

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาผลกระทบของระบบบลูทูธ IEEE 802.15 ที่มีต่อประสิทธิภาพของ
ระบบ IEEE 802.11b WLANs

A STUDY ON THE INFLUENCE OF IEEE 802.15 BLUETOOTH SYSTEM ON
THE EFFICIENCY OF IEEE 802.11b WLANs SYSTEM



ธนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน
TANAPORN SUBSON

วท.
ธ ๒๒๖
๕๖๖๖

เลขหน้.....
เลขทะเบียน..... 47658
วัน, เดือน, ปี..... 21 ส.ค. 2546

.b.....
.i.....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-584-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**A STUDY ON THE INFLUENCE OF IEEE 802.15 BLUETOOTH SYSTEM ON
THE EFFICIENCY OF IEEE 802.11b WLANs SYSTEM**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2003

ISBN 974-324-584-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การศึกษาผลกระทบของระบบบลูทูธ IEEE 802.15 ที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบ IEEE 802.11b WLANs
นักศึกษา	นางสาว ธนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน
รหัสประจำตัว	43061107
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ประกิจ ตั้งศิษานนท์
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	อ. มนต์ชัย แซ่มซ้อย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาผลกระทบระบบบลูทูธ IEEE 802.15 ที่มีต่อประสิทธิภาพระบบแลนไร้สาย IEEE 802.11b เนื่องจากระบบบลูทูธเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูงทำงานในย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ใช้งานเดียวกับระบบแลนไร้สาย เมื่อมีการนำระบบบลูทูธมาใช้งานใกล้กับระบบแลนไร้สาย ทำให้ระบบแลนไร้สายได้รับผลกระทบและทำให้ประสิทธิภาพการทำงานลดลง การศึกษาประกอบไปด้วยการจำลองระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธ และเพื่อศึกษาผลกระทบส่วนใหญ่ที่เกิดจากระบบบลูทูธจึงใช้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งคองก์ที่ในการวิเคราะห์ผลจากการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบจะนำเสนอในรูปของพารามิเตอร์ความสูญเสียแพ็คเก็ตและค่าวิสัยความสามารถของระบบ จากการวิจัยพบว่าเมื่อระบบบลูทูธใช้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัสจะมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายมากกว่าการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัส

Thesis Title	A Study on the Influence of IEEE 802.15 Bluetooth System on the Efficiency of IEEE 802.11b WLANs System
Student	Miss Tanaporn Subson
Student ID.	43061107
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Prakit Tangtisanon
Thesis Co-advisor	Mr. Monchai Chamchoy

ABSTRACT

This thesis presents an investigation on the influence of IEEE 802.15 Bluetooth system on the efficiency of IEEE 802.11b WLAN system. Both Bluetooth and WLAN systems share the same 2.4 GHz unlicensed ISM band and provide complimentary wireless solutions for connectivity. When Bluetooth system operates close to WLAN system, it may impact on the WLAN system efficiency. For the major effect analysis from Bluetooth interference, the stationary fading channel is employed for both Bluetooth system and WLAN system models. The results of system efficiency analysis are proposed in terms of the packet loss and the throughput of the system. As the result, Bluetooth system with asynchronous connection affects to the WLAN efficiency more than that with asynchronous connection.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดีด้วยคำแนะนำ ซึ่งแนะแนวทางการแก้ปัญหา รวมทั้งตรวจทานวิทยานิพนธ์นี้จาก รองศาสตราจารย์ประกิจ ตั้งศิษานนท์ และอาจารย์มนต์ชัย แซ่มซ้อย ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้เขียนรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ Dr. Jun-ichi TAKADA, Department of International Development Engineering, Tokyo Institute of Technology ที่ให้แนวคิด และคำแนะนำในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น

ขอขอบพระคุณ อาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ ที่ให้คำแนะนำแนวทางในการทำวิจัย ฝึกฝนให้ ผู้เขียนมีความสามารถในการทำวิจัยได้เป็นอย่างดี ตลอดจนช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ อาจารย์พิชญ์ สุพรรณกุล และอาจารย์พนารัตน์ ระวีวรรณ ที่ช่วยแนะนำ ทฤษฎี วิธีการที่เกี่ยวข้อง และช่วยตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ บิดาและมารดา ที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำงานกับผู้เขียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ เพื่อนๆ นักศึกษาทุกคนที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำ ให้กำลังใจ และช่วยตรวจทาน วิทยานิพนธ์นี้จนสำเร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณเพื่อนที่อยู่ออสเตรเลียสำหรับกำลังใจ จนวิทยานิพนธ์นี้สำเร็จ

