

รหัสควบคุมข้อผิดพลาดที่เหมาะสม
สำหรับโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์

SUITABLE OF ERROR CONTROL CODING
FOR WIRELESS BODY AREA NETWORK



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2561

KMITL-2018-EN-D-018-123

รหัสควบคุมข้อผิดพลาดที่เหมาะสม
สำหรับโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์

SUITABLE OF ERROR CONTROL CODING
FOR WIRELESS BODY AREA NETWORK



บัญชา แสนโสดา
BUNCHA SANSODA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-D-018-123

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SUITABLE OF ERROR CONTROL CODING
FOR WIRELESS BODY AREA NETWORK



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018
KMITL-2018-EN-D-018-123

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

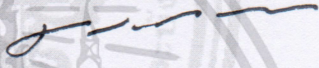

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

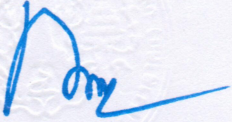
หัวข้อวิทยานิพนธ์ รหัสควบคุมข้อผิดพลาดที่เหมาะสมสำหรับโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์
Thesis Title Suitable of Error Control Coding for Wireless Body Area Network
นักศึกษา นายบัญชา แสนโสตา
รหัสประจำตัว 55610103
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.สมศักดิ์ ชุมช่วย
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-D-018-123

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.มนัส	สังวรศิลป์	
ผศ.ดร.กิติพล	ชิตสกุล	
ดร.สถาพร	พรหมวงศ์	
รศ.ดร.สุรพันธุ์	เอื้อไพบูลย์	
รศ.ดร.สมศักดิ์	ชุมช่วย	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพุธที่ 25 กรกฎาคม พ.ศ. 2561 เวลา 09.30-11.30 น.
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 3 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 25 กรกฎาคม พ.ศ. 2561

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	รหัสควบคุมข้อผิดพลาดที่เหมาะสมสำหรับโครงข่ายไร้สาย บนร่างกายมนุษย์
นักศึกษา	นายบัญชา แสนโสตา
รหัสประจำตัว	55610103
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.สมศักดิ์ ชุมช่วย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการใช้รหัสควบคุมข้อผิดพลาดในช่องสัญญาณการสื่อสารระยะสั้น โดยเฉพาะการสื่อสารไร้สายบนร่างกายมนุษย์ ซึ่งเป็นช่องสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากร่างกายมนุษย์ จุดประสงค์หลักของการวิจัยก็เพื่อปรับปรุงอัตราการผิดพลาดบิตของข้อมูลที่ใช้ในการสื่อสาร ช่องสัญญาณสื่อสารบนร่างกายเป็นช่องสัญญาณที่ยากต่อการประมาณค่า เนื่องจากได้รับผลกระทบของผิวหนังและเนื้อเยื่อต่าง ๆ ดังนั้นการหาการตอบสนองและรูปแบบของช่องสัญญาณโดยทั่วไปจึงอาศัยการทดลองวัดผลเชิงประจักษ์ งานวิจัยนี้ได้ทำการทดลองวัดช่องสัญญาณในย่านแถบความถี่กว้างยิ่งยวด (Ultra-Wideband, UWB) 3.1-10.6 กิกะเฮิรตซ์ เพื่อศึกษาผลกระทบของร่างกายที่มีต่อช่องสัญญาณและการลดทอนสัญญาณในลักษณะของการสูญเสียเชิงวิถี ซึ่งพบว่าการสูญเสียเชิงวิถีจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วสะท้อนให้เห็นว่าสัญญาณมีการลดทอนค่อนข้างมาก ส่วนการหาค่ารหัสที่เหมาะสมสำหรับการปรับปรุงอัตราผิดพลาดบิตโดยใช้รหัสควบคุมข้อผิดพลาดนั้น ได้ทำการจำลองการทำงานช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทางแบบ Rayleigh และช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทางแบบ Rician ซึ่งเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณเชิงสถิติที่ถือว่ามีความใกล้เคียงกับช่องสัญญาณบนร่างกาย การควบคุมความผิดพลาดของข้อมูลนั้น เน้นไปที่ข้อมูลในแพย์โหลด (สูงสุด 255 ไบต์) ของ PSDU ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.6 โดยเปรียบเทียบการใช้รหัสควบคุมข้อผิดพลาดบิต ได้แก่ รหัสรีด-โซโลมอน รหัสคอนโวลูชัน และรหัสแบบ Concatenate ซึ่งรหัส Concatenate เป็นการทำงานร่วมกันระหว่างรหัสรีด-โซโลมอนและรหัสคอนโวลูชัน เพื่อหารหัสที่เหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณ โดยมีเงื่อนไขของอัตราผิดพลาดบิตที่ 10^{-6} สำหรับการใช้งานทางการแพทย์และ 10^{-3} สำหรับการใช้งานที่ไม่ใช่ทางการแพทย์ และค่าอัตราส่วนของพลังงานต่อบิตต่อความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน E_b/N_0 ไม่เกิน 10 dB จากการวิเคราะห์และจำลองการทำงานพบว่า หากใช้รหัสเดี่ยวแบบใดแบบหนึ่งจะสามารถจัดการกับอัตราผิดพลาดบิตได้ในกรณีที่ช่องสัญญาณไม่มีการลดทอนมาก แต่หากสัญญาณมีการลดทอนมาก เช่น ในช่องสัญญาณแบบ Rayleigh รหัสจะไม่สามารถทำงานตามข้อกำหนดได้ แต่รหัส Concatenate ที่แนะนำทั้ง RS(127,119) + CC(5,7) และ RS(127,115) + CC(5,7) สามารถทำงานผ่านข้อกำหนดได้เป็นอย่างดี อีกทั้งยังมีการใช้ทรัพยากรน้อยกว่า และให้อัตราผิดพลาดต่ำกว่าที่อัตรารหัสใกล้เคียงกันกับรหัสรีด-โซโลมอน ที่มีบล็อกข้อมูลขนาด 255 ไบต์

Thesis	Suitable of Error Control Coding for Wireless Body Area Network
Student	Mr.Buncha Sansoda
Student ID.	55610103
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Dr.Somsak Choomchuay

ABSTRACT

This thesis presents the error control codes on the short range communication especially the wireless body area communication where the channel is affected from human body. The main purpose is to improve the bit error rate by making use of forward error correction code. The body area communication channel is difficult to evaluate accurately according was affected caused by skin and body tissues. In general channel estimation or modelling is performed based on measurement. Empirical channel model is built according to certain circumstances, frequency, reflection, and channel attenuation in path loss. In this study UWB frequency (3.1-10.6 GHz) was focused. It was found that the path loss increased rapidly and the tremendous signal reduction is implied. To improve the bit error rate, ECC schemes are investigated on both Rayleigh and Rician multipath fading channels. Reed-Solomon code, convolutional code and concatenate code were considered. Coding scheme as applied to ensure data integrity, especially the payload of PSDU in MAC frame stated in IEEE 802.15.6 standard. The concatenate code is the combined version of Reed-Solomon code and convolution code. Bit error rate as 10^{-6} for medical usage and 10^{-3} for non-medical application were examined with the restriction that E_b/N_0 is kept below 10 dB. Based on the simulation result, it is found that if a single code is used, it certainly can handle the required bit error rate if the signal is not much attenuated (higher signal power). However, if the signal is quite reduced such as Rayleigh channel, such code cannot fulfill the requirements. In contrast, the concatenate code as RS(127,119)+CC(5,7) and RS(127,115)+CC(5,7) are strongly recommended as such codes can support all conditions. In addition, the concatenate codes need less resource and provide the better bit error rate when compared to single RS code of 255 bytes block length.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จได้ด้วยความกรุณาจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.สมศักดิ์ ชุมช่วย ที่ให้ความช่วยเหลือ ให้คำชี้แนะช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนกระตุ่นการทำงาน จนข้าพเจ้าทำงานได้ลุล่วง

ขอขอบพระคุณกรรมการสอบสัมมนา สอบวัดคุณสมบัติทุกท่าน ที่ได้ให้คำแนะนำตลอดจนข้อชี้แนะ จนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ ดร.สถาพร พรหมวงศ์ ที่ได้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางการทำวิจัย และอนุเคราะห์เครื่องมือเพื่อทำวัดผลการทดลอง และ ศ.ดร.ประยุทธ์ อัครเอกพาลี จากมหาวิทยาลัยพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ที่ให้ความอนุเคราะห์เครื่องมือและห้องปฏิบัติการ รวมทั้งน้องๆ นักศึกษาระดับปริญญาโท ปริญญาเอก ในทุกห้องปฏิบัติการที่ให้ความช่วยเหลือ

ขอขอบคุณผู้บริหารและเพื่อนร่วมงาน จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี และคณะครุศาสตร์อุตสาหกรรมทุกท่านที่ให้การสนับสนุนตลอดมา

สุดท้ายต้องขอขอบคุณภรรยา คุณอัคราณี แสนโสดา และลูก ดช.กฤษพัชร แสนโสดา ที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนอยู่เสมอ

สำหรับคุณงามความดีและประโยชน์อันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับบรรพบุรุษผู้ล่วงลับและครอบครัวทุกคนซึ่งเป็นที่รักยิ่ง ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพทุกท่านที่ประสาทวิชาความรู้และถ่ายทอดให้แก่ข้าพเจ้า หากมีข้อบกพร่องใดๆ ข้าพเจ้าขอน้อมรับไว้แต่เพียงผู้เดียว

บัญชา แสนโสดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ III อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	2
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	2
1.4 แนวความคิดที่ใช้ในงานวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 แนวคิดของการสื่อสารบนร่างกาย.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 เป้าหมายในการประยุกต์ใช้งาน.....	5
2.2.1 การประยุกต์ใช้ทางการแพทย์และดูแลสุขภาพ.....	6
2.2.2 การให้ความช่วยเหลือแก่คนพิการ.....	10
2.2.3 การประยุกต์เพื่อผู้บริโภค.....	10
2.3 สถานการณ์การทำงานของ WBAN.....	10
2.4 ทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง.....	12
บทที่ 3 โครงข่ายไร้สายบนร่างกาย.....	24
3.1 ความหมายและรูปแบบของการสื่อสารบนร่างกาย.....	24
3.2 ข้อกำหนดแถบความถี่ที่ใช้งาน.....	26
3.2.1 แถบความถี่ HBC.....	26
3.2.2 แถบความถี่ MICS.....	27
3.2.3 แถบความถี่ ISM.....	27
3.2.4 แถบความถี่ UWB.....	27
3.3 มาตรฐาน IEEE 802.15.6.....	29
3.3.1 ชั้นกายภาพ (Physical Layer).....	29
3.3.2 ชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ (Media Access Control Layer).....	32
3.3.3 การควบคุมและแก้ไขข้อผิดพลาดของ IEEE 802.15.6.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	39
4.1 บทนำเกี่ยวกับช่องสัญญาณ.....	39
4.1.1 การสูญเสียเชิงวิถีของการแพร่กระจายสัญญาณ (Propagation Path Loss).....	40
4.1.2 การบดบังหรือการเกิดเงา (Shadowing).....	41
4.1.3 การจางหายของสัญญาณหลายเส้นทาง (Multipath Fading).....	41
4.1.4 สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก.....	42
4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Channel Model).....	43
4.2.1 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free Space Path Loss).....	43
4.2.2 การสูญเสียเชิงวิถีบนร่างกายในย่าน UWB.....	44
4.2.3 การสูญเสียเชิงวิถีบนร่างกายในย่าน ISM.....	50
4.3 แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channel Model).....	52
4.3.1 การจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading).....	52
4.3.2 การจางหายแบบรีเซียน (Rician Fading).....	53
บทที่ 5 รหัสควบคุมข้อผิดพลาด.....	55
5.1 กาลัวร์ฟิลด์ (Galois Field).....	55
5.1.1 คุณสมบัติเบื้องต้นของกาลัวร์ฟิลด์.....	55
5.1.2 คณิตศาสตร์ในกาลัวร์ฟิลด์.....	55
5.2 รหัสรีด-โซโลมอน (Reed-Solomon Codes).....	60
5.2.1 ตัวเข้ารหัสรีด-โซโลมอน.....	60
5.2.2 การถอดรหัสรีด-โซโลมอน.....	63
5.2.3 อัลกอริทึมการถอดรหัส Berlekamp-Massey.....	63
5.3 รหัสคอนโวลูชัน (Convolutional Codes).....	69
5.3.1 โครงสร้างของการเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ.....	70
5.3.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของรหัสคอนโวลูชัน.....	71
5.3.3 ความยาวจำกัด.....	73
5.3.4 โครงสร้างของการเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ.....	73
5.3.5 แผนภาพเทรลลิส (Trellis Diagram).....	79
5.3.6 การถอดรหัสด้วยอัลกอริทึมวิเทอบิ (Viterbi Algorithm Decoder).....	83

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 การทดสอบและการจำลองการทำงาน.....	89
6.1 การวัดทดสอบช่องสัญญาณบนร่างกาย.....	89
6.1.1 รูปแบบการวัด.....	90
6.1.2 เครื่องมือและพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัด.....	92
6.1.3 ผลการวัด.....	94
6.2 การออกแบบรหัสควบคุมข้อผิดพลาด.....	99
6.2.1 รหัสรีด-โซโลมอน.....	99
6.2.2 รหัสคอนไวลูชัน.....	101
6.3 การจำลองการทำงานของช่องสัญญาณและการกล้าสัญญาณ.....	102
6.4 การจำลองการทำงานของรหัสควบคุมข้อผิดพลาด.....	104
6.5 การจำลองการทำงานของรหัสควบคุมข้อผิดพลาดแบบ Concatenate.....	111
บทที่ 7 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	117
7.1 สรุปผลการวิจัย.....	117
7.2 ข้อเสนอแนะ.....	118
เอกสารอ้างอิง.....	119
ภาคผนวก.....	122
ประวัติผู้เขียน.....	124

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และVI.อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงรูปแบบตัวตรวจจับทางชีวภาพ.....	9
2.2 อัตราการส่งข้อมูลที่ต้องการสำหรับการสื่อสารทางการแพทย์และดูแลสุขภาพ.....	9
2.3 การแบ่งสถานการณ์และลักษณะการทำงานของ WBAN.....	11
2.4 ค่าพารามิเตอร์ของภาวะการหน่วงเวลาพลังงานของ WBAN ใน UWB.....	14
2.5 ค่า K-factor สำหรับสภาพแวดล้อม 5 แบบ.....	15
2.6 การประมาณค่า K-factor จากการวัดค่าที่ความถี่ 2.45 GHz.....	16
2.7 การประมาณค่า K-factor จากการวัดค่าที่ความถี่ 7.25 GHz.....	17
2.8 เปรียบเทียบค่า K-factor ที่ความถี่ 3.99 GHz.....	18
2.9 การใช้ทรัพยากรและการใช้พลังงานของทั้ง 2 รูปแบบพัฒนาบน FPGA.....	20
3.1 พารามิเตอร์การมอดูเลตสัญญาณใน NB PHY สำหรับ PLCP Header และ PSDU.....	30
4.1 ตัวประกอบการสูญเสีย (Path loss exponent) ในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน.....	44
4.2 ค่า Path loss และ Exponent ในการติดตั้งสายอากาศที่ตำแหน่งต่างๆ.....	47
5.1 การคำนวณพหุนามในพีชคณิตปกติและในกาลัวร์ฟิลด์.....	56
5.2 ตารางแสดงพหุนามพริมีทีฟสำหรับ $m = 3, 4, 5$ และ 6	58
5.3 ตารางแสดงอีลีเมนต์ใน $GF(8)$	60
5.4 ขอบเขตของ free distance สำหรับการเข้ารหัสแบบ non-systematic และ systematic ที่ code rate และ constraint length เท่ากัน.....	79
5.5 ระยะทางสะสม (accumulate metric) ของทั้ง 15 บิต (บวก flushing 2 บิต).....	87
5.6 เส้นทางที่เทรลลิสเลือกสถานะในแต่ละช่วงเวลา.....	87
5.7 State transitions to the inputs.....	88
5.8 คำนวณข้อมูลดั้งเดิมจากข้อมูลที่ได้รับ.....	88
6.1 ตำแหน่งการวัดและระยะระหว่างสายอากาศ.....	91
6.2 พารามิเตอร์ในการวัดสัญญาณ.....	94
6.3 พารามิเตอร์ของการสูญเสียเชิงวิธีใน CM3.....	96
6.4 พารามิเตอร์ของรหัสที่ใช้ในการทดลอง.....	105
6.5 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัสคอนโวลูชันบนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	107
6.6 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัสรีด-โซคโลมอน RS(255) บนช่องสัญญาณ Rayleigh....	108
6.7 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัสรีด-โซโลมอน RS(127) บนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	110
6.8 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	112
6.9 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัส Concatenate ที่ใช้รหัส CC(1,3).....	115
6.10 ค่าคุณสมบัติและการใช้ทรัพยากรที่ใช้ของรหัส RS(255).....	116
6.11 ค่าคุณสมบัติและการใช้ทรัพยากรที่ใช้ของรหัส RS(127).....	116
6.12 ค่าคุณสมบัติและการใช้ทรัพยากรที่ใช้ของรหัส Concatenate.....	116

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และ VII อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 การจำแนกรูปแบบการใช้งาน WBAN.....	6
2.2 แนวคิดการประยุกต์ใช้ WBAN ทางการแพทย์.....	7
2.3 แนวคิดระบบตรวจสอบสุขภาพในรถ.....	8
2.4 สถานการณ์การสื่อสาร In-body to on-/off-body สำหรับการควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ.....	8
2.5 ช่องสัญญาณการสื่อสารของโครงข่ายสื่อสารบนร่างกายมนุษย์.....	11
2.6 ลักษณะของ Capsule Endoscope.....	12
2.7 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีในย่านความถี่ 430 MHz, 611 MHz, 953 MHz 2450 MHz and UWB.....	13
2.8 แบบจำลองภาวะการหน่วงเวลาพลังงานของ WBAN ใน UWB.....	14
2.9 ฟังก์ชันการกระจายตัวสะสมของ K-factor สำหรับการวัดในมุมต่าง ๆ.....	15
2.10 ตำแหน่งการติดตั้งสายอากาศแบบ on-body.....	16
2.11 ผลการวัดใน 5 กรณี ที่ความถี่ 2.45 GHz.....	16
2.12 ผลการวัดใน 5 กรณี ที่ความถี่ 7.25 GHz.....	17
2.13 ฟังก์ชันการกระจายตัวสะสมของการวัด path-gain ของชายหนัก 80 kg.....	18
2.14 แบบจำลอง path loss สำหรับการสื่อสาร implant to body surface.....	19
2.15 บล็อกไดอะแกรมของแบบแผนการสื่อสาร.....	19
2.16 ประสิทธิภาพการแก้ไขอัตราผิดพลาดบิตของรหัส.....	19
2.17 การสูญเสียเชิงวิถีรอบร่างกาย (915 MHz, 2.45 GHz).....	20
2.18 การสูญเสียเชิงวิถีเปรียบเทียบกับ K-factor (915 MHz, 2.45 GHz).....	21
2.19 อัตราความผิดพลาดต่อบิตที่ระยะทางต่าง ๆ (915 MHz, $\rho = 0$).....	21
2.20 อัตราความผิดพลาดต่อบิตที่ระยะทางต่าง ๆ (2.45 GHz, $\rho = 0$).....	22
2.21 การเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตที่ได้ของระบบแบบคงที่กับแบบปรับได้.....	23
3.1 สเปกตรัมความถี่วิทยุของ WBAN ในมาตรฐาน IEEE 802.15.6.....	24
3.2 รูปแบบการเชื่อมต่อโครงข่ายสื่อสาร WBAN และโครงข่ายชนิดอื่น ๆ.....	25
3.3 เปรียบเทียบข้อกำหนดของ WBAN กับการสื่อสารแบบอื่นๆ.....	26
3.4 ความหนาแน่นแถบพลังงาน (PSD) ตามกำหนดของ FCC และญี่ปุ่น.....	28
3.5 โครงสร้างชั้นข้อมูลของ WBAN.....	29
3.6 โครงสร้างของ Narrow band PPDU.....	30
3.7 โครงสร้างของ UWB PPDU.....	31
3.8 โครงสร้างของ EFC PPDU.....	32
3.9 การจัดสรรการเข้าถึงสื่อข้อมูล.....	33

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 โครงสร้างของเฟรมข้อมูลชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ.....	34
3.11 การสร้าง PLCP ของ NB PHY.....	35
3.12 การสร้าง PHR ของชั้นกายภาพแถบความถี่กว้างยิ่ง.....	36
3.13 โครงสร้าง PSDU ของชั้นกายภาพแถบความถี่กว้างยิ่ง.....	37
3.14 การสร้าง PSDU จาก MPDU ของชั้นกายภาพแถบความถี่กว้างยิ่ง.....	37
4.1 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free space path loss).....	40
4.2 สัญญาณเกิดหลายเส้นทาง (Multipath signal).....	41
4.3 ภาวะการหน่วงเวลาของกำลังงาน (Power delay profile).....	42
4.4 ฟังก์ชันสัญญาณรบกวน AWGN.....	42
4.5 การเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณตามระยะทาง.....	44
4.6 รูปแบบการติดตั้งตัวส่งและตัวรับสัญญาณบนร่างกายในบางตำแหน่ง.....	45
4.7 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางตามร่างกาย.....	46
4.8 ฟังก์ชันการแจกแจงสะสมของจางหายรอบๆ ร่างกายมนุษย์.....	48
4.9 แบบจำลองภาวะการหน่วงเวลาพลังงานของ WBAN ใน UWB.....	49
4.10 ตัวอย่างค่าภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน ณ จุดรับสัญญาณบริเวณหน้าอกขวา.....	49
4.11 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีรอบร่างกาย (915 MHz, 2.45 GHz).....	50
4.12 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีเปรียบเทียบกับ K-factor (915 MHz, 2.45 GHz).....	51
5.1 ตัวเข้ารหัสรีด-โซโลมอน.....	61
5.2 อัลกอริธึม Berlekamp-Massey.....	64
5.3 วงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันเชิงเส้น อัตรารหัส 1/3.....	70
5.4 การเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/3.....	74
5.5 State diagram ของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ ตามรูปที่ 5.3.....	74
5.6 แผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ.....	75
5.7 แสดงการไหลของสัญญาณตามขั้นตอน.....	75
5.8 ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันที่มีอัตรารหัส 1/3.....	77
5.9 แผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ.....	77
5.10 แสดงการไหลของสัญญาณ.....	77
5.11 การเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/2.....	80
5.12 แผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/2.....	81
5.13 แผนภาพเทรลลิสรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/2.....	81
5.14 การเข้ารหัสคอนโวลูชัน อัตรารหัส 1/3.....	82
5.15 แผนผังสถานะการเข้ารหัสคอนโวลูชัน อัตรารหัส 1/3.....	82
5.16 แผนภาพเทรลลิสรหัสคอนโวลูชัน อัตรารหัส 1/3.....	83

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17 แผนภาพเทรลลิสสำหรับข้อมูล 15 bits และ 2 flushing bits.....	83
5.18 แผนภาพเทรลลิสค้นหาเส้นทางของข้อมูลที่ถูกเข้ารหัส.....	84
5.19 การเปลี่ยนแปลงระหว่างช่วงเวลา.....	84
5.20 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t = 1$	85
5.21 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t = 2$	85
5.22 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t = 3$	86
5.23 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t = 4$	87
5.24 แผนภาพเทรลลิสที่ถอดรหัสเสร็จสิ้น.....	87
6.1 รูปแบบการวัดช่องสัญญาณ.....	90
6.2 ตัวอย่างการวัดช่องสัญญาณ.....	90
6.3 ภาพของห้องที่ดำเนินการวัด.....	91
6.4 แผนผังของห้องที่ดำเนินการวัด.....	92
6.5 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Agilent รุ่น N5230C.....	93
6.6 โครงสร้างของสายอากาศเส้นคดเคี้ยวของบริษัท SkyCross.....	93
6.7 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $ S_{11} $ คุณสมบัติของสายอากาศ.....	94
6.8 ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของโหนดที่ข้อมือขวาและข้อมือซ้าย ตำแหน่ง 0 องศา.....	95
6.9 ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของโหนดที่ข้อมือขวาและข้อมือซ้าย ตำแหน่ง 90 องศา.....	95
6.10 ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของโหนดที่ข้อมือขวาและข้อมือซ้าย ตำแหน่ง 0 องศา.....	96
6.11 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถึ ณ ความถี่ 3.1 GHz.....	97
6.12 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถึ ณ ความถี่ 6.85 GHz.....	97
6.13 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถึแบบ body-to-body และ body-to-external ณ ความถี่ 3.1 GHz.....	98
6.14 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถึแบบ body-to-body และ body-to-external ณ ความถี่ 6.85 GHz.....	98
6.15 บล็อกข้อมูลของรหัสรีด-โซโลมอน $RS(n, k)$	99
6.16 วงจรรหัสรีด-โซโลมอน $RS(n, k)$	100
6.17 รหัสคอนโวลูชัน (2,1,2) หรือ CC(5,7) L=3.....	101
6.18 อัตราผิดพลาดบิตของ BPSK, DBPSK และ OOK ในช่องสัญญาณ AWGN.....	102
6.19 อัตราผิดพลาดบิตของ BPSK, DBPSK และ OOK ช่องสัญญาณ Rayleigh.....	103
6.20 อัตราผิดพลาดบิตของช่องสัญญาณ AWGN, Rayleigh และ Rician ที่กล้า สัญญาณแบบ BPSK.....	104
6.21 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสคอนโวลูชันที่มีอัตรารหัส 1/2 บนช่องสัญญาณ AWGN.....	106
6.22 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสคอนโวลูชันที่มีอัตรารหัส 1/2 บนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	106

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.23 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(255) บนช่องสัญญาณ AWGN.....	107
6.24 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(255) บนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	108
6.25 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(127) บนช่องสัญญาณ AWGN.....	109
6.26 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(127) บนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	109
6.27 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(255) และ RS(127) ที่อัตรารหัสเท่ากัน.....	110
6.28 แผนผังระบบการสื่อสารข้อมูลของรหัส Concatenate.....	111
6.29 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rayleigh	112
6.30 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Reccian K = 10.....	113
6.31 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Reccian K = 5.....	113
6.32 อัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate และรหัสเดี่ยวบนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	114
6.33 อัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate ที่ใช้รหัส CC(1,3) บนช่องสัญญาณ Rayleigh.....	114
6.34 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตรหัส RS(255,127) และ RS(127,119)+CC(5,7).....	115

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในโลกของการสื่อสารในปัจจุบัน เป็นการสื่อสารแบบดิจิทัลซึ่งมีพัฒนามาจากการสื่อสารแบบแอนะล็อก ข้อได้เปรียบของระบบสื่อสารดิจิทัลคือรองรับการใช้งานที่มีปริมาณข้อมูลมหาศาล ผู้ใช้จำนวนมากบนแถบความถี่ที่จำกัดเท่าเดิม รวมทั้งคุณภาพของข้อมูลข่าวสารที่ดีกว่า การสื่อสารไร้สายดิจิทัลก็มีหลากหลายรูปแบบที่ล้วนแพร่กระจายสัญญาณไปในอากาศและมีพฤติกรรมคล้ายกัน อาจมีอุปสรรคในเส้นทางการแพร่กระจายคลื่นทำให้เกิดการสูญเสียในรูปแบบต่างๆ และลดประสิทธิภาพของระบบลง โครงข่ายการสื่อสารแต่ละชนิดจะถูกกำหนดมาตรฐานโดย IEEE และกำกับดูแลการใช้งานแถบความถี่ กำลังการแพร่กระจายคลื่น โดยหน่วยงานกำกับของแต่ละประเทศหรือกลุ่มประเทศ ซึ่งโครงข่ายสื่อสารบนร่างกาย (Body Area Network : BAN) นั้นถูกกำหนดขึ้นเมื่อประมาณ 10 ปีที่ผ่านมา ความถูกต้องของข้อมูลข่าวสารที่ใช้ในการสื่อสารจะเป็นตัวบอกความน่าเชื่อถือของระบบหรือโครงข่ายสื่อสารนั้นๆ ขณะที่รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดถูกนำมาใช้ในระบบการสื่อสารดิจิทัลเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของการรับข้อมูลที่ถูกลดทอนให้ดีขึ้นโดยใช้อัตราความผิดพลาดบิตเป็นตัววัดเทียบกับพลังงานของบิตข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน วิธีการของรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดคือการเพิ่มบิตเกินแบบท่ายหรือแทรกไปกับบิตข้อมูลข่าวสารเป็นการเข้ารหัส แล้วใช้กระบวนการถอดรหัสในการถอดบิตเกินออกเพื่อคืนสัญญาณให้ใกล้เคียงกับสัญญาณต้นฉบับให้ได้มากที่สุด ประโยชน์หลักของการสื่อสารไร้สายบนร่างกาย (Wireless Body Area Network : WBAN) นั้นมีแนวโน้มดังนี้ ด้านการแพทย์ การใช้งานการลดความยุ่งยากจากการใช้สายสัญญาณ เปลี่ยนเป็นระบบไร้สายนั้นจะทำให้เกิดความสะดวกคล่องตัวในการทำงานทางการแพทย์ การตรวจจับข้อมูลแบบเรียลไทม์ ลดปัญหาความผิดพลาดได้มาก หากไม่ใช่ทางการแพทย์อุปกรณ์สื่อสารจะสามารถติดตัวไปได้ในทุกที่เกิดความคล่องตัว สามารถเชื่อมต่อกับฐานข้อมูลบนโครงข่ายอื่นๆ ผ่านโครงข่ายอินเทอร์เน็ตได้ อาจเกิดการแลกเปลี่ยนไฟล์ข้อมูล เกิดการจดจำบุคคลหรือเจ้าของอุปกรณ์นั้นๆ โดยอาศัยตัวตรวจจับที่ติดกับร่างกาย เสื้อผ้า รองเท้า หรืออื่นๆ

ประเด็นปัญหาของงานวิจัยชิ้นนี้คือการสื่อสารบนร่างกาย เป็นระบบการสื่อสารระยะสั้น โดยมีการสื่อสารรอบๆ ร่างกาย หรือภายในร่างกาย ทำให้สภาพแวดล้อมมีความแตกต่าง ทั้งระยะการเดินทางของคลื่น ผลกระทบของผิวหนังหรือเนื้อเยื่อทำให้ยากต่อการประเมินช่องสัญญาณและใช้ทฤษฎีสื่อสารไร้สายทั่วไปมาแก้ปัญหา แต่จากการศึกษาค้นคว้าจากงานวิจัยต่างๆ นักวิจัยจะทำการทดลองด้วยเครื่องมือวัด เพื่อนำผลที่วัดได้ไปเปรียบเทียบกับทฤษฎี แล้วนำเสนอในรูปแบบสมการหรือแสดงพฤติกรรมของสัญญาณให้รับทราบ สิ่งที่ทำให้ความสนใจคือการนำรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดมาใช้เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของช่องสัญญาณให้ดีขึ้น บนเงื่อนไขของระบบที่ต้องมีความซับซ้อนน้อย กำลังส่งต่ำ โดยเลือกใช้ชนิดและอัตรารหัสที่เหมาะสม

นอกจากประโยชน์ที่จะได้จากการศึกษา วิเคราะห์ปัญหานี้แล้ว ยังหวังเป็นอย่างยิ่งว่า วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะช่วยก่อให้เกิดความสนใจในด้านนี้เป็นวงกว้างมากขึ้น ทั้งนี้ผู้วิจัยด้านโครงข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สื่อสารไร้สายบนร่างกายยังมีอยู่ในวงจำกัด ทั้งนี้เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์เครื่องมือ ความซับซ้อนของช่องสัญญาณและสมการทางคณิตศาสตร์

1.2 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

เพื่อศึกษา ออกแบบ และเลือกรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดที่เหมาะสม สำหรับใช้กับช่องสัญญาณสื่อสารแบบโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์

1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

ในงานวิจัยที่ถูกลำเสนอโดยนักวิจัย เกี่ยวกับโครงข่ายสื่อสารบนร่างกายจะเป็นการศึกษาผลกระทบของร่างกายต่อคุณลักษณะของสัญญาณ ทั้งขนาดและเฟสของสัญญาณ ฟังก์ชันการถ่ายโอน หรือผลกระทบของเวลาในการเดินทางของสัญญาณ โดยผลการวัดหรือการทดลองจะเน้นไปที่ตำแหน่งของการติดตั้งตัวรับและตัวส่งบนร่างกาย เช่น ติดตั้งตัวรับ (hub หรือ body centric) ไว้ที่หน้าอก เอว หรือข้อเท้า หากเป็นจุดที่สวมใส่อาจติดตั้งที่อกเสื้อ ร่องเท้า ส่วนตัวส่งสัญญาณ (node sensor) ที่ทำหน้าที่ตรวจวัดสัญญาณชีพในรูปแบบต่างๆ มีการติดตั้งไว้ในหลายจุด เช่น แขน ข้อมือ หน้าอก ศีรษะ หรือบริเวณอื่นๆ ขึ้นอยู่กับชนิดของสัญญาณที่ต้องการวัด พฤติกรรมของสัญญาณจากแตกต่างกันอย่างชัดเจนหากตัวรับและตัวส่งถูกติดตั้งอยู่คนละฝั่งของร่างกาย หรือติดตั้งฝั่งเดียวกัน เนื่องจากสัญญาณจะมีองค์ประกอบของสัญญาณระดับสายตาหรือสัญญาณที่ไม่มีสิ่งกีดขวาง (Line-of-Sight : LOS) และสัญญาณที่มีสิ่งกีดขวาง (Non Line-of-Sight : NLOS) ที่แตกต่างกัน นอกจากนี้แล้วผลของสิ่งแวดล้อมใกล้เคียงก็กระทบกับสัญญาณที่แพร่กระจายในแบบหลายเส้นทางด้วยเช่นกัน

สมมุติฐานของงานวิจัยคือแม้ไม่สามารถลดผลกระทบของร่างกายต่อสัญญาณการสื่อสารได้ แต่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของการรับข้อมูล โดยตรวจจับและแก้ไขข้อผิดพลาดของข้อมูลด้วยรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด โดยนำเสนอวิธีแบบใช้รหัสทั้งสองแบบทำงานร่วมกัน (Concatenate) ซึ่งเป็นการใช้รหัสรีด-โซตลอมอน ทำงานร่วมกับรหัสคอนโวลูชัน และทำการเปรียบเทียบกับรหัสเดี่ยวทั้งรหัสรีด-โซตลอมอน และรหัสคอนโวลูชัน โดยนำมาพิจารณา ณ เงื่อนไขที่สนใจ รหัสแบบใดจะมีคุณสมบัติที่เหมาะสมตามที่ต้องการ ซึ่งแน่นอนว่ารหัสแบบ Concatenate ควรจะมีประสิทธิภาพในการแก้ไขข้อผิดพลาดได้ดีที่สุด แต่อาจจำเป็นต้องใช้หรือในบางครั้งอาจเกินความจำเป็นก็เป็นได้ การปรับอัตรารหัสของรหัสใดๆ ให้ระบบมีความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดบิตที่เพิ่มขึ้นเมื่อเงื่อนไขของช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงก็เป็นอีกแนวคิดหนึ่งที่เป็นไปได้

1.4 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

การใช้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดเพื่อลดอัตราผิดพลาดบิตข้อมูลของระบบสื่อสาร เป็นเทคนิคที่ใช้งานสื่อสารหลากหลายตั้งแต่การสื่อสารในห้วงอวกาศ (deep space communication) ของดาวเทียมหรือกระสวยอวกาศจนถึงการอ่านข้อมูลบนจานแม่เหล็กของฮาร์ดดิสก์ ยิ่งพลังงานของสัญญาณอ่อนเพียงใด รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดบิตก็ต้องมีความยาวหรือความซับซ้อนมากขึ้นเท่านั้น และยังทำให้ปริมาณข้อมูลเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากต้องมีบิตส่วนเกินแทรกเข้ามากับข้อมูลข่าวสารเพื่อเป็นตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยืนยันความถูกต้องของข้อมูล เมื่อต้องถอดรหัสคืนค่ากลับมาทำให้ปริมาณข้อมูลในช่องสัญญาณมีจำนวนมาก ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงคาดหวังจะได้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดขนาดกะทัดรัด แต่เพียงพอที่จะแก้ไขข้อมูลของบิตที่ผิดพลาดได้ เพื่อให้เหมาะกับอุปกรณ์ที่ติดตั้งกับร่างกายที่ต้องมีขนาดเล็ก และใช้กำลังงานไฟฟ้าต่ำๆ และแพร่คลื่นในระดับต่ำพอที่จะไม่ทำอันตรายต่อร่างกายมนุษย์

รหัส BCH ถูกกำหนดให้ใช้ใน IEEE 802.15.6 อาจไม่เพียงพอต่อการใช้งานในบางสถานการณ์ จึงมีแนวความคิดที่จะนำรหัสรีด-โซโลมอน รหัสคอนวูลูชัน และรหัส concatenate เข้ามาช่วยเพื่อหาจุดที่เหมาะสม ส่วนโครงข่ายไร้สายบนร่างกายจะพิจารณาที่ช่องสัญญาณแบบ CM3 (body surface to body surface) [2] ซึ่งมีสถานการณ์ทั้งแบบ Line-of-Sight และ Non Line-of-Sight ซึ่งสอดคล้องกับช่องสัญญาณการจางหายแบบรีเซียน (Rician fading) และช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh fading) ซึ่งทั้งสองแบบช่องสัญญาณแบบจางหายหลายเส้นทาง (multipath fading) สำหรับการจำลองการทำงานจะพิจารณาเปรียบเทียบทั้งช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (AWGN) กับช่องสัญญาณ Rayleigh fading และช่องสัญญาณ Rician fading

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในการวิจัยได้กำหนดขอบเขตของงานวิจัยไว้ โดยอาศัยรูปแบบของการประยุกต์ใช้งานเป็นข้อกำหนดหลัก กำหนดให้ค่าอัตราผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณสื่อสารสำหรับการใช้งานกับทางการแพทย์ (medical usage) ให้มีอัตราผิดพลาดบิตไม่เกิน 10^{-6} และไม่ใช่ทางการแพทย์ (non-medical usage) อัตราผิดพลาดบิตไม่เกิน 10^{-3} ที่ E_b/N_0 ไม่เกิน 10 dB โดยใช้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาด รหัสรีด-โซโลมอน รหัสคอนวูลูชัน และรหัส concatenate เข้ามาทำงานกับระบบเพื่อปรับปรุงอัตราผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณที่มีการสูญเสีย เงื่อนไขคือเลือกรหัสที่มีความซับซ้อนน้อยที่สามารถปรับปรุงระบบให้ผ่านข้อกำหนดที่ตั้งไว้ได้ เนื่องจากระบบที่ทำงานกับร่างกายจะต้องมีขนาดเล็กและใช้กำลังไฟฟ้าน้อยเพื่อให้ใช้งานได้ยาวนาน และปลอดภัยต่อร่างกายมนุษย์

1.6 ส่วนประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ประกอบด้วยเนื้อหาทั้งสิ้น 7 บท ดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา วัตถุประสงค์ สมมุติฐาน แนวความคิดในการวิจัยและขอบเขตการวิจัย

บทที่ 2 อธิบายแนวคิดของการสื่อสารบนร่างกาย แนวโน้มของการประยุกต์ใช้งาน เทคโนโลยีสื่อสารบนร่างกาย ตลอดจนทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

บทที่ 3 อธิบายเนื้อหาเกี่ยวกับโครงข่ายไร้สายบนร่างกายและมาตรฐาน IEEE 802.15.6 ซึ่งเป็นมาตรฐานที่สร้างข้อกำหนดเกี่ยวกับโครงข่ายดังกล่าว

บทที่ 4 อธิบายแบบจำลองช่องสัญญาณบนร่างกายซึ่งมีทั้งช่องสัญญาณที่มีการสูญเสียเชิงวิถี และช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง

บทที่ 5 อธิบายเกี่ยวกับทฤษฎีของรหัสควบคุมข้อผิดพลาด การเข้ารหัส การเข้ารหัสและถอดรหัสของรหัสรีด-โซโลมอน รหัสคอนวอลูชัน ซึ่งจะนำมาทดลองเปรียบเทียบเพื่อหารหัสที่เหมาะสมกับข้อกำหนดการใช้งาน

บทที่ 6 เป็นการทดลองจากการวัดช่องสัญญาณ การกำหนดค่าการวัด การวิเคราะห์ผลการวัด ในส่วนของการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อหาอัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน รหัสคอนวอลูชัน และรหัส Concatenate พร้อมกับอภิปรายผลที่ได้

บทที่ 7 เป็นการสรุปผลวิทยานิพนธ์และข้อเสนอแนะ ในการพัฒนางานวิจัยต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

แนวคิดของการสื่อสารบนร่างกาย

2.1 กล่าวนำ

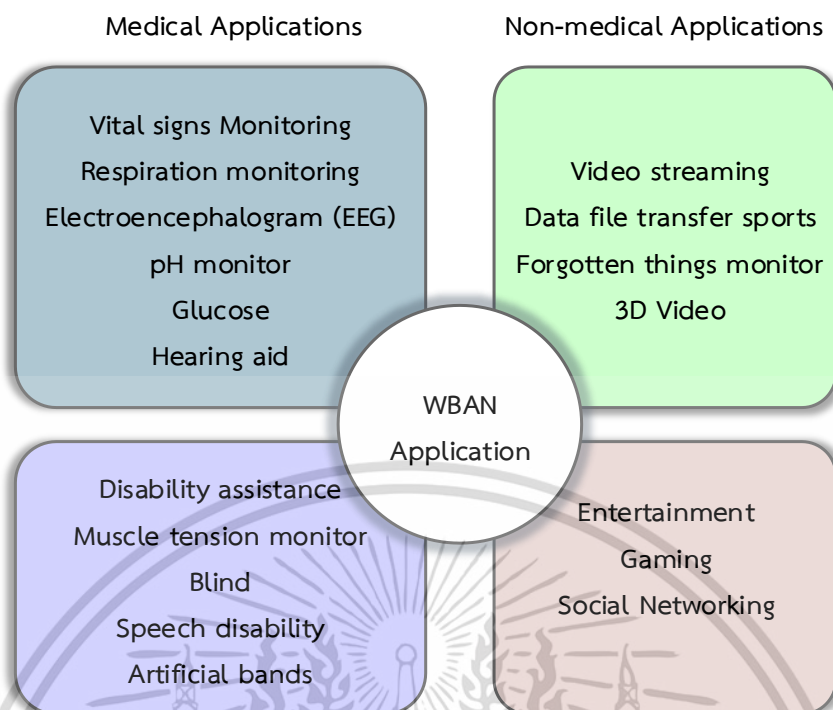
ระบบการดูแลสุขภาพในปัจจุบันกำลังเผชิญกับความท้าทายใหม่ เนื่องจากวิทยาการทางการแพทย์ที่ก้าวหน้า ประชากรโลกมีอายุยืนยาวขึ้น ทำให้หลายประเทศกำลังก้าวสู่สังคมผู้สูงอายุ จึงมีความต้องการในสิ่งอำนวยความสะดวกด้านการดูแลสุขภาพมากขึ้น เพื่อปรับปรุงโครงสร้างพื้นฐานทางการแพทย์ที่มีอยู่ นักวิจัย ผู้ประกอบการ ได้คิดค้นหาวิธีการและเครื่องมือที่สามารถตรวจสอบข้อมูลเพื่อการดูแลสุขภาพ โดยการตรวจสุขภาพอาจสามารถกระทำได้โดยไม่ต้องกระทำต่อร่างกายหรือผู้ป่วยสามารถรับการตรวจสอบได้โดยไม่ต้องเข้าโรงพยาบาล เครื่องมือและระบบเหล่านี้ก็เป็นที่ยอมรับมากขึ้นในการดูแลสุขภาพสมัยใหม่ ไม่เพียงสำหรับการตรวจสอบผู้ป่วย แต่ยังสามารถนำมาใช้ด้านกีฬาที่ต้องให้ความสำคัญกับสัญญาณชีพบางอย่างของนักกีฬา โดยมีการตรวจสอบแบบเรียลไทม์ขณะที่นักกีฬาอยู่ระหว่างการฝึกซ้อมหรือการแข่งขัน ความสามารถในการตรวจสอบข้อมูลร่างกายจากระยะไกลมีประโยชน์มากมาย เป็นการแก้ปัญหาความต้องการโครงสร้างพื้นฐานทางกายภาพของโรงพยาบาลที่เพิ่มขึ้น ข้อมูลร่างกายที่สำคัญสามารถถ่ายโอนไปยังระบบและตรวจสอบบนฐานข้อมูลทางอินเทอร์เน็ต ผู้ป่วยได้รับการตรวจสอบตามเวลาจริงทำให้แพทย์ได้รับข้อมูลที่เป็นจริงมากขึ้น ซึ่งง่ายต่อการติดตามประวัติสุขภาพของผู้ป่วยหรือนักกีฬา เกิดประโยชน์สำหรับทั้งผู้ป่วยและแพทย์ ที่กล่าวมานี้การสื่อสารบนร่างกายมนุษย์ (Body Area Communication) สามารถเป็นคำตอบต่อการบริการดังกล่าวได้เป็นอย่างดี

การสื่อสารบนร่างกายมนุษย์ เป็นแนวคิดระบบเครือข่ายที่เกิดขึ้นใหม่เพื่ออำนวยความสะดวกในการสื่อสารข้อมูล โดยใช้โหนดตรวจจับ (sensor) สวมใส่และฝังตัวได้ อุปกรณ์การสื่อสารแบบสวมใส่หรือฝังตัวต้องมีขนาดเล็ก มีการใช้พลังงานต่ำและอัตราข้อมูลที่ปรับขนาดได้ตั้งแต่ kbps ถึง Mbps ใช้ต้นทุนต่ำ การใช้ฮาร์ดแวร์ที่มีความซับซ้อนน้อย ความเป็นไปได้ในการพัฒนาโหนดตรวจจับให้มีขนาดเล็กซึ่งสามารถให้อัตราข้อมูลที่สูง นอกจากนี้อุปกรณ์ยังต้องให้ความสะดวกและความปลอดภัยต่อผู้ใช้งานสูงอีกด้วย

2.2 เป้าหมายในการประยุกต์ใช้งาน

การจำแนกประเภทของการประยุกต์ใช้งานและการใช้รูปแบบของ WBAN สามารถจำแนกได้เป็น 2 กลุ่มหลักๆ คือการใช้งานทางการแพทย์ และการใช้งานด้านอื่นที่ไม่ใช่ทางการแพทย์ โดยการใช้งานทางการแพทย์ อาทิ การตรวจวัดสัญญาณชีพต่างๆ แบบเรียลไทม์ การช่วยเหลือผู้พิการ ส่วนการใช้งานด้านอื่นๆ อาทิ การเก็บข้อมูลนักกีฬา เตือนการล้มสิ่งของสำหรับผู้สูงอายุ และด้านบันเทิง เช่น การแชร์ไฟล์หรือเชื่อมต่ออุปกรณ์ แสดงดังรูปที่ 2.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 การจำแนกรูปแบบการใช้งาน WBAN [3]

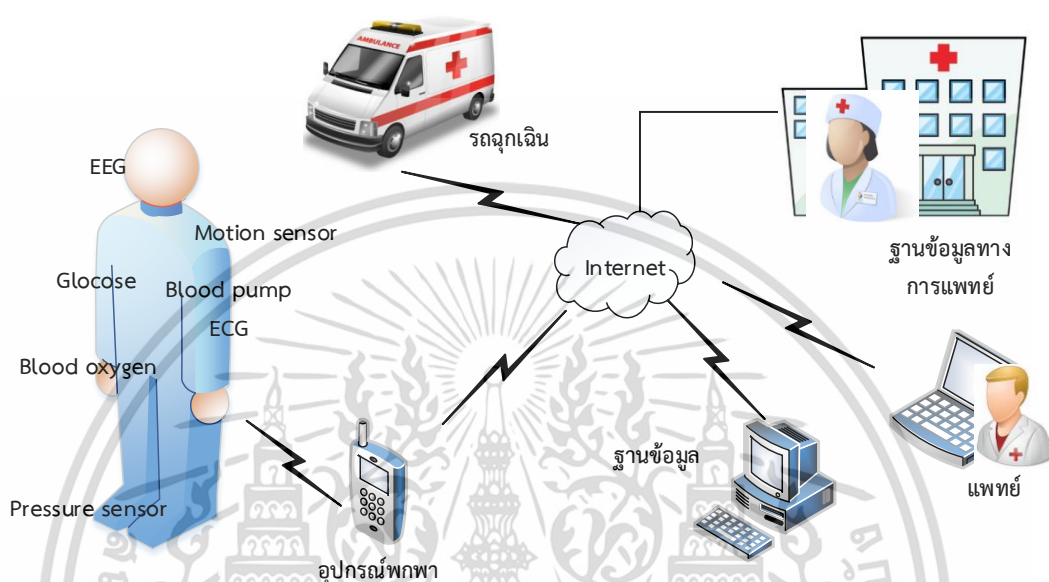
2.2.1 การประยุกต์ใช้ทางการแพทย์และดูแลสุขภาพ

2.2.1.1 การตรวจสอบข้อมูลสุขภาพในโรงพยาบาลและในบ้าน

เนื่องจากมีประชากรวัยสูงอายุในปัจจุบันจำนวนมาก ซึ่งนำไปสู่ความต้องการสำหรับการดูแลรักษาทางการแพทย์ที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยอาศัยเทคนิคการสื่อสารแบบไร้สาย เช่น ความต้องการในการตรวจสอบสถานะสุขภาพแบบไร้สายสำหรับทั้งในโรงพยาบาลและผู้ป่วยที่อยู่บ้าน มีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ซึ่งเทคโนโลยีไร้สายจะช่วยลดความยุ่งยากในการเชื่อมโยงสัญญาณด้วยสายได้อย่างมีประสิทธิภาพ ประหยัดเวลาและทรัพยากรในการไปดูแลผู้ป่วยทางไกลที่บ้านได้

การสื่อสารบนร่างกาย สามารถรองรับรูปแบบทางการแพทย์ได้หลากหลาย [4] ครอบคลุม 3 ด้าน คือ การตรวจสอบสุขภาพ การฟื้นฟูสมรรถภาพทางร่างกาย และการตรวจสอบทางสรีรวิทยา ในรูปแบบการใช้งานทั่วไป อุปกรณ์สื่อสารบนร่างกายก็คือ ตัวรับส่งสัญญาณ ที่มีชุดตรวจจับข้อมูลด้านสุขภาพ ด้านการตรวจสอบสุขภาพ มีอุปกรณ์ Electroencephalogram (EEG) เพื่อตรวจสอบคลื่นไฟฟ้าสมอง อุปกรณ์ Electrocardiogram (ECG) สำหรับการตรวจสอบการทำงานของหัวใจ หรืออุปกรณ์ตรวจสอบสัญญาณชีพ (vital sign monitoring) อื่นๆ ข้อมูลตรวจจับเหล่านี้ โดยทั่วไปจะเป็นการตรวจสอบผู้ป่วยในโรงพยาบาลแบบเรียลไทม์ หรือตรวจสอบสุขภาพของผู้สูงอายุที่บ้านแบบเรียลไทม์ โดยติดอุปกรณ์กับผู้ป่วยหรือผู้สูงอายุ ข้อมูลการตรวจสอบสุขภาพที่สำคัญจะถูกรวบรวมโดยอัตโนมัติและส่งต่อไปยังเจ้าหน้าที่ทางการแพทย์ในโรงพยาบาล เพื่อการวินิจฉัย จัดการด้านการแพทย์และการดูแลสุขภาพ รูปที่ 2.2 แสดงแนวคิดของการประยุกต์ใช้งาน [5] ตรวจจับข้อมูลซึ่งจะถูกเก็บรวบรวมที่เซิร์ฟเวอร์หรือฮับบนร่างกาย แล้วส่งไปที่โรงพยาบาลผ่านโครงข่ายสื่อสารอื่น สำหรับการเชื่อมต่อระหว่างฮับและโหนดจะใช้ช่องทางการสื่อสารบนร่างกาย ขณะที่การส่งข้อมูลไปยังโรงพยาบาลหรือเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

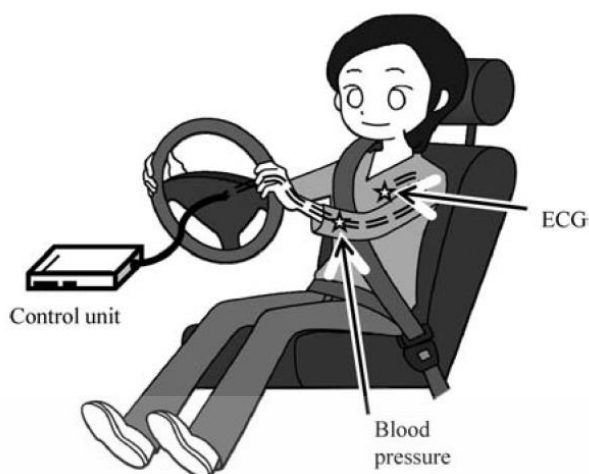
ศูนย์การแพทย์ สามารถใช้เครือข่ายท้องถิ่น (LAN) โหมดการใช้งานนี้จะช่วยลดภาระงานของบุคลากรทางการแพทย์ และการเพิ่มประสิทธิภาพของการจัดการผู้สูงอายุ หรือผู้ป่วยซึ่งอยู่ที่บ้าน นอกจากนี้ยังสามารถใช้ในศูนย์กีฬาเพื่อตรวจสอบข้อมูลทางสรีรวิทยา ข้อมูลจากตรวจจับจะถูกเก็บรวบรวมโดยใช้เทคนิคการสื่อสารบนร่างกายแล้วส่งไปยังผู้ฝึกสอนเพื่อการวิเคราะห์และบริหารจัดการ



รูปที่ 2.2 แนวคิดการประยุกต์ใช้ WBAN ทางทางการแพทย์ [5]

2.2.1.2 การตรวจสอบข้อมูลสุขภาพในรถ [6]

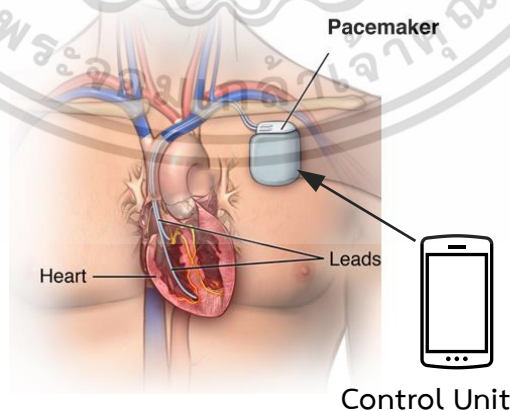
การประยุกต์ใช้การสื่อสารบนร่างกาย เพื่อการตรวจสอบด้านสุขภาพ มีแนวโน้มความเป็นไปได้สูงมากอีกประการหนึ่งคือ การตรวจสอบสุขภาพขณะขับซีรยนต์ เป็นการสื่อสารในรถ (in-car communication) ในสถานการณ์ดังแสดงในรูปที่ 2.3 โดยจะมีตัวตรวจจับที่สำคัญติดอยู่บนร่างกายผู้ขับขี่เพื่อรวบรวมข้อมูลด้านการดูแลสุขภาพ เช่น ECG, ความดันโลหิตและอัตราชีพจร รวมทั้งอาจฝังอุปกรณ์ลงในที่นั่งคนขับ เข็มขัดนิรภัย หรือพวงมาลัย เพื่อให้ผู้ขับที่ถูกตรวจจับโดยไม่รู้ตัว อุปกรณ์ที่ติดตั้งในรถเหล่านี้จะถูกกำหนดให้เก็บข้อมูลร่างกายของผู้ขับเมื่อขับรถ ช่วยให้สามารถรวบรวมข้อมูลด้านสุขภาพของผู้ขับได้โดยส่งข้อมูลด้วยเทคนิคการสื่อสารบนร่างกายไปที่อุปกรณ์ควบคุม เพื่อวิเคราะห์สุขภาพผู้ขับและยังสามารถสร้างสัญญาณเตือนไปยังผู้ขับและระบบแจ้งเตือน หรือทำการเข้าควบคุมรถโดยอัตโนมัติหากจำเป็น เพื่อความปลอดภัยในการขับขี่



รูปที่ 2.3 แนวคิดระบบตรวจสอบสุขภาพในรถ [6]

2.2.1.3 การวินิจฉัยและการรักษา

ในการวินิจฉัยและการรักษาทางการแพทย์ ข้อมูลที่ตรวจจับได้จะถูกส่งไปยังชุดควบคุมบนหรือภายนอกร่างกาย โดยตัวรับส่งสัญญาณไร้สาย ชุดควบคุมจะทำการวัดค่าทางการแพทย์และส่งคำสั่งที่สอดคล้องสำหรับการรักษาพยาบาลไปยังชุดปฏิบัติงาน หน่วยการดำเนินงานซึ่งจะดำเนินการรักษาตามคำสั่งที่ได้รับ ตัวอย่างหนึ่งของสถานการณ์นี้ คือเครื่องควบคุมภาวะหัวใจเต้นอัตโนมัติ [7] เครื่องกระตุ้นหัวใจเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ช่วยเหลือผู้ที่มีปัญหาหัวใจเต้นผิดจังหวะ แสดงดังรูปที่ 2.4 เครื่องกระตุ้นหัวใจจะรวบรวมสัญญาณการเต้นของหัวใจโดยใช้ตัวตรวจจับและส่งไปยังหน่วยควบคุม จากนั้นหน่วยควบคุมจะคำนวณอัตราการเต้นของหัวใจที่ถูกต้องและส่งให้เครื่องกระตุ้นหัวใจช่วยในการปรับจังหวะการเต้นของหัวใจให้ถูกต้อง ส่วนตัวตรวจจับทางกายภาพอื่นๆ แสดงดังตารางที่ 2.1



