user ในระบบ IDMA 5 users

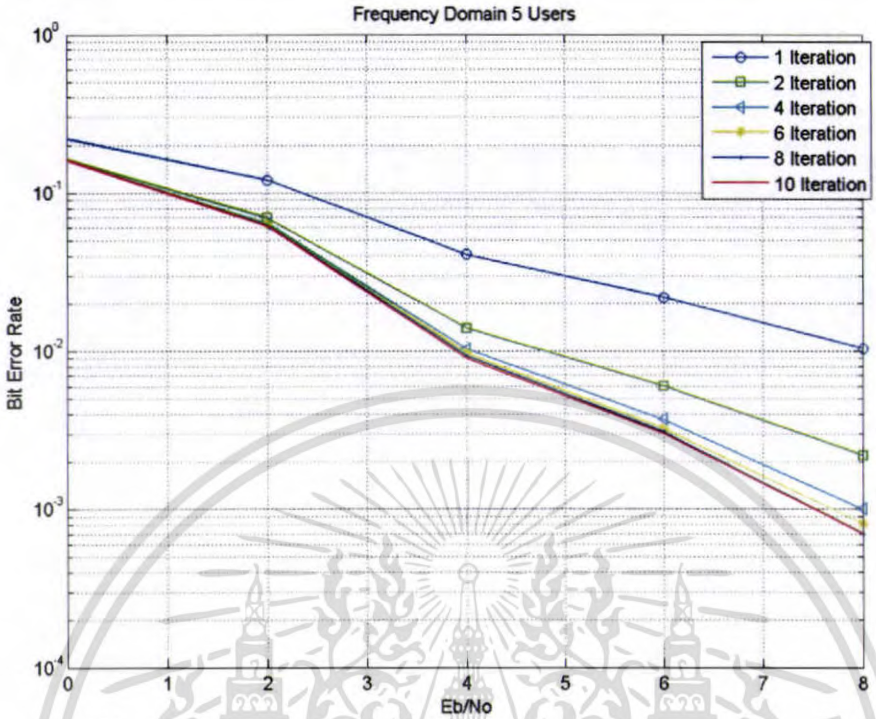
-จำนวนเสาอากาศภาคส่ง 2 สายอากาศ

-จำนวนเสาอากาศภาครับ 2 สายอากาศ

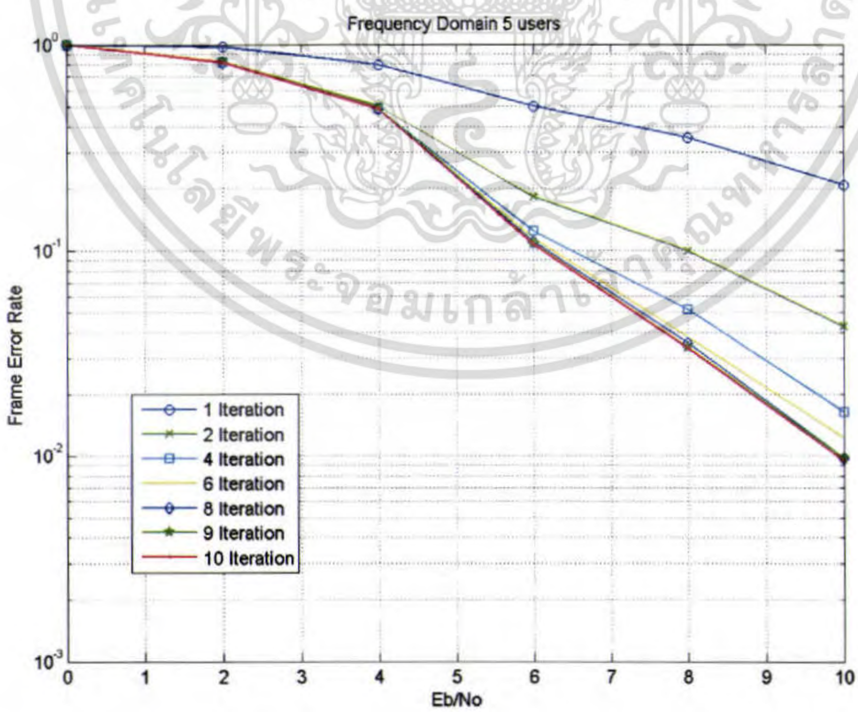
-จำนวนสัญญาณ multipath ใน 1 Layer เป็น 1