ขอขอบใจ คุณสุภวรรณ อันนันหนับ ที่ช่วยวาดรูปและตรวจทานวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ธนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	1
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	1
1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 ระบบ WLAN.....	3
2.1 บทนำ.....	3
2.2 เทคโนโลยีระบบแลนไร้สายตามมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูง.....	4
2.2.1 แบบวิธีการทำงาน.....	4
2.2.2 ระดับกายภาพ.....	5
2.2.2.1 การปรับปรุงระดับกายภาพระบบแลนไร้สายความเร็วสูง.....	6
2.2.3 ระดับการเชื่อมต่อข้อมูล.....	7
2.2.4 การเชื่อมต่อและการโรมมิ่ง.....	8
2.3 แพ้คเกตของระบบแลนไร้สาย.....	10
2.4 การเข้ารหัสเพิ่มเติม.....	13
2.4.1 รหัสเพิ่มเติม.....	13
2.4.2 การเข้ารหัสเพิ่มเติม.....	14
2.5 การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์.....	15
2.5.1 การมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์.....	15
2.5.2 การดีมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์.....	18
2.6 การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่.....	19
2.6.1 การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6.2 สัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง.....	24
2.6.2.1 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้าง	24
2.6.2.2 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์แคบ	25
2.6.3 ประโยชน์ของสัญญาณที่มอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง	26
2.7 สรุป.....	28
บทที่ 3 ระบบบลูทูธ.....	29
3.1 บทนำ	29
3.2 เทคโนโลยีระบบบลูทูธ IEEE 802.15	30
3.2.1 โครงสร้างระบบบลูทูธ	31
3.2.2 ระดับกำลังงานระบบบลูทูธ	32
3.2.3 ช่วงเวลา	33
3.2.4 การเชื่อมต่อข้อมูลเสียงและข้อมูลดิจิทัล	34
3.2.4.1 การเชื่อมต่อข้อมูลเสียง	34
3.2.4.2 การเชื่อมต่อข้อมูลดิจิทัล	35
3.3 แพ็คเกตของระบบบลูทูธ	35
3.3.1 โครงสร้างแพ็คเกตบลูทูธ	35
3.3.1.1 ส่วนรหัสการเข้าถึง	36
3.3.1.2 ส่วนหัว	38
3.3.1.3 ส่วนข้อมูล	40
3.3.2 ชนิดของแพ็คเกตบลูทูธ	41
3.3.2.1 แพ็คเกตที่ใช้ทั้งการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัส และแบบอะซิงโครนัส	41
3.3.2.2 แพ็คเกตที่ใช้การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัส.....	42
3.3.2.3 แพ็คเกตที่ใช้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส	43
3.3.2.4 บทสรุปของแพ็คเกตบลูทูธ	44
3.4 การมอดูเลตดิจิทัลทางความถี่แบบเกาส์	45
3.5 การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5.1	สัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบ กระโดดเปลี่ยนความถี่	49
3.5.1.1	ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้าง	51
3.5.1.2	ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์แคบ	51
3.6	ลำดับสุ่มเทียม	52
3.6.1	ลำดับเอ็ม	53
3.7	สรุป	55
บทที่ 4	การออกแบบและการทำแบบจำลอง.....	56
4.1	บทนำ.....	56
4.2	การทำแบบจำลองภาคส่งของระบบเลนไร้สาย	57
4.2.1	การสร้างแพ็คเกจของระบบเลนไร้สาย.....	57
4.2.2	การเข้ารหัสเพิ่มเติม	58
4.2.3	การมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์	59
4.2.4	การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท ช่วงความถี่2.432-2.452 จิกะเฮิร์ตซ์	60
4.3	การสร้างช่องสัญญาณเฟคดิงคิงที่	61
4.4	การทำแบบจำลองภาคส่งของระบบบลูทูธ	62
4.4.1	การสร้างแพ็คเกจของระบบบลูทูธ	62
4.4.2	การมอดูเลตดิจิทัลทางความถี่แบบเกาส์	63
4.4.3	การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่	64
4.4.4	การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท ช่วงความถี่2.441-2.443 จิกะเฮิร์ตซ์	66
4.5	การทำแบบจำลองภาครับของระบบเลนไร้สาย	66
4.5.1	การคีมมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์	67
4.5.2	การถอดรหัสเพิ่มเติม	67
4.6	การวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบเลนไร้สาย	68
4.6.1	การพิจารณาค่าวิสัยสามารถ	69
4.6.2	การพิจารณาความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเกจ	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.7 สรุป	69
บทที่ 5 ผลการทดลอง	71
5.1 บทนำ	71
5.2 ภาคส่งของระบบเลนไร้สาย	71
5.3 ภาคส่งของระบบบลูทูธ	73
5.4 ภาครับของระบบเลนไร้สาย	77
5.5 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบเลนไร้สาย	80
บทที่ 6 สรุปการวิจัยและข้อเสนอแนะ	83
เอกสารอ้างอิง	86
ภาคผนวก ก บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	88
ประวัติผู้เขียน	103