รูปที่ 2.4 สถานการณ์การสื่อสาร In-body to on-/off-body สำหรับการควบคุมจังหวะการเต้นของหัวใจ [8]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงรูปแบบตัวตรวจจับทางชีวภาพ [9]

บนร่างกายหรือบนชุดที่สวมใส่	ในร่างกาย
คลื่นไฟฟ้าหัวใจ (Electrocardiogram: ECG)	ตัวควบคุมจังหวะหัวใจ (Pacemaker)
อัตราการเต้นหัวใจ (Heart Rate)	ประสาทหูเทียม (Cochlear Implants)
คลื่นไฟฟ้ากล้ามเนื้อ (Electromyography: EMG)	ตัวกระตุ้นไฟฟ้า (Implantable defibrillators)
คลื่นไฟฟ้าสมอง (Electroencephalogram: EEG)	กล้องจุลทรรศน์แคปซูล (Capsule endoscope)
อุณหภูมิ (Temperature)	สมองกระตุ้นลึก (Deep brain stimulator)
ออกซิเจนในเลือด (Blood oxygen)	ม่านตาเทียม (Retina implant)
ความดันเลือด (Blood pressure)	
ตรวจวัดกลูโคส (Glucose sensor)	
การเคลื่อนที่ (Movement/accelerometer)	

อัตราข้อมูลที่จำเป็น สำหรับข้อมูลทางการแพทย์และการดูแลสุขภาพสามารถคำนวณได้จากจำนวนช่องสัญญาณที่ใช้ N_c อัตราการสุ่มตัวอย่าง f_s และจำนวนบิตจากการ quantization N_b โดย $f_b = N_c f_s N_b$ ข้อมูลตรวจจับบนร่างกายมักจะถูกสุ่มตัวอย่างด้วยอัตราระหว่าง 0.2 ถึง 256 Hz และ quantized ด้วยตัวแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล 12 หรือ 16 บิต ขณะที่ข้อมูลดิบสำหรับกล้อง capsule endoscope ต้องการอัตราข้อมูล 76 Mbps สำหรับการส่งผ่านเรียลไทม์ แม้ว่าจะมีเทคนิคการบีบอัดภาพมาช่วย ก็ยังต้องการอัตราข้อมูลสูงถึง 10 Mbps เพื่อรักษาให้การส่งภาพหรือส่งผ่านวิดีโอมีคุณภาพสูง ตารางที่ 2.2 สรุปอัตราข้อมูลที่จำเป็นสำหรับการส่งข้อมูลเกี่ยวกับการแพทย์และการดูแลสุขภาพในร่างกาย โดยมีอัตราข้อมูลตั้งแต่หลาย bps ถึง 10 Mbps

ตารางที่ 2.2 อัตราการส่งข้อมูลที่ต้องการสำหรับการสื่อสารทางการแพทย์และดูแลสุขภาพ [6]

ข้อมูลสุขภาพ	อัตราข้อมูล
บนร่างกาย On-body	
ECG	36 kbps
EEG	98 kbps
Pulse rate	2.4 kbps
Respiratory	1.0 kbps
Blood pressure	1.92 kbps
Heart rate	1.92 kbps
Body temperature	2.4 bps
ในร่างกาย In-body	
Capsule endoscope	10 Mbps

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 การให้ความช่วยเหลือแก่คนพิการ

การประยุกต์ใช้งานสำหรับคนพิการ มีสถานการณ์ที่เป็นไปได้จำนวนมาก [11] เช่น สถานการณ์สำหรับการช่วยเหลือผู้พิการทางสายตา โดยใช้ลิงค์แบบไร้สายที่เกิดขึ้นระหว่างตัวตรวจจับที่ติดกับของใช้ส่วนบุคคลและตัวรับส่งสัญญาณสวมใส่โดยบุคคล โดยตั้งระยะที่เหมาะสมไว้ เมื่อมีการสัมผัสของสิ่งไว้เกินระยะที่ตั้งไว้ล่วงหน้า สัญญาณเตือนจะถูกสร้างขึ้นโดยอัตโนมัติจากตัวรับส่งสัญญาณ นอกจากนี้ในการใช้งานขั้นสูง หากติดตั้งกล่องที่มีการสื่อสารบนร่างกายกับบุคคลที่มีความบกพร่องทางการมองเห็น รูปภาพที่ถ่ายโดยกล้องจะถูกส่งไปยังหน่วยควบคุมบนร่างกายซึ่งจะถูกแปลงเป็นสัญญาณเสียง เพื่อให้คำแนะนำแก่บุคคลเหล่านั้น หลักการที่คล้ายกันนี้สามารถนำมาใช้ในการให้ความช่วยเหลือ คนพิการทางการพูด โดยอาศัยตัวตรวจจับนิ้วมือและการเคลื่อนไหวเพื่อแปลงเป็นคำพูด เพื่อป้องกันอุบัติเหตุหรือช่วยเหลือผู้สูงอายุยังเป็นการประยุกต์ใช้อย่างมีนัยสำคัญ การสื่อสารบนร่างกาย เช่น ผู้สูงอายุสวมเซ็นเซอร์เท้าสามารถตรวจสอบขั้นบันไดได้ และตรวจจับความลาดเอียงเพื่อป้องกันอุบัติเหตุ เซ็นเซอร์ ข้อมูลจะถูกส่งต่อไปยังตัวรับสัญญาณภายในร่างกายอย่างต่อเนื่องโดยการสื่อสารบนร่างกาย หากตรวจจับพบสิ่งผิดปกติ เครื่องรับสามารถส่งสัญญาณเตือนไปยังผู้สูงอายุได้

2.2.3 การประยุกต์เพื่อผู้บริโภค

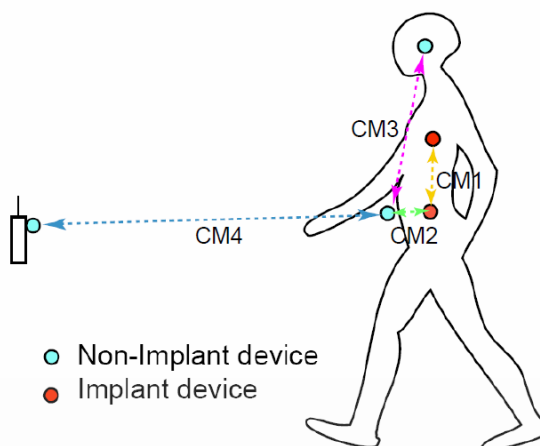
การใช้งานอีกประเภทคือ สำหรับการเชื่อมต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับผู้บริโภค เป็นเช่น การเชื่อมต่อหูฟังกับเครื่องเล่นเพลงแบบไร้สาย แต่ใช้การสื่อสารบนร่างกายไม่เพียงเพิ่มความสะดวกสบายเท่านั้น แต่อาจสามารถแลกเปลี่ยนไฟล์เสียงหรือวิดีโอได้

อาจมีการปรับเปลี่ยนกระบวนการทัศน์ต่อการใช้งาน เพื่อให้สามารถระบุผู้ใช้ เป็นการอินเทอร์เฟซระหว่างเครื่องกับผู้ใช้ [12] เช่น การฝังฟังก์ชันการระบุตัวตนของผู้ใช้ในตัวรับส่งข้อมูลบนตัวเครื่องและประตูทางเข้าเพื่อปลดล็อค ในการประยุกต์ขั้นสูงอาจติดตั้งฟังก์ชันการชำระเงินอัตโนมัติโดยติดตั้งตัวรับส่งสัญญาณบนร่างกาย ระบบดังกล่าวสามารถใช้สำหรับการเดินผ่านประตูอัตโนมัติ

2.3 สถานการณ์การทำงานของ WBAN

โครงข่ายบนร่างกายมนุษย์ (Body Area Network : BAN) เป็นโครงข่ายการสื่อสารระยะใกล้ คือทำงานบริเวณใกล้ร่างกายมนุษย์ (on-body) หรือในร่างกายมนุษย์ (implant) และหากเป็นโครงข่ายสื่อสารไร้สายจะเป็น Wireless Body Area Network หรือ WBAN โดยโครงข่ายดังกล่าวถูกเสนอให้มีโหนดการสื่อสาร 3 ชนิด ตามลักษณะของบริเวณที่มีการแพร่กระจายของคลื่น ได้แก่ 1) Implant node เป็นโหนดที่ติดตั้งอยู่ในร่างกายมนุษย์ โดยอาจอยู่ใต้ผิวหนังหรือลึกลงไปในร่างกาย 2) Body Surface node เป็นโหนดที่ติดอยู่บนร่างกายหรือผิวหนังและห่างออกไปไม่เกิน 2 เมตร 3) External node เป็นโหนดที่ไม่สัมผัสกับร่างกายมนุษย์ อาจอยู่ห่างจากร่างกายในระยะไม่กี่เซนติเมตรไปจนถึงไม่เกิน 5 เมตร [2]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 ช่องสัญญาณการสื่อสารของโครงข่ายสื่อสารบนร่างกายมนุษย์ [2]

ตารางที่ 2.3 การแบ่งสถานการณ์และลักษณะการทำงานของ WBAN [2]

Scenario	Description	Frequency Bands	Channel Model
S1	Implant to Implant	402-405 MHz	CM1
S2	Implant to body surface	402-405 MHz	CM2
S3	Implant to External	402-405 MHz	CM2
S4	Body Surface to Body Surface (LOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM3
S5	Body Surface to Body Surface (NLOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM3
S6	Body Surface to External (LOS)	900 MHz 2.4, 3.1-140.6 GHz	CM4
S7	Body Surface to External (NLOS)	900 MHz 2.4, 3.1-140.6 GHz	CM4

ช่องสัญญาณซึ่งใช้ในการสื่อสารระหว่างโหนดจะแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณที่สวมใส่บนร่างกาย (wearable channels) และช่องสัญญาณที่ฝังอยู่ในร่างกาย (implant channels) ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของอุปกรณ์ตัวส่งและตัวรับว่าอยู่บนร่างกาย อยู่ในร่างกายหรืออยู่นอกร่างกาย โดยอุปกรณ์ทุกตัวของช่องสัญญาณที่สวมใส่บนร่างกายจะอยู่บนร่างกาย ขณะที่ช่องสัญญาณที่ฝังอยู่ในร่างกาย จะมีอุปกรณ์บางตัวฝังอยู่ในร่างกายเพื่อสื่อสารกับอุปกรณ์บนร่างกายหรืออุปกรณ์ภายนอก

จากรูปที่ 2.5 ช่องสัญญาณบนร่างกาย แบ่งออกเป็น CM1-CM4 [2] แบ่งตามตำแหน่งของอุปกรณ์ โดย CM1 เป็นช่องการสื่อสารแบบภายในร่างกาย (in-body), CM2 เป็นช่องการสื่อสารแบบเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภายในร่างกายไปยังบนร่างกาย (in-to-on body), CM3 เป็นช่องการสื่อสารบนร่างกาย (on-body) และ CM4 เป็นช่องการสื่อสารบนร่างกายไปยังภายนอก (on-to-off body) ใน CM3 ซึ่งถือเป็น wearable channel อาจเป็นช่องสัญญาณแบบ Line-of-Sight หรือ Non-Line-of-Sight ก็ได้ขึ้นอยู่กับเส้นทางการแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าระหว่างทั้ง 2 อุปกรณ์ ในสถานการณ์ที่อุปกรณ์ตัวหนึ่งติดตั้งที่ด้านหน้าของร่างกายและอุปกรณ์อีกตัวติดตั้งที่ด้านหลังของร่างกายลักษณะการแพร่กระจายคลื่นจะเป็น Non-Line-of-Sight ซึ่งคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจะมีการสูญเสีย เนื่องจากการเลี้ยวเบนของคลื่นไปรอบๆ ร่างกาย ขณะที่ CM1 และ CM2 ซึ่งมีลักษณะเป็น implant channels จะสามารถใช้งานร่วมกับเทคโนโลยีกล้อง capsule endoscope แสดงดังรูปที่ 2.6 ที่มีลักษณะเป็นแคปซูล สามารถกินเข้าไปเพื่อถ่ายภาพเมื่อเคลื่อนที่ผ่านทางเดินอาหารและส่งข้อมูลของร่างกายแบบเรียลไทม์ออกมายังอุปกรณ์การแพทย์ภายนอกได้ อีกกรณีหนึ่งหากอุปกรณ์รับสัญญาณทางการแพทย์อยู่ห่างออกไปเล็กน้อยก็จะมีคุณสมบัติร่วมกันของช่องสัญญาณ CM2 และ CM4

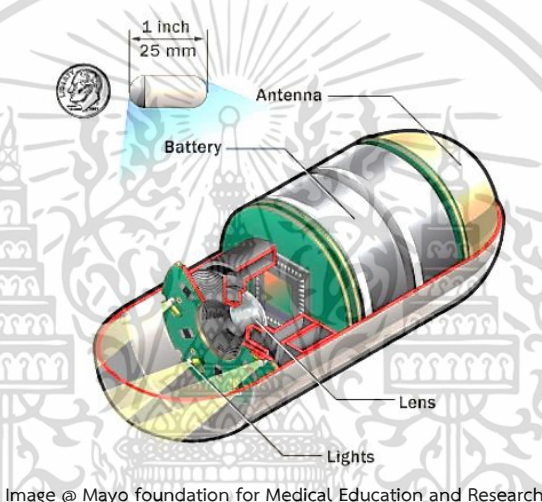


Image © Mayo foundation for Medical Education and Research

รูปที่ 2.6 ลักษณะของ Capsule Endoscope [13]

2.4 ทบทวนงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

1) An Overview of Physical Layers on Wireless Body Area Network [14]

งานวิจัยนี้เป็นการพิจารณาในชั้นกายภาพของมาตรฐาน WBAN กล่าวไว้ว่ามาตรฐานนี้ในอนาคตจะไม่ได้ถูกจำกัดการใช้งานแค่ทางการแพทย์เท่านั้น แต่จะมีการขยายไปยังการใช้งานประเภทส่วนบุคคลมากขึ้นด้านอื่นมากยิ่งขึ้น และผู้ใช้งานไม่จำเป็นต้องเป็นบุคลากรทางการแพทย์เท่านั้น เพื่อสร้างความน่าเชื่อถือของ PPSU ที่ชั้นกายภาพของการสื่อสารแถบความถี่แคบ (PHY NB) จะมีการเข้ารหัสเฉพาะ PLCP Header เท่านั้นด้วย BCH(31,19) โดยที่ PLCP Header มีขนาด 31 บิต และ BCH(31,19) เป็นรหัสย่อมาจาก BCH(63,51) และมีค่า $t = 2$ คือ สามารถแก้ไขบิตผิดพลาดได้เพียง 2 บิต

ที่ชั้นกายภาพของการสื่อสารแถบความถี่กว้าง (PHY UWB) จะแบ่งเป็นสองแบบ คือ แบบปกติจะเข้ารหัส BCH(40,28) ซึ่งเป็นรหัสแบบย่อของ BCH(63,51) ซึ่งแก้ไขบิตผิดพลาดได้จำนวน 2 บิต และแบบ Hi-QOS จะเข้ารหัส BCH(91,28) ซึ่งเป็นรหัสแบบย่อของ BCH(127,64) และแก้ไขบิตผิดพลาดได้จำนวน 9 บิต ในขณะที่ชั้นกายภาพของ HBC ไม่ได้มีการกล่าวถึงรหัสควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำมาใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาด จะเห็นว่ามาตรฐานกล่าวถึงรหัส BCH เฉพาะส่วน Header ของ PHY เท่านั้น และความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาดของบิตก็มีเพียงส่วนน้อย โดยแก้ไขได้จำนวน 2 บิต ในการสื่อสารแถบความถี่แคบ และ 9 บิตในชั้นความถี่กว้างยิ่ง เมื่อเทียบกับขนาดของข้อมูลในชั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ (MAC) ที่มีขนาดถึง 2040 บิต

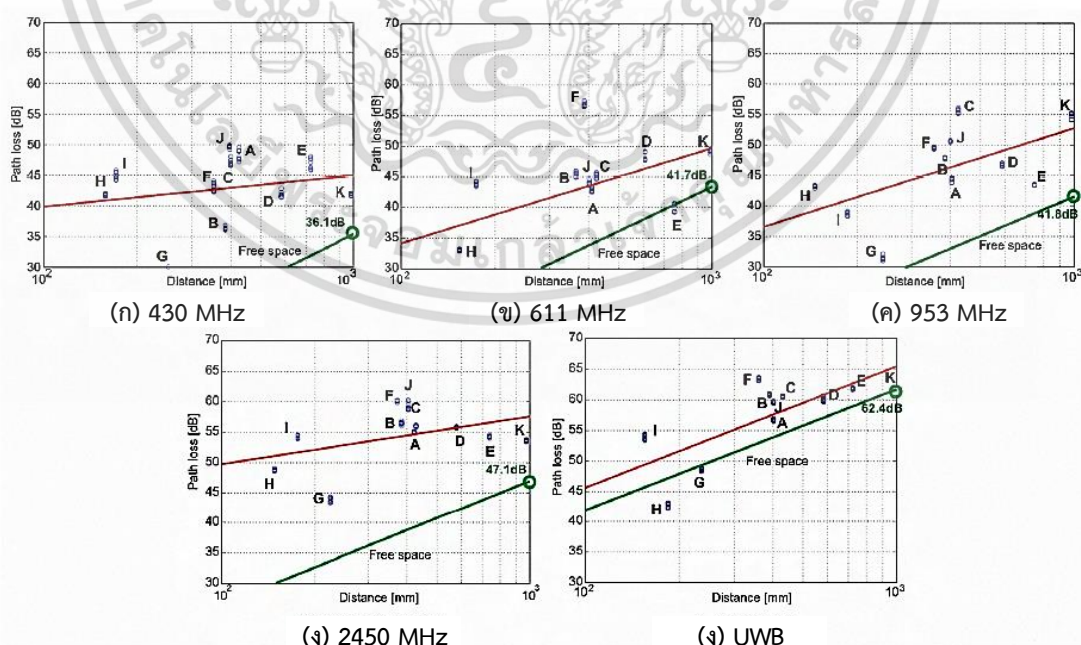
2) Path Loss and Power Delay Profile Channel Models for Wireless Body Area Networks [15]

งานวิจัยนี้ เป็นการศึกษาช่องสัญญาณ WBAN ในช่วงแรกๆ ที่ช่องสัญญาณยังไม่มีรูปแบบช่องสัญญาณเชิงสถิติเพื่อแสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของ WBAN บนเงื่อนไขของการตรวจจับสัญญาณผู้ป่วยแบบไร้สาย งานวิจัยจึงนำเสนอรูปแบบช่องสัญญาณแบบสุ่ม (stochastic channel) ในคลื่นความถี่ 430, 611, 953, 2450 MHz และ UWB (3.0 GHz-11.0 GHz) โดยแสดงให้เห็นรูปแบบของการสูญเสียเชิงวิถี (path loss) และภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน (power delay profile : PDP) ด้วยการวัดหาค่าฟังก์ชันการถ่ายโอนของช่องสัญญาณด้วย เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer : VNA) และแสดงผลแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีสำหรับย่านความถี่ 430, 611, 953, 2450 MHz และย่านความถี่ UWB ส่วนภาวะการหน่วงเวลาพลังงานจะมีเฉพาะย่าน UWB เนื่องจากช่วงสัญลักษณ์ (symbol duration) ทั้งหมดของ WBAN ยกเว้น UWB มีเวลานานพอที่จะรวมค่าความล่าช้าในเส้นทางไว้ในสัญลักษณ์

แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีใช้สมการ

$$L_{path}(d, f) = a(f) \cdot \log_{10}d + b(f) + N \quad [dB] \quad (2.1)$$

เมื่อ $L_{path}(d, f)$ คือค่าการสูญเสียเชิงวิถี หน่วย dB ที่ระยะ d และย่านความถี่ f



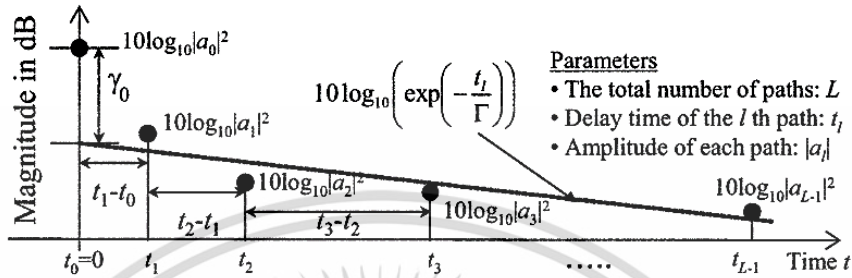
รูปที่ 2.7 แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีในย่านความถี่ 430MHz, 611MHz, 953MHz, 2450 MHz and UWB [15]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบจำลองภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน (Power Delay Profile) ใช้สมการ

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \exp(j\phi_l) \delta(t - t_l) \tag{2.2}$$

เมื่อ a_l , t_l และ ϕ_l คือแอมพลิจูดในเส้นทาง ช่วงเวลาที่คลื่นเดินทางมาถึง และเฟสของคลื่นในเส้นทาง $l - th$



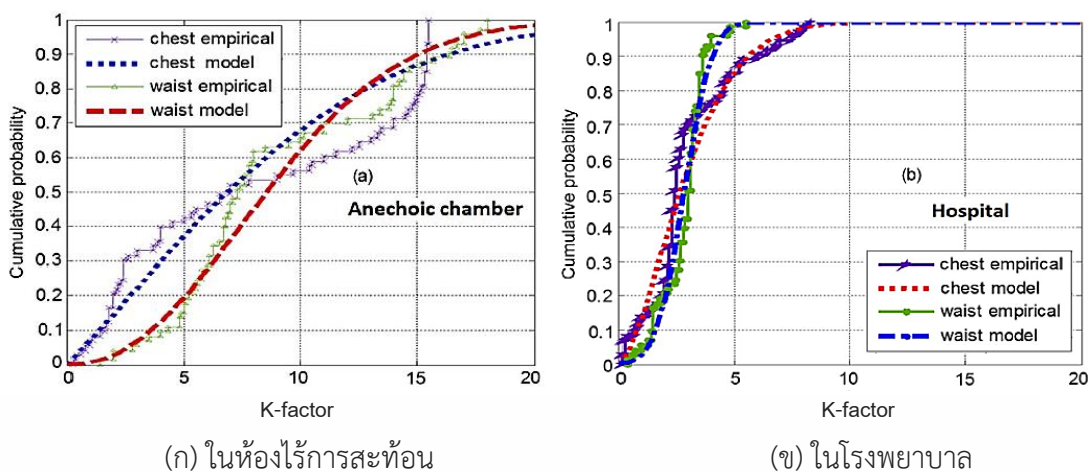
รูปที่ 2.8 แบบจำลองภาวะการหน่วงเวลาพลังงานของ WBAN ใน UWB [15]

ตารางที่ 2.4 ค่าพารามิเตอร์ของภาวะการหน่วงเวลาพลังงานของ WBAN [15]

	a_l	t_l	L
γ_0	Γ	σ_s	λ
-4.60 dB	59.7	5.02 dB	1.85 ns
			38.1

3) The influence of the user in body centric antennas and propagations at 3–6 GHz – A Rician K-factor approach [16]

งานวิจัยชิ้นนี้เป็นการตรวจสอบการหาค่า Rician K-factor ว่ามีผลกระทบต่อสื่อสารบนร่างกายมนุษย์ ว่าควรพิจารณาให้เป็นส่วนหนึ่งของโครงสร้างการแผ่รังสีของคลื่นหรือเป็นส่วนหนึ่งของสภาพแวดล้อมของบริเวณการส่งคลื่นวิทยุ ค่า Rician-factor ถูกใช้เป็นตัววัดเชิงปริมาณผลกระทบของร่างกายผู้ใช้งานในสภาพแวดล้อม 5 แบบและตำแหน่งติดตั้งสายอากาศ 2 แบบ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าสภาพแวดล้อมมีผลกระทบต่อค่า K-factor มากกว่าตำแหน่งการติดตั้งสายอากาศส่งสัญญาณในแถบ UWB ทำให้ร่างกายมนุษย์ควรได้รับการพิจารณาในเบื้องต้นว่าเป็นส่วนหนึ่งของระบบการแผ่รังสีเมื่อสายอากาศสวมใส่บนร่างกาย นอกจากนี้แล้วยังมีตัวแปรอิสระอยู่ในค่า K-factor เมื่อตำแหน่งติดตั้งของสายอากาศมีความแตกต่างกัน บ่งชี้ว่าขณะที่ตำแหน่งติดตั้งเปลี่ยนไปก็จะกระทบกับการแผ่รังสีออกจากร่างกายเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญสำหรับการสร้างแบบจำลองระบบสายอากาศบนร่างกายให้มีความเที่ยงตรงมากขึ้น



รูปที่ 2.9 ฟังก์ชันการกระจายตัวสะสมของ K-factor สำหรับการวัดในมุมต่างๆ [16]

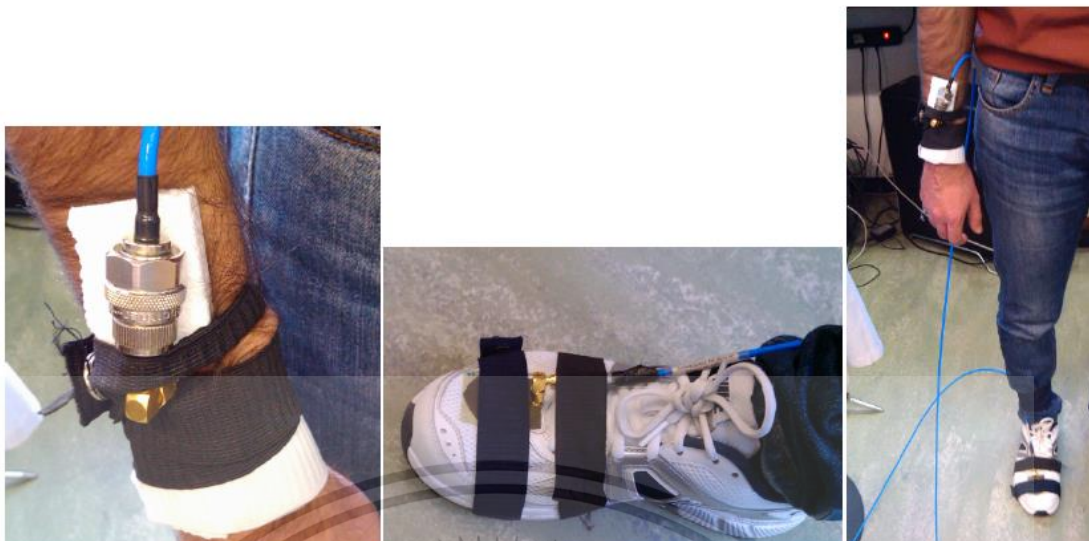
ตารางที่ 2.5 ค่า K-factor สำหรับสภาพแวดล้อม 5 แบบ [16]

		Anechoic	Hospital	Office	Corridor	Reverb.
LOS	Chest	15.1	3.3	1.7	1	0.45
	Waist	18.2	4.1	2.2	1.3	0.35
NLOS	Chest	0.5	0.3	0.26	0.21	0.12
	Waist	0.65	0.4	0.33	0.27	0.15

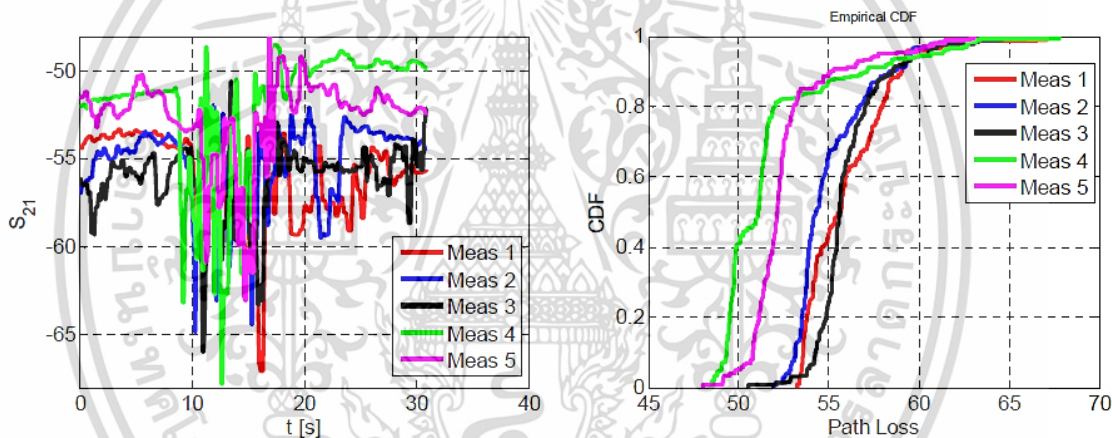
4) Footwear and Wrist Communication Links using 2.4 GHz and UWB Antennas [17]

งานวิจัยนี้ได้กล่าวถึงการเปรียบเทียบลิงก์การสื่อสารระหว่างเท้าและเอวในโครงข่ายบนร่างกาย โดยกล่าวไว้ว่า ทางเลือกของโปรโตคอลไร้สายขึ้นอยู่กับอัตราข้อมูลที่ต้องการและการกำหนดค่าระบบ เช่นหากใช้อัตราข้อมูลต่ำและตัวตรวจจับจำนวนน้อย การสื่อสารทำได้ด้วยเทคโนโลยี narrowband เช่น Bluetooth หรือ Zigbee ก็ให้คุณภาพการสื่อสารที่ดีได้ แต่หากต้องการวัดแบบเรียลไทม์จำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณแถบกว้าง (wideband) งานวิจัยได้รายงานประสิทธิภาพการส่งผ่านของ narrowband ที่ 2.45 GHz เปรียบเทียบ UWB จำนวน 2 ความถี่ที่ความถี่ศูนย์กลาง 3.95 GHz และ 7.25 GHz โดยใช้สายอากาศ monopole ที่ครอบคลุมทั้งย่าน 2.45 GHz และ UWB ซึ่งเหมาะสำหรับการทดลองกับการสื่อสารบนร่างกาย โดยเป็นการสื่อสารระหว่างอุปกรณ์ที่รองเท้ากับข้อมือ การวัดค่าทำใน 5 ครั้งคือเริ่มจาก หยุดหนึ่ง ออกเดิน และไปหยุดที่ผนัง ผลลัพธ์การสูญเสียเส้นทางจะแสดงในรูปของฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (Cumulative Distribution Function : CDF) นำมาเปรียบเทียบกับกรกระจายแบบรีเซียน (Recian Distribution) ด้วยเกณฑ์ประมาณการค่าการันสูงสุด (Maximum Likelihood Estimation : MLE) มีการรายงานค่าการกระจายตัวสะสมจากการวัดค่าการสูญเสียหลายเส้นทางในลักษณะการยืนและการเดิน พบว่าการจางหายของสัญญาณจะลดลงเมื่อช่องสัญญาณมีแบนด์วิดท์ขนาดใหญ่ ซึ่งก็คือ UWB และช่องสัญญาณมีเสถียรภาพ รายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 ตำแหน่งการติดตั้งสายอากาศแบบ on-body [17]



(ก) ค่า S_{21} เมื่อมีการเคลื่อนที่

(ข) CDF เทียบกับ path loss

รูปที่ 2.11 ผลการวัดใน 5 กรณี ที่ความถี่ 2.45 GHz [17]

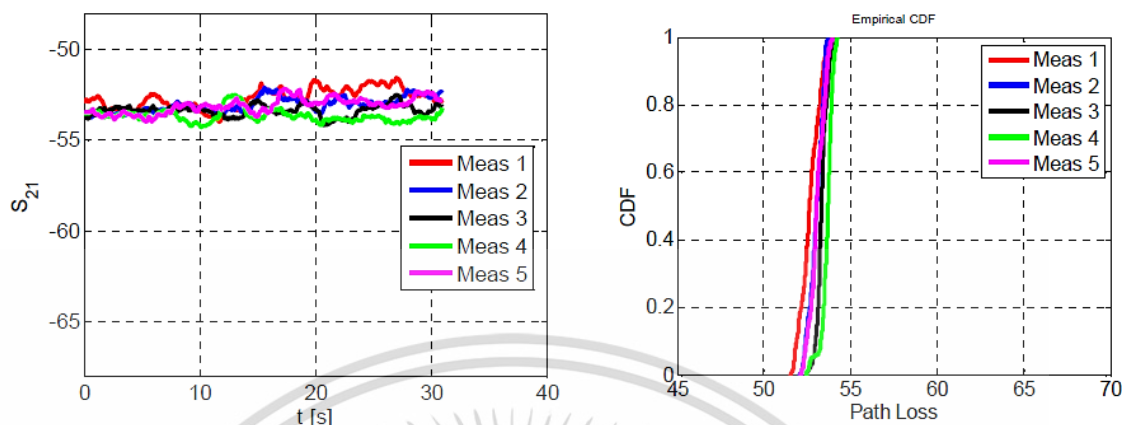
ตารางที่ 2.6 การประมาณค่า K-factor จากการวัดค่าที่ความถี่ 2.45 GHz [17]

	Minimum path loss [dB]	Maximum path loss [dB]	K-factor [dB]
Meas 1	53	67	9.16
Meas 2	52	65	9.97
Meas 3	50	66	10.5
Meas 4	48	68	7.5
Meas 5	48	63	9.7

จากรูป 2.11 (ก) ผลการวัดที่ความถี่ 2.45 GHz พบว่าสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยที่ 10 วินาทีแรก จากนั้นค่า S_{21} จะแกว่งมากเมื่อมีการเคลื่อนที่ ในช่วง 10-20 วินาที ค่า CDF แสดงดังรูปที่ 2.11 (ข) ผลการวัดมีช่วงการเปลี่ยนแปลงสูงสุด 19 dB ส่วนการเปรียบเทียบค่า CDF กับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Rician Distribution ด้วยการประมาณค่าหาความเป็นไปได้สูงสุด (MLE) โดยสมมุติให้มีสัญญาณหลักที่ส่งระหว่างข้อมือและเท้า ค่าสูงสุดและต่ำสุดจากการวัด แสดงในตารางที่ 2.6



(ก) ค่า S_{21} เมื่อมีการเคลื่อนที่

(ข) CDF เทียบกับ path loss

รูปที่ 2.12 ผลการวัดใน 5 กรณี ที่ความถี่ 7.25 GHz [17]

ตารางที่ 2.7 การประมาณค่า K-factor จากการวัดค่าที่ความถี่ 7.25 GHz [17]

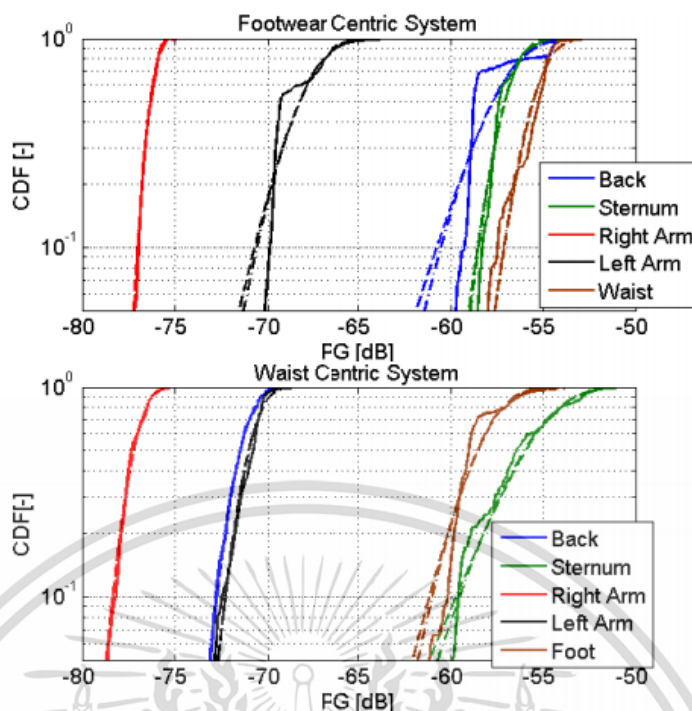
	Minimum path loss [dB]	Maximum path loss [dB]	K-factor [dB]
Meas 1	52	54	20.9
Meas 2	52	54	23.7
Meas 3	52	54	26.0
Meas 4	52	54	24.9
Meas 5	52	54	23.3

จากรูป 2.12 (ก) ผลการวัดที่ความถี่ 7.25 GHz แบนวิดท์ 500 MHz พบว่าสัญญาณจะค่อนข้างนิ่งมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย อยู่บริเวณ -53.5 dB และสูงสุดที่ -54.22 dB ผลการวัดค่า path loss และ K-factors แสดงดังรูปที่ 2.12 (ข) ค่า K-factor มีค่าสูงกว่าย่านความถี่ 2.45 GHz ถึง 20.9 dB ส่วนความถี่ 3.95 GHz ซึ่งไม่ได้แสดงผลในนี้ก็มิมีแนวโน้มไปในทิศทางเดียวกับย่าน 7.25 GHz แต่ค่าที่ได้ต่ำกว่า

5) Fading and Rician K-factor in the Ultrawideband Footwear-Centric Body Area Network [18]

งานวิจัยนี้เป็นการศึกษาการจางหายของสัญญาณและหาค่า K-factor ใน WBAN ย่าน UWB ซึ่ง K-factor เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญของช่องสัญญาณแบบ Rician fading ที่บอกสัดส่วนของสัญญาณ LOS และ NLOS โดยทำการเปรียบเทียบความแตกต่างของการติดตั้งตัวรวมสัญญาณ (hub) แบบเดิมคือ ติดตั้งกับเอว (waist-centric) และโครงสร้างแบบใหม่คือ ติดตั้งที่รองเท้า (footwear-centric) ผู้วิจัยได้อภิปรายให้เห็นว่าสถาปัตยกรรมการติดตั้งแบบ footwear-centric นั้นให้ผลที่ดีกว่าติดตั้งแบบ waist-centric ในแง่ของอัตราขยายในเส้นทาง (path-gain)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ฟังก์ชันการกระจายตัวสะสมของการวัด path-gain ของชายหนัก 80 kg [18]

ตารางที่ 2.8 เปรียบเทียบค่า K-factor ที่ความถี่ 3.99 GHz [18]

Node Position	Estimates of Rician K-Factor for 80 kg male [dB]				Estimates of Rician K-Factor for 70 kg male [dB]			
	Footwear Centric		Waist Centric		Footwear Centric		Waist Centric	
	Rician	Nakagami	Rician	Nakagami	Rician	Nakagami	Rician	Nakagami
Left shoulder	11.1	11.2	16.4	16.2	10.9	10.7	8.9	8.8
Right shoulder	21.6	21.5	17.3	17.2	16.7	16.7	14.3	14.4
Sternum	15.2	15.2	7.5	7.3	13.4	13.4	1.2	0
Back	9.2	9.5	16.4	16.2	10.3	10.3	10.2	9.7
Waist/Foot	14.6	14.4	10.5	10.7	10.1	10.1	9.4	8.4

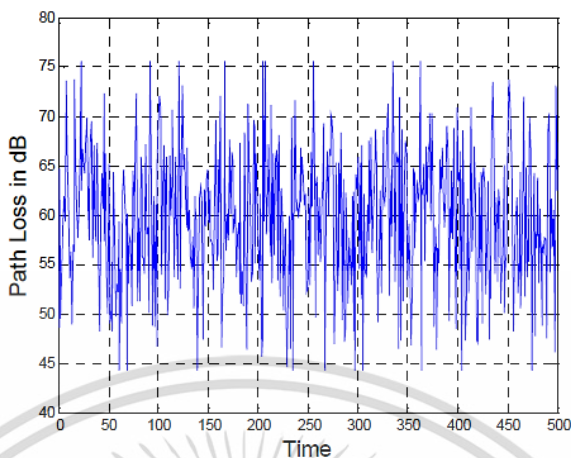
ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า การใช้ footwear-centric แทน waist-centric ใน โครงข่าย UWB-WBAN ถือว่าเป็นคู่แข่งที่มีศักยภาพต่อการผลิต โดยมีการทดสอบกับมนุษย์เพศชายน้ำหนัก 70 และ 80 กิโลกรัม สามารถประเมินค่า K-factor ของโครงข่าย footwear-centric ได้ค่าเฉลี่ย 9.5 dB หรือสูงกว่า แสดงให้เห็นว่าการแพร่กระจายของคลื่นตามร่างกายแนวตั้งทำได้ดีและการสื่อสารมีความน่าเชื่อถือได้ นอกจากนี้ผลยังแสดงให้เห็นว่าเกิดจากคลื่นหลักที่เดินทางแบบตรง (dominant direct path) ให้ผลที่ดีพอสมควร การทดลองเป็นการยืนบนพื้นไม่มีสิ่งแวดล้อมโดยรอบรบกวน

6) Power-Aware Wireless Communication System Design for Body Area Networks [19]

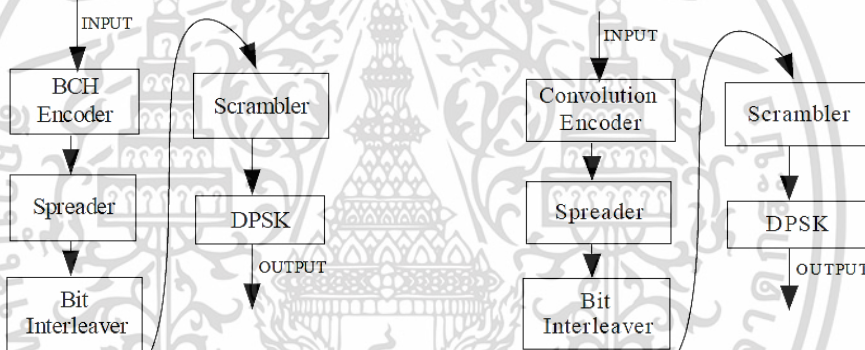
งานวิจัยนี้ได้แสดงภาพรวมของการสูญเสียเชิงวิถีและแบบแผนการสื่อสารสำหรับช่องสัญญาณ implant-to-body surface บนมาตรฐาน IEEE 802.15.6 เปรียบเทียบกับรหัสมาตรฐานที่ใช้คือ รหัส BCH (Bose-Chaudhuri-Hochquenghem) และการเข้ารหัสแบบคอนโวลูชัน ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด 2 แบบ ในเทอมของ Bit Error Rate (BER) และการใช้พลังงานบนแพลตฟอร์ม MATLAB และ FPGA ผลการจำลองพบว่า บนความยาว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำกัดที่เหมาะสม รหัสคอนวอลูชันให้ประสิทธิภาพที่ดีขึ้นไม่เพียงแต่ BER เท่านั้นแต่ยังรวมถึงการลดทรัพยากรและการใช้พลังงานด้วย



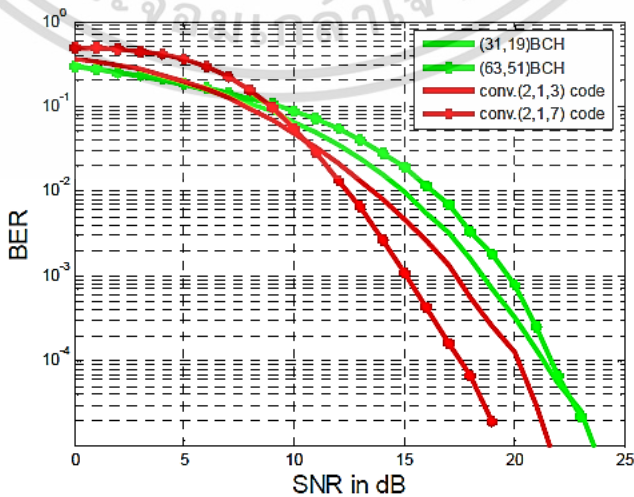
รูปที่ 2.14 แบบจำลอง path loss สำหรับการสื่อสาร implant to body surface [19]



(ก) มาตรฐาน IEEE 802.15.6

(ข) แบบที่นำเสนอ

รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของแบบแผนการสื่อสาร [19]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การแก้ไขอัตราผิดพลาดของรหัส [19] โยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.9 การใช้ทรัพยากรและการใช้พลังงานของทั้ง 2 รูปแบบพัฒนาบน FPGA [19]

coder	Amount of clock	Logic Units (pieces)	Signal (bit)	I/Os (bit)	Power (mW)	Total power (mW)
BCH (31,19) encoder	3.70	101	157	36	4.11	13.85
BCH (31,19) decoder	7.23	362	555	65	9.74	
BCH (63,51) encoder	5.69	203	345	67	7.43	19.06
BCH (63,51) decoder	8.56	538	845	129	11.63	
Conv.(2,1,3) encoder	2.55	4	12	8	2.78	10.86
Conv.(2,1,3) decoder	5.67	263	309	25	8.08	
Conv.(2,1,7) encoder	2.55	7	18	8	2.77	37.05
Conv.(2,1,7) decoder	8.93	481	747	25	34.28	

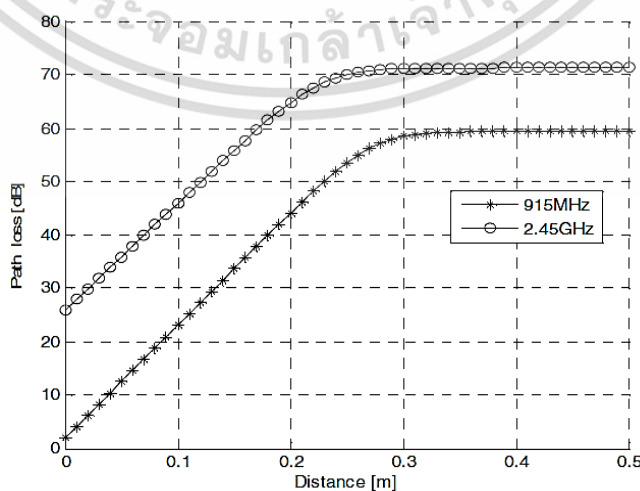
7) Performance of Wireless Body Area Network over On-Human-Body Propagation Channels [20]

งานวิจัยนี้จะตรวจสอบแบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับการแพร่กระจายสัญญาณรอบๆ ร่างกายที่ความถี่ 915 MHz และ 2.45 GHz (ในแถบความถี่ ISM) โดยยังไม่ได้พิจารณาถึงการใช้งาน Multiple Input-Multiple-Output (MIMO) สำหรับ WBAN ระบบการสื่อสาร MIMO ทั่วไปจะถูกใช้กับช่องสัญญาณจางหายแบบเรย์ลี และอธิบายการกระจายตัวของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามความสัมพันธ์เชิงพื้นที่อาจส่งผลต่อช่องสัญญาณในระบบสื่อสารระยะสั้น ดังนั้นจึงนำรูปแบบของรหัสแบบ space time block coding (STBC) มาทำการหาค่าความน่าจะเป็นของข้อผิดพลาดบิต โดยประเมินบนช่องสัญญาณรีเซียนทั้งแบบสัมพันธ์และไม่สัมพันธ์กับระยะห่างระหว่างเสาอากาศรับและส่งบนพื้นผิวของร่างกาย โดยอาศัยสมการสูญเสียเชิงวิถี

$$PL[dB] = -10 \log_{10}(P_0 e^{-m_0 d} + P_1) + \sigma_p n_p \quad (2.3)$$

ซึ่งจะให้ค่าการสูญเสียเชิงวิถีสำหรับความถี่ 915 MHz และ 2.45 GHz ดังรูปที่ 2.20 ส่วนช่องสัญญาณการกระจายหลายเส้นทางใช้เป็นแบบรีเซียน ซึ่งองค์ประกอบของสมการคือ

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (2.4)$$



รูปที่ 2.17 การสูญเสียเชิงวิถีรอบร่างกาย (915 MHz, 2.45 GHz) [20]

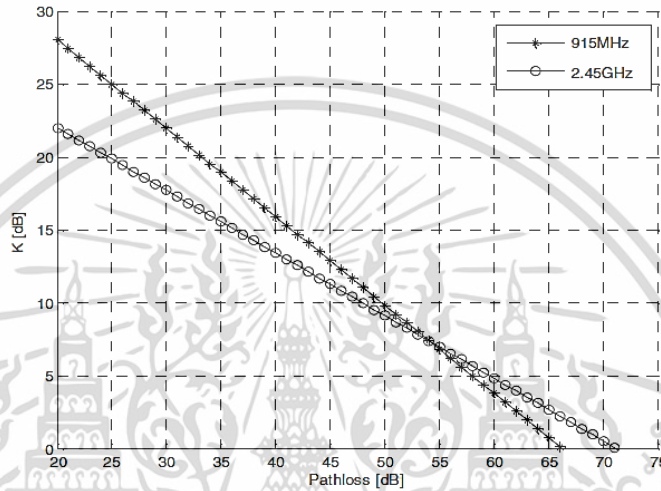
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติหากนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกระจายตัวของรีเซียนโดยทั่วไปจะอธิบายในเทอมของพารามิเตอร์ K หรือ Rician K-factor ซึ่งแสดงอัตราส่วนกำลังของสัญญาณ LOS กับสัญญาณอื่นๆ ในหลายเส้นทาง โดยกำหนดเป็น

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \tag{2.5}$$

โดย Rician K-factor ที่จำลองเพื่อใช้กับบริเวณผิวของร่างกาย จะสามารถแสดงเป็น

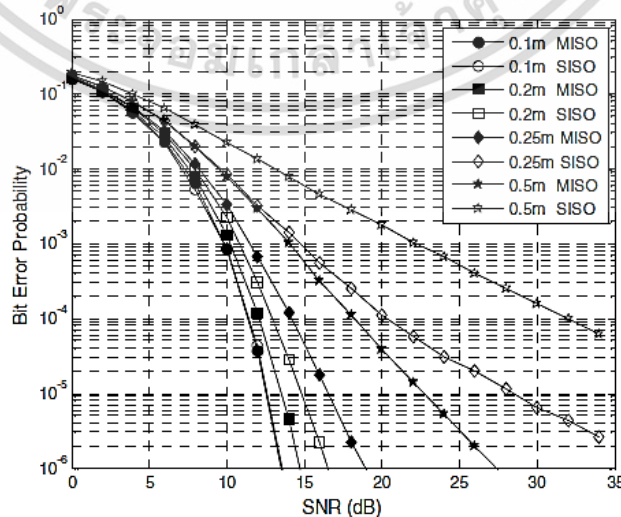
$$K_{dB} = K_0 - m_k P_{dB} + \sigma_k n_k \tag{2.6}$$



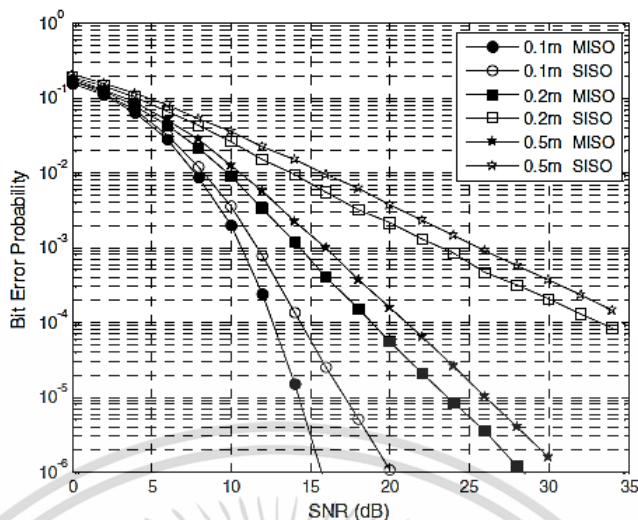
รูปที่ 2.18 การสูญเสียเชิงวิถีเปรียบเทียบกับ K-factor (915 MHz, 2.45 GHz) [20]

เมื่อพิจารณาใช้รูปแบบ STBC หรือ MIMO จะทำให้การหาค่า K-factor อยู่ในรูปของค่าเชิงซ้อน ดังสมการที่ 2.7

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_W \mathbf{R}_T^{1/2} \tag{2.7}$$



รูปที่ 2.19 อัตราความผิดพลาดต่อบิตที่ระยะทางต่าง ๆ (915 MHz, $\rho = 0$) [20]



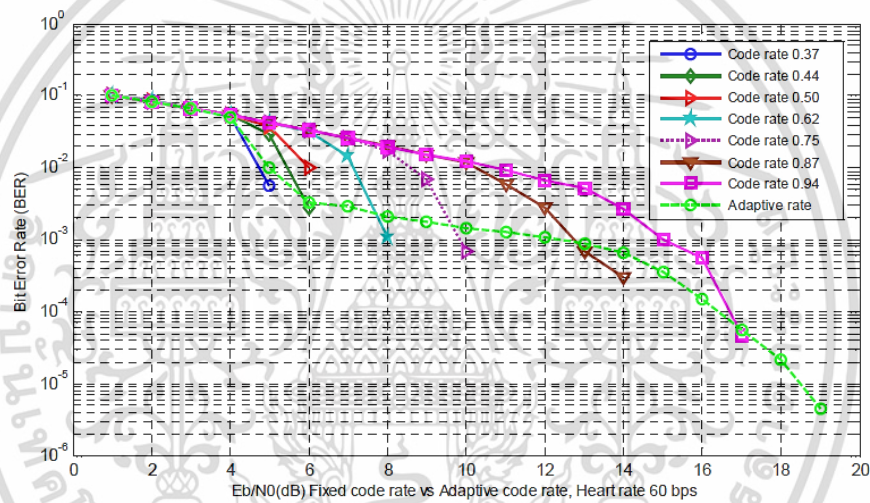
รูปที่ 2.20 อัตราความผิดพลาดต่อบิตที่ระยะทางต่างๆ (2.45 GHz, $\rho = 0$) [20]

รูปที่ 2.17 และรูปที่ 2.20 แสดงอัตราส่วนสัญญาณต่อการรบกวน (signal to noise ratio : SNR) เปรียบเทียบกับความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาด สำหรับระบบที่ใช้การกล้ำสัญญาณแบบ QPSK บนช่องสัญญาณรีเซียนแบบไม่สัมพันธ์ที่ความถี่ 915 MHz และ 2.45GHz จากรูปที่ 2.19 จะเห็นว่าระยะทางน้อยกว่า 0.2 เมตรประสิทธิภาพของ STBC ที่มีเสาส่งสัญญาณสองชุดใกล้เคียงกับระบบที่มีเสาอากาศส่งสัญญาณเพียงตัวเดียว อย่างไรก็ตามสำหรับระยะทางมากกว่า 0.2 เมตร STBC จะให้เกณฑ์กว่าที่ SNR สูงขึ้น โดยที่ความน่าจะเป็นบิตผิดพลาดที่ 10^{-4} จะดีขึ้นมากกว่า 14 dB ที่ระยะทาง 0.5 เมตร เนื่องจากผลของ LOS รอบพื้นผิวของร่างกายจะลดลง ในรูปที่ 2.20 แม้ว่าระยะห่างระหว่างเสาอากาศรับและส่งสัญญาณจะอยู่ที่ 0.1 เมตร ระบบ STBC ก็จะทำให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่าระบบโดยใช้เสาอากาศรับส่งข้อมูลหนึ่งอัน โดยเปรียบเทียบกรณีความถี่ 915 MHz ที่ความน่าจะเป็นข้อผิดพลาดบิตที่ 10^{-4} จะให้การปรับปรุงดีขึ้นกว่า 13 dB ที่ 0.5 เมตร ซึ่งเป็นผลมาจากส่วนประกอบที่กระจายทั่วพื้นผิวของร่างกาย โดยมีสัญญาณ LOS มีอิทธิพลสูงกว่าระยะทาง แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะบนพื้นผิวของร่างกายได้รับผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ และตำแหน่งของเสาอากาศ นอกจากนี้ความสัมพันธ์เชิงพื้นที่ที่เกิดจากการเลี้ยวเบนและการแพร่กระจายคลื่นสะท้อนลดประสิทธิภาพของระบบอย่างมีนัยสำคัญ

8) An Application of Rate-adaptive RS-Codes in Wireless Body Area Network [21]