-ความยาว bit ข้อมูล เป็น 260

-จำนวนในการวนรอบ iterative 10 รอบ



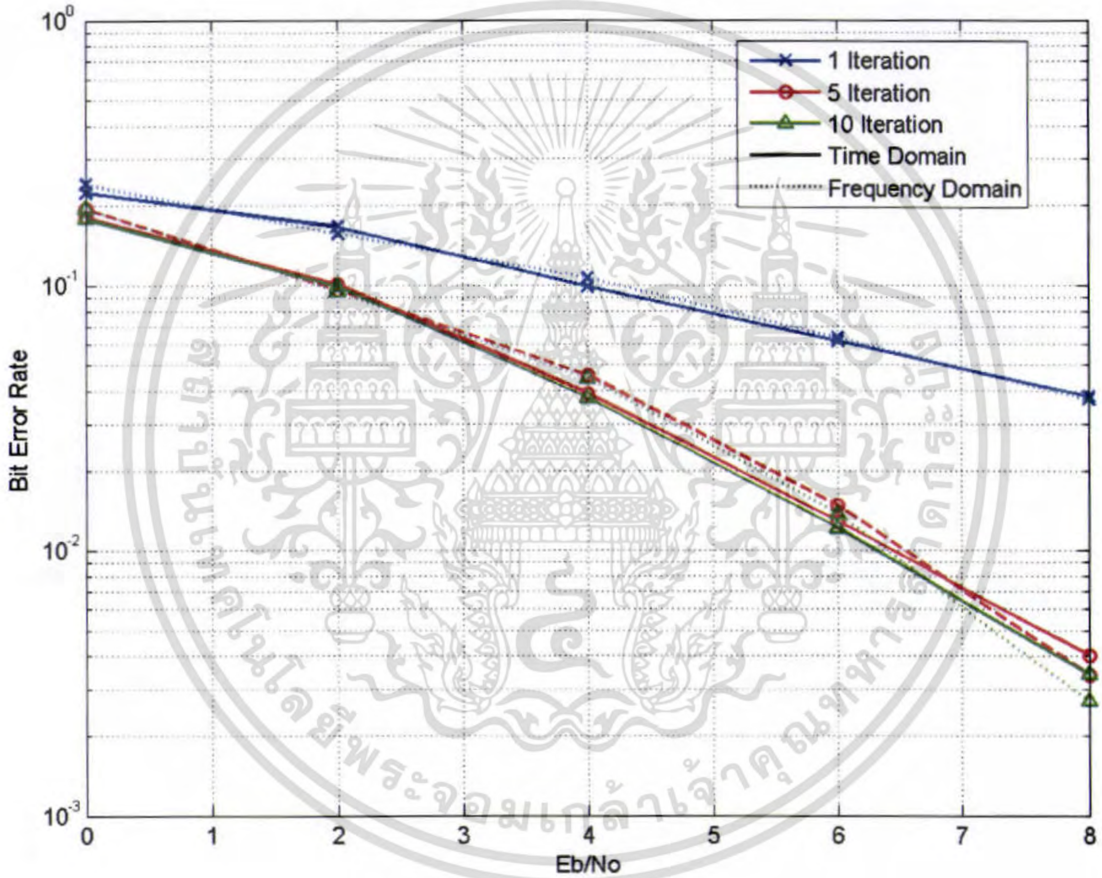
รูปที่ 5.3 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ 5 Users



รูปที่ 5.3 แสดงค่าประสิทธิภาพของระบบ 5 Users

เปรียบเทียบระหว่าง Time Domain กับ Frequency Domain

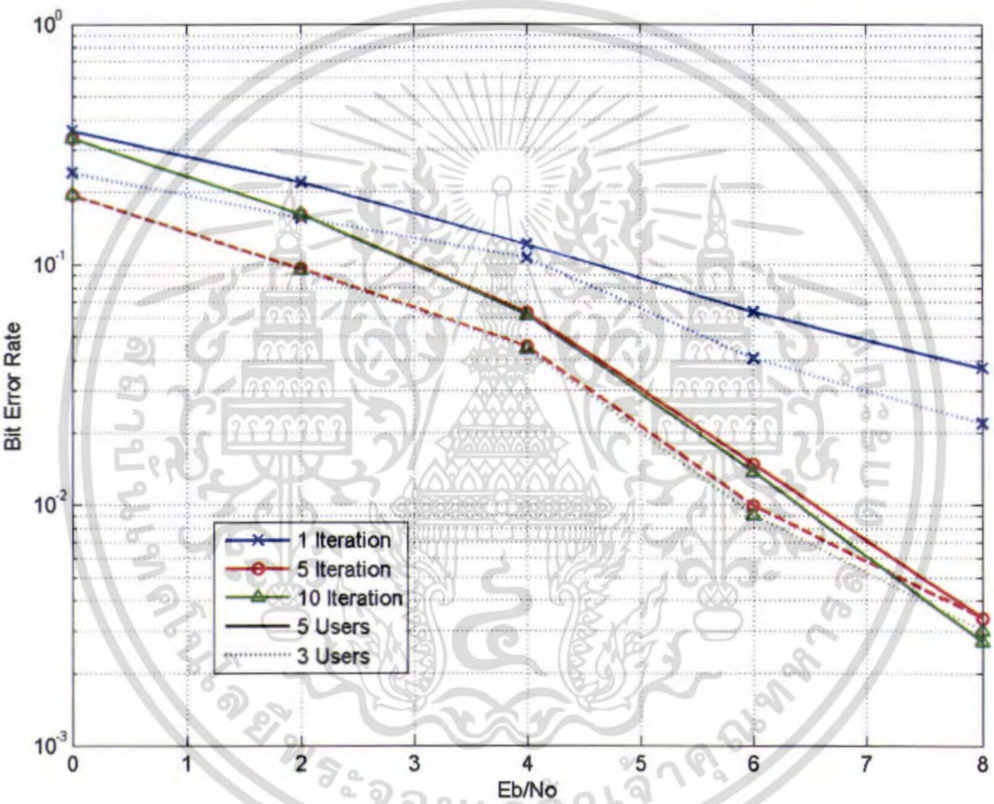
จากรูปเป็นการเปรียบเทียบค่า Bit Error Rate ระหว่าง Time Domain กับ Frequency Domain ในการทำงานที่ 5 Users เท่ากัน