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 อัตราการส่งข้อมูลระบบแลนไร้สายตามมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูง.....	7
2.2 โครงสร้างบิตของ Service	12
2.3 พิกัดจุดของสัญญาณมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์	16
3.1 ย่านความถี่ ISM ตามแหล่งต่างๆ	31
3.2 ประเภทของ packet type ในการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส	39
3.3 แพ้คเกตที่ใช้ควบคุมการเชื่อมต่อ	44
3.4 แพ้คเกตแบบซิงโครนัส.....	44
3.5 แพ้คเกตแบบอะซิงโครนัส	45
3.6 การเชื่อมต่อฟลิปฟลอปเพื่อสร้างลำดับแอม	54
4.1 การเข้ารหัสที่เกิดจากการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์	59
4.2 การเข้ารหัสที่เกิดจากการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์ผลต่าง	59
4.3 ตัวอย่างลำดับแอมที่สร้างขึ้นเพื่อควบคุมแหล่งส่งเคราะห์ความถี่	65

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 มาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูงและแบบจำลอง OSI	4
2.2 แบบวิธีการทำงานของระบบแลนไร้สาย (ก) แบบวิธี Infrastructure และ(ข) แบบวิธี Ad hoc	5
2.3 การโรมมิงของจุดการเข้าถึง	9
2.4 การนำช่องสัญญาณกลับมาใช้ใหม่	9
2.5 แบบจำลอง OSI ของมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูง	10
2.6 แพ้คเกตของระบบแลนไร้สาย	10
2.7 รูปการพื่น	11
2.8 รูปการพื่นกลับ (Descrable)	11
2.9 คู่ลำดับในรหัสเติมเต็ม	13
2.10 การเข้ารหัสเติมเต็มและการถอดรหัสเติมเต็มของระบบแลนไร้สาย	14
2.11 แผนภาพพิกัดสัญญาณมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์	16
2.12 สัญญาณมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์	17
2.13 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์	18
2.14 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์	19
2.15 บล็อกไดอะแกรมระบบสื่อสารดิจิตอลที่มอดูเลตสเปคตรัมแผ่	19
2.16 บล็อกไดอะแกรมระบบมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง (ก) เครื่องส่งที่มอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสและทำการสเปรตซ์ข้อมูล (ข) เครื่องส่งที่มอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสที่ ทำการสเปรตซ์ข้อมูลในส่วนเบสแบนด์	20
2.17 กระบวนการสเปรตซ์และดีสเปรตซ์ของระบบมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรงในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่	22
2.18 สัญญาณที่มีการสเปรตซ์และดีสเปรตซ์รวมกับสัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง	22
3.1 การติดต่อสื่อสารภายในพีโคเน็ตแบบจุดถึงจุดและแบบจุดถึงหลายจุด	31
3.2 สแกตเตอร์เน็ต	31
3.3 การรวมกันของอุปกรณ์ที่ใช้ระดับกำลังงานแตกต่างกันในแต่ละพีโคเน็ต	33
3.4 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา	33
3.5 การกระโดดเปลี่ยนความถี่ของแพ้คเกต	34
3.6 โครงสร้างแพ้คเกตบลูทูธ	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับเพื่อการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 โครงสร้างส่วนรหัสการเข้าถึงของแพ็คเกจบลูทูธ	36
3.8 โครงสร้างส่วนที่ใช้ในการซิงโครไนซ์	36
3.9 รูปแบบบิตข้อมูลเทเลเลอร์ใน CAC (ก) เทเลเลอร์เมื่อส่วนของการซิงโครไนซ์ บิตสุดท้ายเป็น 0 (ข) เทเลเลอร์เมื่อส่วนของการซิงโครไนซ์เมื่อบิตสุดท้ายเป็น 1	37