งานวิจัยได้นำเสนอรหัสควบคุมความผิดพลาดรีด-โซโลมอน ที่สามารถปรับอัตรารหัสอัตโนมัติตามระดับความรุนแรงของสัญญาณรบกวนใช้ขนาดกลุ่มข้อมูลของรหัส 255 สัญลักษณ์ในชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อของเครือข่ายร่างกายไร้สาย ด้วยการคำนวณหาอัตราบิตผิดพลาดของการส่งข้อมูล แล้วทำการปรับอัตรารหัสที่เหมาะสม โดยใช้อัตราบิตข้อมูลผิดพลาดที่ยอมรับได้ในทางการแพทย์ที่ 10^{-4} เป็นเกณฑ์ในการพิจารณาปรับอัตรารหัส เนื่องจากข้อมูลคลื่นไฟฟ้าหัวใจมีความสำคัญกับผู้ป่วย ดังนั้นที่สถานะเริ่มต้นการใช้งานจะใช้อัตรารหัสต่ำสุดก่อน ซึ่งอัตรารหัสเป็นสัดส่วนของความยาวของรหัส (n) ต่อความยาวของข้อมูล (k) อยู่ระหว่าง 0.37 ถึง 0.94 จากนั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิสาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับอัตราหัสให้มีความเหมาะสม โดยทำการคำนวณหาอัตราบิดผิดพลาดแล้วปรับอัตราหัสที่ระยะเวลาทุก ๆ 10 วินาที ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณจากลักษณะของร่างกายที่เปลี่ยนไป 3 รูปแบบ คือ การหยุดนิ่ง การเคลื่อนที่ช้า และการเคลื่อนที่เร็ว การทดสอบใช้ชุดข้อมูลของการวัดคลื่นไฟฟ้าหัวใจจากฐานข้อมูล MIT-BIH และได้เลือกใช้แบบจำลองช่องสัญญาณรีเซียน และกำหนดค่า K-factor มีค่าเท่ากับ 2 เนื่องจากมีความใกล้เคียงกับลักษณะเครือข่ายร่างกายไร้สายมากกว่าแบบจำลองอื่น ผลของระบบที่ออกแบบทำให้ได้ค่าที่เหมาะสม ระหว่างอัตราหัสที่ใช้กับอัตราบิดผิดพลาดของระบบ ที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนระดับ 1 dB ถึง 4 dB ทั้งสองระบบ ให้ค่าอัตราบิดผิดพลาดใกล้เคียงกัน ที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนระดับ 4 dB ถึง 6 dB ระบบที่ปรับอัตราหัสได้จะให้อัตราบิดผิดพลาดที่ต่ำลงอย่างมีนัยสำคัญ และจะค่อยลดลงอย่างต่อเนื่องหลังจากอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนระดับ 6 dB เป็นต้นไป นอกจากนี้ การวัดประสิทธิภาพการใช้พลังงานพบว่า ระบบที่ปรับอัตราหัสได้จะสามารถลดการใช้พลังงานในการถอดรหัสลง 37.5 เปอร์เซ็นต์ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้อัตราหัสแบบคงที่



รูปที่ 2.21 การเปรียบเทียบอัตราบิดผิดพลาดที่ได้ของระบบแบบคงที่กับแบบปรับได้ [21]

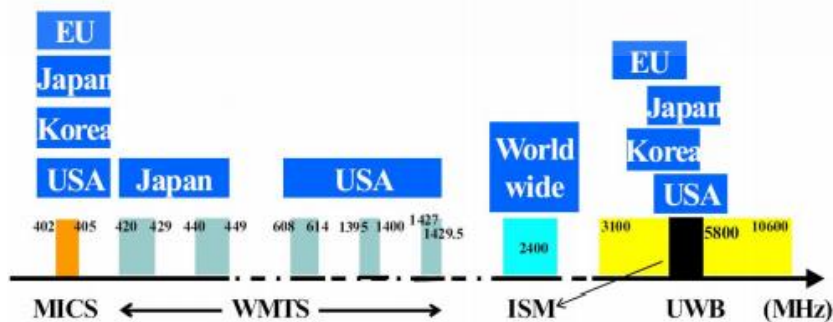
บทที่ 3

โครงข่ายไร้สายบนร่างกาย

3.1 ความหมายและรูปแบบของการสื่อสารบนร่างกาย

การสื่อสารบนร่างกายมนุษย์ เป็นเทคนิคการสื่อสารไร้สายระยะสั้น ทำงานใกล้หรือภายในร่างกายมนุษย์ แตกต่างจากระบบการสื่อสารระยะสั้นอื่นๆ เช่น Bluetooth หรือ Zigbee เพราะมุ่งเน้นไปที่การสื่อสารในบริเวณใกล้ร่างกายซึ่งรวมไปถึงวัตถุที่อาจอยู่เป็นส่วนหนึ่งของร่างกาย แนวโน้มของสถานการณ์ที่ต้องการใช้งาน WBAN ส่วนใหญ่เป็นทางการแพทย์และการดูแลสุขภาพ หลักการการสื่อสารบนร่างกายมนุษย์ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Zimmermann [22] ในปี 1996 และคำจำกัดความของ WBAN ได้ถูกกำหนดโดย IEEE 802.15.6 task group (IEEE 802.15.TG6)

การสื่อสาร WBAN สามารถแบ่งออกเป็น 3 ประเภทหลักๆ คือการสื่อสารระหว่างโหนดบนพื้นผิวของร่างกายกับสถานีฐานภายนอก การสื่อสารระหว่าง 2 โหนดที่วางอยู่บนผิวกาย และการสื่อสารจากโหนดที่ถูกฝังอยู่ในร่างกายไปยังโหนดภายนอก สถานการณ์การสื่อสารทั้ง 3 แบบนี้เรียกว่า การสื่อสารภายนอกร่างกาย (off-body communications) การสื่อสารบนร่างกาย (on-body communications) และการสื่อสารในร่างกาย ตามลำดับ (in-body communications) [23] IEEE 802.15.6 ได้จัดตั้งขึ้นเพื่อพัฒนาและกำหนดมาตรฐานของโพรโตคอลสื่อสารของ Physical Layer (PHY) และ Medium Access Control (MAC) สำหรับคลื่นสั้น กินพลังงานต่ำและให้มีความน่าเชื่อถือสูง [24] โดยทั่วไปความถี่สำหรับ WBAN จะถูกควบคุมโดยหน่วยงานด้านการสื่อสารในประเทศต่างๆ รูปที่ 3.1 แสดงข้อมูลสรุปโดยย่อบางส่วนของคุณสมบัติที่ใช้ได้สำหรับ WBAN ย่านความถี่ Medical Implant Communication Service (MICS) เป็นกลุ่มที่ต้องได้รับใบอนุญาตที่ใช้สำหรับการสื่อสารภายในร่างกายและส่วนใหญ่ใช้ช่วงความถี่เดียวกัน (402-405 MHz) ขณะที่ความถี่สำหรับ Wireless Medical Telemetry Services (WMTS) ได้รับอนุญาตให้ใช้สำหรับระบบการแพทย์ทางไกล ทั้ง MICS และ WMTS จะมีแบนด์วิธที่ไม่รองรับอัตราข้อมูลการใช้งานที่สูงมาก ส่วน Industrial, Scientific and Medical (ISM) จะรองรับกับการใช้งานที่ต้องอัตราข้อมูลสูงกว่าและมีใช้กว้างขวาง แต่อย่างไรก็ดี ก็มีโอกาสสูงที่จะเกิดการรบกวนหรือการแทรกสอด (Interference) เนื่องจากอุปกรณ์ในมาตรฐาน IEEE 802.5.1 และ IEEE 802.5.4 ก็ทำงานในย่าน ISM เช่นเดียวกัน



รูปที่ 3.1 สเปกตรัมแถบความถี่วิทยุของ WBAN ในมาตรฐาน IEEE 802.15.6 [3]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

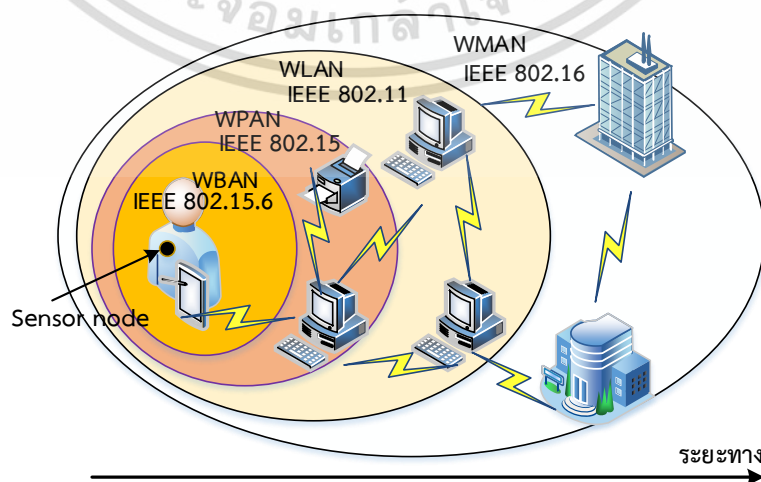
สถานการณ์การทำงานเชื่อมโยงสัญญาณของ WBAN ถูกกำหนดไว้ 7 สถานการณ์ ได้แก่

- Implant to Implant
- Implant to Body Surface
- Implant to External
- Body Surface to Body Surface (LOS)
- Body Surface to Body Surface (NLOS)
- Body Surface to External (LOS)
- Body Surface to External (NLOS)

ความสามารถใช้งานได้หลากหลาย ดังนั้น WBAN ควรที่จะสามารถรองรับอัตราข้อมูลที่หลากหลายได้เช่นกัน จากไม่กี่บิตต่อวินาทีไปยังหลายเมกกะบิตต่อวินาที ความก้าวหน้าของเทคโนโลยีการตรวจจับข้อมูลที่เก็บรวบรวมโดยเซ็นเซอร์ได้เพิ่มขึ้นอย่างมาก ซึ่งทำให้มีความต้องการระบบที่มีอัตราข้อมูลสูงในการถ่ายโอนข้อมูล ตัวอย่างเช่น การบันทึกสัญญาณระบบประสาท แบบ 128 ช่อง ต้องใช้ระบบสื่อสารไร้สายแบบเรียลไทม์ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลสูงสุดถึง 10 Mbps [25] WBAN ควรจะสามารถรองรับการสื่อสารข้อมูลอัตราสูงได้ โหนดเซ็นเซอร์ที่ใช้ในการฝังหรืออุปกรณ์แบบสวมใส่เป็นอุปกรณ์ที่ใช้พลังงานจากแบตเตอรี่ ดังนั้นการจัดการใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพเป็นส่วนสำคัญของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารของ WBAN นอกจากนี้โหนดเซ็นเซอร์ควรมีขนาดเล็ก เนื่องจากต้องทำงานได้ใกล้กับร่างกายมนุษย์อยู่ภายใต้กฎระเบียบที่ใช้สำหรับอัตราการดูดซึมเฉพาะ (Specific Absorption Rate : SAR) ดังนั้นการควบคุมกำลังส่งจึงเป็นสิ่งสำคัญในเทคโนโลยี WBAN

ข้อกำหนดเบื้องต้นของอุปกรณ์ WBAN เพื่อให้สามารถใช้งานได้อย่างปลอดภัย และใช้งานได้เป็นระยะเวลานาน รองรับการใช้งานในเงื่อนไขดังนี้ [24]

- จำกัดช่วงการรับส่งข้อมูล ($0.01-2\text{ m}$)
- ใช้พลังงานต่ำมากในโหมดสลีป (0.1-0.5 mW)
- รองรับอัตราข้อมูลที่ปรับขนาดได้ตั้งแต่ 1 kbps ถึงหลาย Mbps
- Quality of Service (QoS) สนับสนุนการจัดการสัญญาณทางสรีรวิทยาที่สำคัญ
- ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา



รูปที่ 3.2 รูปแบบการเชื่อมต่อโครงข่ายสื่อสาร WBAN และโครงข่ายชนิดอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร การคัดลอกหรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร ถือว่าผิดกฎหมาย และต้องอภัยถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดช่วงความถี่ที่แตกต่างกันเล็กน้อย [26] และใช้ความถี่สูงกว่า 0.1 MHz เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าและไม่เกิน 100 MHz เพื่อลดการแพร่กระจายคลื่นออกไปจากร่างกาย อัตราส่งข้อมูลอยู่ระหว่าง 164 kbps ถึง 1.312 Mbps

3.2.2 แแถบความถี่ MICS [6]

การสื่อสารในย่าน MICS หรือ The medical implant communication services จะใช้ความถี่ระหว่าง 402 MHz ถึง 405 MHz เพื่อสื่อสารกับอุปกรณ์ทางการแพทย์ที่ฝังอยู่ในร่างกาย (ITU-R SA.1346, 1998) อนุญาตให้เป็นการสื่อสารสองทางสำหรับเครื่องกระตุ้นหัวใจหรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อื่นๆ และยังสามารถสื่อสารกับอุปกรณ์ควบคุมภายนอกได้ เพื่อลดความเสี่ยงในการรบกวนกับผู้ใช้อื่นในย่านความถี่เดียวกัน จึงอนุญาตให้กำลังส่งสูงสุดใน MICS มีค่าต่ำมากๆ ไม่เกิน $EIRP = 25\mu W$ หรือ -16 dBm มีแบนด์วิธที่ไม่เกิน 300 kHz ซึ่งยากต่อการส่งข้อมูลอัตราสูง ข้อได้เปรียบของ MICS คือสัญญาณจะมีถูกลดทอนน้อยมากเมื่อเทียบกับสัญญาณ UWB เมื่อส่งคลื่นแพร่ไปตามร่างกาย เหมาะสำหรับการสื่อสารในร่างกาย

ในประเทศญี่ปุ่นอุปกรณ์ที่ทำงานในย่าน MICS ที่ได้รับอนุญาตจะปล่อยพลังงานได้ไม่เกิน 0.01 วัตต์ การปรับเปลี่ยนกำลังที่ได้รับอนุญาตให้มีกำลังส่งสูงสุดที่เหมาะสมอาจเพิ่มประโยชน์อย่างมาก นอกจากนี้ระบบสื่อสารไร้สายทางการแพทย์ (WMTS) ที่ถูกกำหนดให้ใช้ความถี่ 420-430 MHz และ 440-450 MHz ก็เป็นอุปกรณ์ที่ถูกกำหนดให้มีกำลังส่งต่ำซึ่งมีศักยภาพในการใช้งานการสื่อสารในร่างกายเช่นกัน

3.2.3 แแถบความถี่ ISM [6]

ย่าน ISM หรือ The industrial, scientific and medical ปกติจะใช้สำหรับความถี่วิทยุ (RF) ในด้านอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์และการแพทย์ ไม่ต้องใช้ใบอนุญาตสำหรับกำลังส่งไม่เกิน 1 วัตต์ แต่อาจต้องได้รับอนุญาตจากหน่วยงานท้องถิ่น แม้เจตนาหลักในการจัดสรรในช่วงไม่กี่ปีที่ผ่านมา การสื่อสารระยะสั้นและใช้พลังงานต่ำจะใช้แถบความถี่นี้ แถบ ISM ที่เหมาะสมสำหรับการสื่อสารในบรร่างกายคือ 430 MHz และ 2.4GHz ปัจจุบันในยุโรปกำหนดให้พลังงานที่แผ่รังสีสูงสุดอาจถึง 10 mW แต่หลังจากที่อุปกรณ์การสื่อสารในระยะใกล้เช่น Bluetooth, Zigbee และ Wireless LAN เติบโตอย่างรวดเร็วในระยะสั้น จะเห็นว่าข้อเสียเปรียบของคลื่น 2.4 GHz คือการขาดการป้องกันใดๆ กับการรบกวนจากบริการสื่อสารอื่น ๆ ในแถบความถี่เดียวกัน ปัญหาที่เกิดขึ้นพร้อมกับบริการด้านการสื่อสารในปัจจุบันจึงมีข้อจำกัดที่จะแนะนำไปใช้กับ WBAN

3.2.4 แแถบความถี่ UWB [6]

แถบความถี่แบบกว้างยิ่งหรือ ultra-wideband (UWB) เป็นเทคนิคที่ใช้คลื่นพัลส์ที่แคบมาก ๆ เป็นสัญญาณการกล้าสัญญาณ สัญญาณ UWB ถูกกำหนดให้เป็นแบนด์วิธพิเศษส่วน (Fractional bandwidth : FBW) ที่ใหญ่เกิน 0.20-0.25 ซึ่งทำให้ครอบคลุมแบนด์วิธที่กว้างมากถึง 500 MHz สัญญาณ UWB จะถูกจำกัดด้วยความหนาแน่นสเปกตรัมของกำลัง (Power spectrum density หรือ PSD) โดย PSD เป็นค่าสัดส่วนของกำลังที่ส่ง P_T ต่อแบนด์วิธของความถี่ B คือ

$$PSD = \frac{P_T}{B} \quad (3.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

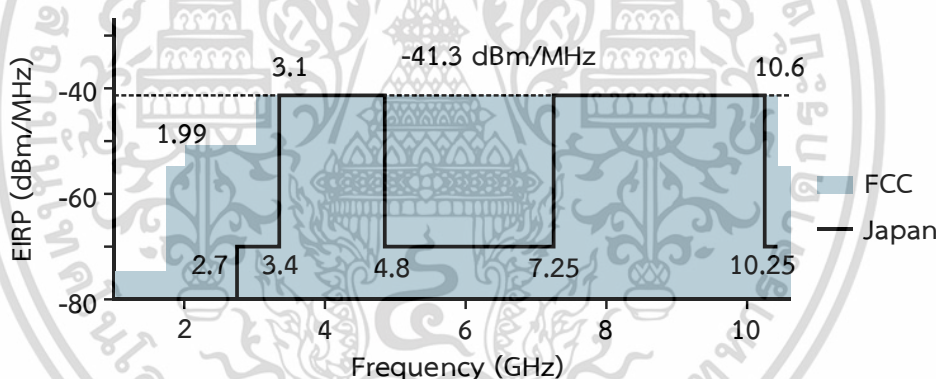
ในปี 2002 คณะกรรมการกลางกำกับดูแลกิจการสื่อสาร (Federal Communications Commission: FCC) ของสหรัฐอเมริกา ออกกฎบังคับข้อแรกเกี่ยวกับการสื่อสารในระบบ UWB (FCC,2002) เสนอสูตรการคำนวณเศษส่วนแบนด์วิธ ดังนี้

$$FBW = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (3.2)$$

เมื่อ f_H คือความถี่ด้านบนของจุด -10 dB PSD และ f_L คือความถี่ด้านล่างของจุด -10 dB PSD ความถี่กลางของ UWB ค่าเฉลี่ยของความถี่บนและล่างจุด -10 dB นั้นคือ $(f_H + f_L)/2$ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.4 ค่าสูงสุดของกำลังส่งออกอากาศสมมูลแบบไอโซทรอปิก (Equivalent Isotropic Radiated Power : EIRP) ของ UWB จะถูกกำหนดเป็นขอบเขตด้านบนของรูป EIRP คือปริมาณของพลังงานทางทฤษฎีของสายอากาศแบบรอบทิศทาง (isotropic) ที่จะปล่อยออกมาในทิศทางที่มีความหนาแน่นของพลังงานที่สังเกตสูงสุด เมื่อ P_T เป็นค่ากำลังส่งและ G_T เป็นอัตราขยายของสายอากาศ จะได้ว่า

$$EIRP = P_T \cdot G_T \quad (3.3)$$

จากความถี่ 3.1 ถึง 10.6 GHz ค่า EIRP ที่วัดได้จะต้องไม่เกิน -41.3 dBm/MHz หรือ 74.13 nW/MHz นั่นคือตลอดย่าน UWB กำลังส่งต้องไม่เกิน 0.556 mW



รูปที่ 3.4 ความหนาแน่นแถบพลังงาน (PSD) ตามกำหนดของ FCC และญี่ปุ่น [6]

ส่วนด้านยุโรปและเอเชีย UWB จะถูกแบ่งออกเป็น low band และ high band ทั้งนี้เพื่อต้องการแยกความถี่ 5 GHz ให้กับ Wireless LANs แถบ Low band จะมีช่วงความถี่ 3.1 ถึง 4.8 GHz และ High band มีช่วงความถี่ 6.0 ถึง 10.6 GHz

เทคนิคของ UWB แสดงให้เห็นถึงศักยภาพในการประยุกต์ใช้งานทั้งมีอัตราข้อมูลที่สูงใน ระยะใกล้และอัตราข้อมูลต่ำในช่องสัญญาณที่มีการลดทอนสูง ความหนาแน่นสเปกตรัมที่ต่ำมากของ สัญญาณ UWB จะมีอิทธิพลต่ออุปกรณ์ทางการแพทย์น้อยกว่าระบบสื่อสารอื่น เช่น Bluetooth, Wireless LAN หรือโทรศัพท์มือถือ คลื่นที่กว้างทำให้มีความละเอียดทางเวลาสูงมีประโยชน์ต่อการ ตรวจจับสุขภาพร่างกายมนุษย์ รวมทั้งการตรวจวินิจฉัยแบบเรียลไทม์ นอกจากนี้ยังสามารถออกแบบ ให้ฮาร์ดแวร์มีขนาดเล็กและใช้พลังงานต่ำได้ มีรูปแบบการมอดูเลตสัญญาณที่เรียบง่าย คุณสมบัติ ทั้งหมดเหล่านี้ ทำให้ UWB มีแนวโน้มจะถูกใช้ใน WBAN มากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งสำหรับการให้ อัตราข้อมูลที่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 มาตรฐาน IEEE 802.15.6

มาตรฐานโครงข่ายไร้สายบนร่างกาย (IEEE 802.15.6) ถูกประกาศเป็นมาตรฐานอย่างเป็นทางการเมื่อปี ค.ศ. 2012 [1] โดยประกอบไปด้วย ข้อกำหนดชั้นกายภาพ (PHY Layer) 3 ชั้นและข้อกำหนดชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ (MAC Layer) 1 ชั้น โดยในชั้นกายภาพแบ่งความถี่ออกเป็น 3 รูปแบบ คือ ชั้นแถบความถี่แคบ ชั้นความถี่แถบกว้างยิ่ง และชั้นการสื่อสารผ่านร่างกายมนุษย์ ความสัมพันธ์ระหว่างชั้น PHY และชั้น MAC แสดงดังรูปที่ 3.5

Media Access Control (MAC)		
Narrow Band (NB) PHY	Ultra-wideband (UWB) PHY	Human Body Communication (HBC) PHY

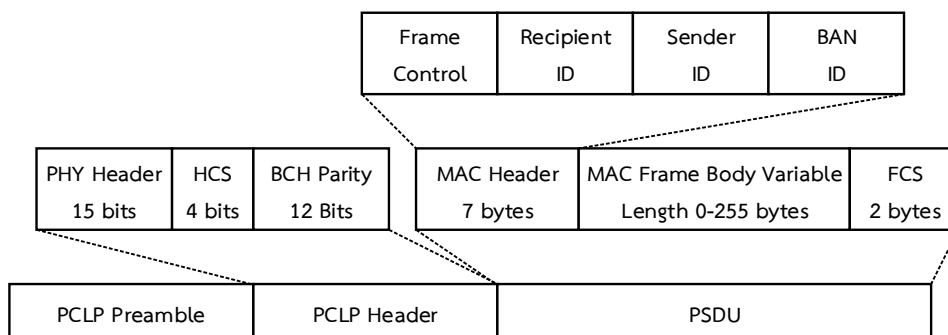
รูปที่ 3.5 โครงสร้างชั้นข้อมูลของ WBAN [1]

3.3.1 ชั้นกายภาพ (Physical Layer)

วัตถุประสงค์ของการพัฒนาชั้นกายภาพ คือการเชื่อมต่อระหว่างตัวส่งและตัวรับ เพื่อทำการสื่อสารด้วยข้อมูลแบบบิต การกล้ำสัญญาณ จัดการความถี่ ควบคุมเปิด/ปิดสัญญาณสื่อสารวิทยุ จองช่องสัญญาณสื่อสาร ควบคุมการรับส่งข้อมูล งานสื่อสารด้วยวิดีโอความคมชัดสูง เช่น ระบบกล้องส่องภายใน ซึ่งเทคโนโลยีที่ใช้ใน WMAN เช่น ระบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุต (MIMO) อาจจะไม่เหมาะกับการใช้งาน นอกจากนี้การสื่อสารที่อัตราเร็วมากกว่า 10 Mbps ถือว่าเป็นความท้าทายของ WBAN เนื่องจากถูกจำกัดในเรื่องแบนด์วิธของความถี่ ลักษณะทางกายภาพของการสื่อสาร WBAN เป็นการสื่อสารระยะใกล้และสื่อสารแบบกระจาย (One-hop star) แต่จะได้รับผลกระทบจากลักษณะร่างกายของมนุษย์ การเกิดเงาหรือบดบัง ซึ่งอาจจำเป็นต้องสื่อสารด้วยการสื่อสารผ่านอุปกรณ์หลายตัว อุปกรณ์ของชั้นกายภาพสามารถแบ่งออกตามความสามารถได้เป็น 2 แบบคือแบบความสามารถเต็ม (Full function) และแบบลดความสามารถ (Reduced function) อุปกรณ์ที่เป็นแบบความสามารถเต็ม จะสามารถทำหน้าที่ในการควบคุมการสื่อสารได้ด้วย ในขณะที่อุปกรณ์แบบลดความสามารถจะทำหน้าที่เป็นเพียงลูกข่ายเท่านั้น ชั้นกายภาพ สามารถแบ่งได้ 3 แบบคือ

3.3.1.1 ชั้นกายภาพแบบแถบความถี่แคบ (Narrowband หรือ NB PHY)

การใช้แถบความถี่แคบส่วนใหญ่จะมุ่งไปที่ชุดตรวจจับสัญญาณประเภทสวมใส่ได้ อัตราการสื่อสารข้อมูลอยู่ระหว่าง 75.6 kbps ถึง 971.4 kbps ขึ้นอยู่กับวิธีการกล้ำสัญญาณ ชั้น NB PHY รองรับช่องสัญญาณจำนวน 230 ช่อง และทำงานอยู่ 7 ย่านความถี่ โปรโตคอลประกอบด้วย 3 ส่วนหลักคือ ส่วน PLCP Preamble ส่วน PLCP Header และส่วน PSDU



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของ Narrow band PPDU [1]

ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์การมอดูเลตสัญญาณใน NB PHY สำหรับ PLCP Header และ PSDU [1]

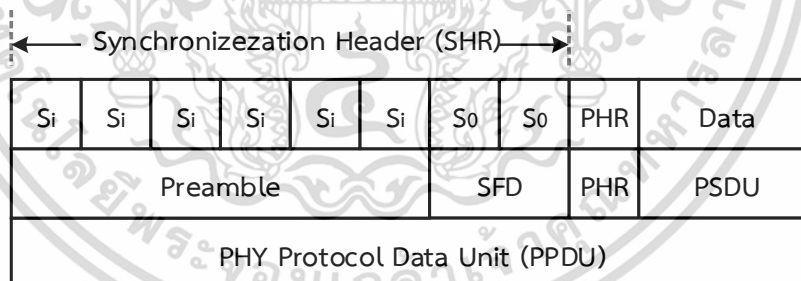
Packet component	Frequency band (MHz)	Modulation	Symbol rate (kbps)	Code rate (k/n)	Data rate (kbps)
PLCP Header PSDU	402-405	$\pi/2$ DBPSK	187.5	19/31	57.5
		$\pi/2$ DBPSK	187.5	51/63	75.9
		$\pi/2$ DBPSK	187.5	51/63	151.8
		$\pi/4$ DQPSK	187.5	51/63	303.6
		$\pi/8$ D8PSK	187.5	51/63	455.4
PLCP Header PSDU	420-450	GMSK	187.5	19/31	57.5
		GMSK	187.5	51/63	75.9
		GMSK	187.5	51/63	151.8
		GMSK	187.5	1/1	187.5
PLCP Header PSDU	863-870 902-928 950-958	$\pi/2$ DBPSK	250	19/31	76.6
		$\pi/2$ DBPSK	250	51/63	101.2
		$\pi/2$ DBPSK	250	51/64	202.4
		$\pi/4$ DQPSK	250	51/65	404.8
		$\pi/8$ D8PSK	250	51/66	607.1
PLCP Header PSDU	2360-2400 2400-2483.5	$\pi/2$ DBPSK	600	19/31	91.9
		$\pi/2$ DBPSK	600	51/63	121.4
		$\pi/2$ DBPSK	600	51/64	242.9
		$\pi/2$ DBPSK	600	51/65	485.7
		$\pi/4$ DQPSK	600	51/66	971.4

NB PHY จะรับหน้าที่เปิดหรือยกเลิกการเชื่อมต่อสัญญาณวิทยุจากเครื่องส่ง การเคลียร์ช่องสัญญาณ ในช่องสัญญาณปัจจุบันและการรับส่งข้อมูล ส่วน Physical Protocol Data Unit (PPDU) frame จะประกอบด้วย Physical Layer Convergence Procedure (PLCP) preamble, PLCP header และเอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PHY Service Data Unit (PSDU) ดังรูปที่ 3.6 ส่วน PLCP preamble ช่วยในการประสานค่าเวลาของเครื่องรับ และชดเชยค่าออฟเซตของคลื่นพาหะ ซึ่งเป็นส่วนแรกในการส่ง โดยประกอบด้วยชุดข้อมูล 63 บิต และเรียงต่อกับส่วนขยาย 27 บิต รวม 90 บิต โดยในรูปแบบดังกล่าวทำให้ระบบการสื่อสาร สามารถตรวจจับได้ว่าจุดใดเป็นจุดเริ่มต้นของการสื่อสาร ด้าน PLCP header จะบอกถึงข้อมูลที่จำเป็นเพื่อให้การถอดรหัสแพ็คเก็ตที่ส่งไปยังเครื่องรับได้สำเร็จ PLCP header จะถูกส่งต่อจาก PLCP preamble โดยมีอัตราการส่ง (header data rate) ตามแถบความถี่ที่ใช้ องค์ประกอบส่วนท้ายคือ PSDU ซึ่งประกอบด้วย MAC header, MAC frame body, Frame Check Sequence (FCS) ซึ่งถูกส่งต่อจาก PLCP header อุปกรณ์ WBAN ต้องรองรับการส่งและรับข้อมูล ณ ความถี่ใด ความถี่หนึ่ง ตามตารางที่ 3.1 โดยอัตราการส่งข้อมูลขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของการกล้าสัญญาณ ใน NB PHY ตามมาตรฐานจะใช้การกล้าสัญญาณแบบ Differential Binary Phase-shift Keying (DBPSK), Differential Quadrature Phase-shift Keying (DQPSK) และ Differential 8-Phase-shift Keying (D8PSK) ยกเว้น ย่าน 420-450 MHz ใช้การกล้าสัญญาณแบบ Gaussian minimum shift keying (GMSK)

3.3.1.2 ชั้นกายภาพแบบแถบความถี่กว้างยิ่ง (Ultra-Wideband หรือ UWB PHY)

ชั้นกายภาพแถบกว้างยิ่งนี้ ถูกออกแบบมาเพื่อให้มีความมั่นคงและสามารถรองรับการใช้งานที่หลากหลายมีประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลที่สูงและประหยัดพลังงาน การทำงานอยู่ใน 2 รูปแบบคือแบบอิมพัลส์ (Impulse Radio-UWB) และแบบกล้าสัญญาณทางความถี่ (Frequency Modulation-UWB) นอกจากนี้ยังสามารถทำงานได้อีก 2 รูปแบบย่อยคือแบบปกติ (Default Mode) และรองรับบริการคุณภาพสูง (QoS Mode)



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของ UWB PPDU [1]

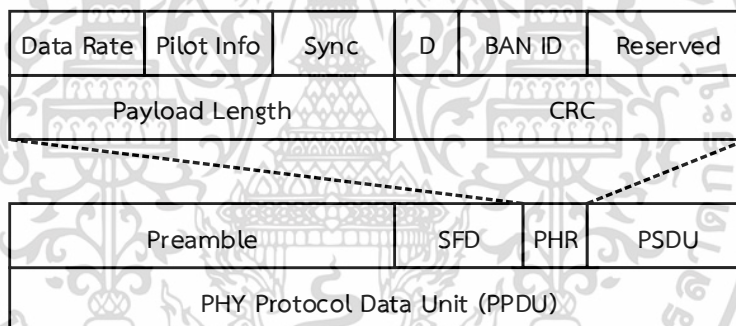
UWB PHY ทำงานใน 2 ย่านความถี่คือย่านความถี่ต่ำและย่านความถี่สูงแต่ละย่านจะแบ่งเป็นช่องสัญญาณและมีแบนด์วิธ 499.2 MHz ในย่านความถี่ต่ำจะมี 3 ช่องสัญญาณ (1-3) โดยช่อง 2 ถูกกำหนดให้ความถี่กลาง 3993.6 MHz ในย่านความถี่สูงจะมี 8 ช่องสัญญาณ (4-11) โดยกำหนดช่อง 7 มีความถี่กลาง 7987.2 MHz ส่วนช่องอื่นๆ เป็นทางเลือก ปกติแล้วอุปกรณ์ UWB จะต้องรองรับอย่างน้อย 1 ช่องสัญญาณหลัก ตัวรับส่ง UWB PHY จะสามารถช่วยให้ลดความซับซ้อนของการพัฒนาฮาร์ดแวร์ได้และลดระดับพลังงานของสัญญาณได้ รูปที่ 3.7 แสดงให้เห็นว่า UWB PPDU จะประกอบด้วย Synchronization Header (SHR), PHY Header (PHR) และ PSDU ในส่วน SHR ประกอบด้วย preamble และ Start Frame Delimiter (SFD) ด้าน PHR บ่งบอกถึงข้อมูลเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกี่ยวกับอัตราการส่งข้อมูลของ PSDU ความยาวของส่วนของข้อมูล (payload) ข้อมูลใน PHR จะถูกนำมาใช้เพื่อถอดรหัส PSDU ที่เครื่องรับ และอัตราการส่งข้อมูลตั้งแต่ 0.5 Mbps ถึง 10 Mbps กับ 0.4882 Mbps ซึ่งเป็นอัตราที่ถูกบังคับใช้

3.3.1.3 ชั้นกายภาพการสื่อสารผ่านร่างกายมนุษย์

(Human Body Communications หรือ HBC PHY)

HBC PHY ทำงานใน 2 ย่านความถี่คือ 16 MHz และ 27 MHz มีแบนด์วิธ 4 MHz ทั้ง 2 ย่านความถี่ถูกใช้ใน สหรัฐอเมริกา ญี่ปุ่น และเกาหลีใต้ ส่วนในยุโรปใช้ความถี่ 27 MHz HBC เป็นการสื่อสารสนามไฟฟ้าสถิตย์ Electrostatic Field Communication (EFC) ตามข้อกำหนดของ PHY ซึ่งครอบคลุมโปรโตคอลทั้งหมดของ WBAN เช่น packet structure, modulation หรือ preamble/SFD เป็นต้น รูปที่ 3.8 อธิบายถึงโครงสร้างของ PPDU ของ EFC ซึ่งประกอบด้วย preamble, SFD, PHY header และ PSDU โดย preamble และ SFD จะมีรูปแบบข้อมูลแบบคงที่ ถูกสร้างขึ้นล่วงหน้าและส่งไปก่อน packet header และ payload ขณะที่ preamble sequence จะถูกส่ง 4 ครั้งเพื่อให้แน่ใจว่า packet เกิดความสอดคล้อง (synchronize) ขณะที่ SFD จะถูกส่งไปเพียงครั้งเดียว เมื่อตัวรับได้รับ packet มันจะพบจุดเริ่มของ packet โดยการตรวจจับ preamble sequence แล้วจะพบจุดเริ่มต้นของ frame โดยการตรวจจับ SFD

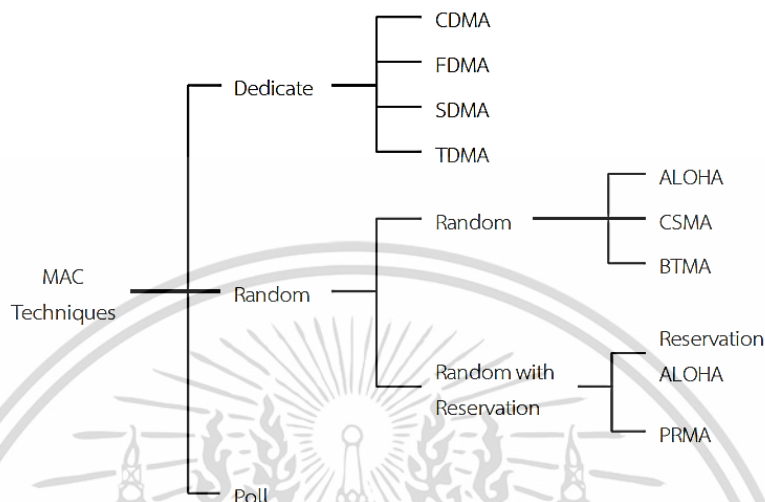


รูปที่ 3.8 โครงสร้างของ EFC PPDU [1]

3.3.2 ชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ (Media Access Control Layer)

มาตรฐานได้กำหนดใช้ชั้น MAC ประกอบด้วยแบบวิธีในการเข้าถึง กรรมวิธีในการเข้าถึง และประเภทของเฟรมในการควบคุมการเข้าถึงสื่อ โดยชั้นนี้เป็นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ สำหรับผู้ส่งจากหลายแหล่ง เพื่อให้สามารถเข้าถึงสื่อที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งสามารถจัดการได้หลายวิธี [4] เช่น การร่วมใช้ช่องสัญญาณแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) การร่วมใช้ช่องสัญญาณแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) หรือการร่วมใช้ช่องสัญญาณแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) นอกจากนี้การจัดการสรรกรการเข้าถึงแบบสุ่มก็เป็นที่ยอมรับซึ่งปกติจะไม่มีกรับประกันคุณภาพ โปรโตคอล แบบสุ่มที่นิยม เช่น แบบอะโลฮา (ALOHA) ซึ่งจะส่งข้อมูลออกไปทันทีที่ข้อมูลพร้อมส่ง การร่วมใช้ช่องสัญญาณแบบตรวจจับคลื่นพาหะและเลี้ยวการชน (Carrier Sense Multiple Access : CSMA) ซึ่งจะบังคับให้ผู้ส่งต้องตรวจสอบว่าสัญญาณพาหะไม่ได้ถูกใช้งานก่อนการส่งข้อมูล และหากตรวจพบว่าสัญญาณพาหะถูกใช้งานอยู่ก็ต้องหยุดรอระยะเวลาที่เป็นแบบตัวแปรสุ่มก่อนที่จะพยายามส่งอีกครั้ง วิธีการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จัดสรรสื่อข้อมูลแสดงได้ดังรูปที่ 3.9 การเลือกว่าจะใช้วิธีการควบคุมเข้าถึงสื่อแบบใดนั้นขึ้นอยู่กับลักษณะของข้อมูล ความน่าเชื่อถือของข้อมูลที่ต้องการ การประหยัดพลังงาน ซึ่งการใช้งานที่เกี่ยวข้องกับทางการแพทย์นั้น จะให้ความสำคัญของความถูกต้องและเชื่อถือได้ของข้อมูลรวมทั้งความล่าช้าของข้อมูล มากกว่าการประหยัดพลังงาน



รูปที่ 3.9 การจัดสรรการเข้าถึงสื่อข้อมูล [1]

3.3.2.1 แบบวิธีการเข้าถึงสื่อ

มาตรฐานได้กำหนดแบบวิธีการเข้าถึงสื่อ 3 วิธีดังต่อไปนี้

1) Beacon mode with beacon period (superframe) สถานการณ์นี้ beacon จะถูกส่งจากตัวกลาง (Hub) ออกไปในแต่ละช่วงเวลาของ beacon ยกเว้นในช่วงที่ไม่มีการทำงานหรือถูกสั่งห้ามไว้และแบ่ง superframe ออกเป็นส่วนย่อยเท่าๆ กัน เพื่อให้ง่ายในการจัดการและประหยัดพลังงาน ประกอบด้วย เฟสการเข้าถึงแบบพิเศษ 1 Exclusive Access Phase (EAP1) เฟสการเข้าถึงแบบสุ่ม 1 Random Access Phase (RAP1) เฟสการจัดการ Managed Access Phase (MAP) เฟสการเข้าถึงพิเศษ 2 (EAP2) เฟสการเข้าถึงแบบสุ่ม 2 (RAP2) เฟสช่วงชิงการเข้าถึง Contention Access Phase (CAP) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากด้านส่งมายังตัวกลาง ในช่วงการทำงาน ตัวกลางจะทำหน้าที่ส่งสัญญาณ beacon ออกไปและเป็นตัวกลางในการควบคุมการเข้าถึงและเป็นตัวให้จังหวะสัญญาณกับอุปกรณ์รอบข้าง สำหรับ EAP, RAP และ CAP จะใช้สำหรับการจัดสรรทรัพยากรโดยใช้ขั้นตอนการเข้าถึงแบบ CSMA/CA หรือ slotted Aloha โดยที่ EAP1 และ EAP2 จะใช้สำหรับการจราจรของข้อมูลที่มีระดับความสำคัญสูงสุด เช่น การรายงานเหตุการณ์ฉุกเฉิน ส่วน RAP1, RAP2 และ CAP ใช้กับการจราจรของข้อมูลทั่วไป

2) Non-beacon mode สถานการณ์นี้ตัวกลางจะมีความสามารถในการจัดการเท่านั้น โดยไม่มีการให้จังหวะด้วยการส่งสัญญาณ beacon เป็นรูปแบบการสื่อสารที่ไม่มีการรับประกันคุณภาพ แต่มีประโยชน์ในกรณีที่จุดเชื่อมต่อสื่อสารอยู่ในสภาวะหลับและไม่ต้องการรับฟังสัญญาณจากแหล่งอื่น เพื่อเป็นการประหยัดพลังงาน แบบวิธีนี้นิยมใช้งานในกรณีที่มีจำนวนจุดเชื่อมต่อน้อยๆ หรืออุปกรณ์ที่ติดตั้งฝังไว้ในร่างกายหรืออุปกรณ์ที่ไม่ได้ทำงานอย่างต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) Non-beacon mode without superframe สถานการณ์นี้ตัวกลางจะทำหน้าที่ให้เกิดการสื่อสารแบบสองทาง ประกอบไปด้วยการอนุญาตเพื่อเข้าถึงสื่อและหลังจากที่จุดเชื่อมต่อปลายทางจะถูกดูแลช่วงระยะเวลาการเข้าถึงของ EAP1 หรือ RAP1 โดยใช้โปรโตคอล CSMA/CA เพื่อควบคุมการขอใช้สื่อ

3.3.2.2 กรรมวิธีการเข้าถึงสื่อ

ใช้สำหรับควบคุมในแต่ละเฟสการเข้าถึงสื่อของ superframe แบ่งได้เป็น 3 รูปแบบดังนี้

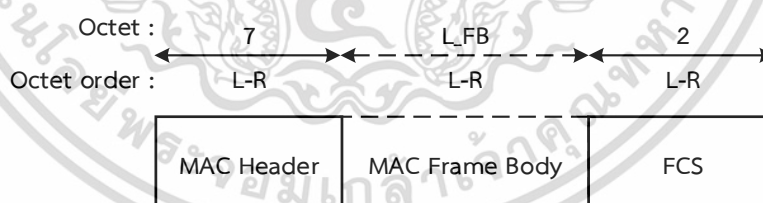
1) Random access เป็นวิธีที่มีเฟสการเข้าถึงแบบพิเศษ 1 เฟสการเข้าถึงแบบสุ่ม 1 เฟสการเข้าถึงแบบพิเศษ 2 เฟส การเข้าถึงแบบสุ่ม 2 และเฟสช่วงชิงการเข้าถึงวิธีการควบคุมการเข้าถึงสื่ออาจจะใช้กรรมวิธีแบบ CSMA/CA หรือ Slotted Aloha โดยที่วิธีแบบ CSMA อาจจะมีปัญหาเรื่องจุดเชื่อมต่อที่ซ่อน (hidden node)

2) Improvised access and unscheduled access การเข้าถึงวิธีนี้อาจจะใช้การควบคุมแบบ best-effort เพื่อส่งการร้องขอในกรณีที่อยู่นอกเหนือจากกำหนดการ หรืออาจจะใช้การควบคุมการเข้าถึงแบบตามเป็นรอบระยะเวลา

3) Scheduled access and scheduled-polling access การเข้าถึงวิธีนี้อาจเลือกใช้กำหนดการเพื่อให้ได้การสื่อสารแบบสองทาง ซึ่งอาจจะใช้ทุกๆ ระยะเวลารอบเวลาระหว่าง 1-m

3.3.2.3 ประเภทของเฟรม

เฟรมของชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อจะเป็นไปตามลำดับเวลาและสื่อสารเพื่อส่งออกหรือรับข้อมูลมาจากชั้น PHY ความยาวของเฟรมมีทั้งส่วนที่ถูกกำหนดความยาวแน่นอน คือ ส่วนหัว (Header) ส่วนตรวจสอบลำดับเฟรม (Frame Check Sequence) และมีส่วนที่ความยาวเฟรมที่ขึ้นอยู่กับขนาดของข้อมูลที่ส่ง (Frame Body) โครงสร้างเฟรมทั่วไป แสดงดังในรูปที่ 3.10 ประเภทของเฟรมแบ่งออกเป็น 3 แบบ



รูปที่ 3.10 โครงสร้างของเฟรมข้อมูลชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ [1]

1) เฟรมประเภทจัดการ (Management type frame) ประกอบด้วยเขตข้อมูลที่เป็นทั้งข้อบังคับ และฟิลด์ที่สามารถเลือกกว่าจะมีหรือไม่ก็ได้ ประกอบด้วย beacon การเข้าร่วมกับความปลอดภัย การยกเลิกความปลอดภัยรหัสที่ใช้ระหว่างคู่สื่อสาร รหัสที่ใช้สื่อสารระหว่างกลุ่ม การขอเชื่อมต่อ การอนุญาต การยกเลิกการเชื่อมต่อ และข้อมูลคำสั่งอื่นๆ

2) เฟรมประเภทควบคุม (Control type frame) ประกอบด้วยส่วนที่เป็นข้อมูลจริงหรือไม่ก็ได้ ส่วนที่เป็นข้อมูลจริงจะมีขนาดคงที่หรือเปลี่ยนแปลงได้ เฟรมประเภทนี้มีขอบเขตการทำงานเป็นการตอบรับแบบทันทีทันใด หรือการปฏิเสธการตอบรับ

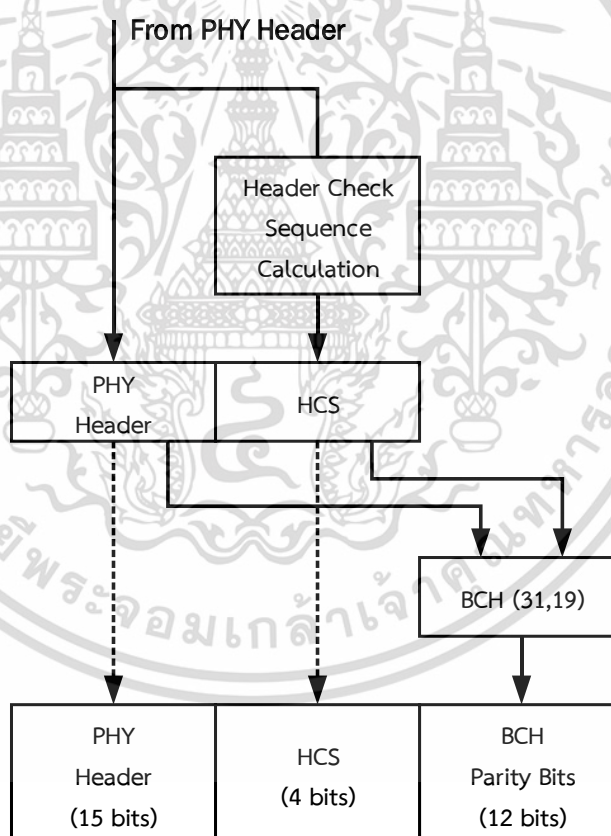
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) เฟรมประเภทข้อมูล (Data type frame) ประกอบด้วยการส่งแบบเต็มส่วน แบบแบ่งออกเป็นส่วนย่อย และแบบไม่มี Media Access Control Service Data Unit (MSDU) และถ้ามีการระบุประเภทว่าเป็นข้อมูลด่วนหรือจัดให้มีความสำคัญในการส่งข้อมูลก็จะถูกระบุสถานะให้รับส่งทันที

3.3.3 การควบคุมและแก้ไขข้อผิดพลาดของ IEEE 802.15.6

3.3.3.1 การสื่อสารแถบ NB

การนำรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดมาใช้ จากรูปที่ 3.6 ซึ่งเป็น NB PHY มีการนำเอารหัส BCH มาใช้ 2 ส่วนคือในส่วน PLCP Header และ PSDU โดยใน PLCP Header นั้นจะมีความยาวขนาด 31 บิตซึ่งประกอบไปด้วย PHY Header HCS และ BCH Parity Bits จะใช้รหัส BCH (31, 19, t=2) ซึ่งเป็นรหัสย่อยของรหัส BCH (63, 51, t=2) โดยการเพิ่มบิต 0 จำนวน 32 บิตเข้าไปก่อนทำการเข้ารหัส และจะทำการลบบิตดังกล่าวออกก่อนการส่งข้อมูลไปยังปลายทาง การเข้ารหัสของ PLCP header แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 การสร้าง PLCP ของ NB PHY [1]

การเข้ารหัสส่วนของ PSDU มีขั้นตอนดังนี้

- 1) กำหนดขนาดความยาวบิตทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_{PSDU} = (N_{MAC\ header} + N_{MAC\ Frame\ Body} + N_{FCS}) \times 8 \quad (3.4)$$

เมื่อ $N_{MAC\ header}$ ขนาดของส่วนหัว MAC เป็นจำนวนไบต์ และ $N_{MAC\ Frame\ Body}$ คือ ขนาดของส่วน MAC เป็นจำนวนไบต์ และ N_{FCS} เป็นจำนวนของ FCS มีหน่วยเป็นไบต์

2) คำนวณหาจำนวนของคาร์หัสของรหัส BCH

$$N_{PSDU} = \left\lceil \frac{N_{PSDU}}{k} \right\rceil \quad (3.5)$$

เมื่อ k คือจำนวนของบิตข่าวสารของรหัส BCH

3) คำนวณหาบิตที่เหลือสำหรับเติมให้เต็มเพื่อการเข้ารหัส

$$N_{shorten} = N_{CW} \times k - N_{PSDU} \quad (3.6)$$

การเข้ารหัสส่วน PSDU จะใช้รหัส BCH (63, 51, t=2) โดยใช้พหุนามต้นกำเนิด ดังนี้

$$g(x) = 1 + x^3 + x^4 + x^5 + x^8 + x^{10} + x^{12} \quad (3.7)$$

และส่วนที่เป็นพหุคูณสามารถหาได้จากการคำนวณพหุนามเศษ ดังนี้

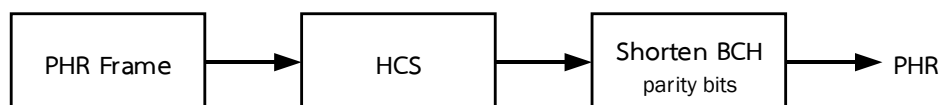
$$r(x) = \sum_{i=0}^{11} r_i x^i = x^{12} m(x) \bmod g(x) \quad (3.8)$$

เมื่อ $m(x)$ คือพหุนามข้อมูล

$$m(x) = \sum_{i=0}^{50} m_i x^i \quad (3.9)$$

3.3.3.2 การสื่อสารแถบความถี่กว้างยิ่ง

ใน UWB PHY มีการใช้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดด้วยรหัส BCH 2 ส่วน คือส่วนของการสร้าง PHR และส่วนของ PSDU โดยในส่วนการสร้าง PHR นั้นจะมีการใช้ก็ต่อเมื่ออยู่ในแบบวิธีของ Hi-QoS ซึ่งจะต้องมีการกำหนดค่าบิตในตำแหน่งของ HARQ มาด้วย ซึ่งขั้นตอนการสร้าง PHR แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 การสร้าง PHR ของชั้นกายภาพแถบความถี่กว้างยิ่ง [1]

PHR Frame มีขนาด 24 บิต โดยบิตที่ 0 ถึง 3 เป็นตัวบอกรหัสการส่งข้อมูล บิตที่ 4 ถึง บิตที่ 11 บอกความยาวของชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ บิตที่ 17 และ 18 จะระบุเกี่ยวกับ HARQ บิตที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจำนวนบิตทั้งหมดก่อนที่จะทำการเข้ารหัสคือ

$$N_{PSDU} = N'_{PSDU} - N_{bs} \quad (3.13)$$

การเข้ารหัส BCH (126,63) จะมีการใช้งานร่วมกับ HARQ ซึ่งใช้พหุนามกำเนิดดังนี้

$$g(x) = 1 + x^2 + x^5 + x^{15} + x^{18} + x^{19} + x^{21} + x^{22} + x^{23} + x^{24} + x^{25} + x^{26} + x^{30} + x^{31} + x^{32} + x^{33} + x^{35} + x^{36} + x^{38} + x^{40} + x^{47} + x^{48} + x^{49} + x^{51} + x^{53} + x^{55} + x^{56} + x^{61} + x^{63} \quad (3.14)$$

3) Pad bits เป็นการเพิ่มบิตเข้าไปในบิตข้อมูลอินพุตเพื่อให้ครบตามจำนวนบิตสำหรับการเข้ารหัส จำนวนบิตที่ต้องใช้ในการเพิ่มเข้าไปหาได้จาก

$$N_{pad} = \log_2(M) \left\lceil \frac{N_{PSDU} + (n+k)N_{CW}}{\log_2(M)} \right\rceil - [N_{PSDU} + (n+k)N_{CW}] \quad (3.15)$$

เมื่อ M คือ ค่าที่ตัวเลขหลักสำหรับการกล้าสัญญาณ

4) Bit Interleaving คือการสลับบิตก่อนที่จะมีการกล้าสัญญาณ เพื่อเป็นการกระจายบิตผิดพลาดที่เกิดขึ้นให้กระจายกันออกไปเพื่อให้มีความทนทานต่อการผิดพลาดแบบต่อเนื่อง สมการสำหรับการสลับบิตแสดงได้ดังนี้

$$\Pi(n) = nb_s \text{ Mod } N_I \quad (3.16)$$

เมื่อ N_I คือ ความยาวของบิตที่ทำการสลับ ปกติกำหนดไว้ที่ 192 และค่า b_s เป็น 37

บทที่ 4

แบบจำลองช่องสัญญาณ

4.1 บทนำเกี่ยวกับช่องสัญญาณ

ตัวกลางระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับสัญญาณ ซึ่งโดยทั่วไปเรียกว่า ช่องสัญญาณ (Channel) ในการส่งสัญญาณแบบไร้สาย ลักษณะเฉพาะของสัญญาณคือจะเกิดการเปลี่ยนแปลงขณะที่เดินทางจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ ซึ่งเกิดจากหลายๆ ปรากฏการณ์ในสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณ ได้แก่ 1) การมีเส้นทางเดินของสัญญาณระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับอยู่ในแนวสายตา (line of sight) 2) การสะท้อน การหักเหและการเลี้ยวเบนของสัญญาณเนื่องจากมีวัตถุในระหว่างทาง 3) การเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างเครื่องส่ง เครื่องรับและวัตถุที่อยู่ระหว่างกลาง 4) การลดทอนของสัญญาณในขณะที่เดินทางผ่านตัวกลาง 5) สัญญาณรบกวน หากสามารถจำลองช่องสัญญาณ (channel model) ได้อย่างแม่นยำ ก็จะสามารถทราบค่าของสัญญาณที่รับได้จากการส่งของเครื่องส่ง ซึ่งการจำลองสภาพแวดล้อมความเป็นจริงค่อนข้างเป็นเรื่องยาก นักวิจัยทั้งหลายจึงทำการศึกษาในสภาพแวดล้อมต่างๆ และหาวิธีการสร้างแบบจำลองที่ใกล้เคียงกับสภาพแวดล้อมจริงให้มากที่สุด

โดยทั่วไปแล้วรูปคลื่นที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณ อาจมีผลกระทบจาก

- 1) การสะท้อน (Reflection)
- 2) การดูดซึม (Absorption)
- 3) การลดทอน (Attenuation)
- 4) การกระจายตัวทางเวลา (Dispersion in time)
- 5) การเลี้ยวเบน (Diffraction)
- 6) การหักเห (Refraction)

ซึ่งการเลี้ยวเบนเป็นการบิดหรือเปลี่ยนทิศทางของคลื่นที่เคลื่อนผ่านขอบของอุปสรรคที่มีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่นที่ส่ง ขณะที่การหักเหเป็นการบิดตัวของคลื่นเนื่องจากการเคลื่อนที่ผ่านตัวกลางที่มีดัชนีหักเหตั้งแต่ 2 ตัวขึ้นไป

ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับจะสามารถอธิบายได้จาก 2 ลักษณะคือ การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ส่ง (ลักษณะของผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณ) และการรวมสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบ พิจารณาช่องสัญญาณที่มีค่าตอบสนองอิมพัลส์ $h(t)$ ระหว่างสายอากาศตัวส่งและตัวรับ สัญญาณที่ส่ง $x(t)$ จะถูกทำให้ด้อยลงจากสัญญาณรบกวน $w(n)$ สัญญาณที่รับได้ $y(t)$ จึงประกอบด้วยการรวมตัวของ $h(t)$ และ $x(t)$ บวกกับองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน $n(t)$