รูปที่ 5.7 แสดงการเปรียบเทียบของ Time-Domain กับ Frequency Domain ที่ 5 users

เปรียบเทียบระหว่างจำนวนผู้ใช้ 3 Users กับ 5 Users

จากรูปเป็นการเปรียบเทียบค่า Bit Error Rate ระหว่าง 3 Users กับ 5 Usersในการทำงานแบบ Frequency Domain ที่การวนรอบครั้งที่ 1,5,10



รูปที่ 5.8 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบ ระหว่าง 3 Users กับ 5 Users

บทวิจารณ์และบทสรุป

6.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้จากการจำลองระบบของเครื่องรับ IDMA โดยใช้โปรแกรมแมทแลบ สามารถที่จะสรุปได้ว่า

เมื่อสัญญาณที่มายังฝั่งสายอากาศรับ ยังไม่ได้ทำการวนซ้ำคุณภาพของสัญญาณยังมีค่า error อยู่มาก โดยพิจารณาจากค่า BER ของสัญญาณแต่เมื่อสัญญาณได้ผ่านการวนซ้ำแล้วจะพบว่าค่า BER จะลดลงทำให้ได้สัญญาณที่ดีขึ้นแต่เมื่อทำการวนซ้ำไป รอบที่7-8 สัญญาณที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกันมากแสดงให้เห็นว่าสามารถทำวนซ้ำได้ถึงจุดๆหนึ่งเท่านั้นและเมื่อเพิ่มจำนวนของ users ให้เยอะขึ้นจะส่งผลต่อระบบทำให้ค่า Bit error Rate มากขึ้น เนื่องจากต้องนำค่าสัญญาณของ User อื่นไปทำการคำนวณมากขึ้น

และในส่วนของ Frequency Domain จะให้ผลใกล้เคียงกันแต่สามารถลด complexity ได้ โดยพิจารณาจากค่าสัดส่วนของ Number of multiplications ซึ่งมีสัดส่วน Time: Frequency เป็น 200:34

6.2 ปัญหาที่พบระหว่างดำเนินโครงงาน

ในการดำเนิน โครงงานจะต้องมีขั้นตอนในการเก็บข้อมูลของค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลซึ่งจะเป็นข้อมูลที่ได้จากการจำลองในโปรแกรมโดยมีกระบวนการวนซ้ำ ซึ่งใช้เวลาในการรันโปรแกรมเป็นเวลานาน เป็นผลทำให้การดำเนินงานเป็นไปอย่างล่าช้าเพื่อความถูกต้องของข้อมูล

6.3 แนวทางแก้ไขและพัฒนา

สามารถนำโครงงานนี้มาพัฒนาโดย อาจจะเปลี่ยน อัลกอริทึมอื่นๆ หรือ เปลี่ยนแปลงวิธีการเข้ารหัสแบบอื่นๆ ซึ่งอาจจะทำให้ได้ค่าผิดพลาดของบิตข้อมูลที่น้อยลงได้

บรรณานุกรม

John Litva and Titus Kwok-Yeung Lo. 1996 **Digital Communications.** Fourth Edition. McGraw-Hill International Edition

Branka, V and Jinhong, Y. 2003. Space – Time Coding. John Wiley and Sons.

Gregory E.B. Tony, O. and Yi-Pin Eric Wang.2000. **A Generalizes RAKE Receive For interference Suppression**. IEEE J. Select. Areas Commun vol 18 no.8

Chakree, T. Vam, D.P. and Branka, V. 2006. **An Adaptive Space-Time Generized Rake Reciever for CDMA systems**. School of Electrical and Information Engineering, The University of Sydney

Chakree, T. Vam, D.P. and Branka, V. 2006. **An Adaptive Iterative Reciever for Space-Time Coding MIMO Systems**. J. of Telecommunication and Information Tech.