3.10 โครงสร้างส่วนหัว	38
3.11 โครงสร้างส่วนข้อมูล	40
3.12 บล็อกไคอะแกรมการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์	45
3.13 ผลตอบสนองพัลส์ที่เหลี่ยมของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์	47
3.14 บล็อกไคอะแกรมของระบบมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (ก) ภาคส่ง (ข) ภาครับ	47
3.15 ตัวอย่างรูปแบบของการกระโดดเปลี่ยนความถี่	48
3.16 การนำเสนอสัญญาณรบกวนแบนด์แคบและแบนด์กว้าง	50
3.17 (ก) แหล่งกำเนิดข้อมูลไบนารีแบบซิงโครนัส (ข) ลำดับสุ่มในโดเมนเวลา (ค) การสหสัมพันธ์ตัวเองของลำดับสุ่มในทฤษฎี	53
3.18 องค์ประกอบของแหล่งกำเนิดลำดับเอ็ม	54
4.1 บล็อกไคอะแกรมการศึกษาผลกระทบของระบบบลูทูธที่มี ต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย	56
4.2 บล็อกไคอะแกรมภาคส่งของระบบแลนไร้สาย	57
4.3 ส่วนประกอบของส่วนพรแอมเบิล	57
4.4 ส่วนประกอบของส่วนหัว	58
4.5 บล็อกไคอะแกรมของการสเปรดด้วยการเข้ารหัสเดิมเต็ม	58
4.6 บล็อกไคอะแกรมของการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์	60
4.7 บล็อกไคอะแกรมของระบบบลูทูธ	62
4.8 บล็อกไคอะแกรมการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์	63
4.9 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์	63
4.10 บล็อกไคอะแกรมการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่	64
4.11 การสร้างลำดับเอ็มสำหรับระบบบลูทูธ	65
4.12 บล็อกไคอะแกรมภาครับของระบบแลนไร้สาย	66
4.13 บล็อกไคอะแกรมการดีมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามมิให้ผู้ใดนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 บล็อกไดอะแกรมการคิสแปรสด้วยการถอดรหัสเติมเต็ม	67
4.15 การรบกวนของสัญญาณบลูทูธต่อสัญญาณแลนไร้สาย (ก) ในโดเมนความถี่ (ข) ในโดเมนเวลา	69
5.1 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งของระบบแลนไร้สาย	71
5.2 (ก) บิตข้อมูลในแพ็คเกจแลนไร้สายและ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูล	71
5.3 (ก) บิตข้อมูลที่ทำการเข้ารหัสเติมเต็มและ (ข) สเปกตรัมของบิตข้อมูลที่เข้ารหัสเติมเต็ม	72
5.4 สเปกตรัมสัญญาณมอดูเลตแบบคิซิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์และ ย้ายย่านความถี่มาที่ 2.442 จิกะเฮิรตซ์	72
5.5 ฟังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับ 6 ช่วงความถี่ 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์	73
5.6 (ก) สัญญาณแลนไร้สายก่อนผ่านและ (ข) หลังผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ แบบบัตเตอร์เวิร์ท	73
5.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบบลูทูธ	73
5.8 (ก) บิตข้อมูลของแพ็คเกจบลูทูธและ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูล	74
5.9 (ก) บิตข้อมูลที่ไม่กลับสู่ศูนย์และ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูลที่ไม่กลับสู่ศูนย์	74
5.10 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ (ก) ในโดเมนเวลา (ข) ในโดเมนความถี่	75
5.11 บิตข้อมูลก่อนและหลังผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ใน โดเมนเวลา	75
5.12 (ก) สเปกตรัมสัญญาณข้อมูลและ (ข) สเปกตรัมสัญญาณที่ผ่าน วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์	75