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) \quad (4.1)$$

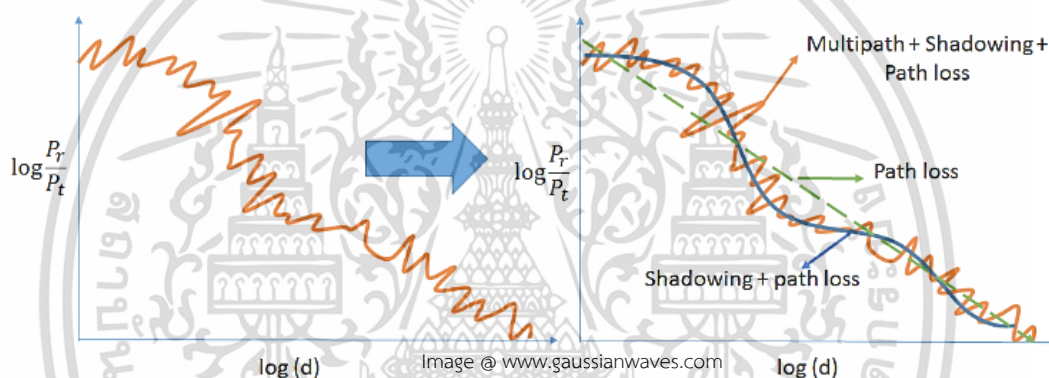
ผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณขึ้นอยู่กับ 1) ความเป็นเชิงเส้นหรือไม่เป็นเชิงเส้น 2) สัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลาหรือไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา 3) เป็นสัญญาณที่แอมพลิจูดมีการจาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หายเมื่อระยะทางและเวลาเพิ่มขึ้นซึ่งอาจเป็นการจางหายแบบขึ้นอยู่กับความถี่ (frequency selective fading) หรือการจางหายตลอดทุกช่วงคลื่นไม่ขึ้นกับย่านความถี่ (frequency flat fading)

สัญญาณรบกวนแบบบวก อาจเกิดจาก 1) สัญญาณรบกวนแบบเกาส์ (Gaussian) 2) สัญญาณรบกวนสัมพันธ์กับเวลาหรือความถี่ 3) สัญญาณรบกวนที่สัมพันธ์กับตำแหน่งหรือความหลากหลายของสัญญาณ เช่น ในระบบ MIMO 4) สัญญาณรบกวนที่สัมพันธ์กับจำนวนผู้ใช้ในระบบ

พิจารณาให้เครื่องส่งสัญญาณและเครื่องรับสัญญาณอยู่ในสภาพแวดล้อมในเมือง ตัวกลางระหว่างเครื่องส่งและรับจะถูกบดบังด้วยอาคาร ต้นไม้และวัตถุอื่นๆ จำนวนมาก แล้วเครื่องรับสัญญาณเคลื่อนที่ห่างออกไปจากเครื่องส่ง ทำการวัดกำลังของสัญญาณที่ตัวรับ อัตราส่วนของกำลังของสัญญาณที่รับได้ต่อกำลังสัญญาณที่ส่ง การเปรียบเทียบกับระยะทางจะได้กราฟแสดงดังรูปที่ 4.1 (ก) หากพิจารณาอย่างละเอียดจะพบว่าสัญญาณมีองค์ประกอบ 3 ส่วน ดังรูปที่ 4.1 (ข) ประกอบด้วย การสูญเสียในเส้นทางการกระจายคลื่น (propagation path loss) การบดบัง (shadowing) และการจางหายจากการกระจายหลายเส้นทาง (multipath fading)



ก) อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อระยะทาง (ข) สัญญาณที่มีผลกระทบจากองค์ประกอบต่างๆ

รูปที่ 4.1 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free space path loss) [27]

4.1.1 การสูญเสียเชิงวิถีของการแพร่กระจายสัญญาณ (Propagation path loss)

การสร้างแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี จะใช้สำหรับการจำลองสถานการณ์ เพื่อคาดการณ์การสูญเสียของสัญญาณระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่งเมื่อไม่มีสิ่งกีดขวางในเส้นทาง (LOS) และใช้ในการจำลองผลกระทบของสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน

การสร้างแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่นิยมใช้มี 3 วิธี คือ

- 1) แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่างของฟรีส (Friis's Free Space Propagation Model)
- 2) แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี และการบดบัง (Log Distance Path Loss หรือ Log Normal Shadowing Model)
- 3) แบบจำลองเชิงประจักษ์ หรือที่เกิดจากผลการทดลอง (Empirical model) เช่น Hata–Okumura Model, COST 231 Extension to Hata Model, ITU Path Loss Model

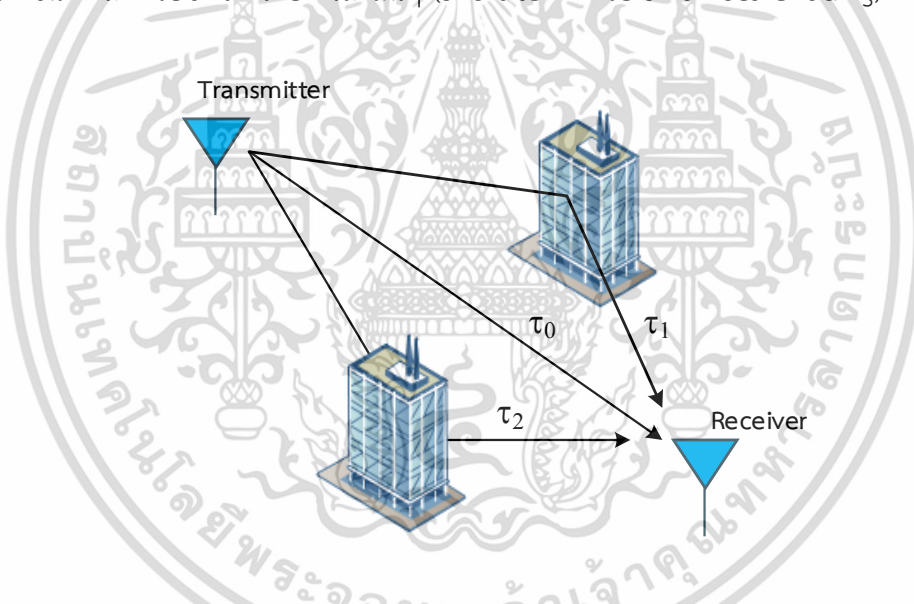
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การบดบังหรือการเกิดเงา (Shadowing)

หากสภาพแวดล้อมในเส้นทางประกอบด้วยวัตถุต่างๆ เช่น อาคารและต้นไม้ สัญญาณที่ส่งส่วนหนึ่งจะได้รับผลกระทบโดยการดูดซึม (absorption) สะท้อน (reflection) การเลี้ยวเบน (diffraction) และ การกระเจิง (scattering) ผลกระทบเหล่านี้จะเรียกว่าการบดบังหรือการเกิดเงา (shadowing) เป็นการซีดจางขนาดใหญ่หรือระยะเวลายาว (long-term fading หรือ large scale fading)

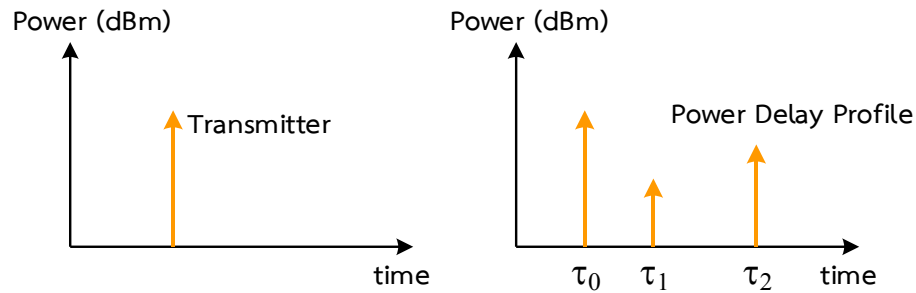
4.1.3 การจางหายของสัญญาณหลายเส้นทาง (Multipath fading)

สัญญาณที่เดินทางในสภาพแวดล้อมอาจได้รับผลกระทบจากวัตถุหลายๆ ตัวตามเส้นทาง สิ่งนี้ทำให้เกิดสัญญาณสะท้อนได้หลายสัญญาณ สัญญาณที่สะท้อนมาถึงตัวรับสัญญาณในช่วงเวลาที่แตกต่างกันและมีความเข้มของสัญญาณที่ต่างกัน ทำให้เกิดคุณสมบัติการแพร่กระจายหลายเส้นทาง กำลังของสัญญาณที่ได้รับอาจเพิ่มขึ้นหรือลดลงขึ้นอยู่กับเฟสของแต่ละสัญญาณที่สะท้อนมา เป็นการแทรกสอดแบบเสริมหรือแบบหักล้าง การเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยของสัญญาณหลายเส้นทาง อาจทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกำลังของสัญญาณที่รับได้อย่างมีนัยสำคัญ ปรากฏการณ์นี้เรียกว่าเป็นการซีดจางขนาดเล็กหรือซีดจางระยะเวลาน้อยๆ (short term หรือ small-scale fading)



รูปที่ 4.2 สัญญาณเกิดหลายเส้นทาง (Multipath signal)

สัญญาณที่ส่งเมื่อเดินทางไปจะเกิดการสะท้อนในหลายเส้นทาง และเดินทางไปถึงเครื่องรับด้วยเวลาที่แตกต่างกันและกำลังที่ต่างกัน ลักษณะของปรากฏการณ์การกระจายหลายเส้นทางนี้สามารถอธิบายด้วยภาวะการหน่วงเวลาของกำลังงาน (Power Delay Profile หรือ PDP) ดังรูปที่ 4.3 โดย PDP จะบอกข้อมูลความล่าช้าในเวลาที่แตกต่างกันของแต่ละเส้นทาง (เวลาที่ล่าช้าเป็นเพราะระยะทางที่ต่างกันของการสะท้อนคลื่นในแต่ละเส้นทาง) และระดับพลังงานเฉลี่ยของแต่ละเส้นทาง เปรียบเทียบกับสัญญาณในเส้นทางแรกที่มาถึงเครื่องรับ

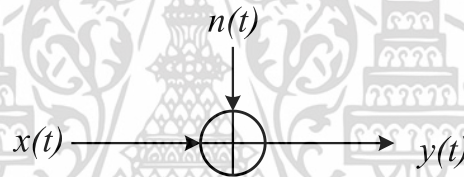


รูปที่ 4.3 ภาวะการหน่วงเวลาของกำลังงาน (Power delay profile) [27]

4.1.4 สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก

สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise หรือ AWGN) เป็นสัญญาณที่ใช้ทดสอบประสิทธิภาพระบบการสื่อสารดิจิทัลโดยการวัดอัตราการผิดพลาดบิต เป็นการจำลองสัญญาณรบกวนพื้นฐานโดยบวกเข้าไปกับสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (4.2)$$



รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันสัญญาณรบกวน AWGN

โดยที่ $y(t)$ เป็นสัญญาณที่ได้รับได้ $x(t)$ เป็นสัญญาณที่ส่งออก และ $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ โดยคุณลักษณะสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน (Probability density function หรือ PDF) n ที่มีการแจกแจงปกติแบบปกติ (Normal distribution) คือมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ (zero mean) และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ^2 โดยค่า PDF เป็นไปตามสมการ

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

โดยค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจะสัมพันธ์กับความหนาแน่นสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน N_0 ดังนี้

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{2} \quad (4.3)$$

สัญญาณแบบเกาส์เซียนมักจะใช้เป็นแบบจำลองของสัญญาณรบกวนอุณหภูมิ ซึ่งเกิดขึ้นเท่ากันทุกความถี่ เมื่อมีกำลังคงที่ตลอดช่วงความถี่จึงเรียกว่าสัญญาณรบกวนสีขาว เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Channel Model)

4.2.1 การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free Space Path Loss)

การสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง (Free space) จะวิเคราะห์ด้วยฟังก์ชันการส่งผ่านของฟรีส (Friis's transfer function) หรือแบบจำลองการแพร่กระจายคลื่นในอวกาศว่างของฟรีส (Friis's free space propagation model) ซึ่งจะถูกใช้เพื่อคาดการณ์ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง เมื่อปราศจากอุปสรรคในเส้นทาง Line-of-Sight (LOS) ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ ทำให้รู้ค่ากำลังสายอากาศตัวหนึ่งได้รับภายใต้เงื่อนไขอุดมคติ เมื่อทราบกำลังส่งที่ส่งจากสายอากาศส่งที่อยู่ห่างออกไป ผันแปรตามกฎกำลังสองผกผันกับระยะทาง ซึ่งอธิบายว่ากำลังที่รับได้ (P_r) จะลดลงด้วยระยะทาง (d) จากเครื่องส่งยกกำลังสอง

$$P_r \propto \frac{1}{d^2} \quad (4.4)$$

รูปสมการพื้นฐานของสมการส่งผ่านของฟรีส คือ

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2 L} \quad (4.5)$$

เป็นการแสดงสัดส่วนของกำลังที่รับได้ทางเอาท์พุทของสายอากาศรับ P_r ต่อกำลังที่อินพุทของสายอากาศส่ง P_t เมื่อ G_t และ G_r อัตราขยายของสายอากาศส่งและสายอากาศรับ, λ คือความยาวคลื่น และ d คือระยะห่างระหว่างสายอากาศ L คือการสูญเสียอื่นๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ เช่น การสูญเสียในสายอากาศ การลดทอนในสายนำสัญญาณ หากไม่พิจารณา ก็สามารถแสดงกำลังที่ได้รับเป็นไปตามสมการที่ 4.6 ดังนี้

$$P_r = P_t G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad (4.6)$$

การสูญเสียการแพร่กระจายของเส้นทางหรือการสูญเสียเชิงวิถี P_L คือความสูญเสียที่เกิดขึ้นจากสัญญาณระหว่างการแพร่กระจาย เป็นความแตกต่างระหว่างกำลังส่งที่มีประสิทธิภาพ ($P_t G_t$)_{dB} และกำลังที่ได้รับที่หน้าสายอากาศรับ เนื่องจากการสูญเสียการแพร่กระจายจะไม่คำนึงถึงอัตราขยายสายอากาศรับและความสูญเสียอื่นๆ L ในระบบ ถ้าไม่คิดอัตราขยายของสายอากาศรับ ค่าการสูญเสียเชิงวิถีในอวกาศว่าง จะเป็น

$$PL_{dB} = -10 \log_{10} \left(\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (4.7)$$

รูปสมการนี้ใช้ได้เฉพาะเงื่อนไขที่เหมาะสม คือ 1) ไม่มีสายป้อนหรือความสูญเสียอื่น ๆ 2) ไม่มีสิ่งกีดขวางหรือไม่มีการแพร่กระจายหลายเส้นทาง 3) ไม่มีการดูดซึมในชั้นบรรยากาศ 4) สายอากาศเครื่องรับและเครื่องส่งสัญญาณมีโพลาไรซ์ที่ถูกต้อง และ 5) มีความถี่เดียว และสมการนี้มีความถูกต้องเฉพาะในสนามระยะไกล (Far field) ซึ่งสามารถสันนิษฐานได้ว่ากระจายคลื่นเป็นรูปทรงกลม ใช้ไม่ได้กับสนามระยะใกล้ (Near field) จะเห็นได้ว่าค่าตัวประกอบการสูญเสียของอวกาศว่าง (Path

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

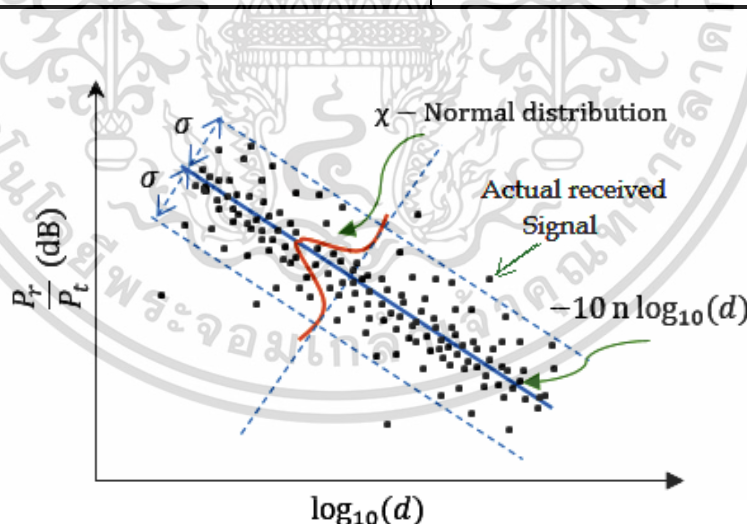
loss exponent) ตามสมการที่ 4.7 คือ 2 และสามารถเขียนอยู่ในรูปสมการการสูญเสียเส้นทางพื้นฐานที่มีค่าตัวประกอบการสูญเสียของอวกาศว่าง ดังสมการนี้

$$PL_{dB} = 10n\log_{10}(d) + C \quad (4.8)$$

เมื่อ PL_{dB} คือค่า Path loss มีหน่วยเป็นเดซิเบล, n คือค่าตัวประกอบการสูญเสีย (Path loss exponent), d คือระยะทางระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ หน่วยเป็นเมตร และ C เป็นค่าคงที่การสูญเสียของระบบ สมการนี้เรียกว่า log-distance path loss model ส่วนค่าตัวประกอบการสูญเสียปกติจะอยู่ระหว่าง 2-6 (Free-space = 2) ส่วนค่าตัวประกอบที่มากขึ้นใช้สำหรับสภาพแวดล้อมที่มีการสูญเสียมาก ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ตัวประกอบการสูญเสีย (Path loss exponent) ในสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน [28]

Environment	Path Loss Exponent (n)
Free Space	2
Urban area cellular radio	2.7 to 3.5
Shadowed urban cellular radio	3 to 5
Inside a building – Line of Sight	1.6 to 8
Obstructed in building	4 to 6
Obstructed in Factory	2 to 3



รูปที่ 4.5 การเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณตามระยะทาง [28]

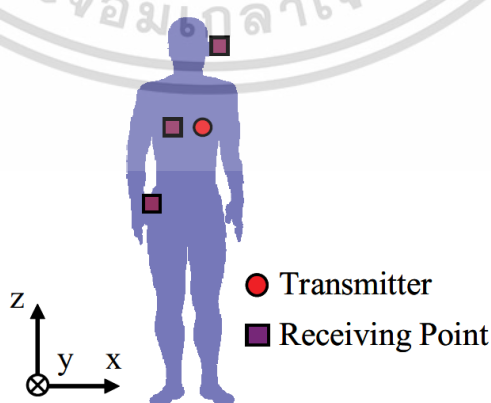
4.2.2 การสูญเสียเชิงวิถีบนร่างกายในย่าน UWB

การแพร่กระจายคลื่นบนร่างกายมนุษย์จะมีความซับซ้อนมาก มีการดูดซึมในร่างกายที่เกิดจากการสูญเสียคุณสมบัติทางไดอิเล็กทริกของเนื้อเยื่อ มีการกระเจิงของสัญญาณ (Scattering) เนื่องจากลักษณะที่แตกต่างกันของเนื้อเยื่อ สัญญาณที่ส่งจะถูกลดทอนลงมาก การเลี้ยวเบน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Diffractions) และคืบคลาน (Creeping) ของคลื่นตามพื้นผิวร่างกายทำให้เกิดเงาจางหาย (Shadow fading) จากการเลี้ยวเบนของคลื่นในบริเวณที่เกิดเงา นอกจากนี้ลักษณะท่าทางต่างๆ ของร่างกายมนุษย์ (Posture) การเคลื่อนที่ของส่วนต่างๆ ในร่างกายระหว่างที่มีการส่งคลื่น การสื่อสารหลายเส้นทาง (Multiple paths) ก็เกิดขึ้นเพื่อให้สัญญาณส่งไปถึงตัวรับ ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับอาจจะเกิดการลดทอนได้ในหลายๆ กรณี ทั้งการล่าช้า (Delayed) การเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time-varying) ในที่สุดสัญญาณที่ส่งก็เกิดการผิดเพี้ยน และคุณลักษณะหลักของช่องสัญญาณก็จะแตกต่างกันออกไป ในช่องสัญญาณแบบ on-body อาจจะได้รับผลกระทบจากการจางหายหลายเส้นทาง (multipath fading) และการบดบัง (shadowing) จากท่าทางและการเคลื่อนที่มากกว่าช่องสัญญาณ in-body สำหรับการให้ความถี่ที่แตกต่างกัน เช่น UWB, MICS, ISM หรือ HBC ลักษณะของช่องสัญญาณจะแตกต่างกันออกไปด้วยคุณสมบัติของไดอิเล็กทริกของเนื้อเยื่อร่างกายที่ขึ้นกับความถี่ การสร้างแบบจำลองช่องสัญญาณจึงต้องนำคุณสมบัติการการแพร่กระจายคลื่นในร่างกายและแถบความถี่ มาพิจารณาในบริบทที่แตกต่าง

การสูญเสียเชิงวิถีสำหรับโครงข่ายบนร่างกายมนุษย์จะมีความแตกต่าง เนื่องจากมีสถานการณ์ของช่องสัญญาณหลายแบบ ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้จะขออธิบายเฉพาะในสถานการณ์ภายนอกร่างกายเท่านั้น โดยยกตัวอย่างของช่องสัญญาณบางรูปแบบมาทำการศึกษา

ในการหาคุณลักษณะของการสูญเสียเชิงวิถีของแถบกว้างยิ่ง (UWB path loss) บนร่างกาย ต้องกำหนดตัวส่งสัญญาณและตัวรับสัญญาณบนร่างกายมนุษย์ ในสถานการณ์จริงเครื่องส่งสัญญาณพลังงานต่ำจำนวนมากในโหมดเซ็นเซอร์จะส่งข้อมูลจากจุดต่างๆ บนร่างกายไปยังเครื่องรับสัญญาณหนึ่งตัวในโหมดต้นแบบ มีการสร้างเครือข่ายไร้สายที่มีเครื่องส่งสัญญาณหลายตัวและเครื่องรับสัญญาณหนึ่งตัวในร่างกาย อย่างไรก็ตามการหารูปแบบการสูญเสียเชิงวิถีจะใช้วิธีการเชิงตัวเลข ส่วนสายอากาศตัวส่งหลายตัวบนร่างกายจะมีปฏิสัมพันธ์กับตัวอื่นๆ และส่งผลให้เกิดค่าสนามไฟฟ้าที่ไม่แน่นอนในการประเมินการสูญเสียเชิงวิถี ในทางตรงกันข้ามถ้าใช้เครื่องส่งเพียง 1 ตัวในตำแหน่งคงที่และเครื่องรับหลายตัวในตำแหน่งที่ต่างกัน จะทำให้ประสิทธิภาพในการคำนวณต่ำ เนื่องจากต้องมีการวิเคราะห์ทางสถิติทั่วร่างกาย ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการคำนวณจะกำหนดให้สายอากาศเครื่องส่ง 1 ตัวและจุดรับสัญญาณหลายตัวถูกสร้างขึ้นบนแบบจำลองทางกายวิภาคของมนุษย์ แม้ว่าจะไม่สอดคล้องกับสถานการณ์การใช้งานจริง แต่จะไม่มีผลต่อการวิเคราะห์หรือข้อสรุป [6]



รูปที่ 4.6 รูปแบบการติดตั้งตัวส่งและตัวรับสัญญาณบนร่างกายในบางตำแหน่ง [29]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.6 แสดงรูปแบบของร่างกายมนุษย์และตำแหน่งของเครื่องส่งสัญญาณและบางตำแหน่งของเครื่องรับบนร่างกายมนุษย์ เครื่องส่งสัญญาณเป็นขั้วที่อยู่ที่หน้าอกด้านซ้ายและจุดรับสัญญาณจะอยู่ที่ส่วนบนของร่างกาย เช่น ศีรษะ เอว หน้าอก เป็นต้น เครื่องส่งสัญญาณ โดยตัวรับสัญญาณมีระยะห่างระหว่างผิว 2 มิลลิเมตร ทำการส่งสัญญาณพัลส์ UWB สัญญาณพัลส์เกาส์เซียน ที่มีความกว้างของพัลส์ 280ps ใช้เพื่อให้มีพลังงานต่ำที่สุดในช่วงความถี่ 3.1 ถึง 10.6 GHz ผลการคำนวณค่าการสูญเสียเชิงวิถี เปรียบเทียบกับระยะทางที่คลื่นเดินทางบนร่างกาย เป็นไปตามรูปที่ 4.7 โดยค่าการสูญเสียเชิงวิถีจะหาได้จากสมการ

$$PL_{dB}(d) = -10\log_{10} \left[\frac{U_r(d)}{U_s(d)} \right] \quad (4.9)$$

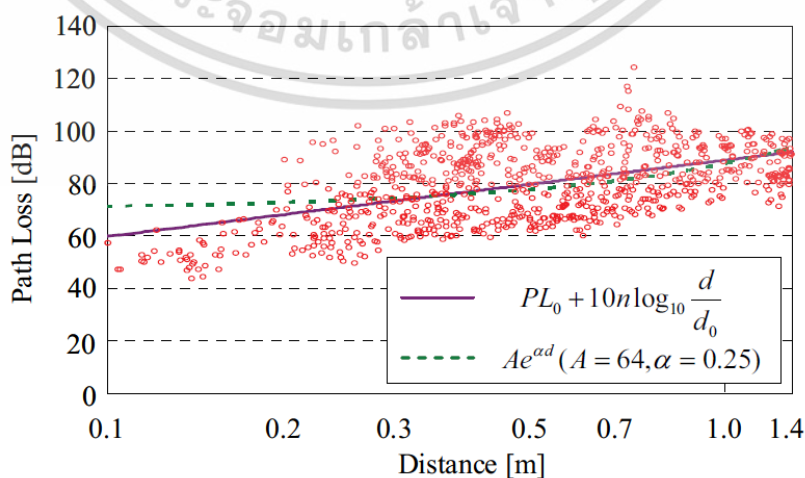
เมื่อ $U_s(d)$ และ $U_r(d)$ คือปริมาณพลังงานที่ถูกส่งและพลังงานรับได้ ตามลำดับ ในรูปที่ 4.7 สัญญาณในแกนนอนจะไม่มีระยะทางเป็นเส้นตรง แต่คลื่นจะเดินทางโดยรอบร่างกายระหว่างตัวส่งสัญญาณกับตัวรับสัญญาณ เนื่องจากส่วนประกอบหลักที่ส่งเข้ามาในเครื่องรับนั้นเกิดจากการเลี้ยวเบนรอบๆ ร่างกาย ทั้งไดโพลของตัวส่งสัญญาณและสนามของตัวรับจะอยู่ในแนวแกน z (z-directed) แบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่สำคัญมี 2 แบบที่เหมาะสมพอที่จะเป็นไปได้ในการคำนวณผลลัพธ์ แบบที่ 1 เป็นไปตามกฎการสลายตัวของพลังงานดังสมการ

$$PL_{dB}(d) = PL_{0,dB} + 10n\log_{10} \left[\frac{d}{d_0} \right] \quad (4.10)$$

เมื่อ $PL_{0,dB}$ คือค่าการสูญเสียเชิงวิถีที่ระยะทาง d_0 และ n คือค่าองค์ประกอบการสูญเสีย (path loss exponent) แบบที่ 2 เป็นไปตามการกระชับค่าแบบ exponential ดังนี้

$$PL(d) = Ae^{\alpha d} \quad (4.11)$$

เมื่อ A คือค่าสัมประสิทธิ์การกระตุ้น และ α คือสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณ



รูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีเทียบกับระยะทางตามร่างกาย [29]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการหาผลลัพธ์ที่เหมาะสมโดยการกระชับค่า (fitting) โดยใช้ least square sense จะได้เส้นทึบและเส้นประ ดังแสดงในรูปที่ 4.7 ค่าการสูญเสียจะเพิ่มขึ้นตามระยะทาง และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานจะกระจายอยู่รอบๆ ค่าเฉลี่ยของการสูญเสีย ซึ่งเป็นผลมาจากคลื่นที่เคลื่อนในแนวอนที่ขุ่นไม่ได้เป็นเส้นตรงเพราะต้องเดินทางผ่านร่างกาย เมื่อเทียบผลกับสมการที่ 4.10 และ 4.11 จะได้ค่าที่ดีขึ้นพิจารณาจากเส้นกราฟของทั้ง 2 สมการจะพบว่าสมการที่ 4.10 จะได้ค่าที่ใกล้เคียงความเป็นจริงมากกว่า จึงถูกแนะนำให้ใช้สำหรับการหาแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี สำหรับ UWB บนร่างกายมนุษย์ แต่อย่างไรก็ดีผลดังกล่าวก็ยังแตกต่างจากงานวิจัยข้างต้น

ตารางที่ 4.2 ค่า Path loss และ Exponent ในการติดตั้งสายอากาศที่ตำแหน่งต่างๆ [29]

Transmitting Antenna		Received components		
		x	y	z
x -directed	$P_0[dB]$	58.8	59.9	61.3
	n	4.1	4.1	3.1
x -directed	$P_0[dB]$	48.5	49.4	50.8
	n	3.7	3.6	2.8
x -directed	$P_0[dB]$	57.8	58.7	59.9
	n	3.7	3.6	2.8

ในความเป็นจริงแล้วค่าการสูญเสียเชิงวิถีจากสมการที่ 4.10 ก่อนข้างจะคล้ายกับการสูญเสียเชิงวิถีแบบ log-distance ดังสมการที่ 4.8

จากตารางที่ 4.2 แสดงการประมาณค่า $PL_{0,dB}$ และ n ในการส่งโดยตรงทั้ง 3 แกน ที่ระยะ $d_0 = 10$ เซนติเมตร พบว่าค่า $PL_{0,dB}$ จะมีค่าระหว่าง 43-60 dB และค่าตัวประกอบการสูญเสีย n มีค่าประมาณ 3-4 นอกจากนี้ ถ้าส่งสัญญาณในทิศทางแนวอน (หน้า-หลัง: y directed dipole) จะให้การสูญเสียเชิงวิถีอ้างอิง $PL_{0,dB}$ ที่ต่ำกว่า ขณะที่ในการรับสัญญาณในทิศทางแนวตั้ง (z -directed) จะมีค่าตัวประกอบการสูญเสีย n ที่ต่ำกว่า ทำให้พิจารณาได้ว่าพารามิเตอร์ทั้ง 2 นี้คือตัวเลือกที่ให้ผลดีที่สุด

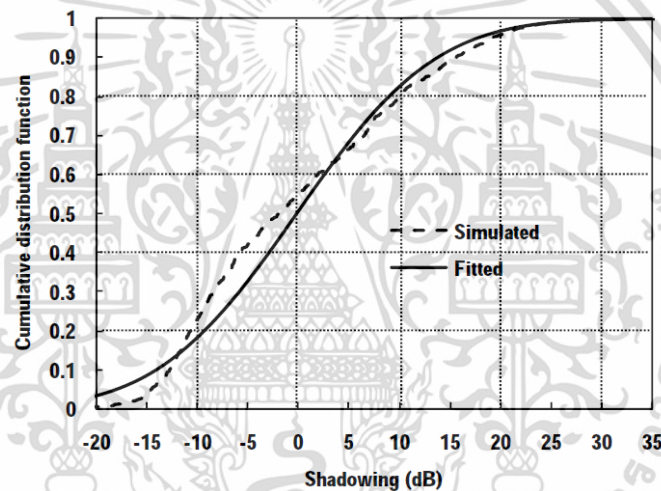
ตามความเป็นจริงแล้วความผันผวนเกิดจากผลกระทบการบดบังร่างกายเป็นหลัก การบดบังเกิดจากการเลี้ยวเบนในบริเวณที่ถูกร่างกายบดบัง ส่วนการกระจายหลายเส้นทำให้เกิดการจางหายของสัญญาณจากท่าทางของร่างกายไม่ได้นำเข้ามามีวิเคราะห์ แต่การบดบังคลื่นส่งผลโดยตรงต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ได้รับที่หน้าภาครับ (front-end) การเปลี่ยนแปลงของขนาดรูปคลื่นที่เกิดจากการบดบังมักจะถูกกำหนดให้เป็นความแตกต่างระหว่างค่าสูญเสียในเส้นทางที่คำนวณได้และสูญเสียในเส้นทางเฉลี่ย โดยสามารถใช้แบบจำลองการแจกแจงแบบปกติ (log-normal distribution) ที่มีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทำให้เกิดการสูญเสียเชิงวิถีแบบ log-distance ในสมการที่ 4.10 ซึ่งแสดงการสูญเสียเชิงวิถีเฉลี่ย หากรวมค่าความแปรปรวนทางสถิติของการสูญเสียเชิงวิถีและค่าสูญเสียเชิงวิถีที่กระชับค่าแล้ว ก็จะสามารถใช้เป็นรูปแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่สมบูรณ์กว่าเดิมได้โดยแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถีที่ครอบคลุมสามารถเขียนสมการใหม่ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นับว่าให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$PL_{dB}(d) = PL_{0,dB} + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) + S_{dB} \quad (4.12)$$

เมื่อ S_{dB} คือค่าความแตกต่างของค่าสูญเสียในเส้นทาง การคำนวณและค่าเฉลี่ยของการสูญเสียเชิงวิถีที่ได้จากสมการ 3.1 ในระยะทางเดียวกัน และมีการกระจายแบบปกติ (log-normal distribution) ที่มีค่าเฉลี่ย 0 dB และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_{dB} แบบจำลองดังกล่าวจะเรียกว่า ช่องสัญญาณจางหายบดบังคงที่ (static shadow fading channel) ค่า S_{dB} สะท้อนให้เห็นว่ามีความเข้มข้นสูญเสียในเส้นทางอยู่ใกล้กับค่าเฉลี่ยเช่นเดียวกับระดับของความแรงของการจางหายจากการบดบังพารามิเตอร์ S_{dB} สามารถกำหนดได้ขึ้นอยู่กับการกระจายค่าทางสถิติ รูปที่ 4.8 แสดงการกระจายค่าฟังก์ชันการแจกแจงสะสม (cumulative distribution function: CDF) ของการกระจายปกติสำหรับการจางหายจากการบดบังของการส่งสัญญาณแวนอนและสัญญาณที่ได้รับทั้งหมด ส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานกระจายค่าเป็น $\sigma_{dB} = 10.8$ dB ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความแปรปรวนขนาดใหญ่ของการสูญเสียเชิงวิถี เนื่องจากผลของการบดบังรอบร่างกายมนุษย์



รูปที่ 4.8 ฟังก์ชันการแจกแจงสะสมของจางหายรอบๆ ร่างกายมนุษย์ [29]

การแสดงระดับกำลังงานของสัญญาณที่เข้ามายังภาครับ ณ เวลาที่ต่างกัน และผลกระทบของสัญญาณหลายเส้นทาง จะแทนด้วยค่าภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน (Power delay profile : PDP) แบบจำลองของภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน แสดงดังรูปที่ 4.9 [12] โดยจะเป็นความสัมพันธ์ระหว่างระดับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้ต่อเวลาที่คลื่นเดินทางมาถึง แบบจำลองภาวะการหน่วงเวลาพลังงานได้จากสมการ ดังนี้

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \exp(j\phi_l) \delta(t - t_l) \quad (4.13)$$

เมื่อ a_l , t_l และ ϕ_l คือขนาดของสัญญาณในเส้นทาง ช่วงเวลาที่คลื่นเดินทางมาถึง และเฟสของคลื่นในเส้นทาง l^{th} , L คือจำนวนเส้นทางที่คลื่นส่งมาถึง และ $\delta(t)$ คือ dirac function ส่วนเฟสของคลื่นอธิบายได้ด้วย ϕ_l ซึ่งได้จากการแจกแจงแบบปกติในช่วง $0 - 2\pi$ ขนาดของสัญญาณในเส้นทาง a_l เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาได้จากค่าการถดถอยแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล (exponential decay) Γ และ Rician factor γ_0 ตามสมการ ดังนี้

$$10\log_{10}|a_l|^2 = \begin{cases} 0 & l = 0 \\ \gamma_0 + 10\log_{10}\left(\exp\left(-\frac{t_l}{\Gamma}\right)\right) + S & l \neq 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

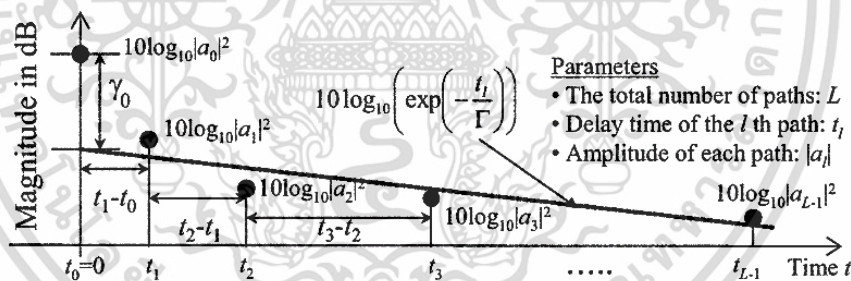
เมื่อ S หมายถึงการเลือกสุ่ม (stochastic term) ที่ได้จากการแจกแจงแบบ log-normal ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานของ δs เวลาที่สัญญาณในเส้นทาง t_l เดินทางมาถึง หาได้จากการแจกแจงของ Poisson ตามสมการ ดังนี้

$$p(t_l|t_{l-1}) = \lambda \exp(-\lambda(t_l - t_{l-1})) \quad (4.15)$$

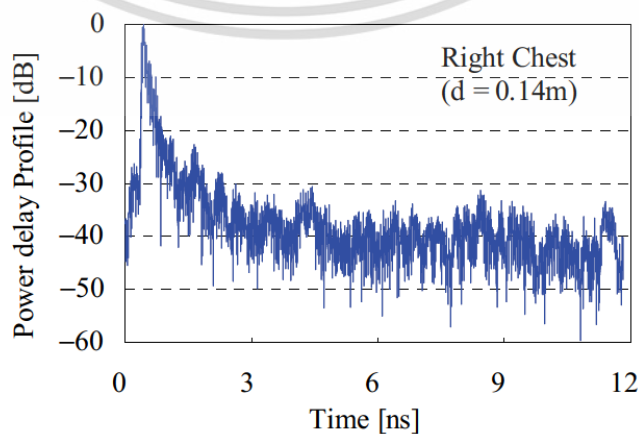
เมื่อ λ คือค่าเฉลี่ยอัตราการเดินทางมาถึง และจำนวนของเส้นทางที่เดินทางมาถึง L หาได้จากการแจกแจงของ Poisson ตามสมการ ดังนี้

$$p(L) = \frac{\bar{L}^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (4.16)$$

เมื่อ \bar{L} หมายถึงค่าเฉลี่ยของ L



รูปที่ 4.9 แบบจำลองภาวะการหน่วงเวลาพลังงานของ WBAN ใน UWB [15]



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.10 ตัวอย่างค่าภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน ณ จุดรับสัญญาณบริเวณหน้าอกขวา [29] รัศมีไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.10 [26] แสดงภาวะการหน่วงเวลาพลังงาน ในสถานการณ์ที่ตัวรับสัญญาณอยู่ที่อกด้านขวา จุดรับที่แตกต่างกันในพื้นที่เล็กๆ ของหน้าอกด้านขวาเพื่อให้ได้ค่าเฉลี่ยทางสถิติ จะเห็นได้ว่าค่าสูงสุดในช่วงแรกเกิดจากการเลี้ยวเบนที่รูร่างกาย และค่าอื่นๆ อาจเกิดจากการกระเจิงจากส่วนต่างๆหรือเนื้อเยื่อของร่างกาย

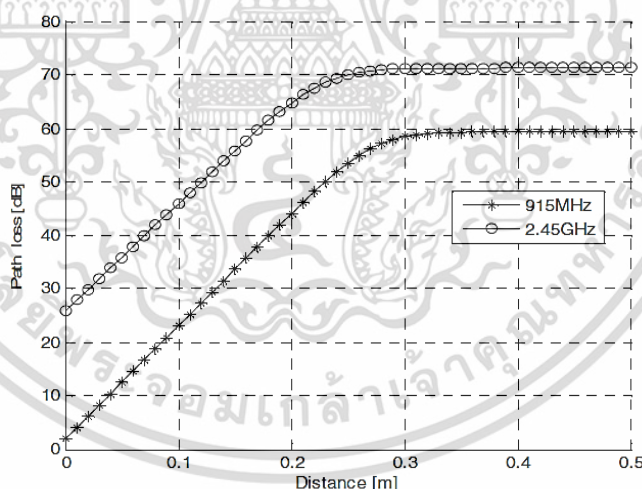
4.2.3 การสูญเสียเชิงวิถีบนร่างกายในย่าน ISM [2,18]

แบบจำลองช่องสัญญาณบนร่างกายในย่าน ISM bands ได้กล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.4 ไปบ้างแล้ว แต่จะอธิบายเพิ่มเติมในรายละเอียดอีกครั้ง เนื่องจากเป็นช่องสัญญาณที่ถูกอ้างถึงในมาตรฐาน IEEE 802.15.6 ในแถบความถี่ย่าน ISM นั้นใช้ความถี่อยู่ 2 ช่วงคือ 902-928 MHz และ 2.4-2.45 GHz และถูกใช้เฉพาะใน CM3 (สถานการณ์ S4 และ S5)

การสูญเสียเชิงวิถีในย่าน ISM จะอยู่ในรูปสมการ

$$PL[dB] = -10\log_{10}(P_0e^{-m_0d} + P_1) + \sigma_p n_p \quad (4.17)$$

เมื่อ P_0 เป็นกำลังสูญเสียเฉลี่ยใกล้กับสายอากาศส่ง, m_0 คืออัตราการสลายตัวของคลื่นคลีปคลาน (creeping wave) มีหน่วยเป็น dB/cm, P_1 เป็นกำลังลดทอนเฉลี่ยของอุปกรณ์ โดยมี σ_p เป็นความแปรปรวนแบบปกติ (log-normal) และ n_p คือตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และส่วนเบี่ยงเบนมาตรฐานเป็น 1 ซึ่งความสัมพันธ์ของค่าการสูญเสียเชิงวิถีในระหว่าง (เมตร) แสดงได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีรอบร่างกาย (915 MHz, 2.45 GHz) [20]

จะสังเกตได้ว่าการสูญเสียที่ความถี่ 2.45 GHz สูงกว่า 915 MHz ตามที่คาดการณ์ และจะเริ่มคงที่เมื่อระยะไกลกว่า 30 เซนติเมตร เพราะผลกระทบของร่างกายลดลงนั่นเอง

ส่วนช่องสัญญาณใน ISM bands จะใช้แบบจำลองการกระจายของรีเซียน (Rician distribution) โดยการสุ่มแบบหลายเส้นทาง และมีเส้นทางการเดินทางของสัญญาณแบบ LOS ระหว่างเครื่องส่งและรับอยู่ด้วย ดังนั้นจึงต้องพิจารณาทั้งส่วนประกอบที่เป็น LOS และส่วนประกอบการกระจาย (diffuse) ฟังก์ชันความหนาแน่นน่าจะเป็นของการกระจายแบบรีเซียนสามารถแสดงในรูป

สมการ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (4.18)$$

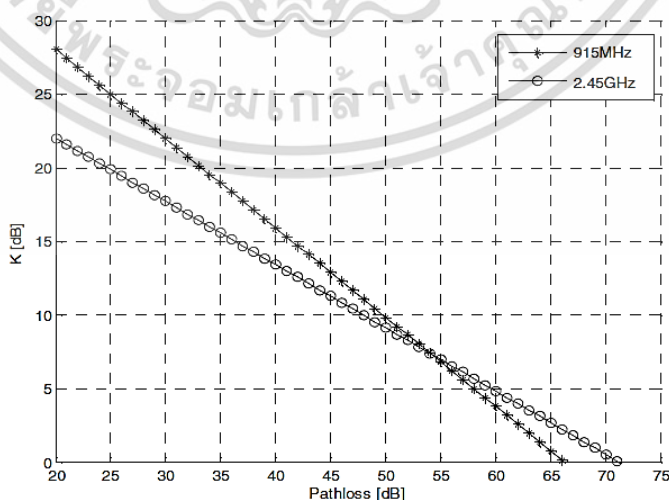
เมื่อ $2\sigma^2$ คือค่าเฉลี่ยของกำลังของสัญญาณใน NLOS, A^2 คือค่ากำลังของสัญญาณใน LOS, I_0 เป็นฟังก์ชันเบสเซล (modified Bessel function) ที่กำลังเป็น 0 การกระจายตัวของรีเซียนโดยทั่วไปจะอธิบายในเทอมของพารามิเตอร์ K หรือ Rician K-factor ซึ่งแสดงอัตราส่วนกำลังของสัญญาณ LOS กับสัญญาณอื่นๆ ในหลายเส้นทาง โดยกำหนดเป็น

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4.19)$$

รูปร่างของมนุษย์มีความซับซ้อน ดังนั้นการแพร่กระจายคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ารอบๆ ตัวจึงมีความซับซ้อน ระหว่างสายอากาศวางบนพื้นผิวของร่างกาย สัญญาณที่ส่งอาจแพร่กระจายได้ 3 วิธี ได้แก่ การเจาะผ่านร่างกาย กระจายทั่วร่างกาย และการสะท้อนของร่างกาย ที่สำคัญการกระจายตัวของสัญญาณบนร่างกายจะคล้ายคลึงกับการกระจายแบบรีเซียน เป็นเสมือนว่าคลื่นที่เคลื่อนที่ไปบนร่างกายเป็นสัญญาณแบบ LOS ส่วนคลื่นที่กระจัดกระจาย มีการสะท้อน และซึมผ่านร่างกายนั้นเปรียบเสมือนสัญญาณแบบ NLOS ดังนั้น Rician K-factor จึงเป็นตัวแปรที่สำคัญ ที่สามารถจำลองใช้กับบนร่างกายและสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$K_{dB} = K_0 - m_k P_{dB} + \sigma_k n_k \quad (4.20)$$

เมื่อ K_0 คือข้อมูลการวัดค่า K-factor สำหรับเส้นทางที่มีการสูญเสียเชิงวิถีต่ำ m_k คือความลาดชันของความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างการสูญเสียเชิงวิถีกับ K-factor, P_{dB} คือการสูญเสียเส้นทางในหน่วย dB, σ_k คือค่าความแปรปรวนแบบ log-normal, และ n_k เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และความแปรปรวน 1 หน่วย Rician K-factor เปรียบเทียบกับการสูญเสียเชิงวิถีบนพื้นผิวของร่างกายแสดงในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 ค่าการสูญเสียเชิงวิถีเปรียบเทียบกับ K-factor (915 MHz, 2.45 GHz) [20]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 แบบจำลองช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทาง (Multipath Fading Channel Model)

ดังที่กล่าวไว้ในหัวข้อ 4.1 ปรากฏการณ์ 3 ประการคือ 1) การสูญเสียเส้นทางการกระจายคลื่น 2) การเกิดเงาหรือการซีดจางขนาดใหญ่ 3) การจางหายหลายเส้นทางหรือการจางหายขนาดเล็ก จะทำให้เกิดความผันผวนของสัญญาณที่ได้รับ และการแจกแจงคุณลักษณะของความผันผวนของขนาดสัญญาณในทางสถิติ

ในสภาพแวดล้อมแบบกระจายหลายเส้นทาง สัญญาณที่ส่งจะเกิดการสะท้อนและกระจัดกระจายไปตามอุปสรรคต่างๆ นำไปสู่ปรากฏการณ์ที่เรียกว่าการกระจายตัวทางเวลา (dispersion in time) ถ้าสัญญาณที่ได้รับมาพร้อมกับความล่าช้าที่ต่างกัน จะนำไปสู่การกระจายตัวทางเวลาของสัญญาณที่ส่ง ซึ่งวิธีอธิบายคุณสมบัติที่ดีที่สุดคืออธิบายด้วยโปรไฟล์หน่วงเวลาพลังงาน (power delay profile หรือ PDP) ซึ่งจะมีปริมาณที่เกี่ยวข้องคือ การกระจายล่าช้า (delay spread) และแบนด์วิดท์ที่สอดคล้องกัน (coherence bandwidth) การแพร่กระจายล่าช้าหมายถึงช่วงเวลาที่แตกต่างกันระหว่างคลื่นในเส้นทางแรกที่เดินทางกับคลื่นที่เดินทางมาถึงท้ายสุด

ในความเป็นจริงเครื่องรับและเครื่องส่งสัญญาณอาจมีการเคลื่อนที่แบบสัมพัทธ์กันได้ สถานการณ์ดังกล่าวก่อให้เกิด Doppler effect หรือการกระจายตัวทางความถี่ (dispersion in frequency) สาเหตุนี้เกิดจากลักษณะของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (เนื่องจากมีการเคลื่อนที่แนวสัมพัทธ์) Doppler effect ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ ในตัวรับสัญญาณ เรียกว่า Doppler spread เป็นตัวบ่งชี้อัตราความผันผวนของการซีดจางและขึ้นอยู่กับความเร็ว ถ้ามีการเคลื่อนที่สัมพัทธ์ระหว่างเครื่องรับและเครื่องส่ง แอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับจะแตกต่างกันไปตามตำแหน่ง ปรากฏการณ์การกระจายตัวของความถี่ อธิบายได้โดยการ Doppler spread และเวลาที่สอดคล้อง (coherence time) ของช่องสัญญาณ

แบบจำลองเป็นสิ่งจำเป็นในการทำนายผลกระทบของการซีดจางนี้ได้อย่างแม่นยำ เพื่อลดผลกระทบนั้น ตัวอย่างแบบจำลองที่ใช้ในการจำลองการจางหายของสัญญาณที่ถูกใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น

- 1) แบบจำลองการจางหายเรย์ลี (Rayleigh fading model)
- 2) แบบจำลองการจางหายรีเซียน (Rician fading model)
- 3) แบบจำลองการจางหาย Nakagami (Nakagami fading model)
- 4) แบบจำลองการจางหาย Weibull (Weibull fading model)
- 5) แบบจำลองการการบดบัง (Log Normal Shadowing Model)

4.3.1 การจางหายแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading)

ความล่าช้าของสัญญาณที่เกี่ยวข้องกับเส้นทางที่แตกต่างกัน ในช่องสัญญาณจางหายหลายเส้นทางในลักษณะที่คาดเดาไม่ได้ แต่สามารถอธิบายได้เฉพาะทางสถิติเท่านั้น เมื่อมีเส้นทางเป็นจำนวนมาก การใช้ทฤษฎีขีดจำกัดเพื่อจำลองการตอบสนองของอิมพัลส์แบบเปลี่ยนแปลงตามเวลาของช่องสัญญาณเป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์เซียนเชิงซ้อน (complex-value Gaussian random) เมื่อการตอบสนองของอิมพัลส์ถูกจำลองเป็นกระบวนการแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ช่องสัญญาณนี้จะกล่าวได้ว่าเป็นช่องสัญญาณการจางหายแบบเรย์ลี

การจางหายแบบเรย์ลี สันนิษฐานว่ามีองค์ประกอบหลายเส้นทางเพียง 2 ค่าคือ $x(t)$ และ $y(t)$ โดยสามารถหาได้จากกระบวนการเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 ทำได้โดยเพิ่มตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ทั้ง 2 ตัวและทำการหารากที่สองเพื่อหาขอบของสัญญาณ (envelop) จะได้การกระจายเรย์ลีเป็นแบบเดี่ยว เฟสของตัวแปรสุ่มจะกระจายแบบสม่ำเสมอ (uniform distribution)

พิจารณาตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน 2 ตัวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และค่าความแปรปรวนเท่ากัน $X \sim N(0, \sigma^2)$ และ $Y \sim N(0, \sigma^2)$ กำหนดตัวแปรสุ่มเกาส์เซียนเชิงซ้อน เป็น

$$Z = X + jY \quad (4.21)$$

ซึ่งจะได้ขอบ (envelop) ของตัวแปรสุ่ม เท่ากับ

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (4.22)$$

และเฟส

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{Y}{X}\right) \quad (4.23)$$

การจางหายของเรย์ลีเกิดขึ้นเมื่อมีคลื่นเดินทางในหลายเส้นทางแต่ไม่มีสัญญาณ Line-of-Sight ซึ่งหมายถึงสถานการณ์ที่เลวร้ายที่สุดสำหรับช่องสัญญาณ โดยอนุมานได้ว่าสัญญาณ multipath ที่ได้รับประกอบด้วยคลื่นสะท้อนจำนวนมากที่มีการกระจายของเฟส และแอมพลิจูดบีนอกเทศกัน ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของการตอบสนองต่อขนาดสัญญาณจะเท่ากับ

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad \text{สำหรับ } x \geq 0 \quad (4.24)$$

4.3.2 การจางหายแบบรีเซียน (Rician Fading)

การจางหายแบบรีเซียนเป็นแบบจำลองที่มีความคล้ายคลึงกับการจางหายแบบเรย์ลี ยกเว้นในรีเซียนจะมีองค์ประกอบสัญญาณที่โดดเด่น (dominant component) อยู่ในช่องสัญญาณด้วยคือสัญญาณ line-of-sight ขณะที่แบบเรย์ลีนั้นไม่มีองค์ประกอบส่วนนี้อยู่ ในแบบจำลองจะใช้ตัวแปรสุ่มแบบแบบเกาส์ 2 ตัว ตัวหนึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และอีกตัวหนึ่งมีค่าเฉลี่ยไม่เป็นศูนย์

พิจารณาตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ 2 ตัวที่คือ X และ Y โดย $X \sim N(m_1, \sigma^2)$ และ $Y \sim N(m_2, \sigma^2)$ เมื่อ m_1 และ m_2 เป็นค่าเฉลี่ยของการกระจายตัว และ σ^2 คือค่าความแปรปรวน กำหนดตัวแปรสุ่มเกาส์เชิงซ้อน เป็น

$$Z = X + jY \quad (4.25)$$

ซึ่งจะได้ขอบ (envelop) ของตัวแปรสุ่มเชิงซ้อน เท่ากับ

$$R = \sqrt{X^2 + Y^2} \quad (4.26)$$

และเฟสของสัญญาณหาได้จาก

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{Y}{X}\right) \quad (4.27)$$

ในที่นี้ตัวแปร X และ Y จะมีค่าเฉลี่ยที่แตกต่าง ดังนั้นจะได้เป็นค่าเฉลี่ยแบบไม่ใช่ศูนย์กลาง (non-central mean) ซึ่งหาได้จาก

$$s = \sqrt{m_1^2 + m_2^2} \quad (4.28)$$

พารามิเตอร์ที่ไม่ใช่ศูนย์กลางเกิดจากการมีเส้นทางของสัญญาณที่โดดเด่น (dominant path) โดยประมาณได้ว่าเป็นเส้นทางแบบ Line-of-Sight ในสภาพแวดล้อมแบบรีเซียน ดังนั้นจึงแสดงองค์ประกอบในรูปของ Rician K-factor ใช้แทนอัตราส่วนของกำลังของสัญญาณ Line-of-Sight และกำลังของสัญญาณใน Non-Line-Of-Sight ดังสมการ

$$K = \frac{\text{Power of LOS component}}{\text{Power of NLOS components}} \quad (4.29)$$

ข้อมูลทางสถิตินี้ สามารถแสดงเป็นกำลังงานในขอบของการจางหายของสัญญาณ ได้หาค่าเฉลี่ยของ X และ Y

$$K = \frac{m_1^2 + m_2^2}{2\sigma^2} = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (4.30)$$

หากผลของค่า K เข้าใกล้ ∞ จะเป็นช่องสัญญาณเกาส์เซียนสีขาวแบบบวก และหากมีค่าใกล้เคียง 0 จะเป็นช่องสัญญาณเรย์ลี ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (probability density function) จะได้เป็น

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (4.31)$$

เมื่อ I_0 คือ ฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของการหาคำตอบสมการอนุพันธ์ที่เป็นคำตอบในรูปอนุกรมหลายพจน์ เพื่อหาค่าที่มีการลู่ออก

บทที่ 5

รหัสควบคุมข้อผิดพลาด

ตัวแปรที่สำคัญที่ใช้แสดงประสิทธิภาพของช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารดิจิทัลอย่างหนึ่งก็คือ ค่าอัตราผิดพลาดบิต (Bit Error Rate หรือ BER) เพราะเปรียบเทียบให้เห็นถึงความถูกต้องของข้อมูลที่ได้รับได้กับข้อมูลข่าวสารที่ส่งมาบนเงื่อนไขพลังงานของบิตข้อมูลเทียบกับความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน การสื่อสารไร้สายแต่ละระบบจะมีค่าที่สามารถยอมรับอัตราข้อผิดพลาดได้แตกต่างกัน แสดงให้เห็นถึงความน่าเชื่อถือของระบบการสื่อสารเหล่านั้น

รหัสควบคุมข้อผิดพลาด (Error Control Code) หรือรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด (Error Correction Code) เป็นเทคนิคในการตรวจจับและแก้ไขความผิดพลาดของข้อมูลข่าวสารที่ส่งมาในระบบให้มีความถูกต้องมากที่สุด โดยแบ่งประเภทตามคุณลักษณะได้เป็น 2 แบบคือรหัสแบบบล็อกและรหัสแบบคอนวูลูชัน โดยแบบบล็อกนั้นข้อมูลบิตจะถูกต่อเติมด้วยบิตพาริตีและดำเนินการผ่านบล็อกของข้อมูล ในขณะที่บิตข้อมูลของรหัสคอนวูลูชันข้อมูลจะเรียงตัวกันแบบอนุกรมไม่ใช่บล็อกข้อมูล แต่ข้อมูลข่าวสารจะเรียงตัวสลับกันมาขึ้นอยู่กับรูปแบบของรหัส เมื่อถึงเครื่องรับสัญญาณจะถูกถอดรหัสเพื่อคืนค่าให้ใกล้เคียงกับสัญญาณต้นฉบับมากที่สุด

5.1 กาลัวร์ฟิลด์ (Galois Field)

การออกแบบรหัสแก้ไขข้อผิดพลาด เช่น รหัส BCH และรหัส Reed Solomon จะอาศัยโครงสร้างของกาลัวร์ฟิลด์และพหุนามกาลัวร์ฟิลด์ หัวข้อนี้จึงอธิบายเกี่ยวกับกาลัวร์ฟิลด์ที่ใช้ในการออกแบบแก้ไขข้อผิดพลาดเพื่อให้เข้าใจการทำงานของรหัส BCH ที่ใช้

5.1.1 คุณสมบัติเบื้องต้นของกาลัวร์ฟิลด์ [24]

- 1) ถ้า α เป็นองค์ประกอบหรืออิลิเมนต์ (element) ในกาลัวร์ฟิลด์ $GF(q)$ อันดับของ α จะเป็นจำนวนเต็มบวก n ดังนั้น $\alpha^n = 1$
- 2) อันดับของ q ในกาลัวร์ฟิลด์ $GF(q)$ จะเป็นค่าที่มีความสำคัญเพราะบอกคุณสมบัติของฟิลด์ได้ครบถ้วน
- 3) ทุกๆ $GF(q)$ จะต้องมียิลิเมนต์ α อย่างน้อย 1 ตัวที่อันดับ $(q - 1)$ เป็นองค์ประกอบดั้งเดิมหรือพริมีทีฟอิลิเมนต์ (primitive element) อยู่ใน $GF(q)$ ดังนั้น $\alpha^{(q-1)} = 1$
- 4) อิลิเมนต์ทุกตัวที่ไม่เป็น 0 ใน $GF(q)$ จะแทนด้วย $(q - 1)$ เป็นเลขยกกำลังของพริมีทีฟอิลิเมนต์ α
- 5) ถ้า α เป็นอิลิเมนต์ที่ไม่เป็น 0 ในกาลัวร์ฟิลด์ $GF(q)$ และ n เป็นอันดับของ α ดังนั้น n ต้องหาร $(q - 1)$ ลงตัว

5.1.2 คณิตศาสตร์ในกาลัวร์ฟิลด์

คณิตศาสตร์ในสนามจำกัดมีความแตกต่างจากคณิตศาสตร์จำนวนเต็มมาตรฐาน ในสนามจำกัด (finite field) การดำเนินการทั้งหมดกับอิลิเมนต์ที่จำกัด และผลที่ได้เป็นค่าที่อยู่ในสนามจำกัดนั้น เอกสารนี้เขียนเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2.1 การบวกและการลบพหุนาม

ในการคำนวณเลขจำนวนเต็มมาตรฐาน การบวกและการลบของพหุนามจะดำเนินการโดยการเพิ่มหรือลบออกพร้อมกัน ในขณะที่ในสนามจำกัด การบวกและการลบจะดำเนินการโดยใช้ตัวดำเนินการ XOR

ตัวอย่าง 5.1 การบวกพหุนาม $(x^6 + x^4 + x + 1)$ กับ $(x^7 + x^6 + x^3 + 1)$ ใน $GF(2)$

วิธีทำ

$$(x^6 + x^4 + x + 1) + (x^7 + x^6 + x^3 + 1) = (x^7 + x^4 + x^3 + x)$$

ผลรวมของพีชคณิตแบบธรรมดาเท่ากับแบบมอดูโล-2 (modulo-2) ในสนามจำกัดของพหุนามบางค่า แสดงดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 การคำนวณพหุนามในพีชคณิตปกติและในกาลัวร์ฟิลด์

p_1	p_2	$p_1 + p_2$ (normal algebra)	$p_1 + p_2$ (GF)
$x^3 + x^2 + x + 1$	$x^3 + x^2$	$2x^3 + 2x^2 + x + 1$	$x + 1$
$x^4 + x^3 + x^2$	$x^5 + x^2$	$x^5 + x^4 + x^3 + 2x^2$	$x^5 + x^4 + x^3$
$x^2 + 1$	$x^3 + 1$	$x^3 + x^2 + 2$	$x^3 + x^2$

5.1.2.2 การคูณพหุนาม

การคูณพหุนามในกาลัวร์ฟิลด์เหมือนกับเลขคณิตจำนวนเต็ม แต่ผลการคูณที่เพิ่มขึ้นต้องสอดคล้องกับกาลัวร์ฟิลด์

ตัวอย่าง 5.2 การคูณพหุนาม $(x^6 + x^4 + x + 1)$ กับ $(x^7 + x^6 + x^3 + x)$ ใน $GF(2)$

วิธีทำ

$$\begin{aligned} & (x^6 + x^4 + x + 1)(x^7 + x^6 + x^3 + x) \\ &= x^{13} + x^{12} + x^9 + x^7 + x^{11} + x^{10} + x^7 + x^5 + x^8 + x^7 + x^4 + x^2 + \\ & \quad x^7 + x^6 + x^3 + x \\ &= x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x \end{aligned}$$

5.1.2.3 การหารพหุนาม

สมมติว่า $a(x)$ และ $b(x) \neq 0$ เป็นพหุนามใน $GF(2)$ มีคู่เอกลักษณะพหุนามเรียกว่า ผลหาร (Quotient) และเศษเหลือ (Remainder), $q(x)$ และ $r(x)$ ตามลำดับ ดังนี้

$$\frac{a(x)}{b(x)} = q(x) + r(x)$$

$$a(x) = q(x)b(x) + r(x)b(x) \quad (5.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่าง 5.3 จงหาร $f_1(x) = (1 + x^2 + x^3 + x^5)$ ด้วย $f_2(x) = (1 + x^3 + x^4)$

วิธีทำ

$$\begin{array}{r} 1 + x(\text{quotient}) \\ 1 + x^3 + x^4 \overline{) 1 + x^2 + x^3 + x^5} \\ \underline{1 \quad + x^3 + x^4} \\ x^2 + x^4 + x^5 \\ \underline{x + x^4 + x^5} \\ \text{remainder: } x + x^2 \end{array}$$

นั่นคือ $(1 + x^2 + x^3 + x^5) = (1 + x^3 + x^4)(1 + x) + (x + x^2)$

ถ้าเศษเหลือ $r(x)$ เป็น 0 $a(x)$ ที่ถูกหารด้วย $b(x)$ และ $b(x)$ เป็นตัวประกอบของ $a(x)$

ตัวอย่าง 5.4 จงตรวจสอบว่า $f_1(x) = (x^2 + x + 1)$ เป็นตัวประกอบของ

$$f_2(x) = (x^5 + x^4 + 1)$$

วิธีทำ

$$\begin{array}{r} x^3 + x + 1(\text{quotient}) \\ x^2 + x + 1 \overline{) x^5 + x^4 + 1} \\ \underline{x^5 + x^4 + x^3} \\ x^3 + 1 \\ \underline{x^3 + x^2 + x} \\ x^2 + x + 1 \\ \underline{x^2 + x + 1} \\ \text{remainder : } 0 \end{array}$$

เศษเหลือเป็น 0 ดังนั้น $f_2(x)$ ที่ถูกหารด้วย $f_1(x)$ และ $f_1(x)$ เป็นตัวประกอบของ $f_2(x)$

5.1.2.4 พหุนามในกาลัวรีฟิลด์

พหุนามใน $GF(q)$ จะอยู่ในรูป

$$a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (5.2)$$

5.1.2.5 พหุนามที่ไม่ลดรูป (Irreducible polynomial)

พหุนาม $p(x)$ จะเป็นพหุนามที่ไม่ลดรูป ใน $GF(q)$ ถ้า $p(x)$ ไม่มีตัวหารพหุนามใน $GF(q)$ ที่ดีกรีต่ำกว่า m แต่มากกว่า 0 ได้ลงตัว เช่น

1) $(x^3 + x^2 + 1)$ เป็นพหุนามที่ไม่ลดรูป ใน $GF(2)$ เพราะไม่มีตัวประกอบที่ดีกรีน้อยกว่า 3

2) $(x^4 + x^2 + 1)$ ไม่เป็นพหุนามที่ไม่ลดรูป ใน $GF(2)$ เพราะถูกหารด้วยพหุนาม $(x^2 + x + 1)$ ที่มีสัมประสิทธิ์ใน $GF(2)$ ได้ลงตัวและดีกรีของ 2 น้อยกว่า 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) $(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)$ เป็นพหุนามที่ไม่ลดรูป ใน $GF(2)$ เพราะไม่มีตัวประกอบที่ดีกรีน้อยกว่า 4

4) $(x^5 + x^4 + 1)$ ไม่เป็นพหุนามที่ไม่ลดรูป ใน $GF(2)$ เพราะถ้าถูกหารด้วยพหุนามที่ดีกรีน้อยกว่า 5 ลงตัว

5.1.2.6 พหุนามดั้งเดิมหรือพหุนามพริมีทีฟ (primitive polynomial)

พหุนามที่ไม่ลดรูป $p(x) \in GF(2)$ ที่มีดีกรี m จะเป็นพหุนามพริมีทีฟ ถ้าค่าจำนวนเต็มบวกต่ำสุดของ n ซึ่ง $p(x)$ หาร $x^n - 1$ ลงตัวได้เป็น $n = 2^m - 1$

ราก $\{\alpha_j\}$ ของพหุนามพริมีทีฟ $p(x) \in GF(2)$ ดีกรี m^{th} จะมีกำลัง $n = 2^m - 1$ แต่พหุนามที่ไม่ลดรูป ไม่ได้เป็นพหุนามพริมีทีฟทุกตัว เช่น

1) $(x^2 + x + 1)$ เป็นพหุนามพริมีทีฟ ค่าพหุนามต่ำสุดที่อยู่ในรูป $x^n - 1$ ซึ่งตัวหารคือ $x^3 - 1$ ($3 = 2^2 - 1$)

2) $(x^3 + x^2 + 1)$ เป็นพหุนามพริมีทีฟ ค่าพหุนามต่ำสุดที่อยู่ในรูป $x^n - 1$ ซึ่งตัวหารคือ $x^7 - 1$ ($7 = 2^3 - 1$)

ตารางที่ 5.2 ตารางแสดงพหุนามพริมีทีฟสำหรับ $m = 3, 4, 5$ และ 6

m	พหุนามต้นกำเนิด $p(x)$
3	$p(x) = x^3 + x + 1$
	$p(x) = x^3 + x^2 + 1$
4	$p(x) = x^4 + x + 1$
	$p(x) = x^4 + x^3 + 1$
5	$p(x) = x^5 + x^2 + 1$
	$p(x) = x^5 + x^3 + 1$
	$p(x) = x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
	$p(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$
	$p(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$
6	$p(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
	$p(x) = x^6 + x + 1$
	$p(x) = x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$
	$p(x) = x^6 + x^5 + 1$
	$p(x) = x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$
	$p(x) = x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + 1$
	$p(x) = x^6 + x^5 + x^4 + x + 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2.7 การสร้างกาลัวร์ฟิลด์ $GF(2^m)$ จาก $GF(2)$

อิลิเมนต์ 2^m ของ $GF(2)$ สามารถเขียนอยู่ในรูป $\{0, 1, \alpha, \alpha^2, \alpha^3, \dots, \alpha^{2^m-2}\}$ อิลิเมนต์ของ $GF(2)$ ทุกตัวที่ไม่ใช่ 0 ถูกสร้างโดยกำลังของพหุนามที่พหุนาม α ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไข $\alpha^{2^m-1} = 1$

การแทนค่าพหุนามที่มีอิลิเมนต์ $GF(2^m)$ ได้จากเศษเหลือของ x^n ที่หารด้วยพหุนาม $p(x)$ ที่เป็นพหุนามที่พหุนามใน $GF(2)$

$$\alpha^n = \text{Remainder}\{x^n/p(x)\} \quad (5.3)$$

ตัวอย่าง 5.5 การสร้าง $GF(8)$ บน $GF(2)$

วิธีทำ พิจารณาการสร้าง $GF(8)$ บนจากพหุนาม $p(x) = (x^3 + x + 1)$ เมื่อ α เป็นรากของ $p(x)$ นั่นคือ $\alpha^3 + \alpha + 1 = 0$ หรือ $\alpha^3 = \alpha + 1$ กำลังที่แตกต่างกันของ α ต้องมี $(2^3 - 1)$ หรือต่ำกว่าสัมประสิทธิ์ของ $GF(2)$ เซตของ $\{1, \alpha, \alpha^2\}$ จะถูกใช้แสดงพื้นที่ของเวกเตอร์ของ $GF(8)$ ซึ่งทุกๆ ฟิลด์จะต้องประกอบไปด้วยอิลิเมนต์ 0 และ 1 จะได้

$$0 = 0$$

$$\alpha^0 = 1$$

ดังนั้นเศษเหลือของ x และ x^2 เมื่อหารด้วยพหุนามพหุนาม $p(x) = (x^3 + x + 1)$ ซึ่งคือตัวมันเองค่าที่เป็นไปได้ 2 ค่า ก็คือ

$$\alpha^1 = x$$

$$\alpha^2 = x^2$$

อย่างไรก็ดี พหุนามแสดงในรูปของ x^3 จะสามารถหาได้จากการหารพหุนาม

$$\begin{array}{r} 1 \\ x^3 + x + 1 \overline{) x^3} \\ \underline{x^3 + x + 1} \\ -(x + 1) \end{array}$$

เศษเหลือคือ $-(x + 1)$ ดังนั้นจะได้ $\alpha^3 = \alpha + 1$ สำหรับ x^4

$$\begin{array}{r} x \\ x^3 + x + 1 \overline{) x^4} \\ \underline{x^4 + x^2 + x} \\ -(x^2 + x) \end{array}$$

เศษเหลือคือ $-(x^2 + x)$ ดังนั้นจะได้ $\alpha^4 = \alpha^2 + \alpha$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ x^5

$$\begin{array}{r} x^2 + 1 \\ x^3 + x + 1 \overline{) x^5} \\ \underline{x^5 + x^3 + x^2} \\ -x^3 - x^2 \\ \underline{x^3 + x + 1} \\ -(x^2 + x + 1) \end{array}$$

เศษเหลือคือ $-(x^2 + x + 1)$ ดังนั้นจะได้ $\alpha^5 = \alpha^2 + \alpha + 1$ สำหรับ x^6 และ x^7 ก็ใช้วิธีการเดียวกันและได้ค่าตามตารางที่ 5.3

ตารางที่ 5.3 ตารางแสดงอิลิเมนต์ใน $GF(8)$

ศูนย์และกำลังของ α	พหุนาม	เวกเตอร์สเปซบน $GF(2)$
0	0	0 0 0
α^0	1	1 0 0
α^1	α	0 1 0
α^2	α^2	0 0 1
α^3	$1 + \alpha$	1 1 0
α^4	$\alpha + \alpha^2$	0 1 1
α^5	$1 + \alpha + \alpha^0$	1 1 1
α^6	$1 + \alpha^2$	1 0 1
α^7	1	1 0 0

5.2 รหัสรีด-โซโลมอน (Reed-Solomon Codes)

รหัสรีด-โซโลมอน (RS) เป็นรหัสแบบบล็อกแบบ non-binary ที่มีประสิทธิภาพสูงที่ถูกประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวาง โดยทำงานเป็นสัญลักษณ์ (Symbol) ซึ่งประกอบด้วยข้อมูลหลายบิต สัญลักษณ์จะมีขนาด 8 บิตหรือ 1 ไบต์ และมีความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดแบบต่อเนื่องกัน (burst error) ได้ดีเพราะทำการแก้ไขในระดับสัญลักษณ์ รหัส RS จะแสดงอยู่ในรูป (n, k) โดย n หมายถึงความยาวคำรหัส (code word length) เป็นตัวเลขแสดงจำนวนของสัญลักษณ์ที่อยู่ในคำรหัส ส่วน k แสดงถึงสัญลักษณ์ของจำนวนข้อความที่อยู่ในคำรหัส จำนวนสัญลักษณ์ของพาริตีที่เพิ่มเข้าไปจึงเป็น $(n - k)$ ความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาดของรหัสเท่ากับ $t_{ec} = (n - k)/2$ และระยะทางต่ำสุดคือ $(n - k + 1)$

5.2.1 ตัวเข้ารหัสรีด-โซโลมอน

5.2.1.1 พหุนามต้นกำเนิด (Generator Polynomial)

รูปแบบโดยทั่วไปของพหุนาม $g(x)$ ใช้ในรหัส RS คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g(x) = (x - \alpha^i)(x - \alpha^{i+1}) \dots (x - \alpha^{i+2t-1}) \quad (5.4)$$

เมื่อ α คือพริมีทีพอลิเม้นท์ของกาลัวร์ฟิลด์
 คำรหัส $c(x)$ ถูกสร้างโดย

$$c(x) = g(x) \cdot i(x) \quad (5.5)$$

เมื่อ $i(x)$ คือพหุนามของข่าวสาร

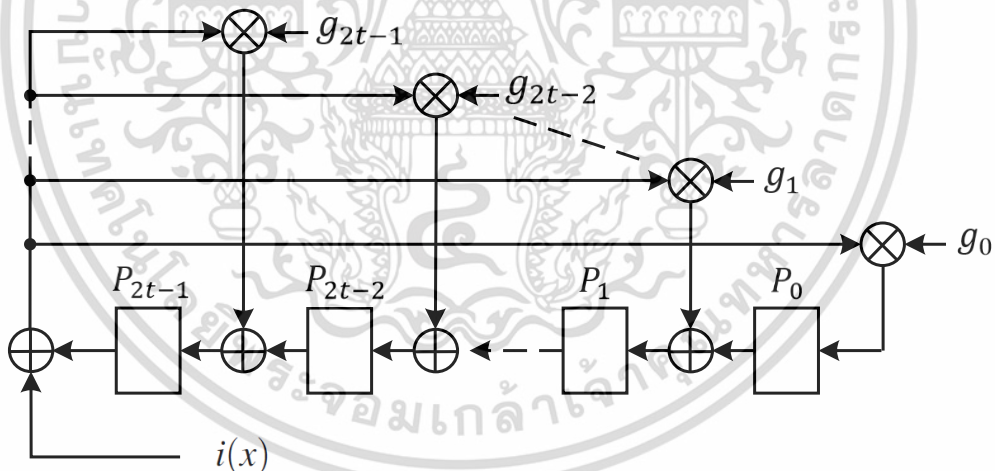
คำรหัส $c(x)$ จะถูกหารด้วยพหุนามต้นกำเนิด $g(x)$ เศษที่เหลือจากการหาร $i(x) \cdot x^{n-k}$ ด้วย $g(x)$ จะได้พหุนามพาริตี $p(x)$ เป็น

$$p(x) = i(x) \cdot x^{n-k} / g(x) \quad (5.6)$$

สัญลักษณ์ของพาริตีจะถูกคำนวณโดยใช้การหารพหุนามของกาลัวร์ฟิลด์ มีขั้นตอนดังนี้
ขั้นตอนที่ 1: คูณสัญลักษณ์ข้อความด้วย x^{n-k} (สัญลักษณ์ของข้อความจะเลื่อนไปทางซ้าย เพื่อสร้างพื้นที่สำหรับสัญลักษณ์พาริตี $(n-k)$)

ขั้นตอนที่ 2: หารพหุนามของข้อความด้วยพหุนามต้นกำเนิดโดยใช้พีชคณิตของ GF

ขั้นตอนที่ 3: ผลการหารจะได้เศษเป็นสัญลักษณ์ของพาริตี ขั้นตอนนี้สามารถสร้างเป็น ฮาร์ดแวร์ โดยใช้ตัวเลื่อนข้อมูลที่มีการป้อนกลับ ซึ่งจะมีโครงสร้างดังรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ตัวเข้ารหัสรีด-โซโลมอน

$g(x)$ เป็นพหุนามต้นกำเนิดที่ใช้สร้างสัญลักษณ์พาริตี $p(x)$ จำนวนตัวเลื่อนข้อมูลที่ใช้จะเท่ากับ $(n-k)$ สัญลักษณ์ พาริตีจะถูกสร้างโดยการป้อนสัญลักษณ์ของข้อมูลแบบอนุกรมเข้ามายัง $i(x)$ จะได้คำรหัสดังนี้

$$c(x) = i(x) \cdot x^{n-k} + p(x) \quad (5.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 5.6 สร้างพหุนามต้นกำเนิดสำหรับรหัส RS (15,11) ใน $GF(2^4)$

วิธีทำ รหัส RS (15, 11) มีระยะทางต่ำสุดเท่ากับ 5 จะสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดได้ 2 ตัว จะสามารถสร้างพหุนามต้นกำเนิดใน $GF(16)$ บน $GF(2)$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} g(x) &= (x - \alpha)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4) \\ &= (x^2 + (\alpha^2 + \alpha)x + \alpha^3)(x^2 + (\alpha^3 + \alpha^4)x + \alpha^7) \\ &= (x^2 + (\alpha^5x + \alpha^3))(x^2 + \alpha^7x + \alpha^7) \\ &= (x^4 + (\alpha^5 + \alpha^7)x^3 + (\alpha^3 + \alpha^{12} + \alpha^7)x^2 + (\alpha^{10} + \alpha^{12})x + \alpha^{10}) \\ &= (x^4 + \alpha^{13}x^3 + \alpha^6x^2 + \alpha^3x + \alpha^{10}) \end{aligned}$$

ตัวอย่างที่ 5.7 หาพหุนามต้นกำเนิดของรหัสรีด-โซโลมอนที่แก้ไขข้อผิดพลาดได้ 2 ตัว สำหรับรหัสที่มีความยาวเท่ากับ 31

วิธีทำ ให้ α เป็นรากของพหุนามพริมีทีฟไบนารี $x^5 + x^2 + 1$ จะสามารถสร้างพหุนามต้นกำเนิดใน $GF(32)$

$$\begin{aligned} g(x) &= (x - \alpha)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4) \\ &= (x^2 + (\alpha^2 + \alpha)x + \alpha^3)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4) \\ &= (x^2 + \alpha^{19}x + \alpha^3)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4) \\ &= (x^3 + \alpha^{19}x^2 + \alpha^3x^2 + \alpha^3x + \alpha^{22}x + \alpha^6)(x - \alpha^4) \\ &= (x^3 + (\alpha^{19} + \alpha^3)x^2 + (\alpha^3 + \alpha^{22})x + \alpha^6)(x - \alpha^4) \\ &= (x^3 + \alpha^{12}x^2 + \alpha^{14}x + \alpha^6)(x - \alpha^4) \\ &= x^4 + \alpha^{12}x^3 + \alpha^4x^3 + \alpha^{14}x^2 + \alpha^{16}x^2 + \alpha^6x + \alpha^{18}x + \alpha^{10} \\ &= x^4 + (\alpha^{12} + \alpha^4)x^3 + (\alpha^{14} + \alpha^{16})x^2 + (\alpha^6 + \alpha^{18})x + \alpha^{10} \\ &= x^4 + \alpha^{24}x^3 + \alpha^{19}x^2 + \alpha^{29}x + \alpha^{10} \end{aligned}$$

5.2.1.2 คุณสมบัติพื้นฐานของรหัสรีด-โซโลมอน

- 1) รหัสรีด-โซโลมอนคือรหัส BCH แบบ Non-binary
- 2) รหัส RS จะมีระยะทางต่ำสุด โดยมีเงื่อนไขว่า $d_{min} \leq (n - k + 1)$ การกระจายตัวของน้ำหนักของรหัส RS ที่ $GF(q)$ และความยาวบล็อกข้อมูล $n = q - 1$ และระยะทางต่ำที่สุด d_{min} แสดงสมการ ดังนี้

$$W_i = \binom{n}{i} n \sum_{j=0}^{1-d_{min}} (-1)^j \binom{i-1}{j} (n+1)^{i-j-d_{min}} d_{min} \leq i \leq n \quad (5.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 การถอดรหัสรีด-ไซโลมอน

ตำแหน่งของค่าผิดพลาดสามารถหาได้จากพหุนามข้อผิดพลาด (error locator polynomial) $\Lambda(x)$ และพหุนามขนาดของข้อผิดพลาด (magnitude polynomial) หาได้จากอัลกอริธึมของ Forney's ดังสมการ

$$e_k = \frac{-x_k \Omega(x_k^{-1})}{\Lambda'(x_k^{-1})} \quad (5.9)$$

เมื่อ e_k คือขนาดของค่าผิดพลาดที่ตำแหน่ง k^{th} และ $\Lambda'(x_k)$ เป็นอนุพันธ์ของพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด $\Lambda(x)$ ถ้าพหุนามระบุตำแหน่ง $\Lambda(x) = \Lambda_v x^v + \Lambda_{v-1} x^{v-1} + \dots + \Lambda_1 x + 1$ เป็นพหุนามที่มีสัมประสิทธิ์ใน $GF(q)$ ค่าอนุพันธ์ $\Lambda'(x)$ จะแสดงดังนี้

$$\Lambda'(x) = v\Lambda_v x^{v-1} + (v-1)\Lambda_{v-1} x^{v-2} + \dots + \Lambda_1 \quad (5.10)$$

การถอดรหัส RS มี 6 ขั้นตอน ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1: คำนวณซินโดรม (syndrome) จากพหุนามที่ได้รับ $r(x)$

ขั้นตอนที่ 2: ใช้อัลกอริธึม Berlekamp-Massey คำนวณหาพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด $\Lambda(x)$

ขั้นตอนที่ 3: หาพหุนามขนาดของข้อผิดพลาด

$$\Omega(x) = \Lambda(x)(1 + S(x)) \bmod x^{2t_{ec}+1}$$

ขั้นตอนที่ 4: หารากของ $\Lambda(x)$ แล้วกลับค่าจะได้ตำแหน่งของข้อผิดพลาด

ขั้นตอนที่ 5: หาขนาดของข้อผิดพลาดและกำหนดพหุนามข้อผิดพลาด $e(x)$

ขั้นตอนที่ 6: ลบ $e(x)$ ออกจากพหุนามที่ได้รับเพื่อแก้ไขข้อผิดพลาดให้ถูกต้อง

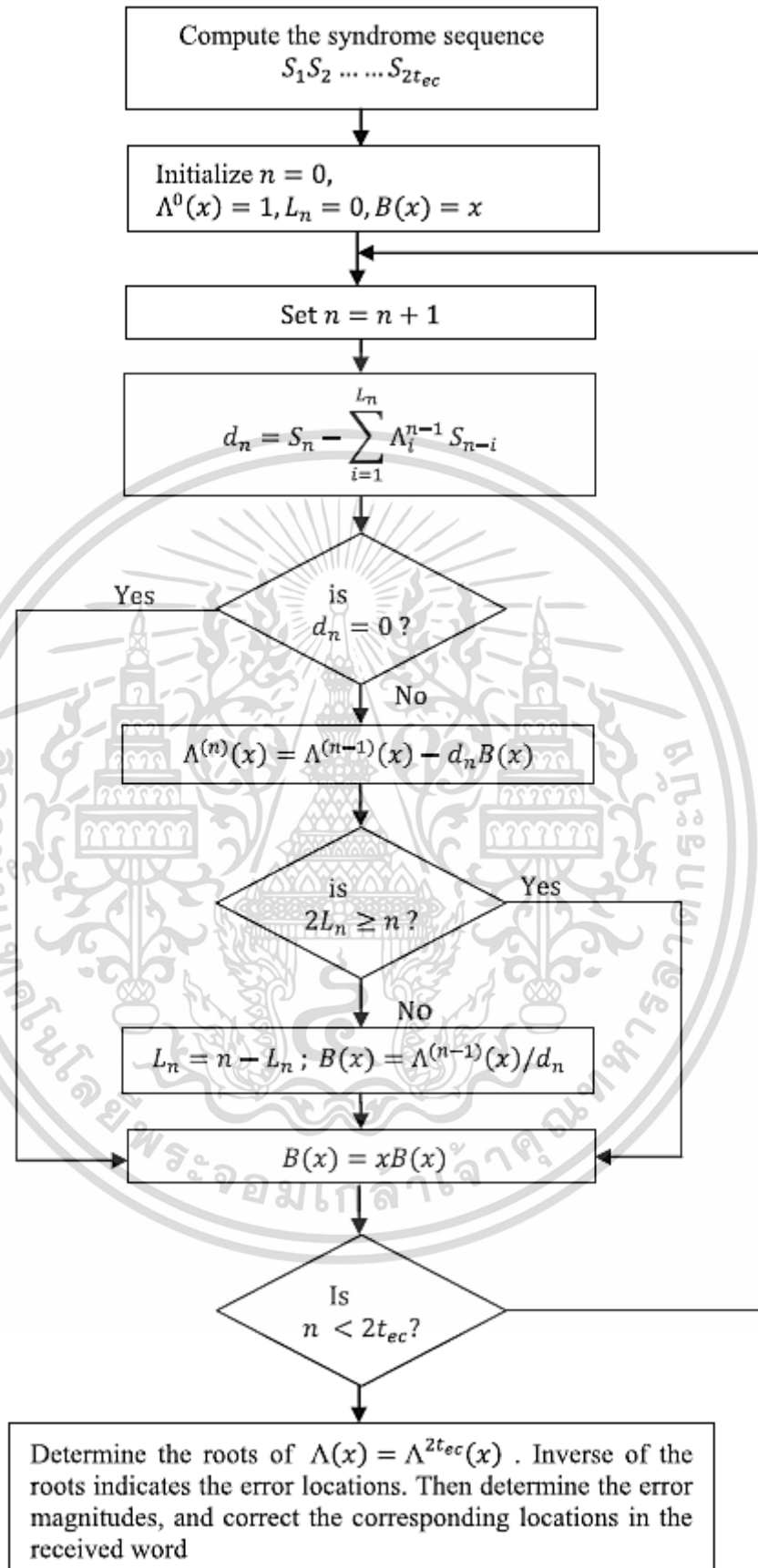
การหาซินโดรมต้นกำเนิดจะเหมือนกับการคำนวณหาพหุคูณที่ รหัส RS ที่มีซินโดรม $2t_{ec}$ จะระบุเพียงค่าผิดพลาด (ไม่ได้ระบุในคำรหัสที่ส่งมา)

ลำดับของซินโดรม คำนวณได้จากพหุนามที่ได้รับ $r(x)$ โดยลบ $2t_{ec}$ ซึ่งเป็นราก $g(x)$ ออกจาก $r(x)$ อัลกอริธึม Berlekamp-Massey หรืออัลกอริธึม Euclid's สามารถใช้หาพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาดได้ โดยอัลกอริธึมของ Euclid's ถูกใช้อย่างกว้างขวาง เพราะง่ายต่อการสร้างเป็นฮาร์ดแวร์ อย่างไรก็ตามอัลกอริธึม Berlekamp-Massey ให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า อีกวิธีการหนึ่งในการหาพหุนามข้อผิดพลาดคือการใช้อัลกอริธึม Chien search

5.2.3 อัลกอริธึมการถอดรหัส Berlekamp-Massey

ปัญหาของการถอดรหัส RS สามารถหาได้ในรูปแบบของตัวเลื่อนข้อมูลป้อนกลับเชิงเส้น (Linear Feedback Shift Register: LFSR) ที่มีระยะน้อยที่สุด ดังนั้นอิลิเมนต์ตัวแรกของ $2t_{ec}$ ในลำดับเอาต์พุตของ LFSR จะอยู่ในรูปซินโดรม $S_1 S_2 \dots S_{2t_{ec}}$ พหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด $\Lambda(x)$ จะหาได้จากจำนวนแทปของ LFSR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 อัลกอริธึม Berlekamp-Massey [30]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนภูมิของอัลกอริธึม Berlekamp-Massey แสดงในรูปที่ 5.2 เมื่อ $\Lambda^{(n)}(x)$ เป็นพหุนามระบุตำแหน่งในการวนรอบที่ n^{th} $B(x)$ คือพหุนามการเชื่อมต่อ (connection polynomial) L_n คือความยาวของ LFSR ตัวที่ n และ d_n คือความต่าง (discrepancy) พิจารณาพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด $\Lambda^{(n)}(x)$ ที่ความยาว n สัมประสิทธิ์ของพหุนามของแทปที่ความยาว n อัลกอริธึมจะเริ่มต้น (เช่น $n = 0$) ตั้งค่าสัมประสิทธิ์ของแทป และความยาวของ LFSR เป็น 1 และ 0 ตามลำดับ เพื่อหาพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด $\Lambda^{(0)}(x)$ และกำหนดความยาวเป็น 1 และ 0 ตามลำดับ และยังคงตั้งค่า $B(x) = x$ ทุกวงรอบ หรือทุกครั้งที่มีซินโดรมใหม่ และค่าความต่าง d_n คำนวณโดยการลบค่าเอาท์พุทของ LFSR ที่ซินโดรม n^{th} โดยกำหนดให้ $\Lambda^{(n-1)}(x)$ ถ้าระยะความต่างไม่เท่ากับ 0 พหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาดจะถูกปรับโดยสร้างจากความต่าง และใช้พหุนามการเชื่อมต่อ $B(x)$ ความยาวของ LFSR จะถูกทดสอบ ถ้า $2L_n$ มากกว่าหรือเท่ากับ n ความยาวของ LFSR และพหุนามเชื่อมต่อ $B(x)$ จะมีการปรับค่าใหม่ แต่หาก $2L_n$ น้อยกว่า n พหุนามการเชื่อมต่อ $B(x)$ จะถูกรีเซ็ตให้เป็น $xB(x)$

หากความต่างเท่ากับ 0 พหุนามเชื่อมต่อ $B(x)$ จะถูกรีเซ็ตให้เป็น $xB(x)$ และพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาดก็จะถูกใช้สำหรับการวนรอบถัดไป กระบวนการจะดำเนินต่อเนื่องและอัลกอริธึมจะหยุดที่การวนรอบที่ $n = 2t_{ec}$ และ $\Lambda^{(2t_{ec})}(x)$ จะเป็นพหุนามในตำแหน่งผิดพลาด $\Lambda(x)$

ตัวอย่างที่ 5.8 รหัส RS ที่แก้ไขข้อผิดพลาดได้ 2 ค่า และความยาวรหัสเท่ากับ 7 ให้ใช้อัลกอริธึม Berlekamp-Massey ถอดรหัสจากเวกเตอร์ที่ได้รับ ดังนี้ $r = (00\alpha^5 1\alpha^2 0\alpha^2)$

วิธีทำ

ขั้นตอนที่ 1 พหุนามที่ได้รับคือ

$$r(x) = \alpha^5 x^2 + x^3 + \alpha^2 x^4 + \alpha^2 x^6; \text{ เช่น } r = (00\alpha^5 1\alpha^2 0\alpha^2)$$

สำหรับรหัสที่แก้ไขข้อผิดพลาดได้ 2 ค่าจะมีพหุนามซินโดรม (syndrome polynomial) ดังนี้

$$S(x) = S_1 x + S_2 x^2 + S_3 x^3 + S_4 x^4$$

ซินโดรม S_1, S_2, S_3 และ S_4 สำหรับพหุนามที่ได้รับด้านบน โดยหาได้จาก $GF(8)$ ดังนี้

$$S_1 = r(\alpha) = \alpha^6$$

$$S_2 = r(\alpha^2) = \alpha^3$$

$$S_3 = r(\alpha^3) = \alpha^4$$

$$S_4 = r(\alpha^4) = \alpha^3$$

ดังนั้น

$$S(x) = \alpha^6 x + \alpha^3 x^2 + \alpha^4 x^3 + \alpha^3 x^4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนที่ 2 อัลกอริธึม Berlekamp-Massey มีกระบวนการ ดังนี้

n	S_n	$\Lambda^{(n)}(x)$	d_n	L_n	$B(x)$
0	...	1	...	0	x
1	α^6	$1 + \alpha^6 x$	$S_1 - 0 = \alpha^6$	1	αx
2	α^3	$1 + (\alpha^6 + \alpha^3)x$ $= 1 + \alpha^4 x$	$S_2 - \alpha^6 \alpha^6$ $= S_2 - \alpha^5 = \alpha^2$	1	αx^2
3	α^4	$1 + (\alpha^4 x + \alpha^5 \alpha x^2)$ $= 1 + \alpha^4 x + \alpha^6 x^2$	$S_3 - \alpha^4 \alpha^3$ $= S_3 - 1 = \alpha^5$	2	$\left(\frac{1 + \alpha^4 x}{\alpha^5}\right)x$ $= (\alpha^2 x + \alpha^6 x^2)$
4	α^3	$1 + \alpha^2 x + \alpha x^2$	$S_4 - (\alpha^4 \alpha^4 + \alpha^6 \alpha^3)$ $= S_4 - (\alpha + \alpha^2)$ $= S_4 - \alpha^4 = \alpha^6$

พหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด จะเป็น

$$\Lambda(x) = 1 + \alpha^2 x + \alpha x^2$$

ขั้นตอนที่ 3 พหุนามขนาดข้อผิดพลาด คือ

$$\begin{aligned}\Omega(x) &= \Lambda(x)(1 + S(x)) \bmod x^{2t_{ec}+1} \\ &= (1 + \alpha^2 x + \alpha x^2) + (1 + \alpha^6 x + \alpha^3 x^2 + \alpha^4 x^3 + \alpha^3 x^4) \bmod x^5 \\ &= 1 + x + \alpha^3 x^2\end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 4

$$\Lambda(x) = 1 + \alpha^2 x + \alpha x^2 = (1 + \alpha^3 x)(1 + \alpha^5 x) = 0$$

ตัวประกอบพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาดจะอยู่ในตำแหน่งที่ 3 และ 5 ของเวกเตอร์ข้อมูลที่ได้รับ
จะได้ พหุนามข้อผิดพลาดของ $e(x)$ ดังนี้

$$e(x) = e_3 x^3 + e_5 x^5$$

ขั้นตอนที่ 5 จากพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด ซึ่งระบุไว้ที่ตำแหน่ง 3 และ 5 จะสามารถคำนวณ
ขนาดข้อผิดพลาดโดยใช้พหุนามขนาดของข้อผิดพลาด $\Omega(x)$ และอนุพันธ์ของพหุนามระบุตำแหน่ง
ข้อผิดพลาด $\Lambda(x)$ ขนาดข้อผิดพลาดจะเป็น ดังนี้

$$e_k = \frac{-x_k \Omega(x_k^{-1})}{\Lambda'(x_k^{-1})}$$

ขนาดของข้อผิดพลาดในตำแหน่งที่พบจะเป็น

$$e_3 = \frac{-x_3 \Omega(x_3^{-1})}{\Lambda'(x_3^{-1})}$$

โดย $\Lambda'(x_3^{-1}) = \alpha^2$

$$e_3 = \frac{-x_3(1 + x_3^{-1} + \alpha^3 x_3^{-2})}{\alpha^2}$$

เมื่อ $x_3 = \alpha^3$ ดังนั้น

$$e_3 = \frac{(\alpha^3 + 1 + 1)}{\alpha^2} = \alpha$$

ในทำนองเดียวกันในตำแหน่งที่ 5

$$e_5 = \frac{-x_5(1 + x_5^{-1} + \alpha^3 x_5^{-2})}{\alpha^2}$$

เมื่อ $x_5 = \alpha^5$ ดังนั้น

$$e_5 = \frac{(\alpha^5 + 1 + \alpha^{-2})}{\alpha^2} = \alpha^5$$

ดังนั้นรูปแบบของข้อผิดพลาด จะเป็น

$$e(x) = \alpha x^3 + \alpha^5 x^5$$

ขั้นตอนที่ 6

$$c(x) = r(x) - e(x) = \alpha^5 x^2 + x^3 + \alpha^2 x^4 + \alpha^2 x^6 + \alpha x^3 + \alpha^5 x^5$$

ตัวอย่างที่ 5.9 ใช้รหัส RS ที่สามารถแก้ไขค่าผิดพลาด 3 ค่า ความยาวของข้อมูล 31 ถอดรหัสเวกเตอร์ข้อมูลที่ได้รับ $r = (00\alpha^8 00\alpha^2 0000\alpha 0000000000000000000000)$ ด้วยอัลกอริธึม Berlekamp-Massey

วิธีทำ

ขั้นตอนที่ 1 พหุนามที่ได้คือ

$$r(x) = \alpha^8 x^2 + \alpha^2 x^5 + \alpha x^{10};$$

$$\text{เช่น } r = (00\alpha^8 00\alpha^2 0000\alpha 00000000000000000000)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซินโดรม ที่ได้รับคำนวณตาม $GF(16)$ บน $GF(2)$ สำหรับการแก้ไขข้อผิดพลาด 3 ตัว รากของพหุนามต้นกำเนิดจะประกอบด้วย $\alpha, \alpha^2, \alpha^3, \alpha^4, \alpha^5, \alpha^6$ ดังนี้

$$\begin{aligned} S_1 &= r(\alpha) = \alpha^{10} + \alpha^9 + \alpha^{11} = \alpha \\ S_2 &= r(\alpha^2) = \alpha^{12} + \alpha^{12} + \alpha^{21} = \alpha^{21} \\ S_3 &= r(\alpha^3) = \alpha^{14} + \alpha^{17} + \alpha^{31} = \alpha^{23} \\ S_4 &= r(\alpha^4) = \alpha^{16} + \alpha^{22} + \alpha^{20} = \alpha^{15} \\ S_5 &= r(\alpha^5) = \alpha^{18} + \alpha^{27} + \alpha^{20} = \alpha^2 \\ S_6 &= r(\alpha^6) = \alpha^{20} + \alpha + \alpha^{30} = \alpha^{13} \end{aligned}$$

$$S(x) = \alpha x + \alpha^{21}x^2 + \alpha^{23}x^3 + \alpha^{15}x^4 + \alpha^2x^5 + \alpha^{13}x^6$$

ขั้นตอนที่ 2

n	S_n	$\Lambda^{(n)}(x)$	d_n	L_n	$B(x)$
0	...	1	...	0	x
1	α	$1 + \alpha x$	$S_1 - 0 = \alpha$	1	$\alpha^{30}x$
2	α^{21}	$1 + \alpha^{20}x$	$S_2 - \alpha^2 = \alpha^{13}$	1	$\alpha^{30}x^2$
3	α^{23}	$1 + \alpha^{20}x + \alpha^{23}x^2$	$S_3 - \alpha^{10} = \alpha^{24}$	2	$\alpha^7x + \alpha^{27}x^2$
4	α^{15}	$1 + \alpha^{20}x + \alpha^{23}x^2 + \alpha^{15}x$ $+ \alpha^4x^2$ $= 1 + \alpha^{17}x + \alpha^{15}x^2$	$S_4 - \alpha^{12} - \alpha^{13}$ $= \alpha^8$	2	$\alpha^7x^2 + \alpha^{27}x^3$
5	α^2	$1 + \alpha^{17}x + \alpha^{22}x^2$ $+ \alpha^{26}x^3$	$S_5 - \alpha - \alpha^7 = \alpha^{30}$	3	$\alpha^{16}x^3$ $+ \alpha^{18}x^2 + \alpha x$
6	α^{13}	$1 + \alpha^{17}x + \alpha^{22}x^2$ $+ \alpha^{26}x^3 + \alpha^2x^3$ $+ \alpha^{18}x + \alpha^4x^2$ $= 1 + \alpha^4x + \alpha^5x^2 + \alpha^{17}x^3$	$S_6 - \alpha^{19} - \alpha^6 - \alpha^{18}$ $= \alpha^{17}$

พหุนามตำแหน่งที่ผิดพลาดจะเท่ากับ

$$\Lambda(x) = 1 + \alpha^4x + \alpha^5x^2 + \alpha^{17}x^3 = (1 + \alpha^{21}x)(1 + \alpha^{26}x)(1 + \alpha^{29}x)$$

ขั้นตอนที่ 3 พหุนามขนาดข้อผิดพลาดคือ

$$\begin{aligned} \Omega(x) &= \Lambda(x)(1 + S(x)) = (1 + \alpha^4x + \alpha^5x^2 + \alpha^{17}x^3) \\ &\quad (1 + \alpha x + \alpha^{21}x^2 + \alpha^{23}x^3 + \alpha^{15}x^4 + \alpha^2x^5 + \alpha^{13}x^6) \bmod x^7 \\ &= (1 + \alpha^{30}x + \alpha^{21}x^2 + \alpha^{23}x^3) \end{aligned}$$

ขั้นตอนที่ 4

$$\Lambda(x) = 1 + \alpha^4x + \alpha^5x^2 + \alpha^{17}x^3 = (1 + \alpha^2x)(1 + \alpha^5x)(1 + \alpha^{10}x) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวประกอบพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาดอยู่ในตำแหน่งที่ 2, 5, และ 10 ของเวกเตอร์ข้อมูลที่ได้รับ จะได้ พหุนามข้อผิดพลาดของ $e(x)$ ดังนี้

$$e(x) = e_{10}x^{10} + e_5x^5 + e_2x^2$$

ขั้นตอนที่ 5 จากพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด ซึ่งระบุไว้ที่ตำแหน่ง 2, 5 และ 10 จะสามารถคำนวณขนาดข้อผิดพลาดโดยใช้พหุนามขนาดของข้อผิดพลาด $\Omega(x)$ และอนุพันธ์ของพหุนามระบุตำแหน่งข้อผิดพลาด $\Lambda(x)$ ขนาดข้อผิดพลาดจะเป็น ดังนี้

$$e_k = \frac{-x_k \Omega(x_k^{-1})}{\Lambda'(x_k^{-1})}$$

ขนาดของข้อผิดพลาดในตำแหน่งที่ 2 จะเป็น

$$e_2 = \frac{-x_2 \Omega(x_2^{-1})}{\Lambda'(x_2^{-1})}$$

โดยที่ $\Lambda'(x_2^{-1}) = \alpha^4 + \alpha^{17}x_2^{-2}$

$$e_2 = \frac{-x_2(1 + \alpha^2x_2^{-1} + x_2^{-2} + \alpha^6x_2^{-3})}{\alpha^4 + \alpha^{17}x_2^{-2}}$$

เมื่อ $x_2 = \alpha^2$ ดังนั้น

$$e_2 = \frac{\alpha^2(1 + \alpha^{30} \cdot \alpha^{-2} + \alpha^{21} \cdot \alpha^{-4} + \alpha^{23} \cdot \alpha^{-6})}{\alpha^4 + \alpha^{13}} = \frac{\alpha^2 + \alpha^{30}}{\alpha^{20}} = \frac{\alpha^{28}}{\alpha^{20}} = \alpha^8$$

และในวิธีการเดียวกันจะได้

$$e_5 = \alpha^2; \quad e_{10} = \alpha$$

ดังนั้นรูปแบบข้อผิดพลาดจะเป็น

$$e(x) = \alpha^8x^2 + \alpha^7x^5 + \alpha x^{10}$$

ขั้นตอนที่ 6 ข้อความที่แก้ไขแล้วจะได้เป็น $c(x) = r(x) - e(x) = 0$

$$c = (0000000000000000)$$

5.3 รหัสคอนโวลูชัน (Convolutional Codes)

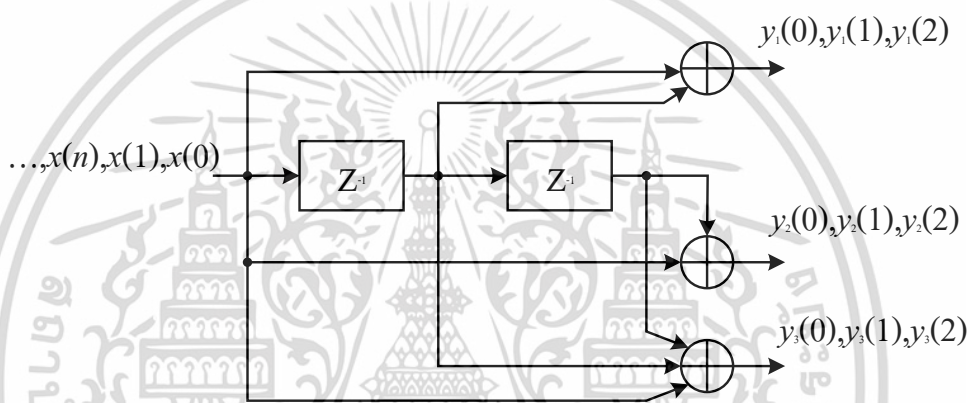
รหัสคอนโวลูชัน บิตข้อมูลจะถูกส่งเข้ามาในระบบแบบอนุกรมแทนที่จะเป็นบล็อกข้อมูลขนาดใหญ่ ชื่อของรหัสมาจากความหมายที่ว่าบิตส่วนเกิน (redundant bit) จะถูกสร้าง โดยใช้การประสานหรือรวมข้อมูลด้วยตัวประสานแบบมอดูโล-2 ซึ่งสามารถพิจารณาในรูปของ finite-state

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

machine แทนแบบ M-stage shift register และ modulo-2 multiplexer ได้ อัตรารหัสของคอนโวลูชันที่มี k อินพุตและ n เอาท์พุตจะเท่ากับ k/n โดยปกติผู้ผลิตชิพรหัสคอนโวลูชันจะระบุรหัสด้วยพารามิเตอร์ (n, k, L) เมื่อ L คือค่าความยาวจำกัด (constraint length) ซึ่งหมายถึงจำนวนสูงสุดของบิตในกระแสเอาท์พุตบิตจิ้งหะเดี่ยวที่กระทบจากการบ้อนบิตอินพุตอื่นๆ

5.3.1 โครงสร้างของการเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ (Non-systematic Convolution Encoder)

พิจารณาที่ตัวเข้ารหัส (encoder) ที่มีอัตรารหัส 1/3 ดังแสดงในรูปที่ 5.3 กระแสข้อมูลแบบไบนารี $x(n) = (x(0), x(1), x(2), \dots)$ ถูกป้อนเข้ามายัง shift register ซึ่งวางเรียงเป็นองค์ประกอบของหน่วยความจำ และถูกเชื่อมต่อหรือดึงเอาสัญญาณไปบวกด้วยตัวบวกแบบ modulo-2 เพื่อสร้างกระแสข้อมูลที่เข้ารหัสแล้วทางเอาท์พุต



รูปที่ 5.3 วงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันเชิงเส้น อัตรารหัส 1/3

$$\begin{aligned} y_1(n) &= (y_1(0), y_1(1), y_1(2), \dots), \\ y_2(n) &= (y_2(0), y_2(1), y_2(2), \dots), \text{ และ} \\ y_3(n) &= (y_3(0), y_3(1), y_3(2), \dots), \end{aligned} \quad (5.11)$$

และกระแสข้อมูลเอาท์พุตจะถูกรวมเป็นกระแสข้อมูลเอาท์พุตเพียงชุดเดียว

$$Y = (y_1(0), y_2(0), y_3(0), y_1(1), y_2(1), y_3(1), y_1(2), y_2(2), y_3(2), \dots) \quad (5.12)$$

กระแสข้อมูลเอาท์พุต $y_1(n), y_2(n), y_3(n)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} y_1(n) &= x(n) + x(n-1) \\ y_2(n) &= x(n) + x(n-2) \\ y_3(n) &= x(n) + x(n-1) + x(n-2) \end{aligned} \quad (5.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่าง 5.10 พิสูจน์การเข้ารหัสตามรูปที่ 5.3 ว่าเป็นการเข้ารหัสคอนโวลูชันเชิงเส้น

วิธีทำ ให้อินพุต $x_1(n) = (11101)$ ดังนั้น ลำดับข้อมูลเอาต์พุตที่สอดคล้องกับวงจรจะเป็น

$$y_1(n) = (1001110)$$

$$y_2(n) = (1101001)$$

$$y_3(n) = (1010011)$$

ค่ารหัสของคอนโวลูชันที่เกิดจาก $x_1(n) = (11101)$ จะเท่ากับ

$$Y_1 = (111,010,001,110,100,101,011)$$

ให้อินพุต $x_2(n) = (100100)$ ลำดับข้อมูลเอาต์พุตที่สอดคล้องกับวงจรจะเป็น

$$y_1(n) = (1101100)$$

$$y_2(n) = (1011010)$$

$$y_3(n) = (1111110)$$

ค่ารหัสของคอนโวลูชันที่เกิดจาก $x_2(n) = (100100)$ จะเท่ากับ

$$Y = (111,101,011,111,101,011,000)$$

ให้อินพุต $x(n) = x_1(n) + x_2(n) = (01111)$ ลำดับข้อมูลเอาต์พุตที่สอดคล้องจะเป็น

$$y_1(n) = (0100010)$$

$$y_2(n) = (0100010)$$

$$y_3(n) = (0101101)$$

ค่ารหัสของคอนโวลูชันที่สอดคล้องกับ $x(n) = (01111)$ จะเท่ากับ

$$Y = (000,111,010,001,001,110,011)$$

$$Y_1 + Y_2 = (111,010,001,110,100,101,011) + (111,101,011,111,101,011,000)$$

$$= (000,111,010,001,001,110,011)$$

$$= Y$$

แสดงว่าวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันเป็นเชิงเส้น ถ้า Y_1 และ Y_2 เป็นค่ารหัสของอินพุต $x_1(n)$ และ $x_2(n)$ ตามลำดับ แล้วผล $(Y_1 + Y_2)$ ก็จะเป็นค่ารหัสที่เกิดจาก $x_1(n) + x_2(n)$ ซึ่งพิสูจน์ได้ว่าเป็นเชิงเส้น

5.3.2 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของรหัสคอนโวลูชัน

(Impulse Response of Convolution Codes)

ผลตอบสนองอิมพัลส์ $g_i(n)$ สำหรับ $x(n) = (1000 \dots)$ สำหรับวงจรถอดรหัสดังรูปที่ 5.3 สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลตอบสนองอิมพัลส์ของ $g_1(n)$, $g_2(n)$, $g_3(n)$ คือ

$$\begin{aligned} g_1(n) &= x(n) + x(n-1) \\ g_2(n) &= x(n) + x(n-2) \\ g_3(n) &= x(n) + x(n-1) + x(n-2) \end{aligned} \quad (5.14)$$

ดังนั้นผลตอบสนองอิมพัลส์ สำหรับวงจรอตรหัสนี้ก็คือ

$$\begin{aligned} g_1(n) &= (110) \\ g_2(n) &= (101) \\ g_3(n) &= (111) \end{aligned}$$

นั่นคือจะมีหน่วยความจำ 2 ตัวที่เป็นตัวเลื่อนข้อมูลของวงจรเข้ารหัส ข้อมูลแต่ละบิตของกระแสนิตจะกระทบกับข้อมูลในวงจรถึง 3 บิต ซึ่งเห็นได้จากลำดับของผลตอบสนองอิมพัลส์ด้านบนที่มีค่า 3 บิต ถ้าลำดับข้อมูลของข่าวสาร $x(n)$ เป็นอินพุตของวงจรเข้ารหัส เอาท์พุตทั้ง 3 ส่วนจะเป็น

$$\begin{aligned} y_1(n) &= x(n) * g_1(n) \\ y_2(n) &= x(n) * g_2(n) \\ y_3(n) &= x(n) * g_3(n) \end{aligned} \quad (5.15)$$

เมื่อ * หมายถึงการทำคอนโวลูชัน สามารถเขียนในโดเมนของ D transform เป็น

$$\begin{aligned} Y_1(D) &= X(D)G_1(D) \\ Y_2(D) &= X(D)G_2(D) \\ Y_3(D) &= X(D)G_3(D) \end{aligned} \quad (5.16)$$

D หมายถึงหน่วยการหน่วงเวลาซึ่งเกิดจากหน่วยความจำในตัวเลื่อนข้อมูล D transform ถูกใช้มากโดยทั่วไปสำหรับการอธิบายรหัส ตัวหน่วง D เป็นสมมูลของ Z^{-1} ของ z transform โดยค่า D transform ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวเข้ารหัสด้านบนจะเป็น

$$\begin{aligned} G_1(D) &= 1 + D \\ G_2(D) &= 1 + D^2 \\ G_3(D) &= 1 + D + D^2 \end{aligned} \quad (5.17)$$

ดังนั้นการเข้ารหัสนี้ จึงสามารถเขียนเป็นสมการในรูปของเมทริกซ์ก้านิตได้เป็น

$$G(D) = [G_1(D) \quad G_2(D) \quad G_3(D)] \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแปลงเป็นเอาต์พุตของวงจรได้เป็น

$$Y(D) = X(D)G(D) \quad (5.19)$$

เมื่อ

$$Y(D) = [Y_1(D) \ Y_2(D) \ Y_3(D)] \quad (5.20)$$

$G(D)$ เรียกว่าค่าเมทริกซ์ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวเข้ารหัส

ตัวอย่าง 5.11 หาคำรหัสทางเอาต์พุตของวงจร ในรูปที่ 5.3 โดยใช้เมทริกซ์ฟังก์ชันถ่ายโอน เมื่อลำดับข้อมูลอินพุต $X = (11101)$

วิธีทำ D transform ของลำดับอินพุต x คือ

$$X(D) = 1 + D + D^2 + D^4$$

D transform ของเอาต์พุตตัวเข้ารหัสจะเป็น

$$\begin{aligned} Y(D) &= [1 + D + D^2 + D^4][1 + D \quad 1 + D^2 \quad 1 + D + D^2] \\ &= [1 + D^3 + D^4 + D^5 \quad 1 + D + D^3 + D^6 \quad 1 + D^2 + D^5 + D^6] \end{aligned}$$

เมื่อทำการแปลงกลับ D transform จะได้

$$y_1(n) = 1001110$$

$$y_2(n) = (1101001)$$

$$y_3(n) = (1010011)$$

และคำรหัส y ทางเอาต์พุตจะเป็น

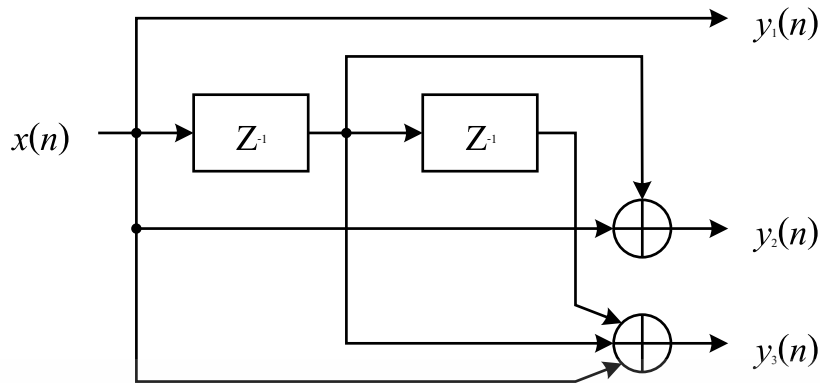
$$y = (111,010,001,110,100,101,011)$$

5.3.3 ความยาวจำกัด

ความยาวจำกัด (Constraint Length) ใช้สัญลักษณ์ " L " เป็นรหัสความยาวที่ยาวที่สุดของจำนวนข้อมูลอินพุตที่ส่งเข้าไปในตัวเลื่อนข้อมูลซึ่งมีค่าเท่ากับจำนวนสูงสุดของหน่วยความจำบวกหนึ่ง นั่นคือความซับซ้อนของรหัสก็ขึ้นอยู่กับค่าความยาวจำกัดด้วย

5.3.4 โครงสร้างของการเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ (Systematic Convolution Encoder)

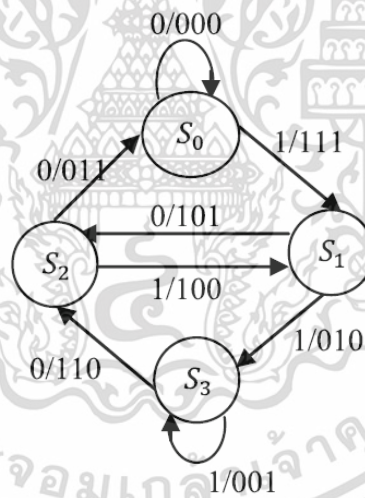
รหัสคอนโวลูชันที่ข้อมูลอินพุตเป็นส่วนหนึ่งของลำดับข้อมูลของรหัส เรียกว่า systematic ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 การเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/3

5.3.4.1 แผนภาพสถานะ (State Diagram)

ลักษณะขององค์ประกอบหน่วยความจำของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันจะถูกจัดเรียงระหว่างอินพุตบิตและเอาต์พุตบิต โดยตัวเข้ารหัสที่มีหน่วยความจำขนาด j อิลิเมนต์จะทำให้เกิดสถานะที่เป็นไปได้ 2^j สถานะ ตัวเข้ารหัสสามารถเปลี่ยนตำแหน่งได้ระหว่างสถานะเท่านั้น



รูปที่ 5.5 State diagram ของตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ ตามรูปที่ 5.3

แต่ละสาขาของ state diagram จะเขียนในรูป $X/YYYY \dots$, เมื่อ X เป็นอินพุตบิต ส่วนการเปลี่ยนสถานะเป็น $YYY \dots$ ซึ่งจะสอดคล้องกับเอาต์พุตบิต ตัวเข้ารหัสประกอบด้วยหน่วยความจำ 2 ตัว เมื่อมีอิลิเมนต์ไบนารี 2 ตัวจะสามารถสร้างสถานะได้ 4 สถานะ คือ $S_0 - 00$; $S_1 - 10$; $S_2 - 01$; $S_3 - 11$

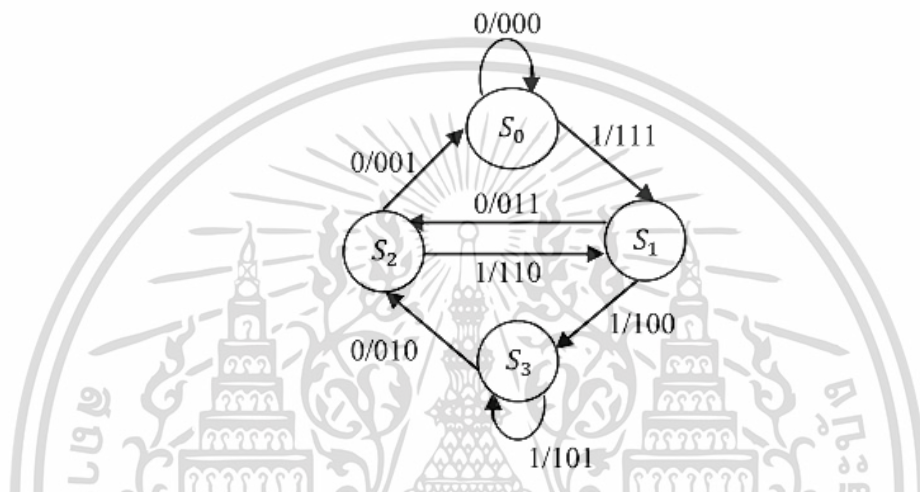
5.3.4.2 ฟังก์ชันการถ่ายโอนตัวเข้ารหัสคอนโวลูชัน

(Transfer Function of a Convolutional Encoder)

กราฟแสดงการไหลของข้อมูล หาได้โดยแยกสถานะ S_0 ไปยังโหนดแหล่งจ่ายและโหนดรับ โดยปรับป้ายชื่อของสาขา สำหรับสาขาที่ระบุ ตั้งป้ายเป็น $Y^i X^j$ เมื่อ j เป็นน้ำหนักของเวกเตอร์อินพุต X และ i เป็นเป็นน้ำหนักของเวกเตอร์เอาต์พุต Y (จำนวนพิกัดไม่เป็นศูนย์)

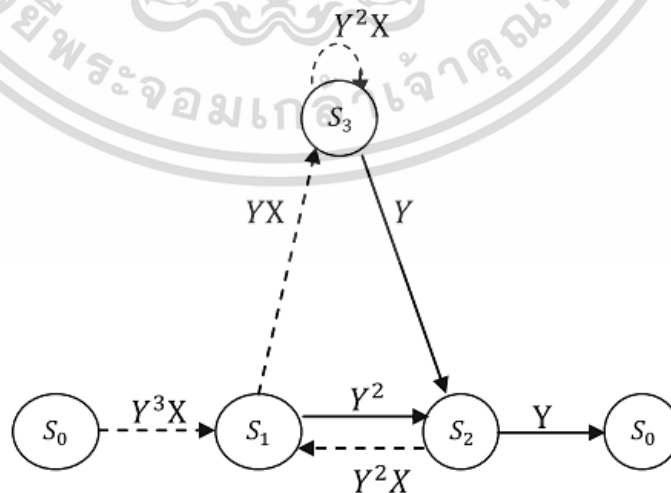
ตัวอย่างที่ 5.12 หาฟังก์ชันการถ่ายโอนของรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ แสดงในรูปที่ 5.4

วิธีทำ แแผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ



รูปที่ 5.6 แผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ

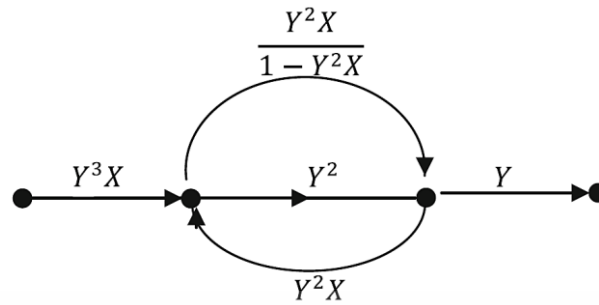
กราฟการไหลของสัญญาณข้อมูลแสดงตามขั้นตอนในรูปที่ 5.7 ในกราฟแสดงการไหลของสัญญาณโหนด S_0 จะตัดออกจากการพิจารณาระยะทาง เนื่องจากค่าเริ่มต้นเป็น 0 เมื่อใช้เทคนิคการลดการไหลของสัญญาณจะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอน



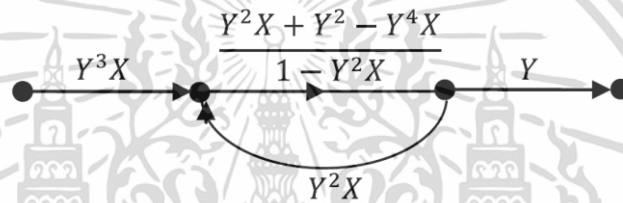
รูปที่ 5.7 แสดงการไหลของสัญญาณตามขั้นตอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้เทคนิคการลดการไหลของสัญญาณ จะได้เป็น



ต่อมาในเส้นทางขนานที่มี gain Y^2 และ $\frac{Y^2X}{1-Y^2X}$ จะสามารถรวมเป็นเส้นทางเดียวเป็นไปตามสมการ $Y^2 + \frac{Y^2X}{1-Y^2X} = \frac{Y^2X + Y^2 - Y^4X}{1-Y^2X}$ ได้เป็น



นอกจากนี้ยังสามารถแทนที่ด้วยการรวมเส้นทาง ดังนี้

$$\frac{\frac{Y^2X + Y^2 - Y^4X}{1 - Y^2X}}{1 - Y^2X \frac{Y^2X + Y^2 - Y^4X}{1 - Y^2X}} = \frac{Y^2X + Y^2 - Y^4X}{1Y^2X - Y^4X^2 - Y^4X + Y^6X^2}$$

$$\frac{Y^2X + Y^2 - Y^4X}{Y^3X \frac{1 - Y^2X - Y^4X^2 - Y^4X + Y^6X^2}{Y^3X}} Y$$

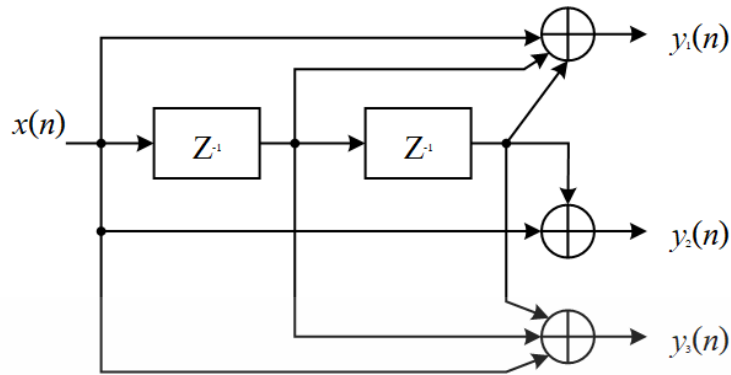
ดังนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอนจะได้เป็น

$$T(Y) = Y^3X \frac{Y^2X + Y^2 - Y^4X}{1 - Y^2X - Y^4X^2 - Y^4X + Y^6X^2} Y$$

$$= \frac{Y^6X^2 + Y^6X - Y^8X}{1 - Y^2X - Y^4X^2 - Y^4X + Y^6X^2}$$

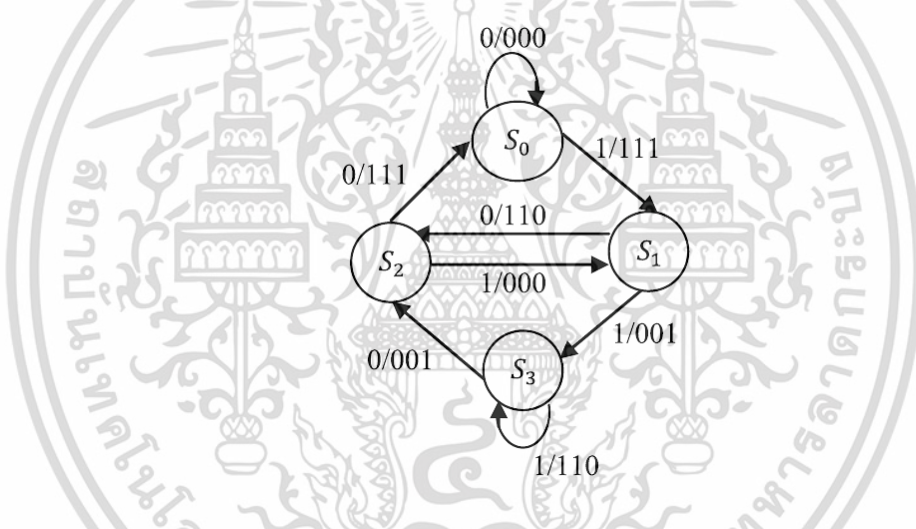
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 5.13 พิจารณารหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ และหาฟังก์ชันการถ่ายโอน

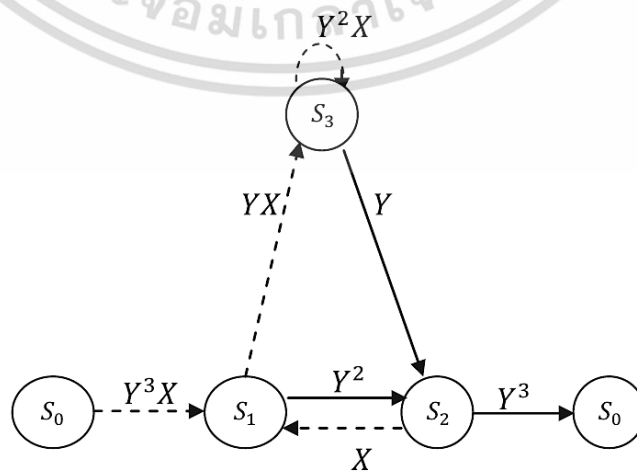


รูปที่ 5.8 ตัวเข้ารหัสคอนโวลูชันที่มีอัตรารหัส 1/3

วิธีทำ แผนผังสถานะและการไหลของสัญญาณแสดงได้ ดังนี้



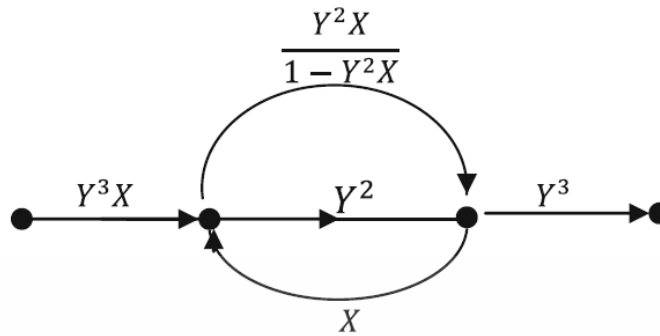
รูปที่ 5.9 แผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบไม่เป็นระบบ



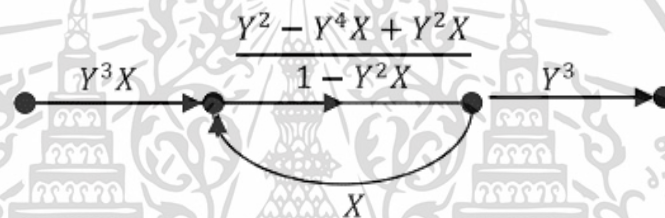
รูปที่ 5.10 แสดงการไหลของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับทางวิศวกรรมเพื่อการศึกษาเท่านั้น ผู้ใช้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้เทคนิคการลดการไหลของสัญญาณ จะได้เป็น



ต่อมาในเส้นทางขนานที่มี gain Y^2 และ $\frac{Y^2X}{1-Y^2X}$ สามารถรวมเส้นทางเป็นไปตามสมการ
 $Y^2 + \frac{Y^2X}{1-Y^2X} = \frac{Y^2 - Y^4X + Y^2X}{1-Y^2X}$ ดังรูป



นอกจากนี้ยังสามารถแทนที่ด้วยการรวมเส้นทาง

$$\frac{\frac{Y^2 - Y^4X + Y^2X}{1 - Y^2X}}{1 - X \frac{Y^2 - Y^4X + Y^2X}{1 - Y^2X}} = \frac{Y^2 - Y^4X + Y^2X}{1 - 2Y^2X + Y^4X^2 - Y^2X^2}$$

ดังนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอนจะได้เป็น

$$T(Y, X) = Y^3X \frac{Y^2 - Y^4X + Y^2X}{1 - 2Y^2X - Y^4X^2 - Y^2X^2} Y^3$$

$$= \frac{Y^8X - Y^{10}X^2 + Y^8X^2}{1 - 2Y^2X + Y^4X^2 - Y^2X^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.4.3 คุณสมบัติระยะทางของรหัสคอนโวลูชัน (Distance Properties)

ขอบเขตบนของระยะทางอิสระต่ำสุด (minimum free distance) ของรหัสคอนโวลูชันอัตรา $1/n$ จะมีค่าเท่ากับ

$$d_f \leq \max_{l > 1} \left\lfloor \frac{2^{l-1}}{2^l - 1} (L + l - 1)n \right\rfloor \quad (5.21)$$

เมื่อ $\lfloor x \rfloor$ เป็นค่าจำนวนเต็มที่มากที่สุดซึ่งอยู่ใน x

ฟังก์ชันการถ่ายโอนยังให้คุณสมบัติด้านระยะทางของรหัสด้วย ระยะทางต่ำสุดของรหัสเรียกว่า the minimum free distance คือ d_f ซึ่งมีกำลังต่ำสุดในฟังก์ชันการถ่ายโอน

ในตัวอย่างที่ 5.12 แสดงให้เห็นว่าค่ากำลังต่ำสุดของฟังก์ชันถ่ายโอนคือ 6 และระยะทางต่ำสุด d_f สำหรับการเข้ารหัสแบบมีระบบจะได้เท่ากับ 6 ในขณะที่ ตัวอย่างที่ 5.13 ค่ากำลังต่ำสุดของฟังก์ชันถ่ายโอนคือ 8 และระยะทางต่ำสุด d_f สำหรับการเข้ารหัสแบบไม่มีระบบจะได้เท่ากับ 8

จาก 2 ตัวอย่างข้างต้น จะสังเกตเห็นได้ว่าระยะทางต่ำสุดของการเข้ารหัสแบบมีระบบจะต่ำกว่าแบบไม่มีระบบที่มีอัตราการรหัสและค่าความยาวจำกัดที่เท่ากัน ขอบเขตของระยะทางต่ำสุดสำหรับรหัสทั้ง 2 แบบที่อัตราการรหัสต่าง ๆ แสดงได้ดังตารางที่ 5.4

ตารางที่ 5.4 ขอบเขตของ free distance สำหรับการเข้ารหัสแบบ non-systematic และ systematic ที่ code rate และ constraint length เท่ากัน

Rate	Constraint length	Systematic codes maximum free distance	Non-systematic codes maximum free distance
1/3	2	5	5
	3	6	8
	4	8	10
	5	9	12
1/2	2	3	3
	3	4	5
	4	4	6
	5	5	7

5.3.5 แผนภาพเทรลลิส (Trellis Diagram)

แผนภาพสถานะไม่มีองค์ประกอบของเวลาในการถอดรหัส ซึ่งทำให้แผนภาพเทรลลิสสามารถพัฒนาได้โดยไม่ติดปัญหาเรื่องเวลา แผนภาพเทรลลิสเป็นการขยายแผนภาพสถานะ โดยรวมแกนเวลาเข้าไปในข้อมูลข่าวสารแล้ว แผนภาพเทรลลิสแบ่งโหนดออกเป็นแนวตั้งเพื่อแสดงสถานะของการเข้ารหัส แต่ละโหนดจะสอดคล้องกับการเข้ารหัส หลังจากที่เราส่งผ่านมาจากโหนดก่อนหน้า แกนแนวตั้งแสดงถึงเวลา และระบุค่าอินพุต และเอาต์พุตบิตของตัวเข้ารหัสสำหรับการส่งผ่านข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับรหัสคอนโวลูชันขนาด (n, k) ที่มีหน่วยความจำ m จะมีโหนดเท่ากับ 2^m ในแต่ละเวลาที่เพิ่มขึ้น t และมีสาขา 2^k สำหรับตัวเข้ารหัสที่มีของอินพุตแบบแถวเดียวจำนวน B บิต จะต้องใช้แผนภาพเทรลลิสจะเท่ากับ $B + m$ ตั้งแต่ขั้นตอนแรกจนจบ ตามลำดับขั้น S_0 ดังนั้นการกระจายของเส้นทางของแผนภาพเทรลลิสจะเท่ากับ 2^B ซึ่งสอดคล้องกับความยาวของคำรหัส $n(B + m)$

ตัวอย่างที่ 5.14 Impulse response ของการเข้ารหัสคอนโวลูชันเป็น $g_1 = [101]$; $g_2 = [111]$ ให้ดำเนินการ

1. วาดผังการเข้ารหัส
2. วาดแผนผังสถานะ
3. วาดแผนผังภาพเทรลลิสสำหรับการทำงานใน 3 สถานะแรก

วิธีทำ

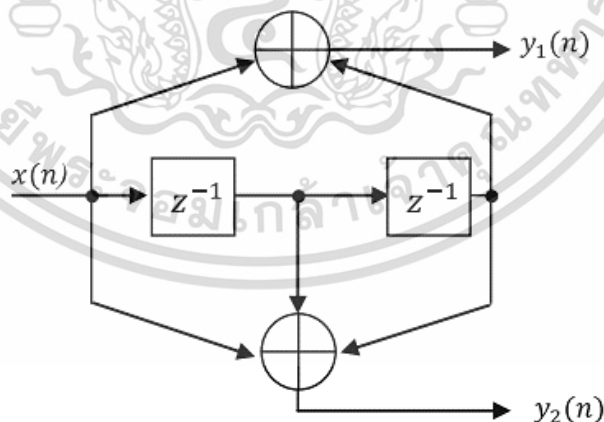
1. จากตัวตอบสนองอิมพัลส์ $g_1 = [101]$; $g_2 = [111]$ กระแสเอาต์พุต $Y_1(n)$ แสดงเป็นสมการดังนี้

$$Y_1(n) = x(n) + x(n - 2)$$

กระแสเอาต์พุต $Y_2(n)$ แสดงเป็นสมการดังนี้

$$Y_2(n) = x(n) + x(n - 1) + x(n - 2)$$

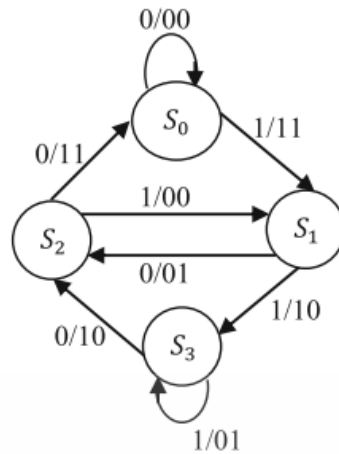
จะได้ตัวเข้ารหัส ดังรูป



รูปที่ 5.11 การเข้ารหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/2

2. ตัวเข้ารหัสที่มีอัตรา 1/2 จะมีหน่วยความจำ 2 ตัว ดังนั้นจะทำให้มีแผนผังสถานะ 4 สถานะ แสดงตามรูป

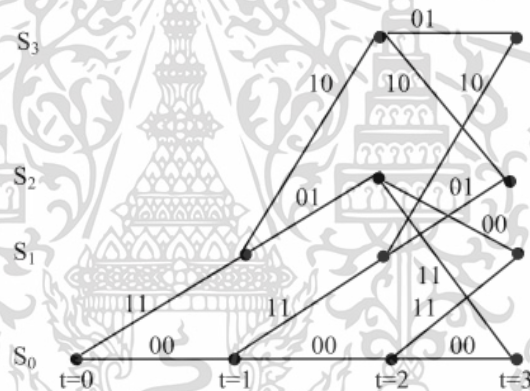
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.12 แผนผังสถานะของรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/2

3. แผนภาพเทรลลิสสามารถขยายสถานะในเวลาที่แตกต่างกัน ใน 3 สถานะแรกจะเป็น

ดังนี้



รูปที่ 5.13 แผนภาพเทรลลิสรหัสคอนโวลูชันแบบเป็นระบบ อัตรารหัส 1/2

ตัวอย่างที่ 5.15 ตัวตอบสนองอิมพัลส์ของการเข้ารหัสคอนโวลูชันส์เป็น

$$g_1 = [111]; g_2 = [111]; g_3 = [110]$$

1. วาดผังการเข้ารหัส
2. วาดแผนผังสถานะ
3. วาดแผนภาพเทรลลิสสำหรับการทำงานใน 3 สถานะแรก

วิธีทำ

1. จากตัวตอบสนองอิมพัลส์ $g_1 = [111]; g_2 = [111]; g_3 = [110]$, กระแสเอาต์พุต $Y_1(n)$ สามารถแสดงสมการได้ ดังนี้

$$Y_1(n) = x(n) + x(n-1) + x(n-2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

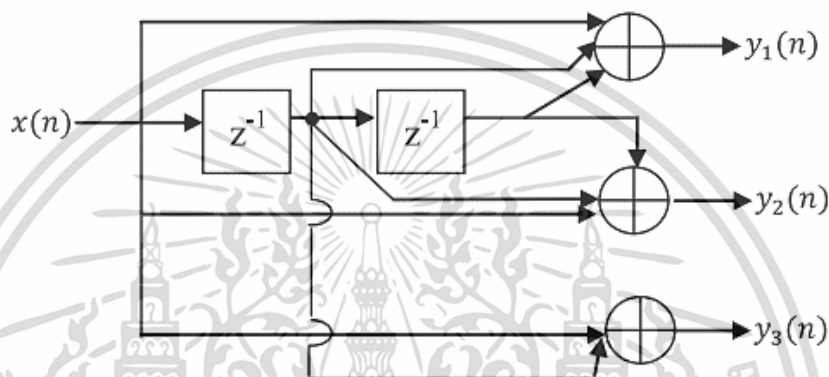
กระแสเอาต์พุต $Y_2(n)$ สามารถแสดงสมการได้ ดังนี้

$$Y_2(n) = x(n) + x(n-1) + x(n-2)$$

กระแสเอาต์พุต $Y_3(n)$ สามารถแสดงสมการได้ ดังนี้

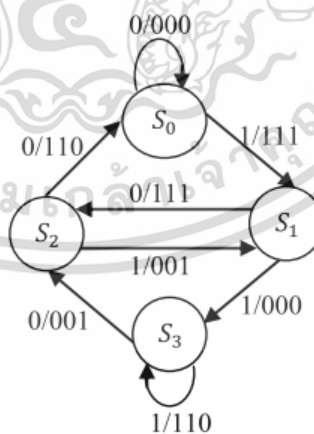
$$Y_3(n) = x(n) + x(n-1)$$

จะได้ตัวเข้ารหัส ดังรูป



รูปที่ 5.14 การเข้ารหัสคอนโวลูชัน อัตรารหัส 1/3

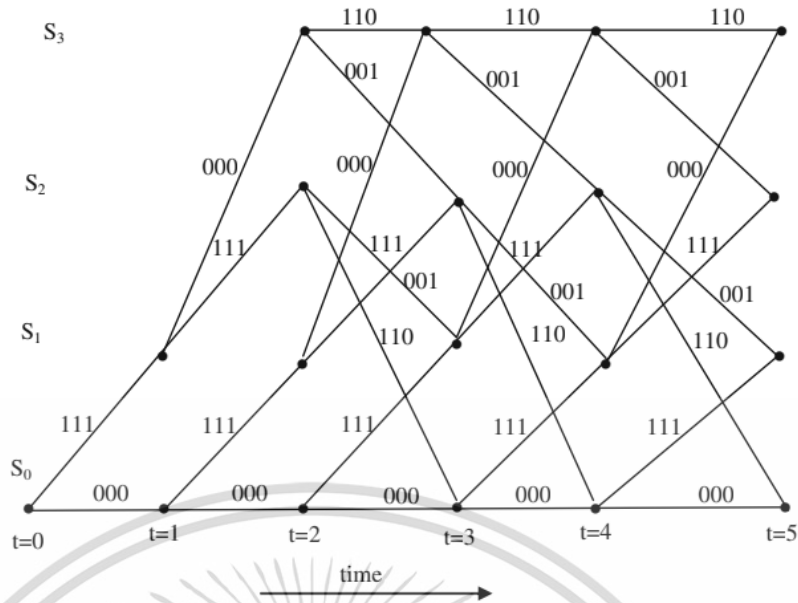
2. ตัวเข้ารหัสที่มีอัตรา 1/3 จะมีหน่วยความจำ 2 ตัว ดังนั้นจะทำให้มีแผนผังสถานะ 4 สถานะ แสดงตามรูป



รูปที่ 5.15 แผนผังสถานะการเข้ารหัสคอนโวลูชัน อัตรารหัส 1/3

3. แผนภาพเทรลลิสสามารถขยายสถานะในเวลาที่แตกต่างกัน ใน 5 สถานะแรกจะแสดง ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

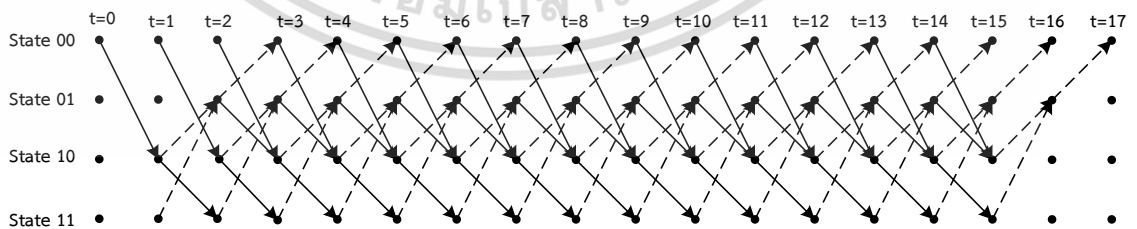


รูปที่ 5.16 แผนภาพเทรลลิสรหัสคอนโวลูชัน อัตรารหัส 1/3

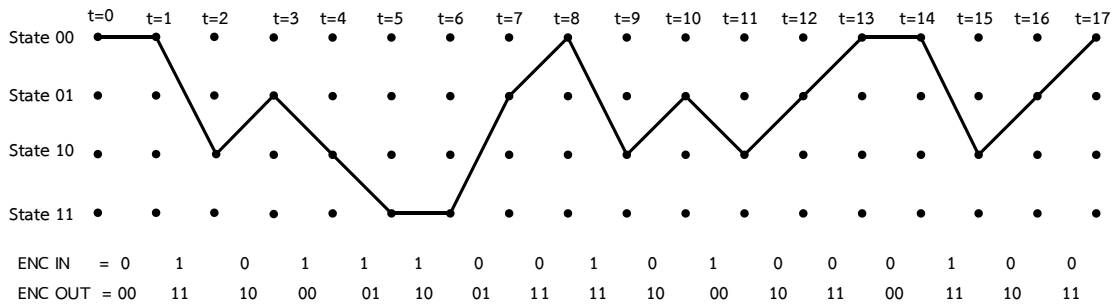
5.3.6 การถอดรหัสด้วยอัลกอริธึมวิเทอบี (Viterbi Algorithm Decoder)

การถอดรหัสคอนโวลูชันที่นิยมมากคือการใช้อัลกอริธึมวิเทอบี [31] ซึ่งจะใช้หลักการถอดรหัสแบบความเป็นไปได้สูงสุด (Maximum likelihood) สิ่งที่จะช่วยให้เข้าใจอัลกอริธึมได้ดี คือ แผนภาพเทรลลิส (trellis diagram) ในรูปที่ 5.17 เป็นแผนภาพเทรลลิสสำหรับตัวอย่างขนาด 15 บิต อัตรารหัส 1/2 และความยาวจำกัดเท่ากับ 3 โดยมีหน่วยความจำ จำนวน 2 ตัว จะมีสถานะที่เป็นไปได้ 4 สถานะ สถานะตัวเข้ารหัสจะถูกสร้างเป็น 4 แฉกของจุดที่เรียงกันในแนวนอน ในหนึ่งหลักของ 4 จุด สำหรับสถานะเริ่มต้นของการถอดรหัส และอีกหลักสำหรับรับการเปลี่ยนแปลงเมื่อมีข้อความเข้ามา

สำหรับข้อความ 15 บิตและ flushing 2 บิต จะใช้เวลา 17 จังหวะ ตั้งแต่ช่วงเวลา $t=0$ ซึ่งเป็นเงื่อนไขเริ่มต้นของการถอดรหัส เส้นทึบที่เชื่อมต่อกับจุดในแผนผังหมายถึงการเปลี่ยนสถานะ (state transition) เมื่ออินพุตเป็นบิต 1 เส้นประหมายถึง การเปลี่ยนสถานะเมื่อบิตอินพุตเป็น 0

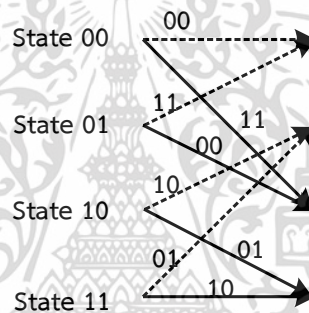


รูปที่ 5.17 แผนภาพเทรลลิสสำหรับข้อมูล 15 bits และ 2 flushing bits



รูปที่ 5.18 แผนภาพเทรลลิสค้นหาเส้นทางของข้อมูลที่ถูกเข้ารหัส

สังเกตได้ว่าเงื่อนไขเริ่มต้นของตัวเข้ารหัสมีสถานะเป็น 00 และ flushing bit เป็น 0 ลูกศรจะเริ่มจากสถานะ 00 และจบลงที่สถานะเดิม ในผังถัดแสดงสถานะของเทรลลิสจริงซึ่งค้นหาเส้นทางได้จากการเข้ารหัส 15 บิตดังตัวอย่างในรูปที่ 5.18



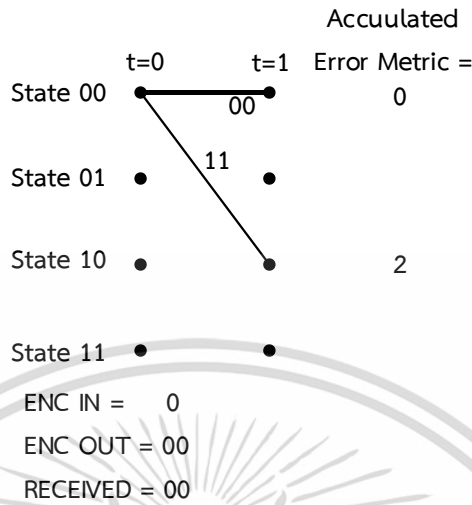
รูปที่ 5.19 การเปลี่ยนแปลงระหว่างช่วงเวลา

บิตอินพุตของตัวเข้ารหัสและสัญลักษณ์ของเอาต์พุตแสดงอยู่ด้านล่างของแผนผัง ซึ่งจะสัมพันธ์กันเป็นไปตามตารางเอาต์พุต พิจารณาการเปลี่ยนแปลงของสัญลักษณ์ ในช่วงเวลาหนึ่ง ดังรูปที่ 5.19 เลขฐานสองจำนวน 2 บิตที่กำกับที่เส้นจะสอดคล้องกับสัญลักษณ์ทางเอาต์พุตของตัวเข้ารหัส โดย เส้นประหมายถึงกรณีที่ตัวเข้ารหัสมีอินพุตเป็น 0 ส่วนเส้นทึบหมายถึงกรณีที่ตัวเข้ารหัส มีอินพุตเป็น 1 ถ้ามองว่าอัลกอริทึมทำงานได้จริง โดยใช้สัญลักษณ์อินพุตแบบ hard-decision โดยในตัวอย่างสมมติว่าได้ รับข้อความจากการเข้ารหัสที่มีความผิดพลาด 2 บิต

ในแต่ละช่วงเวลาได้รับสัญลักษณ์เป็นคู่บิต เราจะทำการคำนวณตัวชี้วัดหรือเมตริก (metric) เพื่อหาระยะทาง (distance) ระหว่างสิ่งที่ได้รับ และความเป็นไปได้ของคู่สัญลักษณ์ทั้งหมด จากช่วงเวลา $t=0$ ถึง $t=1$ จะมีความเป็นไปได้เพียง 2 ทางคือได้รับสัญญาณ 00 หรือ 11 เพราะว่าตัวเข้ารหัส กำหนดให้มีค่าเริ่มต้นเป็น 0 ในทุกสถานะ และเมื่อมีอินพุตบิตเป็น 0 หรือ 1 จึงมีความเป็นไปได้ที่จะเปลี่ยนสถานะเอาต์พุตเป็น 00 หรือ 11 เท่านั้น การหาเมตริกจะใช้ระยะทางแฮมมิง (Hamming distance) ระหว่างคู่สัญลักษณ์ที่รับได้กับคู่สัญลักษณ์ที่เป็นไปได้ ซึ่งสามารถหาได้ง่าย โดยนับจำนวนบิตที่มีความแตกต่างกัน ซึ่งผลจะมีเพียงค่า 0, 1 และ 2 โดยจะหาจากแต่ละช่วงเวลา ในเส้นทางที่มีการเปลี่ยนสถานะจากช่วงเวลาก่อนหน้ามายังเวลาปัจจุบัน ซึ่งในแต่ละช่วงจะเรียกว่า เมตริกสาขา (branch metric) เมื่อสิ้นสุดช่วงเวลาค่าระยะทางที่ได้จะเก็บเป็นค่าเมตริกผิดพลาด

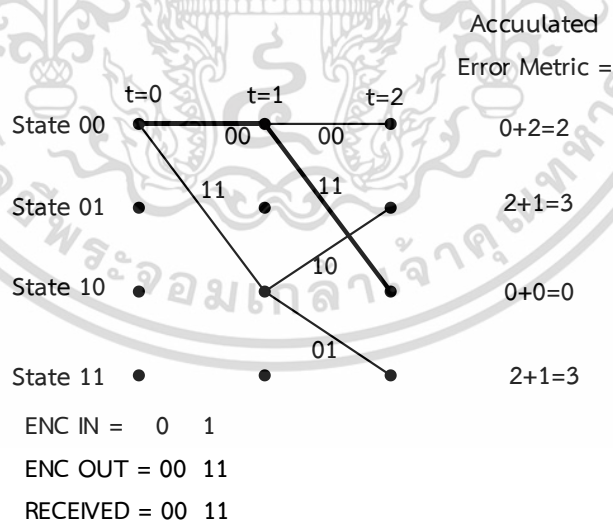
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สะสม (accumulated error metric) หรือระยะทางสะสม ในช่วงเวลาต่อมาจะนำค่าระยะทางสะสมที่เก็บไว้มารวมกับค่าระยะทางสะสมในสถานะปัจจุบัน



รูปที่ 5.20 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t=1$

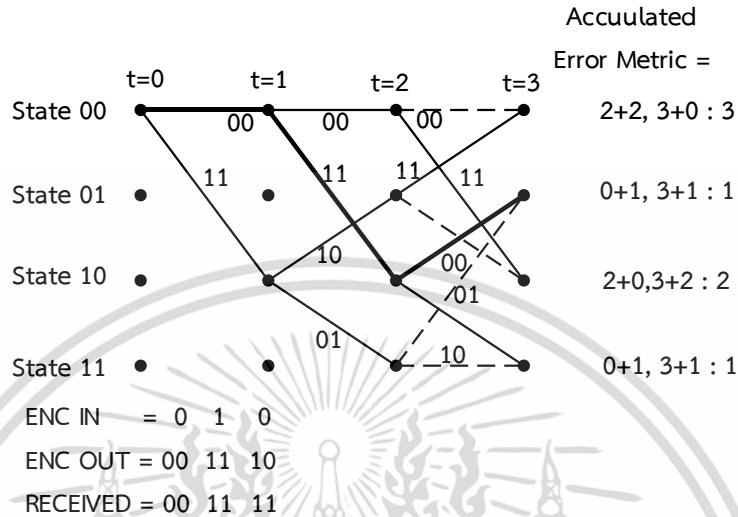
ที่เวลา $t=1$ ที่สถานะ 00 ได้รับค่า '00' ค่าสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้คือ '00' และ '11' ระยะทางแฮมมิงระหว่าง 00 (ค่าที่รับได้) และ 00 (ค่าที่เป็นไปได้) คือ "0" ระยะระหว่าง 00 (ค่าที่รับได้) และ 11 (ค่าที่เป็นไปได้) คือ "2" (ซึ่งก็คือค่า branch matrix นั้นเอง) ถ้าค่าระยะทางสะสมจากสถานะก่อนหน้าเป็น 0 ค่าระยะทางสะสมที่สถานะ 00 และ 10 จะเท่ากับค่า branch matrix คือ 0 และ 2 เส้นทางที่ควรใช้ระหว่างสถานะ $t=0$ ไป $t=1$ คือ 00 ซึ่งเป็นเส้นทางที่บดบัง ดังรูปที่ 5.20



รูปที่ 5.21 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t=2$

ที่เวลา $t=2$ ได้รับค่าสัญลักษณ์ '11' ค่าสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้จากเวลา $t=1$ ถึง $t=2$ คือค่า '00' (เปลี่ยนจากสถานะ 00 ไปสถานะ 00), ค่า '11' (เปลี่ยนจากสถานะ 00 ไปสถานะ 10), ค่า '10' (เปลี่ยนจากสถานะ 10 ไปสถานะ 01) และ ค่า '01' (เปลี่ยนจากสถานะ 10 ไปสถานะ 11) เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

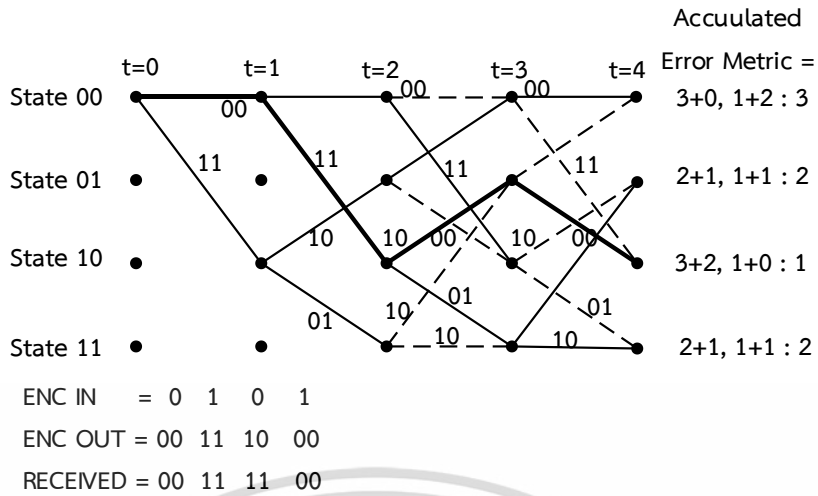
ระยะทางแฮมมิง ระหว่างสถานะ 00 และค่า 11 เท่ากับ “2”, ระหว่าง 11 และค่า 11 เท่ากับ “0” และระหว่าง 10 หรือ 01 กับค่า 11 เท่ากับ “1” บวกค่า branch metric กับระยะทางสะสม ที่ผ่านมา คือ ที่สถานะ 00 (ค่า 0) และที่สถานะ 10 (ค่า 2) กับค่า branch metric ในช่วง $t=2$ จะได้ระยะทางสะสม ดังรูปที่ 5.21 เส้นทางที่ระยะทางสะสมน้อยที่สุดจะถูกขีดเป็นเส้นทึบ



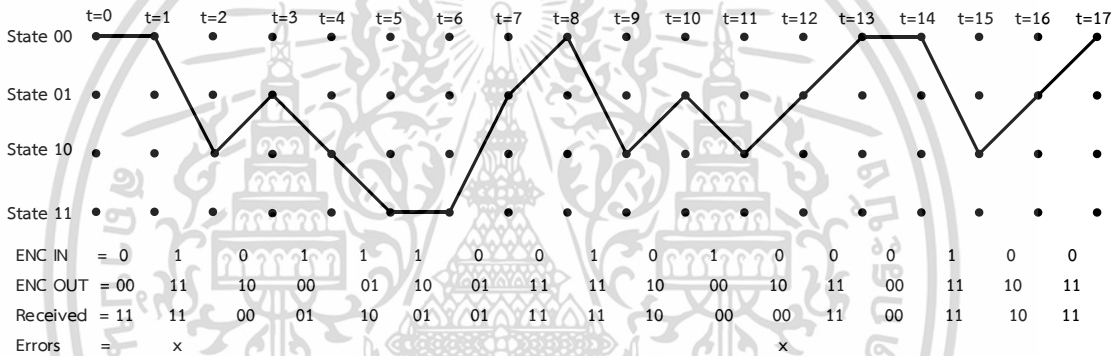
รูปที่ 5.22 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t=3$

ในรูปที่ 5.22 ที่ช่วงเวลา $t=3$ จะพบว่าเส้นทางที่เป็นไปได้ที่เกิดจากช่วงเวลา $t=2$ จะมีถึง 4 สถานะ เมื่อรับข้อมูลก็ทำการหา branch metric นำไปรวมกับระยะทางสะสมของแต่ละสถานะ แล้วเปรียบเทียบระยะทางสะสม โดยตัดเส้นทางที่มีระยะสะสมมากของแต่ละเส้นทางออก ถ้าสมาชิกของระยะสะสมต่ำสุดมีค่าเท่ากันก็ทำการเก็บค่าไว้ก่อน แล้วตัดสินใจเลือกเส้นทางขึ้นบนหรือลงล่าง เมื่อรับข้อมูล ‘11’ จะมีระยะทางแฮมมิงแต่ละสถานะดังรูป พบว่าที่สถานะ 01 และ 11 มีระยะทางเท่ากันคือ 1 ในตัวอย่างจึงเลือกเส้นทางต่อจากสถานะ 10 (จากช่วงเวลา $t=2$) ขึ้นบน การบวก (Add) ระยะทางสะสมกับ branch metric ทำการเปรียบเทียบ (Compare) และเลือก (Select) เส้นทางที่ระยะผิดพลาดสะสมต่ำสุด เรียกการดำเนินการนี้จึงว่า Add-Compare-Select (ACS) ที่ช่วงเวลาอื่นๆ ทำเหมือนช่วงเวลา $t=3$ โดยทำไปจนถึง $t=17$ ก็จะได้เส้นทางดังรูปที่ 5.24 เมื่อเสร็จสิ้นอัลกอริธึมวิเทอบีก็สามารถสร้างสัญญาณเรียงตัวที่เกิดจากการเข้ารหัสกลับคืนมาใหม่ โดยมีขั้นตอนดังนี้

- 1) เลือกสถานะที่มีค่าระยะผิดพลาดสะสมน้อยที่สุด และเก็บค่าของสถานะที่สถานะนั้น
- 2) ทำซ้ำตามขั้นตอนไปจนถึงจุดเริ่มต้นของแผนภาพเทรลลิส การทำงานย้อนกลับไปยังสถานะในอดีต ที่สัมพันธ์กับสถานะปัจจุบัน ทำการเก็บตัวเลขค่าสถานะที่เลือก ขั้นตอนนี้เรียกว่า traceback
- 3) จากนั้นมองไปข้างหน้าตามสถานะที่เลือกที่บันทึกไว้ ดูความสัมพันธ์ของอินพุตบิตที่สอดคล้อง กับการเปลี่ยนแปลงจากสถานะก่อน บิตนั้นจะเป็นบิตที่ถูกเข้ารหัสมาจากตัวเข้ารหัส



รูปที่ 5.23 การถอดรหัสวิเทอบีที่ stage $t=4$



รูปที่ 5.24 แผนภาพเทรลลิสที่ถอดรหัสเสร็จสิ้น

ตารางที่ 5.5 ระยะทางสะสม (accumulate metric) ของทั้ง 15 บิต (บวก flushing 2 บิต)

t =	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
State 00	0	0	2	3	3	3	3	4	1	3	4	3	3	2	2	4	5	2
State 01			3	1	2	2	3	1	4	4	1	4	2	3	4	4	2	
State 10			0	2	1	3	3	4	3	1	4	1	4	3	3	2		
State 11			3	1	2	1	1	3	4	4	3	4	2	3	4	4		

ในตารางที่ 5.5 แสดงระยะทางสะสมของทั้ง 15 บิต (บวกด้วย 2 flushing bits) โดยระยะทางสะสมที่น้อยที่สุดในสถานะสุดท้าย หมายถึงจำนวนที่ผิดพลาดของบิต

ตารางที่ 5.6 เส้นทางที่เทรลลิสเลือกสถานะในแต่ละช่วงเวลา

t =	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
State	00	00	10	01	10	11	11	01	00	10	01	10	01	00	00	10	01	00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.7 State transitions to the inputs

Previous State	Current State			
	00	01	10	11
00	0	X	1	X
01	0	X	1	X
10	X	0	X	1
11	X	0	X	1

เส้นทางที่เทรลิสค้นหาและเลือกสถานะที่เลือกในกระบวนการถอดรหัส แสดงดังตารางที่ 5.6 เมื่อนำมาพิจารณาในตารางเปลี่ยนสถานะของอินพุท หรือตารางทรานสิชันแบบกลับทางตามรูปที่ 5.7 ก็จะสามารถหาค่าของข้อมูลต้นฉบับที่ส่งเข้าตัวเข้ารหัสกลับคืนมา เช่น

- ที่ $t=1$ สถานะปัจจุบันคือ 00 สถานะเดิมคือ 00 ค่าอินพุทที่ส่งมาคือ '0'
- ที่ $t=2$ สถานะปัจจุบันคือ 10 สถานะเดิมคือ 00 ค่าอินพุทที่ส่งมาคือ '1'
- ที่ $t=3$ สถานะปัจจุบันคือ 01 สถานะเดิมคือ 10 ค่าอินพุทที่ส่งมาคือ '0'

เมื่อใช้เครื่องมือทั้งหมดที่จำเป็นในการสร้างข้อมูลต้นฉบับคืนมา ค่าที่สร้างได้ก็จะเป็นไปตามตารางที่ 5.8 ซึ่งพบว่าสอดคล้องกับข้อมูลต้นฉบับ

ตารางที่ 5.8 คืค่าข้อมูลดั้งเดิมจากข้อมูลที่ได้รับ

t =	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Output	0	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	0	0	0	1

บทที่ 6

การทดสอบและการจำลองการทำงาน

งานวิจัยฉบับนี้จะทำการศึกษาใน 2 ประเด็น ประเด็นแรกเป็นการศึกษาพฤติกรรมของช่องสัญญาณบนร่างกายเพื่อดูผลกระทบของร่างกายที่มีต่อขนาดของสัญญาณ การลดทอนของสัญญาณตามระยะทางระหว่างสายอากาศรับและสายอากาศส่ง โดยอาศัยการวัดสัญญาณด้วยเครื่องมือวัดโครงข่ายแบบเวกเตอร์และสายอากาศ และอีกประเด็นซึ่งเป็นประเด็นหลัก เป็นการทดสอบหาประสิทธิภาพของอัตราผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทางซึ่งมีลักษณะใกล้เคียงกับช่องสัญญาณบนร่างกาย โดยเริ่มพิจารณาจากช่องสัญญาณรบกวนต่อช่องสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก AWGN ช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทางแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) และช่องสัญญาณการจางหลายเส้นทางแบบรีเซียน (Rician Fading) ซึ่งจำลองให้เป็นช่องสัญญาณสำหรับโครงข่ายร่างกายมนุษย์ไร้สาย [13],[14],[15],[18] โดยอาศัยเทคนิคของรหัสแก้ไขข้อผิดพลาดเข้ามาช่วยในการแก้ไขอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูล สำหรับเทคโนโลยี WBAN ที่ใช้ทางการแพทย์และไม่ใช้ทางการแพทย์หรือเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายระยะใกล้อื่นๆ นั้น คุณภาพของบริการ (QoS) จะแตกต่างกันขึ้นอยู่กับประเภทการใช้งาน โดยจากการค้นคว้าพบว่า สำหรับการใช้งานทางการแพทย์จะยอมรับอัตราผิดพลาดไม่เกิน 10^{-6} หรือผิดพลาดไม่เกิน 1 บิตใน 1 ล้านบิต ส่วนการใช้งานที่ไม่ใช่ทางการแพทย์จะยอมรับอัตราผิดพลาดไม่เกิน 10^{-3} [18] โดยการจัดการข้อมูล IEEE 802.15.6 ได้ระบุในชั้นข้อมูล PHY และ MAC เพื่อให้เป็นไปตามข้อกำหนดสำหรับอุปกรณ์ WBAN ซึ่งประกอบด้วยเซ็นเซอร์สวมใส่ที่ติดบนร่างกายมนุษย์ เงื่อนไขของช่องเปลี่ยนไปตามการเคลื่อนไหวของร่างกายมนุษย์และความสัมพันธ์ระหว่างตำแหน่งกับเครื่องรับสัญญาณ ซึ่งส่งผลให้เงื่อนไขของข้อผิดพลาดเปลี่ยนแปลงไป อย่างไรก็ตาม IEEE 802.15.6 ใช้รหัสบีซีเอชเป็นรหัสควบคุมข้อผิดพลาด ซึ่งเป็นการยากที่จะรับมือกับการเปลี่ยนแปลงของเงื่อนไขข้อผิดพลาดด้วยรหัสบีซีเอชเท่านั้น อีกทั้งมาตรฐานได้กำหนดรหัสบีซีเอช BCH(31,19) ซึ่งเป็นรหัสย่อยของ BCH(63,51) ไว้กับ PLCP Header และสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดได้เพียง 2 บิต จะเห็นว่ารหัสแก้ไขข้อผิดพลาดกำหนดไว้เฉพาะส่วน Header ของ PHY เท่านั้น และความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาดก็เป็นเพียงส่วนน้อย เมื่อเทียบกับชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ (MAC) ที่มีขนาดถึง 255 ไบต์ ดังนั้นงานวิจัยนี้จึงเสนอรหัสควบคุมข้อผิดพลาดที่เหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณเพื่อให้แน่ใจว่าสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณจะมีคุณภาพเพียงพอและเชื่อถือได้ โดยพิจารณาที่อัตราข้อผิดพลาด ซึ่งมีความสามารถในการแก้ไขข้อผิดพลาดแบบหลายบิต (burst error) ได้ดี ขนาดกะทัดรัด เพื่อใช้กับชั้นควบคุมการเข้าถึงสื่อ และเสนอการใช้งานร่วมกับรหัสคอนวอลูชันที่ค่าความยาวจำกัดต่ำๆ เพื่อไม่ให้เกิดความซับซ้อนเพิ่มขึ้นมากเกินไป ซึ่งรหัสคอนวอลูชันเป็นรหัสที่สามารถแก้ไขข้อผิดพลาดที่เป็นลักษณะสุ่มได้ดี

6.1 การวัดทดสอบช่องสัญญาณบนร่างกาย

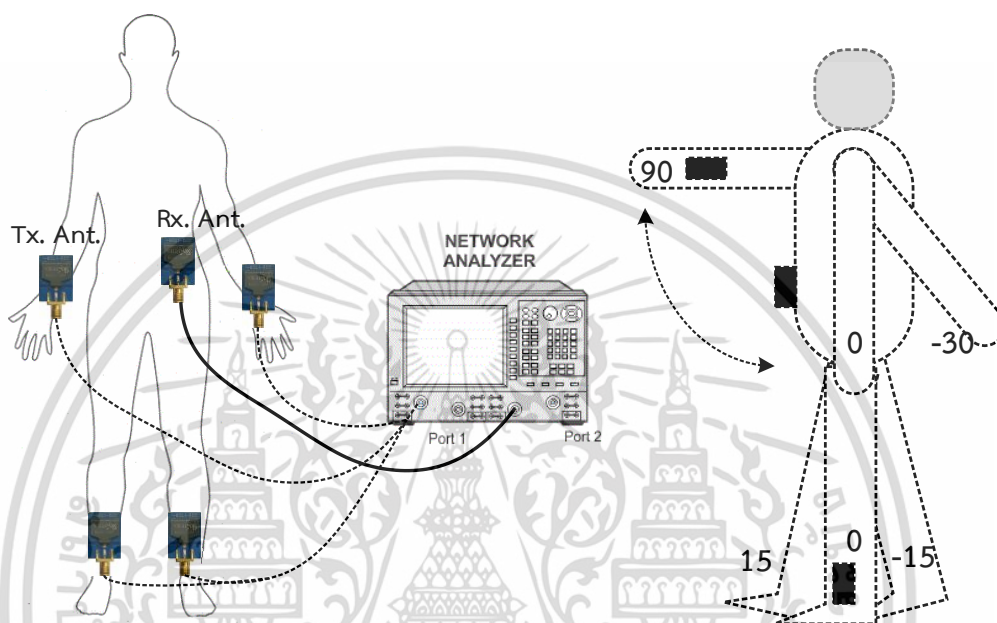
การวัดทดสอบช่องสัญญาณเป็นการวัดเพื่อหาคุณสมบัติของช่องสัญญาณ ให้เห็นผลกระทบของร่างกายที่มีต่อการแพร่กระจายของคลื่น โดยแสดงในรูปแบบของสัมประสิทธิ์การถ่ายโอน การสูญเสียเชิงวิถี โดยทำการทดลองเปรียบในตำแหน่งต่างๆ ของร่างกาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

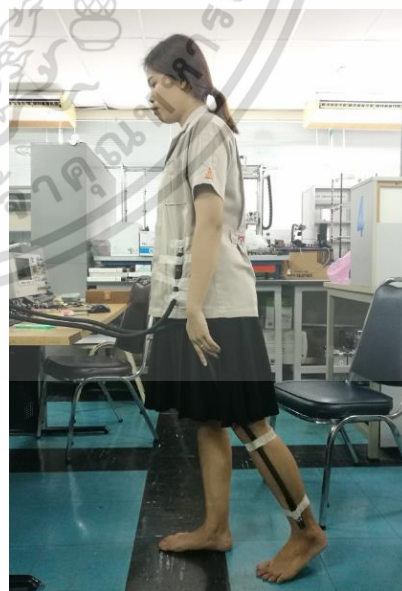
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.1 รูปแบบการวัด

แบบจำลองการวัด เป็นการทดลองการวัดการแพร่กระจายคลื่นบนร่างกายมนุษย์ที่ตำแหน่งต่าง ๆ โดยสายอากาศด้านรับยึดติดอยู่กับบริเวณเอดด้านหน้าเอียงมาด้านซ้าย ส่วนสายอากาศด้านส่งติดใน 4 ตำแหน่ง ได้แก่ ข้อมือซ้าย ข้อมือขวา ข้อเท้าซ้าย และข้อเท้าขวา แสดงดังรูปที่ 6.1 จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงลักษณะท่าทางท่ามุมเลี้ยวแบบการเดินแสดงดังรูปที่ 6.2 และทำการวัดระยะห่างระหว่างสายอากาศ แสดงดังตารางที่ 6.1



รูปที่ 6.1 รูปแบบการวัดช่องสัญญาณ



รูปที่ 6.2 ตัวอย่างการวัดช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 ตำแหน่งการวัดและระยะระหว่างสายอากาศ

ตำแหน่งสายอากาศส่ง	มุม (องศา)	ระยะห่าง (เซนติเมตร)
ข้อมือซ้าย	0	22
	30	23
	60	32
	90	46
	-30	30
ข้อมือขวา	0	35
	30	38
	60	45
	90	56
	-30	45
ข้อเท้าซ้าย	0	88
	15	88
	-15	89
ข้อเท้าขวา	0	93
	15	94
	-15	95

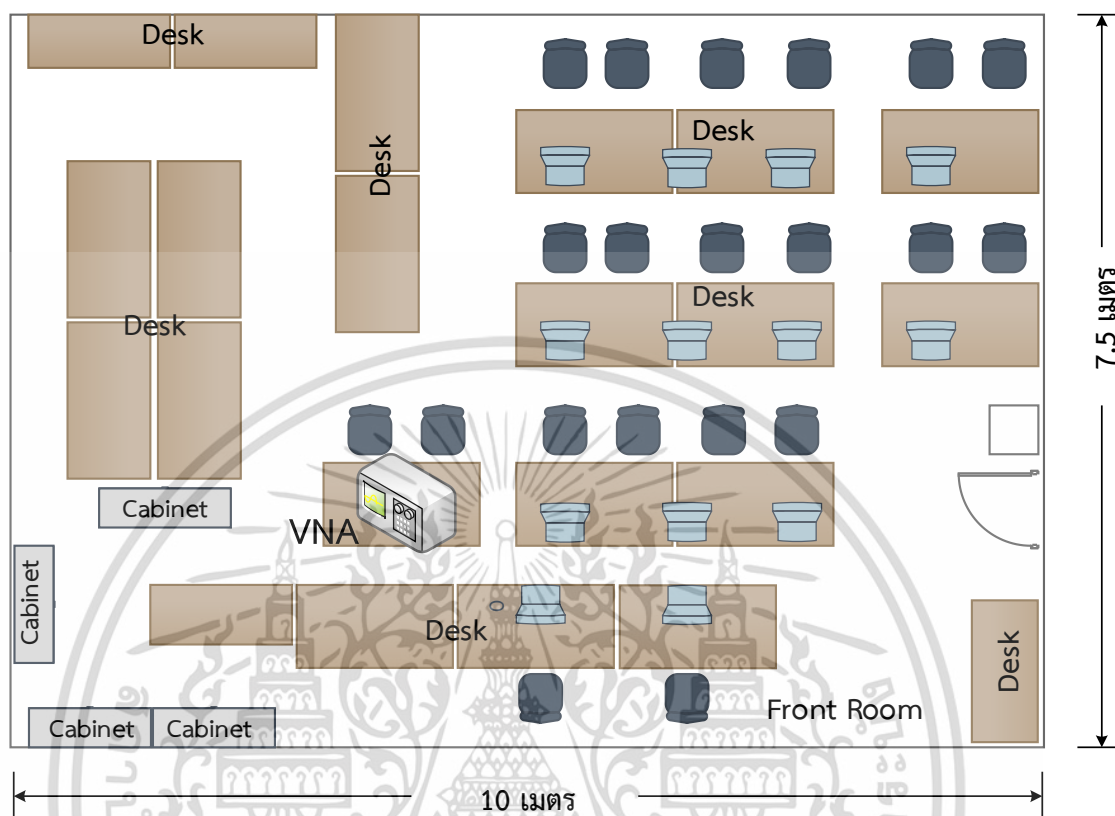
* มุมและระยะอากาศเคลื่อนได้เล็กน้อยเนื่องจากการวัดบนร่างกายและลักษณะท่าทาง



รูปที่ 6.3 ภาพของห้องที่ดำเนินการวัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาพแวดล้อมการวัดสัญญาณกระทำ ณ ห้องเรียนแบบปิดขนาด 10 x 7.5 เมตร ห้องจริง แสดงในรูปที่ 6.3 และแผนผังการจัดวางแสดงดังรูปที่ 6.4



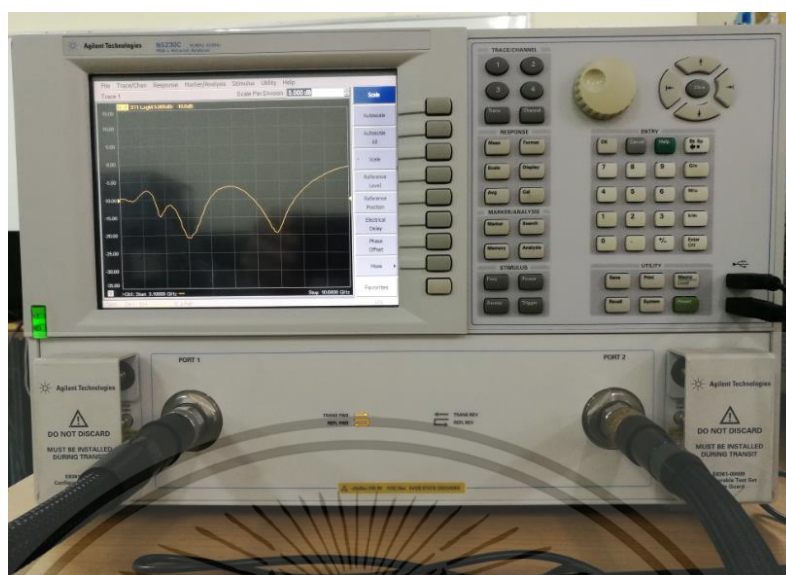
รูปที่ 6.4 แผนผังของห้องที่ดำเนินการวัด

6.1.2 เครื่องมือและพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัด

เครื่องมือที่ใช้ในการวัดทดสอบ ได้แก่ เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ และสายอากาศย่านที่ตอบสนองในย่านความถี่แถบกว้าง ตามรายละเอียดดังนี้

6.1.2.1 เครื่องมือวัด

ในการวัดช่องสัญญาณแบบแถบกว้างยิ่ง (Ultra-wideband : UWB) จะใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์ (Vector Network Analyzer : VNA) ของ Agilent รุ่น N5230C แสดงดังรูปที่ 6.5 ซึ่งสามารถตรวจสอบโครงข่ายได้ทั้งแบบ 1 พอร์ต และ 2 พอร์ต ซึ่งในการวัดจะใช้ พอร์ต 1 สำหรับสายอากาศส่ง (Tx) และพอร์ต 2 สำหรับสายอากาศรับ (Rx) ทำการวัด S-parameter สัมประสิทธิ์การส่งผ่าน (Transmission coefficient : S21) หรือฟังก์ชันถ่ายโอน แล้วนำค่าไปวิเคราะห์ต่อไป



รูปที่ 6.5 เครื่องวิเคราะห์โครงข่าย Agilent รุ่น N5230C

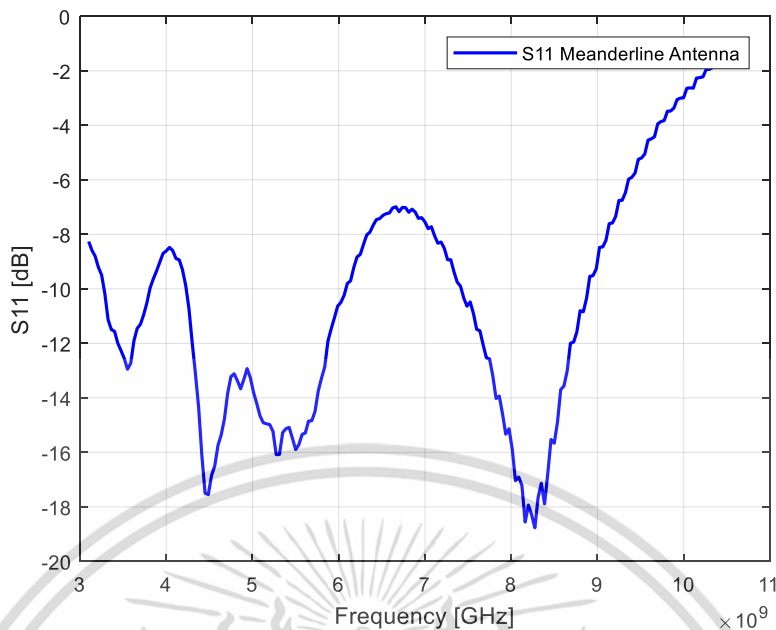
6.1.2.2 สายอากาศ

สายอากาศที่ใช้ในการทดลอง เป็นสายอากาศแบบเส้นคดเคี้ยว (Meander Line Antenna) ของบริษัท SkyCross [31] แสดงดังรูปที่ 6.6 เป็นสายอากาศที่ทำงานในย่าน UWB ตอบสนองความถี่ ตลอดช่วงความถี่ 3.1 GHz ถึง 11 GHz เป็นสายอากาศขนาดเล็ก แพร่กระจายคลื่นรอบตัวตามแนวตั้ง โดยมีสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ (Reflection coefficient : S11) ที่ได้จากการวัดค่า แสดงดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.6 โครงสร้างของสายอากาศเส้นคดเคี้ยวของบริษัท SkyCross

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.7 สัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับ $|S_{11}|$ คุณสมบัติของสายอากาศ

6.1.2.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองวัด

ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการวัดสัญญาณ แสดงดังตารางที่ 6.2 โดยทำการวัดในช่วงความถี่ 3.1GHz ถึง 10.6 GHz ครอบคลุมตลอดทั้งย่าน UWB ลักษณะการวางสายอากาศเป็นแนวตั้ง เนื่องจากสายอากาศมีรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นรอบทิศทางในแนวระนาบเดียว

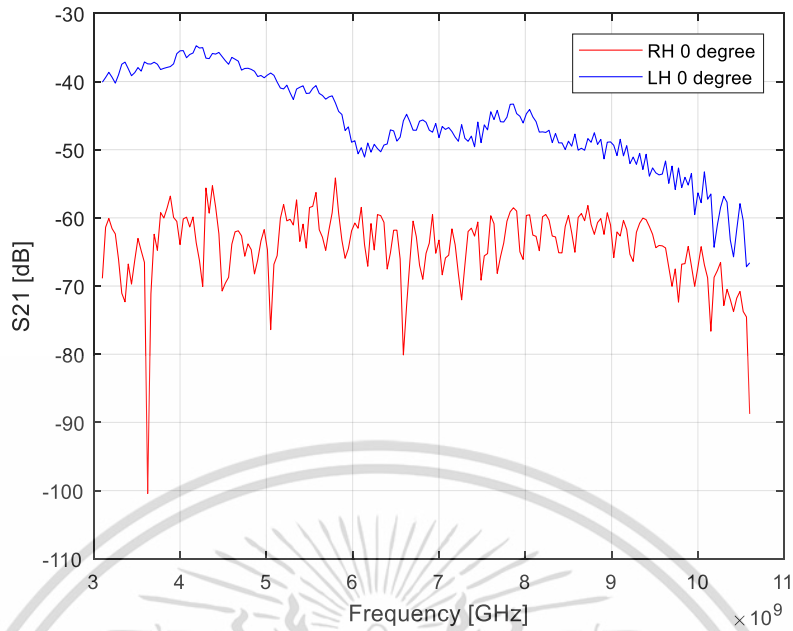
ตารางที่ 6.2 พารามิเตอร์ในการวัดสัญญาณ

พารามิเตอร์	ค่า
ช่วงความถี่	3.1 – 10.6 GHz
จำนวนจุดของความถี่	201 จุด
ชนิดของสายอากาศ	Meander Line
ความสูงของตัวคน	165 เซนติเมตร
น้ำหนักของตัวคน	52 กิโลกรัม (เพศหญิง)

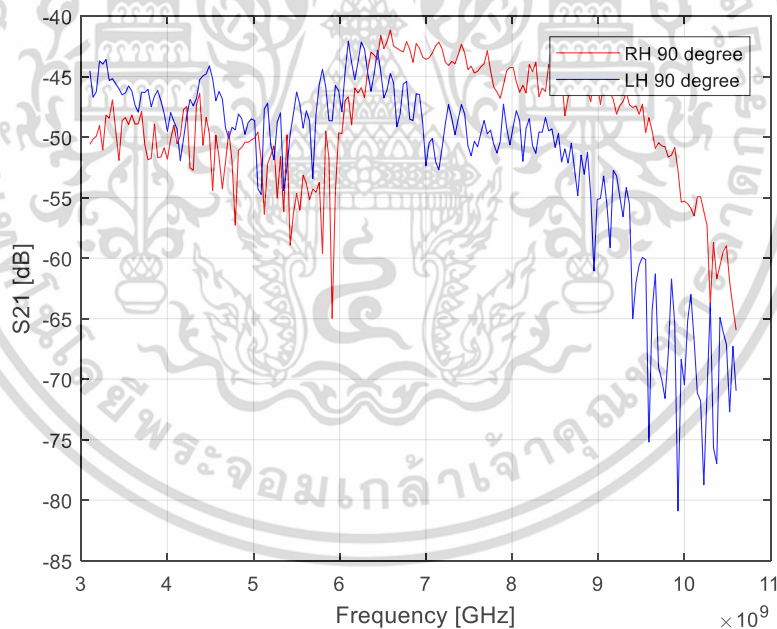
6.1.3 ผลการวัด

ผลที่ได้จากการวัดค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านที่ตำแหน่งการติดตั้งสายอากาศที่จุดต่างๆ แสดงเปรียบเทียบให้เห็นบางส่วน ดังรูปที่ 6.8 ถึงรูปที่ 6.10 โดยในรูปที่ 6.8 เป็นผลของการติดตั้งสายอากาศส่งที่ข้อมือขวาต้านในและข้อมือซ้ายต้านใน ที่ตำแหน่ง 0 องศา คือแนบลำตัว จะเห็นได้ว่าที่ข้อมือขวาขนาดของสัญญาณจะต่ำกว่า 20 dB ถึง 10 dB เมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ทั้งนี้เนื่องจากระยะของสายอากาศที่ข้อมือขวาห่างจากสายอากาศส่งมากกว่าข้อมือซ้าย และยังมีร่างกายส่วนของลำตัวบดบังอยู่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



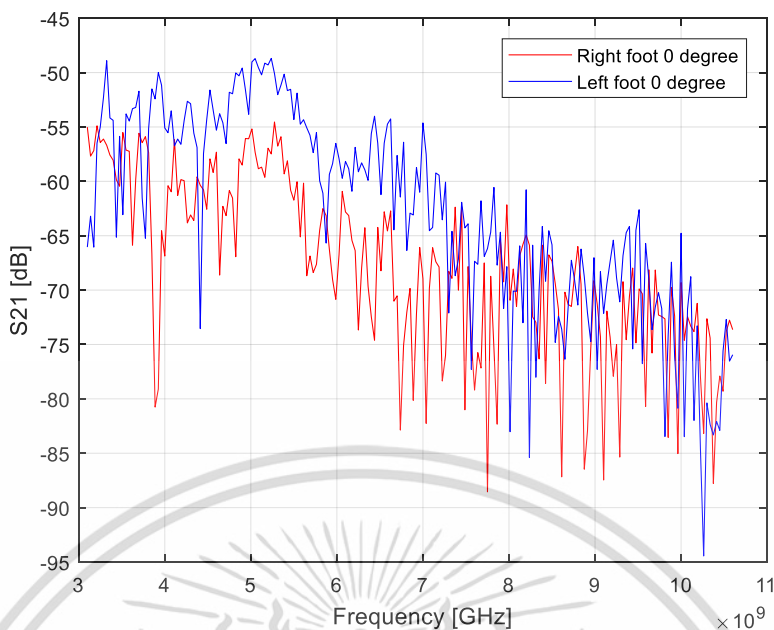
รูปที่ 6.8 ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของโหนดที่ข้อมือขวาและข้อมือซ้าย ตำแหน่ง 0 องศา



รูปที่ 6.9 ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของโหนดที่ข้อมือขวาและข้อมือซ้าย ตำแหน่ง 90 องศา

รูปที่ 6.9 เป็นตำแหน่งติดตั้งสายอากาศส่งที่ข้อมือขวาและข้อมือซ้ายเช่นกัน แต่แขนยกท่ามุม 90 องศาที่ร่างกาย จะเห็นได้ว่าสัมประสิทธิ์การถ่ายโอนใกล้เคียงกันเพราะระยะทางแตกต่างกันเพียง 10 เซนติเมตร และคลื่นหลักที่แพร่กระจายระหว่างสายอากาศมีองค์ประกอบของสัญญาณ ในเส้นทางตรง (LOS)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.10 ขนาดฟังก์ชันถ่ายโอนของโหนดที่ข้อเท้าขวาและข้อเท้าซ้าย ตำแหน่ง 0 องศา

ขณะที่รูปที่ 6.10 เป็นการติดตั้งสายอากาศส่งที่ข้อเท้าขวาและข้อเท้าซ้ายด้านนอก ผลจะใกล้เคียงกันเนื่องจากระยะจากสายอากาศส่งอยู่ที่ 88 และ 93 เซนติเมตร ห่างกันเพียง 5 เซนติเมตร และการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในรูปแบบเดียวกัน

นำผลการวัดที่ได้มาทำการวิเคราะห์หาค่าการสูญเสียเชิงวิถี เปรียบเทียบกับแบบจำลองการสูญเสียเชิงวิถี (path loss model) ที่ถูกทดลองและใช้เป็นแบบจำลองช่องสัญญาณ CM3 ในมาตรฐาน WBAN [2] โดยผลของ CM3 ที่ใช้การกระชับค่า (fitting) จะได้สมการดังนี้

$$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N \quad [6.1]$$

เมื่อ PL คือการสูญเสียเชิงวิถี path loss หน่วย dB

a และ b คือสัมประสิทธิ์ของการกระชับค่าแบบเชิงเส้น

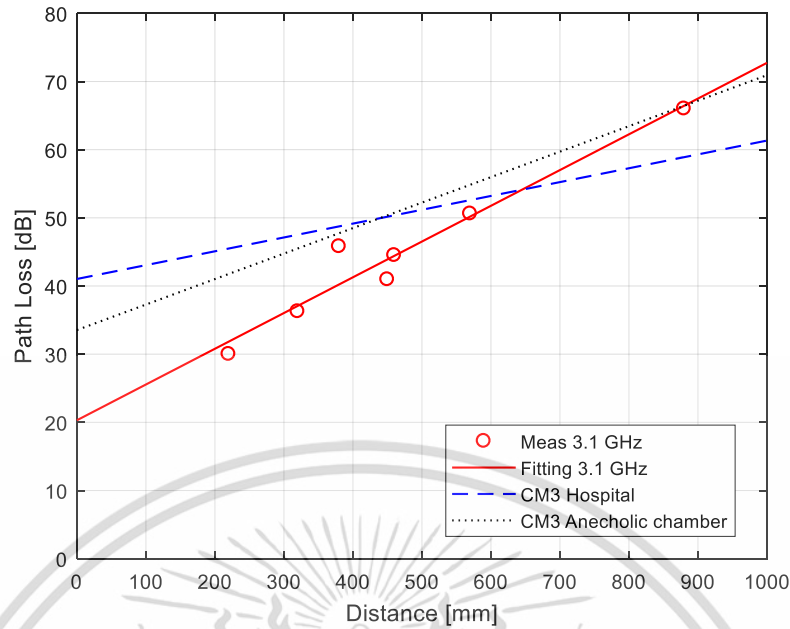
d คือระยะระหว่างสายอากาศส่งและรับ

N คือตัวแปรการแจกแจงแบบปกติที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ_N โดยมีค่าพารามิเตอร์ดังนี้

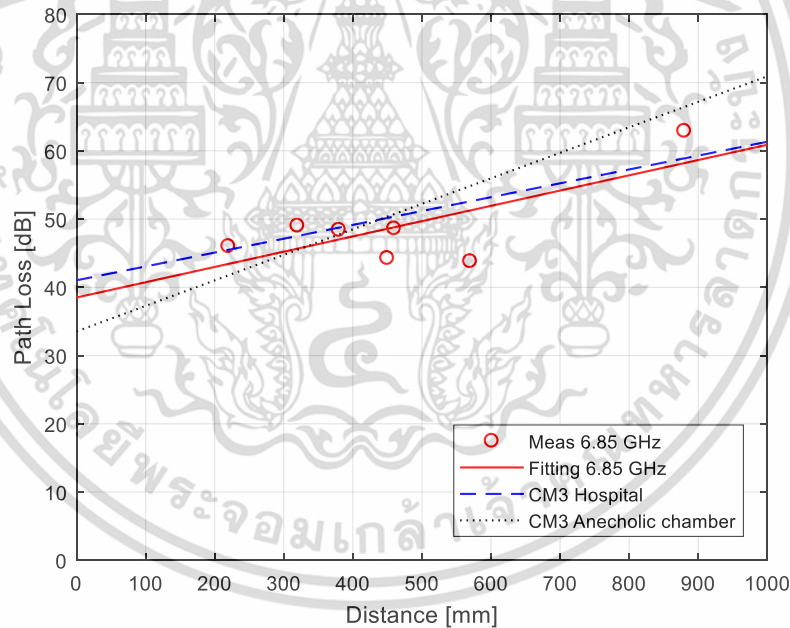
ตารางที่ 6.3 พารามิเตอร์ของการสูญเสียเชิงวิถีใน CM3

พารามิเตอร์	ค่าในห้องพยาบาล	ค่าในห้องไร่การสะท้อน
a	19.2	34.1
b	3.38	-31.4
σ_N	4.40	4.85

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



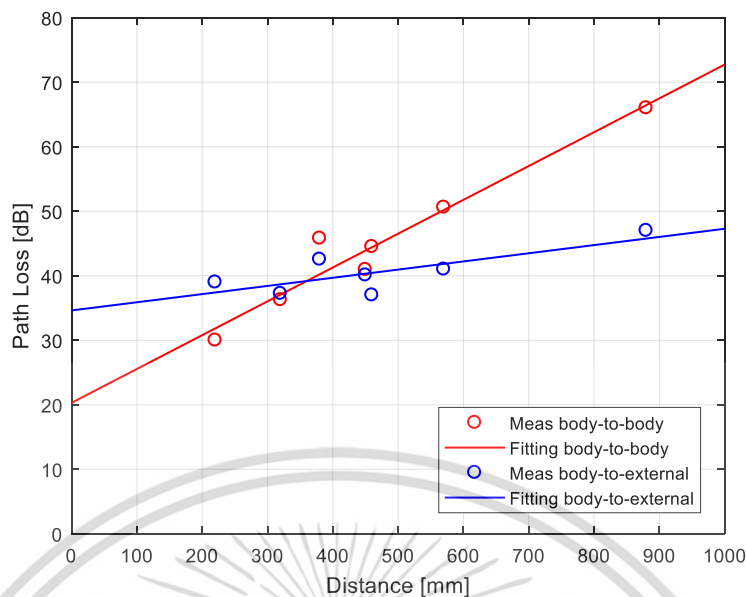
รูปที่ 6.11 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถึ ณ ความถี่ 3.1 GHz



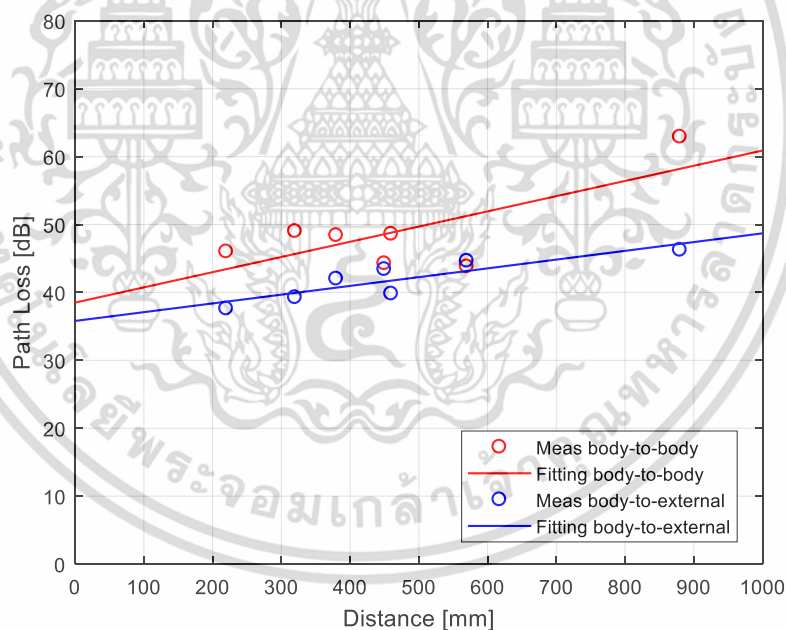
รูปที่ 6.12 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถึ ณ ความถี่ 6.85 GHz

รูปที่ 6.11 เป็นการนำค่าที่วัดได้มาทำการวิเคราะห์หาค่าการสูญเสียเชิงวิถึ เพื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ถูกเสนอในมาตรฐาน WBAN ในย่านความถี่แถบกว้างยิ่ง โดยเป็นค่าการสูญเสียเชิงวิถึ ณ ความถี่ 3.1 GHz และ 6.85 GHz ตามลำดับ ที่ระยะทาง 1000 มิลลิเมตร โดยผลที่เป็นจุดเป็นค่าจากการวัด ส่วนเส้นทึบเป็นเส้นที่ได้จากการ fitting ค่า และเส้นประเป็นค่าของ CM3 ใน WBAN พบว่าที่ 3.1 GHz มีแนวโน้มเพิ่มขึ้นเร็วกว่าของ CM3 ซึ่งอาจเกิดจากสภาพแวดล้อมในการทดลองที่แตกต่างและรูปแบบการวัด เนื่องจาก CM3 ทำการวัดในห้องที่โรงพยาบาล ส่วนรูปที่ 6.12 เป็นค่าการสูญเสียเชิงวิถึ ณ ความถี่ 6.85 GHz มีแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงสอดคล้องกับ CM3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การขงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่บนระบบออนไลน์ การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.13 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีแบบ body-to-body และ body-to-external ณ ความถี่ 3.1 GHz



รูปที่ 6.14 เปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีแบบ body-to-body และ body-to-external ณ ความถี่ 6.85 GHz

รูปที่ 6.13 เป็นการเปรียบเทียบการสูญเสียเชิงวิถีจากการวัดบนร่างกาย (body-to-body) กับการสูญเสียทิศทางเดียวจากร่างกายไปยังภายนอก (body-to-external) ที่ 3.1 GHz สังเกตได้ว่า ค่าการสูญเสียเชิงวิถีบนร่างกายจะเพิ่มขึ้นเร็วกว่า เนื่องจากแม้สภาพแวดล้อมจะใกล้เคียงกัน แต่การแพร่กระจายของคลื่นแบบไปยังภายนอกจะแพร่คลื่นผ่านอากาศว่างเป็นหลัก ขณะที่รูปที่ 6.14 การสูญเสียเชิงวิถีที่ความถี่ 6.85 GHz แนวโน้มการเพิ่มขึ้นอยู่ในรูปแบบเดียวกัน

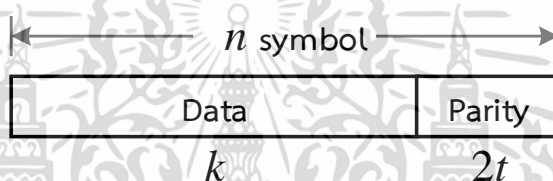
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 การออกแบบรหัสควบคุมข้อผิดพลาด

ในขั้นการควบคุมการเข้าถึงสื่อ่นั้นมีขนาดที่เปลี่ยนแปลงได้ระหว่าง 0 จนถึงไม่เกิน 255 ไบต์ ดังนั้นสามารถใช้รหัสรีด-โซโลมอน ขนาดบล็อกสูงสุดได้ถึง 255 แต่รหัสที่นำเสนอจะใช้รหัสรีด-โซโลมอน ที่บล็อกข้อมูลขนาด 127 ไบต์ ร่วมกับรหัสคอนวูลูชันที่มีอัตรารหัส $1/2$ ซึ่งข้อมูลบิตที่เอาท์พุทของรหัสคอนวูลูชันจะเป็น 2 เท่าเสมือนว่าเทียบเท่ากัน จากนั้นจึงนำรหัสที่ออกแบบไปทดสอบโดยการจำลองการทำงานทั้งในรูปแบบของรหัสเดี่ยวและรหัส Concatenate

6.2.1 รหัสรีด-โซโลมอน

รหัสรีด-โซโลมอน แม้จะจัดอยู่ในรหัสบีซีเอช แต่ข้อมูลและตำแหน่งความผิดพลาดอยู่ในสนามขยาย ดังนั้นรหัสรีด-โซโลมอนจึงเป็นรหัสสวนรอบแบบ non-binary คือ แต่ละสัญลักษณ์จะมี m บิต โดยในบรรดาร์หัสเชิงเส้น รหัสรีด-โซโลมอนจะมีระยะทางของรหัสต่ำสุด คือ $d_{min} = n - k + 1$ โดยมีความยาวบล็อกข้อมูล $n = 2^m - 1$



รูปที่ 6.15 บล็อกข้อมูลของรหัสรีด-โซโลมอน $RS(n, k)$

นั่นคือรหัสรีด-โซโลมอน $RS(n, k)$ มีความยาวบล็อกข้อมูล n และข้อมูลจำนวน k สัญลักษณ์ โดย $n - k = 2t$ เมื่อ t คือจำนวนสูงสุดของสัญลักษณ์ที่อาจผิดพลาดได้ ดังนั้น

$$t = \left(\frac{d_{min}-1}{2} \right) = \left(\frac{n-k}{2} \right) \quad [6.2]$$

พหุนามต้นกำเนิดของรหัสรีด-โซโลมอน เขียนได้เป็น

$$g(x) = \sum_{i=0}^{2t} g_i x^i = g_0 + g_1 x + g_2 x^2 + \dots + g_{2t} x^{2t} \quad [6.3]$$

เมื่อ $g_i \in GF(2^m)$ ดีกรีของพหุนามต้นกำเนิดคือ $2t$ จึงสามารถกำหนดจากจำนวนรากที่ต่อเนื่องจำนวน $2t$ ราก หรือเขียนในรูปทั่วไปคือ

$$g(x) = \prod_{i=j_0}^{1+2t-1} (x - \alpha^i) \quad [6.4]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสรีด-โซโลมอนที่เลือกใช้คือขนาด 127 ไบต์อยู่ใน $GF(2^7)$ โดยมีพหุนามที่พหุคูณ $p(x) = x^7 + x^3 + 1$ ยกตัวอย่างเช่น รหัส RS(127,119) มี $n - k = 2t = 8$ แต่ละสัญลักษณ์ จะมี 7 บิต หนึ่งบล็อกจะมี 127 สัญลักษณ์หรือ 889 บิต สามารถแก้ไขข้อผิดพลาดได้สูงสุด 4 สัญลักษณ์ หรือ 28 บิต และส่วนของข้อมูลมี 119 สัญลักษณ์ หรือ 833 บิต สามารถหาพหุนามต้นกำเนิดได้ดังนี้

$$g(x) = \prod_{i=0}^{1+2t-1} (x - \alpha^i) = \prod_{i=1}^8 (x - \alpha^i)$$

$$= (x - \alpha)(x - \alpha^2)(x - \alpha^3)(x - \alpha^4)(x - \alpha^5)(x - \alpha^6)(x - \alpha^7)(x - \alpha^8)$$

$$= x^8 + \alpha^{91}x^7 + \alpha^{34}x^6 + \alpha^{44}x^5 + \alpha^6x^4 + \alpha^{53}x^3 + \alpha^{52}x^2 + \alpha^{118}x + \alpha^{36}$$

พหุนามพาริตีหาได้จาก $p(x) = x^{2t}m(x) \bmod g(x)$ จะได้คำรหัสเขียนได้เป็น

$$c(x) = p(x) + x^{2t}m(x)$$

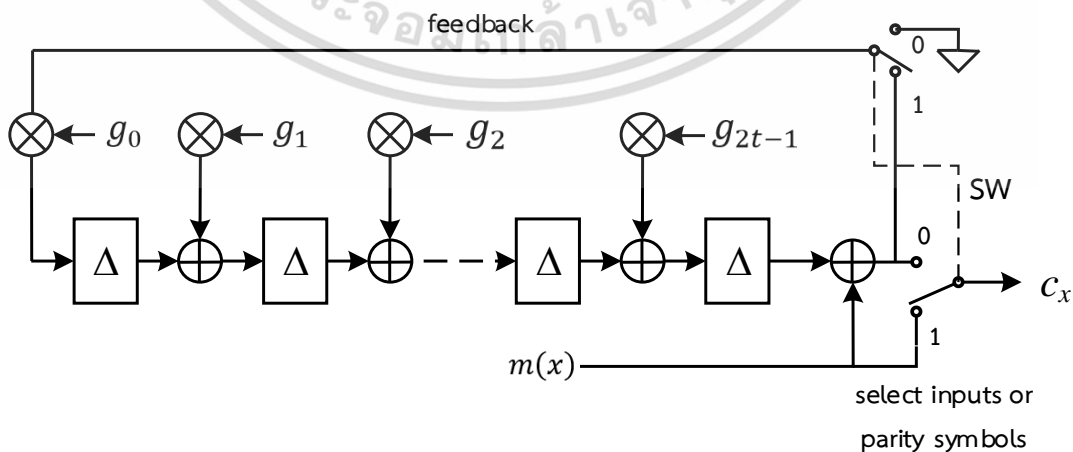
การเข้ารหัสจะใช้ตัวเลื่อนข้อมูลป้อนกลับเชิงเส้น LFSR ในการคำนวณแบบมอดูโล แสดงดังรูปที่ 6.16 ข้อมูลซึ่งดีกรีสูงจะเข้ามาก่อน และถูกส่งออกไปพร้อมกับการไหลตเข้าสู่วงจรมอดูโลที่เป็นตัวเลื่อนข้อมูลป้อนกลับเชิงเส้น เมื่อครบจำนวน k ข้อมูล (หรือ k สัญลักษณ์) แล้ว SW จะสวิตซ์ไปทางตรงข้าม เพื่อให้ผลเศษเหลือเลื่อนออกไป (ช่วงนี้จะไม่มีป้อนกลับ)

ดังนั้นคำรหัสที่ส่งออกไปจะเขียนเป็นพหุนาม ดังนี้

$$c(x) = m_{2t+k-1}x^{2t+k-1} + m_{2t+k-2}x^{2t+k-2} + \dots + m_0x^{2t} + p_{2t-1}x^{2t-1}$$

$$+ \dots + p_2x^2 + p_1x + p_0$$

$$= c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \dots + c_kx^k + c_{2t-1}x^{2t-1} + \dots + c_2x^2 + c_1x + c_0$$

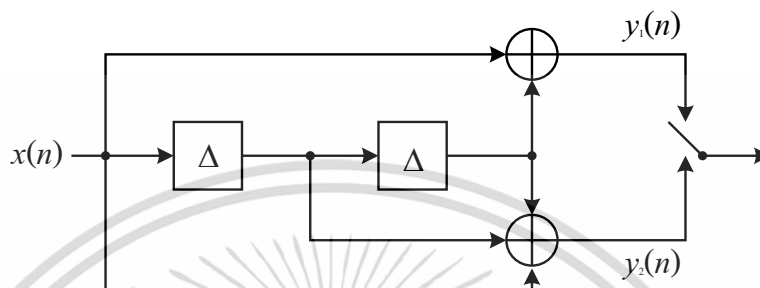


รูปที่ 6.16 วงจรรหัสรีด-โซโลมอน RS(n, k)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.2 รหัสคอนโวลูชัน

ในการออกแบบรหัสคอนโวลูชันโดยปกติจะถูกกำหนดด้วยตัวแปร 3 ตัวคือ (n, k, m) โดย n คือจำนวนของบิตเอาต์พุต k คือจำนวนของบิตอินพุต และ m คือจำนวนของหน่วยความจำ (memory registers) นอกจากนี้แล้วยังสามารถเขียนอยู่ในรูปของผลตอบสนองอิมพัลส์ และความยาวจำกัด (constraint length) ได้ด้วย อัตรารหัสนิยามโดย k/n หรือผู้ผลิตมักระบุอยู่ในเทอมของ (n, k, L) เมื่อ L คือค่าความยาวจำกัด โดย $L = k + 1$



รูปที่ 6.17 รหัสคอนโวลูชัน $(2,1,2)$ หรือ $CC(5,7) L=3$

โดยรหัสคอนโวลูชันที่ใช้ แสดงดังรูปที่ 6.17 เป็นรหัส $(2,1,2)$ มีอัตรารหัส $1/2$ คือมีบิตอินพุตจำนวน 1 บิต และบิตเอาต์พุต 2 บิต ใช้หน่วยความจำ 2 ตัว และมีความยาวจำกัดเท่ากับ 3 ซึ่งหมายถึงจะมีข้อมูลอินพุตทั้งหมด 3 บิตที่เรียงตัวกันเข้ามาซึ่งส่งผลกระทบต่อค่าเอาต์พุตแต่ละบิต สำหรับการเข้ารหัสคอนโวลูชัน $(2,1,2)$ ที่มีคุณสมบัติที่ดีที่สุดคือรหัสที่ใช้พหุนาม $(101_2, 111_2)$ หรือ $(5,7)$ จะมีผลตอบสนองอิมพัลส์ $g_i(n)$ สำหรับอินพุต $x(n) = (1000 \dots)$ ดังนี้

$$g_1(n) = x(n) + x(n-2)$$

$$g_2(n) = x(n) + x(n-1) + x(n-2)$$

หรือผลตอบสนองอิมพัลส์คือ

$$g_1(n) = (101)$$

$$g_2(n) = (111)$$

ถ้าลำดับข้อมูลอินพุต $x(n)$ ถูกส่งเข้ามาในวงจรเข้ารหัสจะได้เอาต์พุต 2 ชุดเป็น

$$y_1(n) = x(n) * g_1(n)$$

$$y_2(n) = x(n) * g_2(n)$$

โดยค่า D transform ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวเข้ารหัสจะเป็น

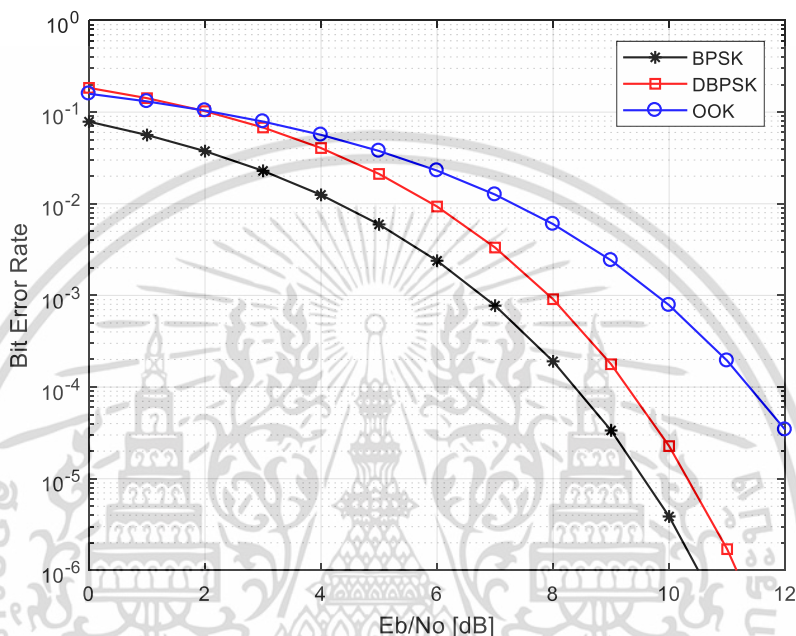
$$G_2(D) = 1 + D^2$$

$$G_3(D) = 1 + D + D^2$$

และได้เอาต์พุตเท่ากับ $Y(D) = [1 + D^2 \quad 1 + D + D^2]$

6.3 การจำลองการทำงานของช่องสัญญาณและการกล้ำสัญญาณ

การจำลองการทำงานของระบบจะเริ่มจากการจำลองผลทางทฤษฎีของช่องสัญญาณ และรูปแบบของการกล้ำสัญญาณ เพื่อให้เห็นความเหมือนและความแตกต่างของวิธีการเหล่านั้น เพื่อให้สามารถประเมินในเบื้องต้นได้ว่าเมื่อเลือกพิจารณาช่องสัญญาณและการกล้ำสัญญาณแบบใดแล้ว แนวโน้มของช่องสัญญาณและการกล้ำสัญญาณแบบอื่นที่พฤติกรรมคล้ายกันนั้นจะให้ประสิทธิภาพในแนวทางที่คาดการณ์ได้



รูปที่ 6.18 อัตราผิดพลาดบิตของ BPSK, DBPSK และ OOK ในช่องสัญญาณ AWGN

จากรูปที่ 6.18 เป็นการพิจารณาประสิทธิภาพของช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ซึ่งเป็นช่องสัญญาณสื่อสารที่ซับซ้อนน้อย นิยมนำมาวิเคราะห์และออกแบบระบบสื่อสารต่างๆ สัญญาณที่วางจรรยาครับจะอยู่ในรูป $y(t) = x(t) + n(t)$ เมื่อสัญญาณ $x(t)$ คือสัญญาณข้อมูลและ $n(t)$ คือสัญญาณรบกวน สำหรับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกจะมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และความหนาแน่นสเปกตรัมแบบสองด้านเท่ากับ $N_0/2$ watt/Hz ซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนทางอุณหภูมิหรือสัญญาณรบกวนทางอิเล็กทรอนิกส์ ในส่วนของการกล้ำสัญญาณจะเปรียบเทียบใน 3 รูปแบบคือ BPSK (Binary Phase Shift Keying), DBPSK (Differential BPSK) และ OOK (On Off Keying) ซึ่งเป็นรูปแบบการกล้ำสัญญาณที่ถูกใช้ใน WBAN ทฤษฎีของอัตราผิดพลาดบิตของการกล้ำสัญญาณแบบ BPSK ช่องสัญญาณ AWGN หาได้จากสมการ

$$BER_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}) \quad [6.5]$$

ส่วนแบบ DBPSK หาได้จากสมการ

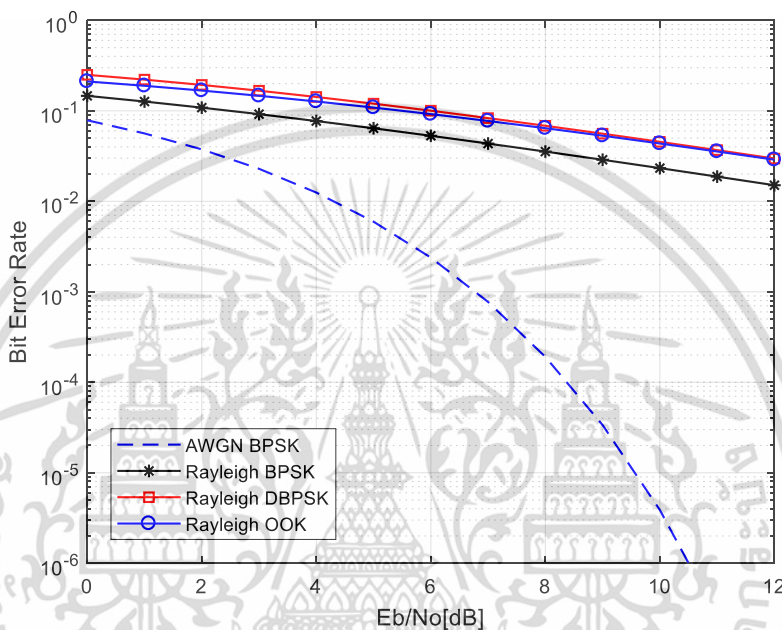
$$BER_{DBPSK} = \frac{1}{2} \exp^{-\frac{E_b}{N_0}} \quad [6.6]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ OOK หาได้จากสมการ

$$BER_{OOK} = Q(E_b/N_0) \quad [6.7]$$

ผลการจำลองการทำงานโดยอาศัยฟังก์ชันค่าความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดจะพบว่า ที่ทุกอัตราผิดพลาดบิตของการกล้ำสัญญาณแบบ BPSK จะให้อัตราพลังงานของบิตข้อมูลต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน (E_b/N_0) ต่ำกว่า DBPSK ประมาณ 0.5 - 1 dB และต่ำกว่า OOK เท่ากับ 3 dB

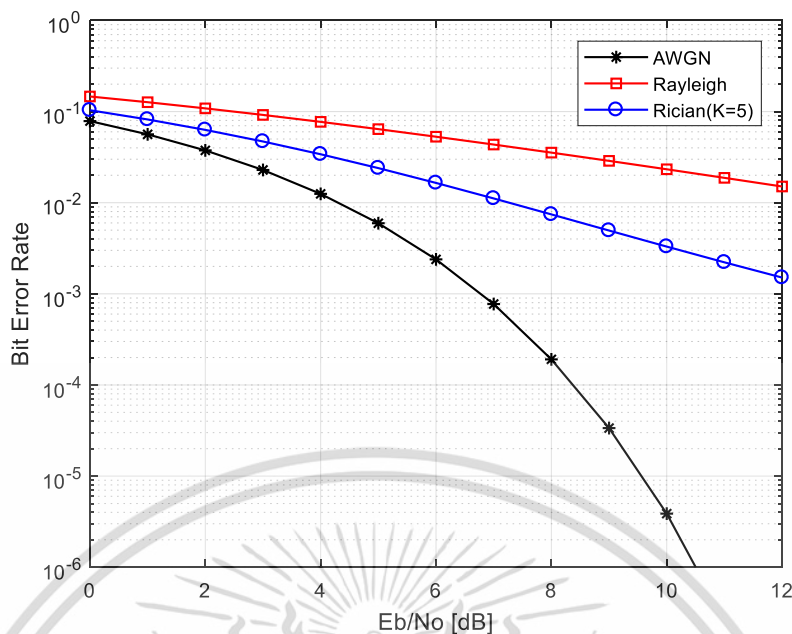


รูปที่ 6.19 อัตราผิดพลาดบิตของ BPSK, DBPSK และ OOK ช่องสัญญาณ Rayleigh

รูปที่ 6.19 อธิบายถึงอัตราผิดพลาดบิตของการกล้ำสัญญาณทั้ง 3 รูปแบบในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบ Rayleigh ซึ่งเป็นช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายเส้นทางที่ลักษณะไม่มีสัญญาณ Line-of-Sight ทำให้คุณภาพช่องสัญญาณต่ำ

$$BER_{BPSK} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{E_b/N_0}{1+E_b/N_0}} \right) \quad [6.8]$$

ผลการจำลองการทำงานพบว่าค่าอัตราบิตผิดพลาดก็จะสูงมากแม้ค่า E_b/N_0 เพิ่มขึ้นถึง 10 dB อัตราผิดพลาดบิตของการกล้ำสัญญาณทั้ง 3 รูปแบบก็ยังสูงกว่า 10^{-2} ซึ่งช่องสัญญาณนี้จะเป็นช่องสัญญาณแบบหนึ่งที่ใช้อ้างอิงในการทดสอบประสิทธิภาพของรหัสควบคุมข้อผิดพลาด เพราะมีการลดทอนค่าของสัญญาณในอวกาศว่างที่ค่อนข้างสูง



รูปที่ 6.20 อัตราผิดพลาดบิตของช่องสัญญาณ AWGN, Rayleigh และ Rician ที่กล้าสัญญาณแบบ BPSK

รูปที่ 6.20 เป็นการเปรียบเทียบสมรรถนะต่ออัตราผิดพลาดบิตของช่องสัญญาณ AWGN และช่องสัญญาณแบบจางหายกระจายหลายเส้นทาง ที่ใช้การกล้าสัญญาณแบบ BPSK จะเห็นว่าช่องสัญญาณ AWGN จะให้อัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำสุด เนื่องจากสัญญาณที่รับได้มีเพียงองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน ส่วนช่องสัญญาณแบบ Rician จะมีอัตราผิดพลาดบิตอยู่ระหว่างช่องสัญญาณ AWGN และช่องสัญญาณ Rayleigh ทั้งนี้เนื่องจากมีองค์ประกอบของสัญญาณหลายเส้นทางที่มีทั้งสัญญาณ Line-of-Sight และ Non Line-of-Sight โดยในรูปนี้กำหนดให้ช่องสัญญาณ Rician มีค่า K-factor เท่ากับ 5 และหากค่า K-factor เท่ากับ 0 ก็จะกลายเป็นช่องสัญญาณแบบ Rayleigh นั่นเอง

6.4 การจำลองการทำงานของรหัสควบคุมข้อผิดพลาด

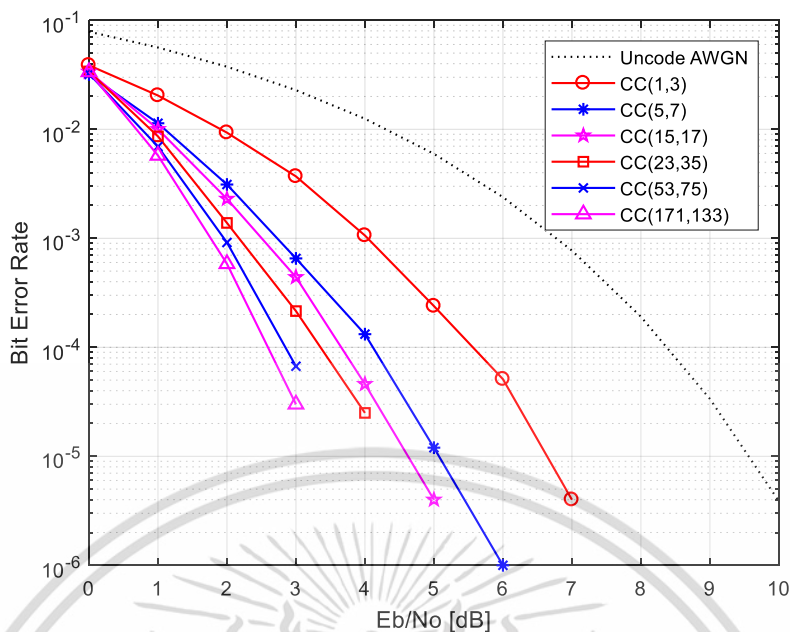
เพื่อให้การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของรหัสควบคุมข้อผิดพลาด สามารถวิเคราะห์ไปในแนวทางเดียวกัน จึงกำหนดให้ใช้การกล้าสัญญาณเป็นแบบ BPSK เพียงแบบเดียว และช่องสัญญาณ AWGN เป็นช่องสัญญาณที่ใช้ในการอ้างอิง ส่วนช่องสัญญาณที่จะใช้ในการพิจารณาประสิทธิภาพและความเหมาะสมของรหัสควบคุมข้อผิดพลาด จะทำการทดสอบบนช่องสัญญาณ Rayleigh และช่องสัญญาณ Rician เป็นหลัก ทั้งนี้จะทำการจำลองการทำงานของรหัสเดี่ยวทั้ง รหัสรีด-โซโลมอน และรหัสคอนวูลูชัน บนช่องสัญญาณที่มีความแตกต่างกัน เพื่อหาความเหมาะสมกรณีที่ใช้รหัสแบบเดี่ยวว่าจะสามารถผ่านข้อกำหนดด้วยรหัสแบบใดและขนาดใดบ้าง จากนั้นจึงทดสอบการเข้ารหัสแบบ Concatenate ในการพิจารณาความเหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณต่อไป โดยพารามิเตอร์ของรหัสที่ใช้ในการทดลอง แสดงดังตารางที่ 6.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

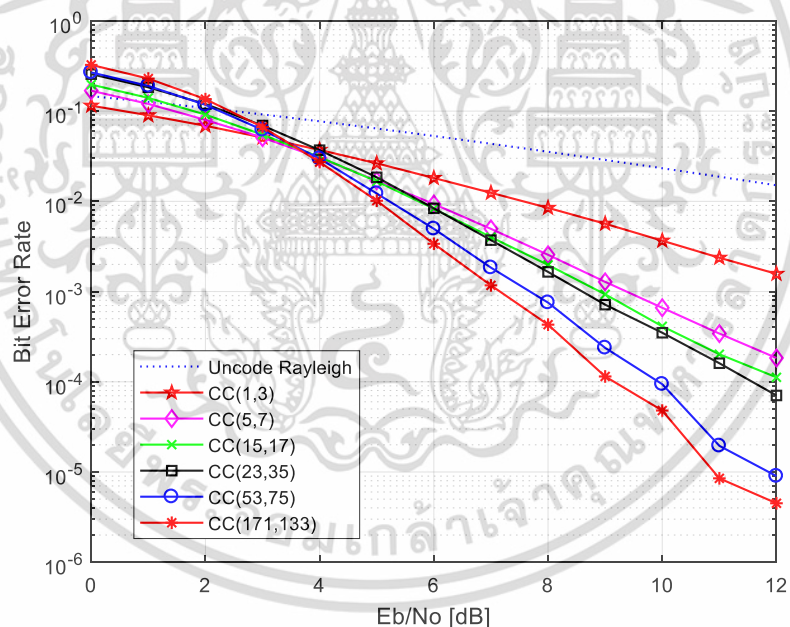
ตารางที่ 6.4 พารามิเตอร์ของรหัสที่ใช้ในการทดลอง

Code Types	Code Types	Code Rate	Correcting Capability	Constraint Length
RS	(255,239)	0.94	8	
	(255,223)	0.87	16	
	(255,191)	0.75	32	
	(255,159)	0.63	48	
	(255,127)	0.5	64	
	(127,119)	0.94	4	
	(127,115)	0.91	6	
	(127,111)	0.87	8	
	(127,95)	0.75	16	
	(127,63)	0.5	32	
Convolution	CC(1,3)	0.5		2
	CC(5,7)	0.5		3
	CC(15,17)	0.5		4
	CC(23,35)	0.5		5
	CC(53,75)	0.5		6
	CC(171,133)	0.5		7
Concatenate	RS(127,119)+CC(1,3)	0.47		2
	RS(127,115)+CC(1,3)	0.45		2
	RS(127,111)+CC(1,3)	0.44		2
	RS(127,119)+CC(5,7)	0.47		3
	RS(127,115)+CC(5,7)	0.45		3
	RS(127,111)+CC(5,7)	0.44		3

รูปที่ 6.21 เป็นการนำรหัสคอนโวลูชันมาพิจารณาบนช่องสัญญาณ AWGN โดยทำการเปรียบเทียบรหัสที่มีค่าความยาวจำกัดที่แตกต่างตั้งแต่ 2 คือ CC(2,1,2) หรือ CC(1,3) จนถึง 7 CC(2,1,7) หรือ CC(133,171) ทุกรหัสมีอัตรารหัส 1/2 จากรูปพบว่าหากรหัสมีความยาวจำกัดมากจะสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดได้ดี เป็นที่แน่นอนว่ารหัสที่มีค่าความยาวจำกัดมากก็ยิ่งมีความซับซ้อนและใช้ทรัพยากรมาก แต่จะสังเกตได้ว่ารหัส CC(5,7) จะมีเกณฑ์ของ E_b/N_0 ดีกว่ารหัส CC(1,3) >1 dB แต่เกณฑ์ต่ำกว่ารหัส CC(15,17) เพียง <0.5 dB ซึ่งมีแนวโน้มที่เหมาะสมที่จะนำมาพิจารณาต่อไป ส่วนรหัส CC(1,3) นั้นถือว่าประสิทธิภาพการแก้ไขข้อผิดพลาดค่อนข้างต่ำ



รูปที่ 6.21 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสคอนโวลูชันที่มีอัตรารหัส 1/2 บนช่องสัญญาณ AWGN



รูปที่ 6.22 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสคอนโวลูชันที่มีอัตรารหัส 1/2 บนช่องสัญญาณ Rayleigh

รูปที่ 6.22 เป็นการพิจารณารหัสคอนโวลูชันบนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่ตำแหน่ง E_b/N_0 จะเห็นว่ามียุทธศาสตร์ที่น่าสนใจอยู่ 2 ยุทธศาสตร์คือ CC(5,7) และ CC(53,75) เนื่องจากให้ประสิทธิภาพในการแก้ไขผิดพลาดได้ใกล้เคียงกับรหัสที่มีค่าความยาวจำกัดสูงกว่า เช่น ที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-3} รหัส CC(5,7) จะมีเกณฑ์ต่ำกว่ารหัส CC(23,35) เพียง 0.4 dB แต่ความยาวจำกัดน้อยกว่าถึง 2 ระดับ จึงเลือกพิจารณารหัส CC(5,7) เป็นลำดับแรก แต่อย่างไรก็ตามที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-6} ไม่มีรหัสใดที่สามารถทำได้บนเงื่อนไข E_b/N_0 เท่ากับ 10 dB หากพิจารณาเพิ่มเติมจากรายที่ 6.5 เห็นได้ว่าหาก

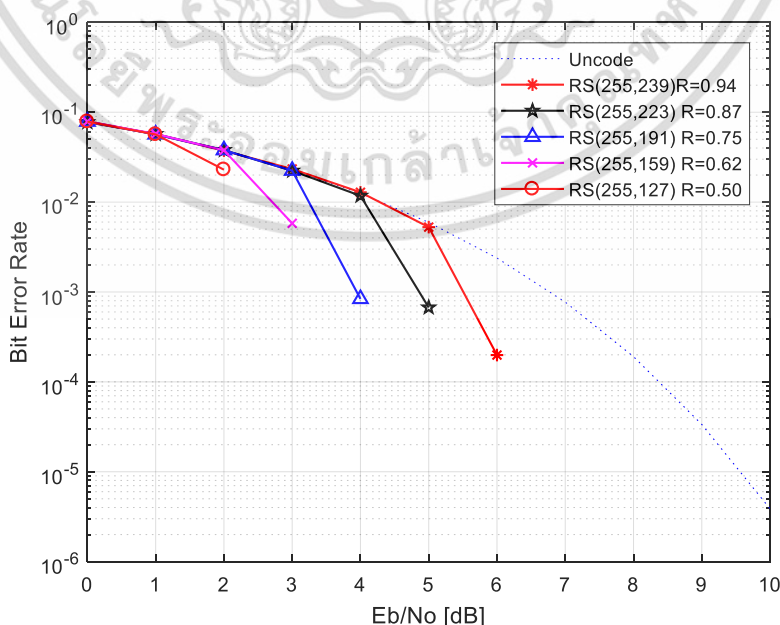
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะให้ทำงานได้ผ่าน 10 dB ต้องใช้รหัสคอนโวลูชันที่มีความยาวจำกัดมากกว่า 7 ซึ่งจะทำให้รหัสมีความซับซ้อนมากจนเกินไปและไม่เหมาะกับระบบสื่อสารไร้สายระยะสั้น

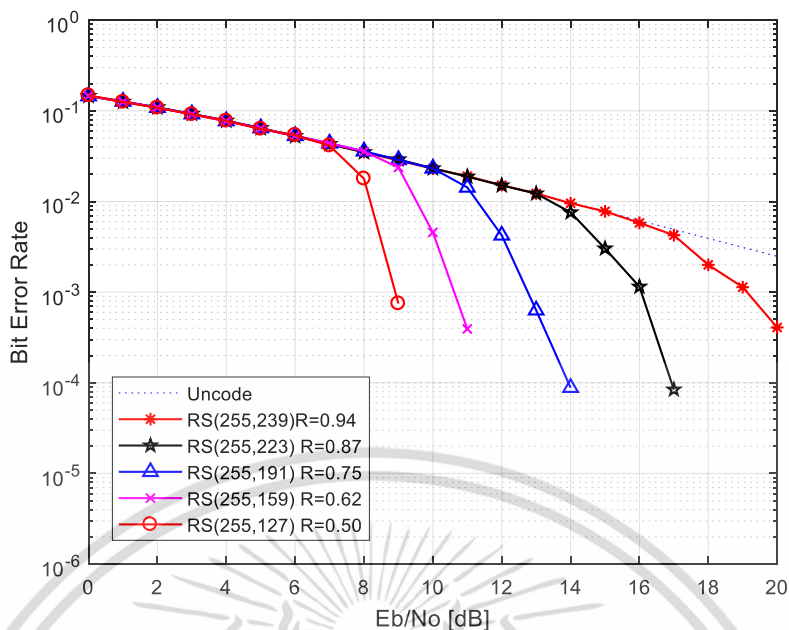
ตารางที่ 6.5 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัสคอนโวลูชันบนช่องสัญญาณ Rayleigh

BER	Code Types	E_b/N_0	Results
10^{-3}	CC(1,3)	> 12 dB	Fail
	CC (5,7)	9.3 dB	Pass
	CC(15,17)	8.8 dB	Pass
	CC(53,75)	4.2 dB	Good
	CC(171,133)	4.2 dB	Good
10^{-6}	CC(1,3)	> 12dB	Fail
	CC (5,7)	> 12 dB	Fail
	CC(15,17)	> 12dB	Fail
	CC(53,75)	> 12 dB	Fail
	CC(171,133)	> 12 dB	Fail

รูปที่ 6.23 เป็นการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน บนช่องสัญญาณ AWGN โดยรหัสรีด-โซโลมอนมีขนาดบล็อกข้อมูล 255 ไบต์ ที่อัตรารหัส และความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดที่แตกต่างกัน โดยเปรียบเทียบระหว่างรหัส RS(255,239) อัตรารหัส 0.94 ความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาด 8 สัญลักษณ์ ไปจนถึง รหัส RS(255,127) อัตรารหัส 0.5 ความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาด 64 สัญลักษณ์ ซึ่งพบว่ารหัสที่มีอัตรารหัสสูงกว่าจะมีอัตราผิดพลาดบิตมากแต่จะสามารถส่งข้อมูลได้จำนวนมากกว่าในบล็อกขนาดเท่ากัน ส่วนรหัสที่มีอัตรารหัสต่ำกว่าจะให้อัตราผิดพลาดบิตที่ดีกว่าแต่จะสามารถส่งข้อมูลได้น้อยในบล็อกข้อมูลขนาดเท่ากัน



รูปที่ 6.23 อัตราผิดพลาดบิตของรหัส รีด-โซโลมอน RS(255) บนช่องสัญญาณ AWGN



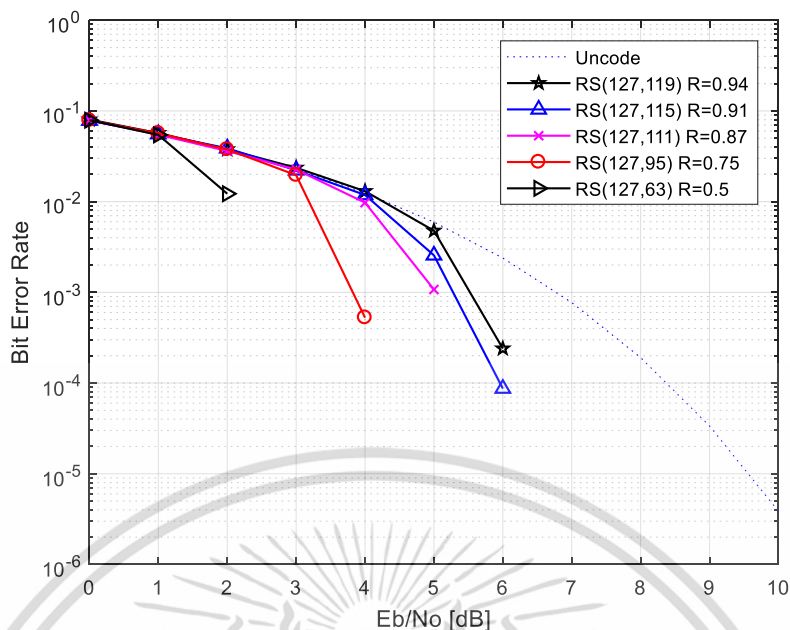
รูปที่ 6.24 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(255) บนช่องสัญญาณ Rayleigh

รูปที่ 6.24 และตารางที่ 6.6 เป็นการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน บนช่องสัญญาณ Rayleigh พบว่าทุกอัตรารหัสจะเริ่มสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดบิตที่ E_b/N_0 ประมาณ 7 dB ขึ้นไป และมีเพียงรหัส RS(255,127) เท่านั้นที่อัตราผิดพลาดบิตผ่านข้อกำหนด 10^{-3} และ 10^{-6} dB ที่ E_b/N_0 ไม่เกิน 10 dB

ตารางที่ 6.6 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัสรีด-โซโลมอน RS(255) บนช่องสัญญาณ Rayleigh

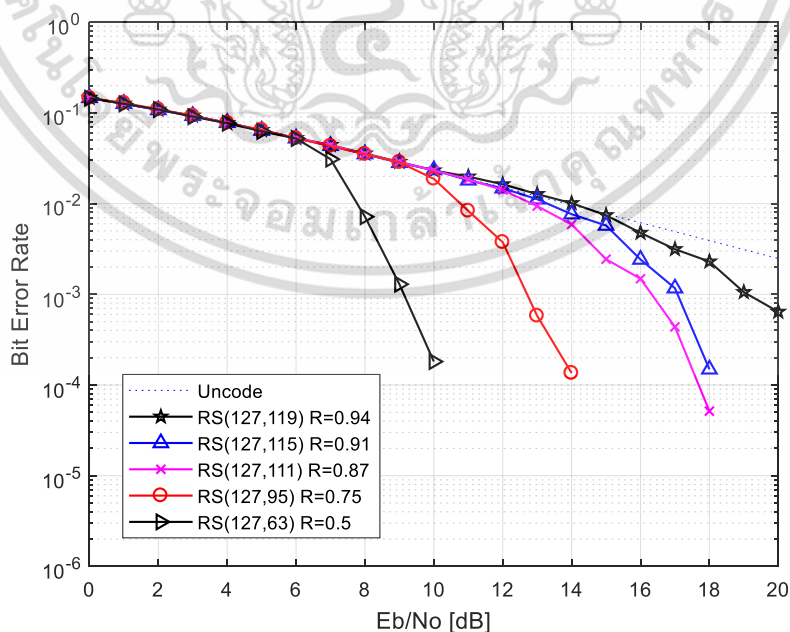
BER	Code Types	E_b/N_0	Results
10^{-3}	RS(255,239)	19 dB	Fail
	RS(255,233)	16 dB	Fail
	RS(255,191)	12.7 dB	Fail
	RS(255,159)	10.5 dB	Fail
	RS(255,127)	8.8 dB	Pass
10^{-6}	RS(255,239)	> 20dB	Fail
	RS(255,233)	> 16 dB	Fail
	RS(255,191)	> 14dB	Fail
	RS(255,159)	> 10 dB	Fail
	RS(255,127)	< 10 dB	Pass

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.25 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(127) บนช่องสัญญาณ AWGN

รูปที่ 6.25 เป็นรหัสรีด-โซโลมอน ขนาดบล็อกข้อมูล 127 ไบต์ บนช่องสัญญาณ AWGN ที่อัตรารหัส 0.5 ถึง 0.94 โดยเปรียบเทียบระหว่างรหัส RS(127,119) อัตรารหัส 0.94 ความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาด 4 สัญลักษณ์ ไปจนถึง รหัส RS(127,63) อัตรารหัส 0.5 ความสามารถแก้ไขข้อผิดพลาด 32 สัญลักษณ์ ซึ่งพบว่ารหัสที่มีอัตรารหัสสูงกว่าจะมีอัตราผิดพลาดบิตมากแต่จะสามารถส่งข้อมูลได้จำนวนมากกว่าในบล็อกขนาดเท่ากัน ส่วนรหัสที่มีอัตรารหัสต่ำกว่าจะให้อัตราผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าแต่จะสามารถส่งข้อมูลได้น้อยในบล็อกข้อมูลขนาดเท่ากัน



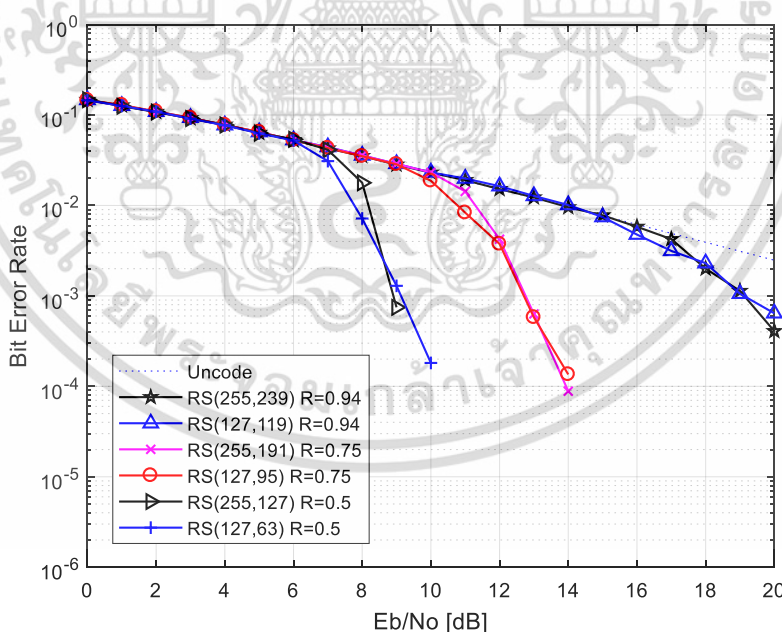
รูปที่ 6.26 อัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(127) บนช่องสัญญาณ Rayleigh

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.7 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัสรีด-โซโลมอน RS(127) บนช่องสัญญาณ Rayleigh

BER	Code Types	E_b/N_0	Results
10^{-3}	RS(127,119)	19 dB	Fail
	RS(127,115)	17 dB	Fail
	RS(127,111)	16.3 dB	Fail
	RS(127,95)	12.6 dB	Fail
	RS(127,63)	9.1 dB	Pass
10^{-6}	RS(127,119)	> 20dB	Fail
	RS(127,115)	> 18 dB	Fail
	RS(127,111)	> 18dB	Fail
	RS(127,95)	> 14 dB	Fail
	RS(127,63)	> 10 dB	Fail (Nearly pass)

รูปที่ 6.26 และตารางที่ 6.7 พิจารณารหัสรีด-โซโลมอน ขนาดบล็อกข้อมูล 127 ไบต์ บนช่องสัญญาณ Rayleigh ที่อัตราหรัส 0.5 ถึง 0.94 จะเห็นได้ว่า ที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-3} มีเพียงรหัส RS(127,63) เท่านั้นที่ผ่านข้อกำหนด ส่วนที่ 10^{-6} ไม่มีรหัสใดผ่านข้อกำหนด แต่ทั้งนี้เนื่องจากรหัสที่ใช้มีขนาดบล็อกข้อมูลเพียง 127 ไบต์ ซึ่งเป็นเพียงครึ่งเดียวของรหัส RS(255) และที่อัตราหรัสเดียวกันจะสามารถแก้ไขข้อผิดพลาดได้น้อยกว่าครึ่งหนึ่ง



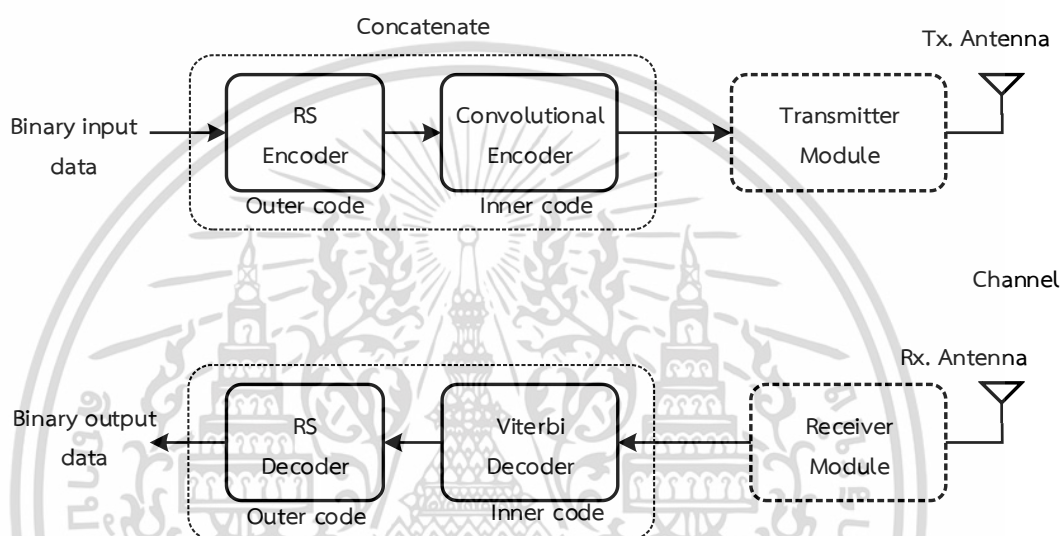
รูปที่ 6.27 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน RS(255) และ RS(127) ที่อัตราหรัสเท่ากัน

เพื่อให้เห็นประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตของรหัสรีด-โซโลมอน ที่มีขนาดบล็อกข้อมูลแตกต่างกัน จึงทำการพล็อตเปรียบเทียบระหว่างรหัสที่มีขนาดบล็อกข้อมูล 255 และ 127 ไบต์ ในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตรารหัสที่เท่ากัน ดังรูปที่ 6.27 จะเห็นได้ว่ารหัสที่มีอัตรารหัสเท่ากันมีแนวโน้มในการแก้ไขผิดพลาดใกล้เคียงกันแม้ว่าสุดท้ายแล้วรหัสที่บล็อกใหญ่กว่าจะมีอัตราผิดพลาดบิตที่ลดลงเร็วกว่า

6.5 การจำลองการทำงานของรหัสควบคุมข้อผิดพลาดแบบ Concatenate

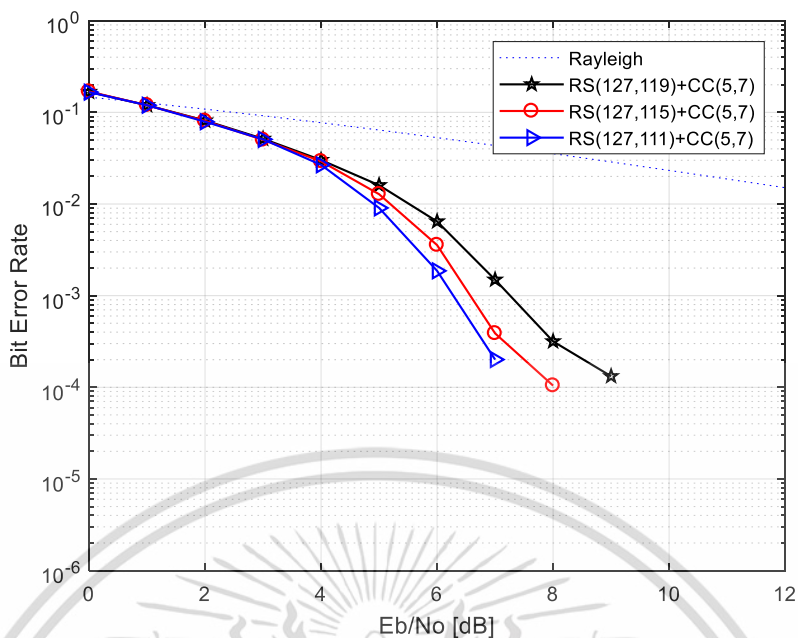
รหัส Concatenate เป็นการนำรหัสรีด-โซโลมอน มาทำงานร่วมกับรหัสคอนวอลูชัน ในลักษณะอนุกรม โดยมีรูปแบบการทำงานของรหัสแสดงดังรูปที่ 6.28 เป็นการรวมจุดเด่นของรหัสทั้งสองแบบมาใช้ร่วมกัน



รูปที่ 6.28 แผนผังระบบการสื่อสารข้อมูลของรหัส Concatenate

บนเงื่อนไขการทำงานของโครงข่ายไร้สายสำหรับการใช้งานทางการแพทย์นั้น จะพิจารณาอัตราผิดพลาดบิตค่า 10^{-6} ที่ E_b/N_0 ไม่เกิน 10 dB [32] ส่วนการใช้งานแบบไม่ใช่ทางการแพทย์ที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-3} ซึ่งเงื่อนไขเหล่านี้จะใช้เป็นค่าที่ระบุได้ว่ารหัสแบบใดเหมาะสมกับการใช้งานในช่องสัญญาณ

จากผลการจำลองการทำงานใน 6.4 ซึ่งได้ทำการทดลองกับรหัสคอนวอลูชัน ที่มีความยาวจำกัดหลายขนาด และอัตรารหัส 1/2 โดยให้ความสนใจกับรหัสคอนวอลูชันขนาดความยาวจำกัดเท่ากับ 3 เพราะมีขนาดเล็กไม่ซับซ้อนนัก แต่จากผลการทดสอบพบว่าการทำงานรหัสเดียวไม่สามารถรองรับอัตราผิดพลาดบิตตามเกณฑ์ที่กำหนดได้ หรือหากทำได้จะต้องเป็นรหัสที่มีความยาวจำกัดมาก ขณะที่รหัสรีด-โซโลมอน จะเริ่มแก้ไขข้อผิดพลาดได้ดีเมื่อ E_b/N_0 มากกว่า 7 dB เป็นต้นไป จึงเสนอการใช้รหัสสองชนิดมาทำงานร่วมกันเป็นรหัส Concatenate โดยใช้รหัสรีด-โซโลมอน ขนาดบล็อก 127 ไบต์ มาทำงานเป็นรหัสส่วนนอก (Outer code) ร่วมกับรหัสคอนวอลูชัน ค่าความยาวจำกัด 3 เป็นรหัสส่วนใน (Inner code)

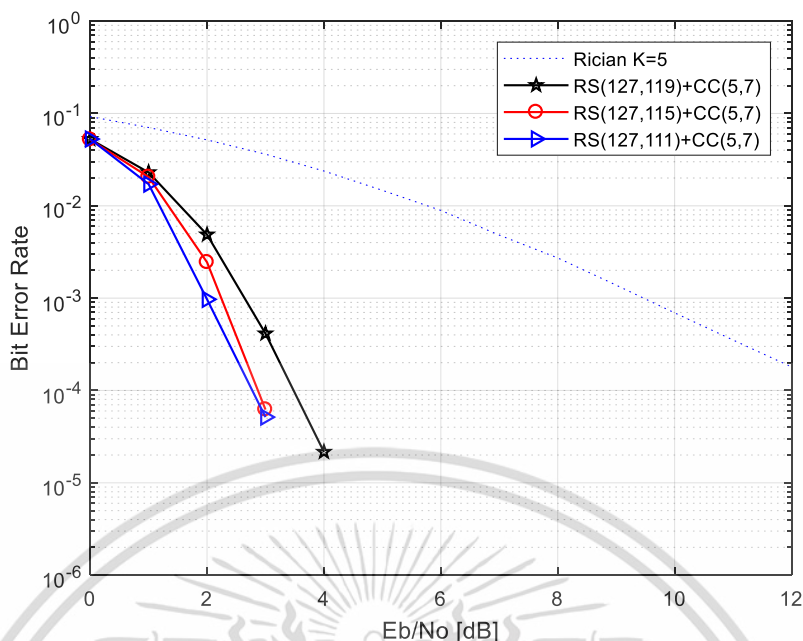


รูปที่ 6.29 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rayleigh

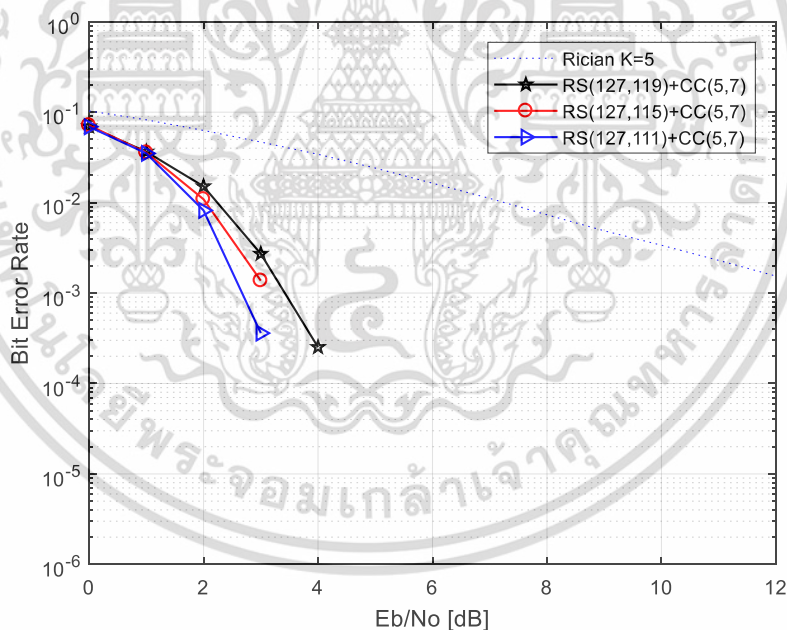
ตารางที่ 6.8 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rayleigh

BER	Code Types	E_b/N_0	Results
10^{-3}	RS(127,119)+CC(5,7)	7.2 dB	Pass
	RS(127,115)+CC(5,7)	6.5 dB	Pass
	RS(127,111)+CC(5,7)	6.3 dB	Pass
10^{-6}	RS(127,119)+CC(5,7)	< 10 dB	Pass
	RS(127,115)+CC(5,7)	< 9 dB	Pass
	RS(127,111)+CC(5,7)	< 8 dB	Pass

รูปที่ 6.29 และผลเปรียบเทียบในตารางที่ 6.8 ได้เลือกจำลองการทำงานกับรหัส RS(127,119)+CC(5,7) ซึ่งมีอัตรารหัส 0.47 (อัตรารหัสรวมลดลงเนื่องจากรหัสคอนโวลูชันใช้อัตรารหัส 1/2 และรหัส RS(127,115)+CC(5,7) RS(127,111)+CC(5,7) ซึ่งมีอัตรารหัส 0.45 และ 0.44 ตามลำดับ พบว่าทุกอัตรารหัสสามารถทำงานได้ตามเงื่อนไข และให้ผลค่อนข้างดี โดยสังเกตได้จากอัตราผิดพลาดบิต 10^{-3} ใช้ E_b/N_0 ประมาณ 7 dB และต่ำกว่า ส่วนที่ 10^{-6} ใช้ E_b/N_0 ประมาณที่ต่ำกว่า 10 dB



รูปที่ 6.30 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rician K=10



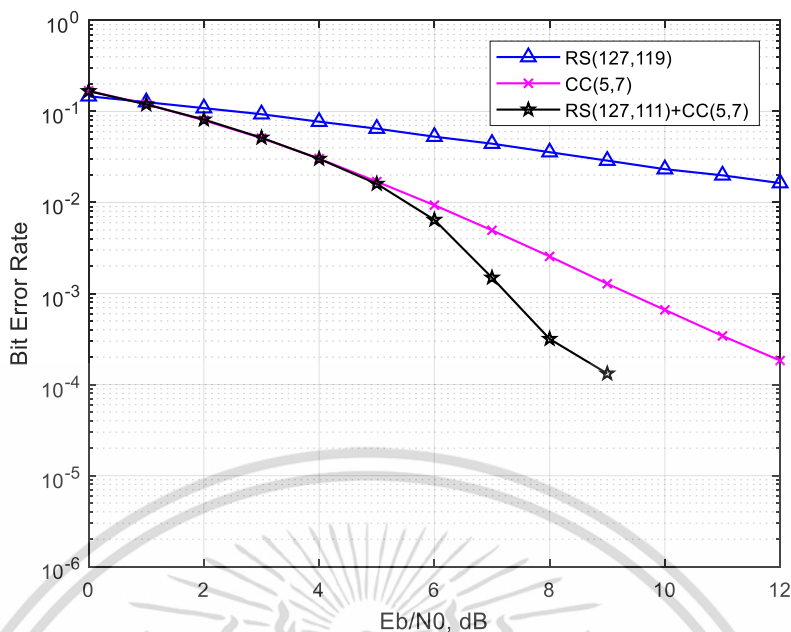
รูปที่ 6.31 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rician K=5

รูปที่ 6.30 เป็นการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณการจางหายแบบบริเชียน ที่มีค่า K-factor เท่ากับ 10 ซึ่งเป็นสภาพแวดล้อมของช่องสัญญาณที่ใกล้เคียงกับ WBAN [15],[16] จะเห็นว่าทุกรหัสผ่านเกณฑ์ที่ E_b/N_0 ไม่เกิน 5 dB ทั้งนี้เนื่องจากช่องสัญญาณที่มีค่า K factor เท่ากับ 10 นั้นถือว่าสัดส่วนกำลังของสัญญาณ Line-of-Sight ต่อสัญญาณ Non Line-of-Sight นั้นค่อนข้างสูงและดีกว่าช่องสัญญาณแบบ Rayleigh ส่วนรูปที่ 6.31

กำหนดให้ K-factor เท่ากับ 5 ทุกรหัสผ่านข้อกำหนดเช่นกัน

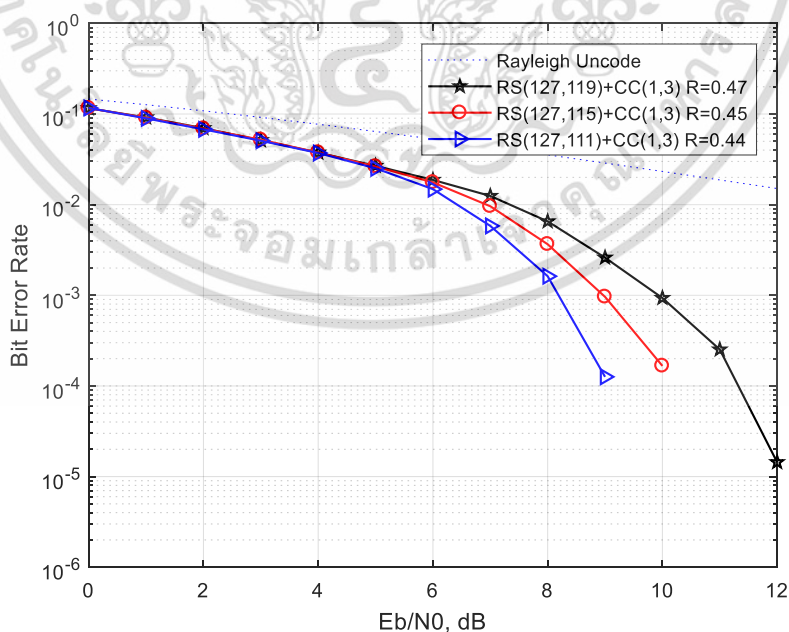
เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.32 อัตราผิดพลาดของรหัส Concatenate และรหัสเดี่ยวบนช่องสัญญาณ Rayleigh

รูปที่ 6.32 แสดงการเปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตระหว่างรหัสเดี่ยวคือ รหัส RS(127,119) และรหัส CC(5,7) กับรหัส Concatenate บนช่องสัญญาณ Rayleigh ซึ่งจะพบว่ารหัสคอนโวลูชันจะแก้ไขข้อผิดพลาดได้ดีกว่าที่ E_b/N_0 ต่ำ ส่วนรหัสรีต-โซโลมอน จะเริ่มแก้ไขข้อผิดพลาดได้ดีที่ E_b/N_0 สูง ดังนั้นรหัส Concatenate จะช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตได้ดีเป็นการรวมข้อดีของรหัสทั้งสองไว้



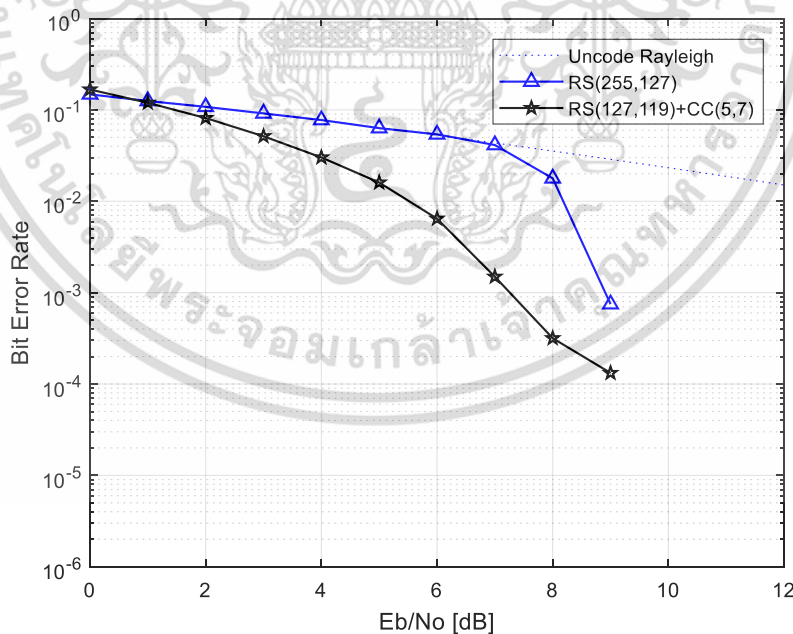
รูปที่ 6.33 อัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate ที่ใช้รหัส CC(1,3) บนช่องสัญญาณ Rayleigh

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.9 เปรียบเทียบค่า E_b/N_0 ของรหัส Concatenate ที่ใช้รหัส CC(1,3)

BER	Code Types	Code Rate	E_b/N_0	Results
10^{-3}	RS(127,119)+CC(1,3)	0.47	9.9 dB	Pass
	RS(127,115)+CC(1,3)	0.45	8.95 dB	Pass
	RS(127,111)+CC(1,3)	0.44	8.2 dB	Pass
10^{-6}	RS(127,119)+CC(1,3)	0.47	> 12 dB	Fail
	RS(127,115)+CC(1,3)	0.45	> 10 dB	Fail
	RS(127,111)+CC(1,3)	0.44	< 9dB	Pass

จากรูปที่ 6.33 และตารางที่ 6.9 เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate ที่ประกอบด้วยรหัสรีด-โซโลมอน ขนาดบล็อก 127 ไบต์ สามารถแก้ไขข้อผิดพลาดบิตได้ 4, 6 และ 8 สัญลักษณ์ตามลำดับ ร่วมกับรหัสคอนวูลูชัน ที่มีค่าความยาวจำกัด (L) เท่ากับ 2 (CC(1,3)) อัตรารหัส 0.5 ส่วนอัตรารหัสรวมเป็น 0.47, 0.45 และ 0.44 ตามลำดับ การลดค่าความยาวจำกัดจาก 3 เหลือ 2 จะทำให้สามารถลดหน่วยความจำเลื่อนข้อมูลลง 1 ตัว แต่จะทำให้อัตราผิดพลาดบิตสูงขึ้น ผลการจำลองการทำงานแสดงให้เห็นว่า ที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-3} และ E_b/N_0 ไม่เกิน 10 dB ทั้ง 3 รหัสผ่านข้อกำหนด ส่วนที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-6} มีเพียงรหัส RS(127,111)+CC(1,3) ที่ผ่านข้อกำหนด แต่ปริมาณข้อมูลข่าวสารในบล็อกจะลดลง เพราะอัตรารหัส 0.44 ต่ำที่สุด ทำให้สามารถพิจารณาได้ว่ารหัส CC(1,3) ไม่เหมาะกับการใช้งานกับ WBAN เพราะมีความสามารถในการช่วยแก้ไขข้อผิดพลาดได้น้อยเกินไป



รูปที่ 6.34 เปรียบเทียบอัตราผิดพลาดบิตรหัส RS(255,127) และ RS(127,119)+CC(5,7)

รูปที่ 6.34 เป็นการเปรียบเทียบรหัส RS(255,127) ซึ่งเป็นรหัสเดี่ยว ที่มีอัตรารหัส 0.5 และรหัส Concatenate RS(127,63)+CC(5,7) อัตรารหัส 0.47 ซึ่งมีอัตรารหัสใกล้เคียงกัน ผลที่ได้ก็คือเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รหัสทั้งสองทำงานได้ผ่านเกณฑ์ 10^{-4} ที่ E_b/N_0 ต่ำกว่า 10 dB ทั้งคู่ แต่ที่ 10^{-3} รหัส Concatenate จะมีเกณฑ์ที่ต่ำกว่าเกือบ 2 dB จะเห็นได้ว่าโดยเฉพาะที่ E_b/N_0 ต่ำกว่า 9 dB รหัส Concatenate จะทำงานได้ดีกว่าอย่างชัดเจน

การทำงานของรหัสโดยเฉพาะส่วนของการถอดรหัสนั้น ปริมาณการคำนวณสัมพันธ์กับปริมาณการใช้งานฮาร์ดแวร์ ในทางปฏิบัตินั้นการคูณจะมีความซับซ้อน ใช้ทรัพยากรและพลังงานมากกว่าการบวกมาก การประมาณค่าพลังงานจึงพิจารณาเฉพาะส่วนของการคูณ ค่าคุณสมบัติของรหัสและการใช้ทรัพยากรของรหัสรีด-โซโลมอนหาได้โดย [34] ส่วนรหัสคอนโวลูชันหาได้จาก [35] ซึ่งความซับซ้อนหลักจะอยู่ในส่วนการคำนวณอัลกอริธึมวิเทอบี แสดงดังตารางที่ 6.10 ถึงตารางที่ 6.12

ตารางที่ 6.10 ค่าคุณสมบัติและการใช้ทรัพยากรที่ใช้ของรหัส RS(255)

Code	Symbol	RS (255,239)	RS (255,223)	RS (255,191)	RS (255,159)	RS (255,127)
Block size	n	255	255	255	255	255
Information	k	239	223	191	159	127
Code rate	k/n	0.94	0.87	0.75	0.62	0.5
Parity	2t	16	32	64	96	128
Correctable	t	8	6	32	48	64
Syndrome	2nt	4,080	8,160	16,320	24,480	32,640
Berlekamp Alg.	$4t^2$	256	1,024	9,216	16,384	20,736
Chien search	nt	2,040	4,080	8,160	12,240	16,320
Forney alg.	$(2t^2+t)$	136	528	2,080	4,656	8,256
Total resource	Units	6,512	13,792	30,656	50,592	73,600

ตารางที่ 6.11 ค่าคุณสมบัติและการใช้ทรัพยากรที่ใช้ของรหัส RS(127)

Code	Symbol	RS (127,119)	RS (127,115)	RS (127,111)	RS (127,95)	RS (127,63)
Block size	n	127	127	127	127	127
Information	k	119	115	111	95	63
Code rate	k/n	0.94	0.91	0.87	0.75	0.50
Parity	2t	8	12	16	32	64
Correctable	t	4	6	8	16	32
Syndrome	2nt	1,016	1,524	2,032	4,064	8,128
Berlekamp Alg.	$4t^2$	64	144	256	1,024	4,096
Chien search	nt	508	762	1,016	2,032	4,064
Forney alg.	$(2t^2+t)$	36	78	136	528	2,080
Total resource	Units	1,624	2,508	3,440	7,648	18,368

ตารางที่ 6.12 ค่าคุณสมบัติและการใช้ทรัพยากรที่ใช้ของรหัส Concatenate

Code		RS (127,119)+CC(5,7)	RS(127,115)+CC(5,7)	RS(127,111)+CC(5,7)
Reed-Solomon	Units	1,627	2,508	3,440
Convolution	Units	1,055	1,055	1,055
Total resource	Units	2,682	3,563	4,495

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

การสื่อสารระยะใกล้โดยเฉพาะโครงข่ายไร้สายบนร่างกายมนุษย์ เป็นช่องสัญญาณการสื่อสารแบบหลายเส้นทางแบบหนึ่งที่มีความซับซ้อนและได้รับผลกระทบจากร่างกาย รูปแบบของการสื่อสารมีทั้งแบบภายในร่างกาย บนร่างกาย และสื่อสารออกไปนอกร่างกาย จึงเป็นเรื่องยากที่จะลดผลกระทบของร่างกายที่มีต่อคุณภาพสัญญาณ นักวิจัยกลุ่มหนึ่งได้ทำการศึกษาและกำหนดมาตรฐานของโครงข่ายไร้สายโดยเฉพาะ ซึ่งตั้งเป็นกลุ่มทำงาน Task group 6 เพื่อสร้างมาตรฐาน IEEE 802.15.6

ในงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษาคุณสมบัติของช่องสัญญาณในเบื้องต้นโดยทำการทดลองวัดสัมประสิทธิ์การส่งผ่านระหว่างสายอากาศส่งและสายอากาศรับ โดยใช้เครื่องวิเคราะห์โครงข่ายแบบเวกเตอร์รวมทั้งหาผลการสูญเสียเชิงวิถีของคลื่นที่แพร่กระจายบนร่างกายมนุษย์ ซึ่งจากผลการวัดสามารถวิเคราะห์และสรุปได้ว่าร่างกายมีผลกระทบต่อการสูญเสียของสัญญาณอย่างชัดเจน และมีแนวโน้มที่เพิ่มขึ้นรวดเร็วกว่าช่องสัญญาณอวกาศว่าง ผลกระทบเหล่านี้มีค่าที่ไม่แน่นอนยากที่จะคาดเดา ขึ้นอยู่กับลักษณะของร่างกาย น้ำหนัก ลักษณะท่าทาง และตำแหน่งของสายอากาศที่ติดตั้ง

จากการศึกษาพบว่ามีงานวิจัยหลายชิ้นที่ทำการศึกษาวิจัยและประมาณการช่องสัญญาณให้เป็นช่องสัญญาณการจางหายหลายเส้นทางแบบ Rician แม้จะไม่สามารถลดผลกระทบของร่างกายดังที่กล่าวมาได้ แต่ก็สามารถใช้รหัสควบคุมข้อผิดพลาดเข้ามาช่วยในการแก้ปัญหา ในงานวิจัยนี้จึงเป็นการศึกษาหาความเหมาะสมของรหัสควบคุมข้อผิดพลาดกับช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายเส้นทาง โดยมีความคาดหวังจะได้รหัสแก้ไขข้อผิดพลาดขนาดกะทัดรัด แต่เพียงพอที่จะแก้ไขข้อมูลของบิตที่ผิดพลาดตามข้อกำหนดได้ เพื่อให้เหมาะกับอุปกรณ์ที่ติดตั้งกับร่างกายที่ต้องมีขนาดเล็กและไม่ซับซ้อน ตามมาตรฐาน IEEE 802.15.6 ได้กำหนดให้รหัส BCH เป็นรหัสควบคุมข้อผิดพลาด แต่ความสามารถของรหัสอาจไม่เพียงพอต่อการใช้งานในบางสถานการณ์ จึงมีแนวความคิดที่จะนำรหัสคอนวูลูชัน รหัสรีต-โซโลมอน และรหัส Concatenate เข้ามาช่วยเพื่อหารหัสที่เหมาะสม ในส่วนของช่องสัญญาณจะอ้างอิงจากช่องสัญญาณการจางหาย Rayleigh และช่องสัญญาณการจางหาย Rician ซึ่งมีสถานการณ์ทั้งแบบ Line-of-Sight และ Non Line-of-Sight ที่สอดคล้องกับโครงข่ายบนร่างกาย

โดยได้กำหนดขอบเขตของงานวิจัยว่าค่าอัตราผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณสื่อสารสำหรับการใช้งานกับทางการแพทย์ ให้มีอัตราความผิดพลาดบิตของไม่เกิน 10^{-6} และไม่ใช้ทางการแพทย์ ให้มีอัตราความผิดพลาดของบิตไม่เกิน 10^{-3} ที่ค่าอัตราส่วนของพลังงานต่อบิตต่อความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน E_b/N_0 ไม่เกิน 10 dB โดยใช้รหัสรีต-โซโลมอน รหัสคอนวูลูชัน และรหัส Concatenate เข้ามาทำงานกับระบบเพื่อปรับปรุงอัตราผิดพลาดบิตในช่องสัญญาณที่มีการสูญเสียเงื่อนไขคือเลือกรหัสที่มีความซับซ้อนน้อย ที่สามารถปรับปรุงระบบให้ผ่านข้อกำหนดที่ตั้งไว้ได้ เนื่องจากระบบที่ทำงานกับร่างกายจะต้องมีขนาดเล็ก และใช้กำลังไฟฟ้าน้อยเพื่อให้ใช้งานได้นานและปลอดภัยต่อร่างกายมนุษย์

ผลการจำลองการทำงานพบว่า หากใช้รหัสควบคุมข้อผิดพลาดแบบเดี่ยว ส่วนใหญ่สามารถทำงานได้ผ่านข้อกำหนดที่อัตราผิดพลาดบิต 10^{-3} แต่ไม่สามารถผ่านเกณฑ์ที่ 10^{-6} ได้ ยกเว้นรหัสรีต-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โซโลมอน ที่มีอัตรารหัส 0.5 โดยพิจารณาจากพฤติกรรมของกราฟจะเห็นว่า รหัสคอนโวลูชันจะทำงานได้ค่อนข้างแข็งแรง และมีแนวโน้มของการแก้ไขผิดพลาดที่ดีแต่ที่ E_b/N_0 สูงขึ้นรหัสรีด-โซโลมอนจะมีคุณสมบัติที่ดีกว่า การใช้รหัส Concatenate ซึ่งใช้รหัสรีด-โซโลมอนร่วมกับรหัสคอนโวลูชัน แม้จะทำให้มีความซับซ้อนมากขึ้นแต่ก็แลกด้วยอัตราผิดพลาดที่ต่ำลง การใช้รหัสคอนโวลูชันมาเชื่อมต่อก็คจะช่วยเพิ่มความสามารถของรหัสในภาพรวมได้ แนวทางนี้จึงจำเป็นต้องใช้รหัสคอนโวลูชันที่มีความยาวจำกัดไม่มากนัก

ประสิทธิภาพอัตราผิดพลาดบิตของรหัส Concatenate ที่ทำการจำลองการทำงานเปรียบเทียบกับรหัสอื่นแล้ว พบว่ารหัส RS(127,119)+CC(5,7) และรหัส RS(127,115)+CC(5,7) คือรหัสที่เหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณที่ใช้ทั้งช่องสัญญาณแบบ Rayleigh และช่องสัญญาณแบบ Rician เพราะสามารถทำงานผ่านข้อกำหนดได้เป็นอย่างดี ส่วนรหัสเดียวกันนั้นเหมาะสำหรับงานที่ไม่ใช่ทางการแพทย์ที่ต้องการอัตราผิดพลาดบิตไม่สูงเท่านั้น นอกจากนี้แล้วหากพิจารณาที่อัตรารหัสใกล้เคียงกัน การใช้ทรัพยากรของรหัส Concatenate จะใช้ทรัพยากรต่ำกว่ารหัสรีด-โซโลมอน ขนาดบล็อกข้อมูล 255 ไบต์ อย่างมากและยังให้อัตราผิดพลาดบิตที่ดีกว่า เมื่อวิเคราะห์ร่วมกับช่องสัญญาณจะเห็นว่าสัญญาณที่ลดทอนลงตามระยะทาง ที่ถูกแก้ไขความผิดพลาดของบิตด้วยรหัสควบคุมข้อผิดพลาดแล้วจะทำให้สัญญาณที่เดินทางไปในระยะทางเท่ากันมีความถูกต้องมากขึ้น หรือจะได้สัญญาณที่มีคุณภาพเท่าเทียมกันในระยะทางที่เพิ่มขึ้นนั่นเอง

7.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับข้อเสนอแนะสำหรับการศึกษาวิจัยต่อไปนั้น ลักษณะของช่องสัญญาณที่ยากต่อการประเมินจะทำให้รหัสควบคุมข้อผิดพลาดอาจต้องมีความยืดหยุ่นมากขึ้น เช่น หากช่องสัญญาณมีการลดทอนสูง รหัส Concatenate ในส่วนของรหัสคอนโวลูชันอาจสามารถปรับอัตรารหัสให้สูงขึ้นเพื่อให้ได้ปริมาณข้อมูลในช่องสัญญาณที่มากขึ้น โดยอาจเพิ่มอัตรารหัสจาก 1/2 เป็น 2/3 ด้วยโครงสร้างรหัสแบบ 2/3 หรือการใช้ Puncture code เพื่อเพิ่มอัตรารหัส แต่การทำ Puncture code ไม่น่าสนใจเนื่องจากประสิทธิภาพไม่สูง เพราะเป็นการลบบิตข้อมูลตามตำแหน่งออกเพื่อลดจำนวนบิตโดยรวม แต่การเพิ่มบิตมาภายหลังของภาครับไม่สามารถรับรองได้ว่าบิตนั้นจะถูกต้องหรือไม่ และยังคงพิจารณาอีกครั้งว่าผ่านข้อกำหนดหรือไม่ หรือหากปริมาณข้อมูลไม่มากแต่ต้องการความถูกต้องของข้อมูลก็สามารถปรับค่าความยาวจำกัดของรหัสได้ ซึ่งเป็นแนวทางที่น่าสนใจเนื่องจากการเพิ่มของค่าความยาวจำกัดเพียง 1 หรือ 2 ระดับก็สามารถสร้างความเปลี่ยนแปลงให้กับอัตราผิดพลาดบิตได้มากพอสมควร ส่วนในรหัสรีด-โซโลมอนนั้นไม่สามารถปรับอัตรารหัสให้มากขึ้นได้อีกเพราะใช้อัตรารหัสค่อนข้างสูงอยู่แล้ว ทั้งนี้มีปัจจัยที่ต้องให้ความสนใจอีกประเด็นในเรื่องความซับซ้อนของรหัส การบริโภคและการแผ่พลังงาน ในกรณีที่มีการพัฒนาเป็นฮาร์ดแวร์ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] IEEE. “IEEE Std 802.15.6-2012 - IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.6: Wireless Body Area Networks,” Feb 2012.
- [2] Yazdandoost K. Y. et al., Channel Model for Body Area Network (BAN), **IEEE 802.15-08-0780-12-0006**, 2010.
- [3] Kwak K., S. Ullah S. and Ullah N., “An overview of IEEE 802.15.6 standard,” **Int. Sym. on Applied Science in Biomedical and Technology**, Nov 2010.
- [4] Li H.B., K.Y. Yazdandoost and Zhen B., **Wireless Body Area Network**. River Publisher, 2010.
- [5] Al dulaimi L.A. et al., “Performance Comparison of Different MAC Protocols over Wireless Body Area Networks (WBAN).” **Aus. Jour. of Basic Appl. Sci.**, Feb. 2017, pp 34-40.
- [6] Wang J. and Wang Q., **Body Area Communications**. Singapore : John Wiley & Sons, 2013.
- [7] Bradley P.D., “Implantable ultralow-power radio chip facilitates in-body communications,” **RF Design**, June, 2007, pp. 20–24.
- [8] Health Encyclopedia, [Online] Available: <https://www.urmc.rochester.edu/encyclopedia/content.aspx?contenttypeid=92&contentid=P07980>, 2018.
- [9] Mehmet R. Yuce, Jamil Y. Khan. **Wireless Body Area Network**. USA, CRC Press, 2012.
- [10] Mistic J., Mistic V.B., “Bridge performance in a multitier wireless network for healthcare monitoring.” **IEEE Wireless Comm.**, vol. 17(1), 2010, pp. 90–95.
- [11] Li H.B., Takizawa K., and Kohno R., “Trends and standardization of body area network (BAN) for medical healthcare,” **Proc. of Euro. Wireless Tech. Conf.**, 2008, pp. 1–4.
- [12] Baldus, H., Corroy, S., Fazzi, A. et al. “Human-centric connectivity enabled by body-coupled communications,” **IEEE Comm. Mag.**, vol. 47 (6), 2009, pp. 172–178.
- [13] Mayo Clinic “Capsule Endoscopy,” [Online] Available: [https://www.mayo-clinic.org/tests-procedures/capsule-endoscopy/about/pac-20393366](https://www.mayoclinic.org/tests-procedures/capsule-endoscopy/about/pac-20393366), 2018.
- [14] Li M. and Zhuang M., “An Overview of Physical Layers on Wireless Body Area Network.” **Anti-Counterfeiting, Security, and Identification (ASID)**, Taiwan, Aug 2012.
- [15] Takizawa T., et al., “Path Loss and Power Delay Profile Channel Models for Wireless Body Area Networks.” **IEEE Ant. and Prop. Soc. Int. Sym.**, USA, July 2009.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [16] Catherwood P.A., Scanlon G., “The Influence of the User in Body-Centric Antennas and Propagation at 3–6 GHz—A Rician α -Factor Approach,” **IEEE Ant. and Wireless Prop. Letters**, vol. 13, 2014, Pp. 907-910.
- [17] Gaetano D. et al., “Footwear and Wrist Communication Links using 2.4 GHz and UWB Antennas,” **Electronics** **2014**, 3, pp. 339-350.
- [18] Sipal V. et al., “Fading and Rician K-factor in the Ultrawideband Footwear-Centric Body Area Network,” **The 8th Eu. Con. on Ant. and Prop. (EuCAP)**, 2014.
- [19] Wang L. et al., “Power-Aware Wireless Communication System Design for Body Area Networks,” **E-Health Telecomm. Sys. And Net.**, 2013, pp. 23-28.
- [20] Park Y., Park S. K., Park, and Lee H. Y., “Performance of Wireless Body Area Network over on-human-body propagation channels,” **IEEE Sarnoff Sym.**, Apr 2010.
- [21] Khattiya W. and Choomchuay S., “An Application of Rate-adaptive RS-Codes in Wireless Body Area Network,” **Int. Con. on Electrical Eng./Electronics, Comp., Telecomm. and Inf. Tech. (ECTI-CON)**, Thailand, June 2015.
- [22] Zimmerman T.G., “Personal Area Networks: Near-field intrabody communication,” **IBM Systems Journal**, Volume 35, Issue: 3.4, 1996, pp. 609–617.
- [23] Hall P. S., Hao Y. and Ito K., “Guest editorial for the special issue on antennas and propagation on body-centric wireless communications. **IEEE Trans. Ant. Prop.** 57(4), 2009, pp. 834–836.
- [24] Maduranga K. et al., “**Ultra Wideband Wireless Body Area Networks**,” Australia, Springer, 2014.
- [25] M. Chae, Z. et al., “A 128-channel 6 mW wireless neuralrecording IC with spike feature extraction and UWB transmitter,” **IEEE Trans. Neural Syst. Rehabil. Eng.**, Vol 17(4), 2009, pp.312–321
- [26] Pereira M.D., Silvestri K.T, de Sousa F.R., “Measurement Results and Analysis on a HBC Channel,” **IEEE Int. Symp. on Med. Meas. and Appl. (MeMeA)**, June 2014.
- [27] M. Viswannathan. **Simulation of Digital Communication Systems Using Matlab**. Ebook, 2013.
- [28] Rappaport T.S., **Wireless Communications Principle and Practice**, 2nd, USA, Prentice-Hall, 2002.

เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [29] Tayamachi T., Wang Q. and Wang J., “Transmission Characteristic Analysis for UWB Body Area Communications,” **Int. Sym. On Electromag. Compat.**, Oct 2017.
- [30] Rao K.D., **Channel Coding Technique for Wireless Communications**, Springer, India, 2015.
- [31] C. Flemming, “A Tutorial on Convolutional Coding With Viterbi Decoding”, [Online] Available: <http://home.netcom.com/~chip.f/viterbi/tutorial.html#specapps>, 2018.
- [32] Goto T., Takabayashi K. and Kohno R., “An Adaptive Error Control Scheme Considering Various Channel Conditions and QoS in Medical and Non-medical Data for WBAN,” **10th Int. Sym. on Medical Inf. and Comm. Tech. (ISMICT)**, USA, June 2016.
- [33] SkyCross, “3.1-10 GHz Ultra-Wideband Antenna for Commercial UWB Applications,” [Online] Available: <http://www.uwblab.net/Publications/skycross%20antenna.pdf>, 2018.
- [34] Choomchuay S., “Algorithms and Architectures for Reed-Solomon Decoding,” **A doctor Thesis**, Imperial College of Science, Technology and Medicine, University of London, May, 1993.
- [35] Chatzigeorgiout I, Demosthenous A., Rodrigues M.R.D. and Wassell I.J., “On the Performance-Complexity Tradeoff of Convolutional Codes for Broadband FWA Systems,” **IET Communications**, Vol. 4 Issue 4, Mar 2010.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารระดับนานาชาติ

1. Buncha Sansoda and Somsak Choomchuay, "Performance Evaluation of Concatenate Coding for Body Area Network Applications", **Advanced Materials Research**, Vols. 931-932, pp. 932-936, 2014

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1. Buncha Sansoda and Somsak Choomchuay, "Performance Evaluation of Concatenated Coding With Diversity Reception for Body Area Network," **2015 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)**, Indonesia, Nov 2015.
2. Buncha Sansoda and Somsak Choomchuay, "Performance Evaluation of Error Correction Code in MIMO Scheme for WBAN Channel," **2014 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS)**, Malaysia, Dec 2014.
3. Buncha Sansoda, Wannarit Khattiya and Somsak Choomchuay, "Performance comparison of convolutional codes for UWB-WBAN applications," **IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC)**, Japan, Aug 2013.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายบัญชา แสนโสดา
 วัน เดือน ปีเกิด 7 ธันวาคม 2516 ที่ยโสธร
 ที่อยู่ปัจจุบัน 50/843 หมู่ 2 ต.บึงอีไถ อ.ธัญบุรี จ.ปทุมธานี 12130
 โทร. 090-9629911

ประวัติการศึกษา

- 2539 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า-อิเล็กทรอนิกส์
 สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล
- 2548 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน

- 2547-ปัจจุบัน อาจารย์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลธัญบุรี
- 2539-2547 อาจารย์ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตสกลนคร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้