5.13 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์และทำการมอดูเลต สเปกตรัมแม่แบบกระ โดดเปลี่ยนความถี่ไปที่ความถี่ 2.442 จิกะเฮิรตซ์	76
5.14 ฟังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 6 ซึ่งมีช่วงความถี่ 2.441-2.443 จิกะเฮิรตซ์	76
5.15 (ก) สเปกตรัมสัญญาณบลูทูธก่อนผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่และ (ข) สเปกตรัมของสัญญาณบลูทูธหลังผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่	77
5.16 สัญญาณแลนไร้สายที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณบลูทูธซึ่งระยะห่าง ระหว่างอุปกรณ์แลนไร้สาย 10 เมตร และอุปกรณ์บลูทูธอยู่ห่างจาก อุปกรณ์รับของระบบแลนไร้สายที่ 1 เมตร	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ห้ามทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาต หากฝ่าฝืนโดยไม่แจ้งชื่อเจ้าของลิขสิทธิ์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17	บล็อกไดอะแกรมภาครับของระบบเลน ไร้สาย 78
5.18	ฟังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทของภาครับ ระบบเลน ไร้สาย ช่วงความถี่ 2.432 – 2.452 จิกะเฮิรตซ์ อันดับ 6..... 78
5.19	(ก) สัญญาณเลน ไร้สายที่รับได้ก่อนผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และ (ข) สัญญาณเลน ไร้สายที่รับได้หลังจากผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่..... 78
5.20	(ก) บิตข้อมูลที่รับได้ที่ภาครับซึ่งยังคงมีการแผ่บิตข้อมูลออก และ (ข) สเปกตรัมของบิตข้อมูลที่มีการแผ่บิตข้อมูลออก..... 79
5.21	(ก) บิตข้อมูลที่ตีเทกต์ได้ที่อุปกรณ์รับ และ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูลที่ ตีเทกต์ได้ที่อุปกรณ์รับของระบบเลน ไร้สาย..... 79
5.22	(ก) บิตข้อมูลที่ตีเทกต์ได้ที่อุปกรณ์รับ และ (ข) บิตข้อมูลสื่อสารจริง ที่อุปกรณ์ส่งของระบบเลน ไร้สาย..... 80
5.23	(ก) สัญญาณเลน ไร้สายที่ส่งจากภาคส่ง (ข) สัญญาณเลน ไร้สายที่รับได้ ที่ภาครับซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณบลูทูธที่อุปกรณ์บลูทูธอยู่ห่างจาก อุปกรณ์รับเลน ไร้สาย 1 เมตร 80
5.24	ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเกจเลน ไร้สาย กับระยะห่างระหว่างภาครับของระบบเลน ไร้สายและภาคส่งของระบบบลูทูธ 81
5.25	ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถของระบบเลน ไร้สายกับ ระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับของระบบเลน ไร้สาย 82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในอดีตได้มีการใช้งานระบบแลนไร้สาย (Wireless LAN : WLAN) อย่างกว้างขวางสำหรับส่งข้อมูลภายในอาคารสำนักงาน เนื่องจากระบบแลนไร้สายเป็นระบบการสื่อสารไร้สายจึงสามารถใช้งานได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงลักษณะโครงสร้างหรือพื้นที่ที่จะใช้งาน แต่เมื่อได้มีการพัฒนาทางเทคโนโลยีการสื่อสารทำให้มีการนำเทคโนโลยีแบบใหม่มาใช้แทนที่การสื่อสารแบบเดิม โดยเทคโนโลยีที่ได้รับความนิยมและนำมาใช้ในการสื่อสารภายในอาคารได้แก่ ระบบบลูทูธ (Bluetooth) ระบบบลูทูธเป็นระบบที่ทำงานในย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ใช้งานเดียวกับระบบแลนไร้สายและเป็นระบบที่มีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากใช้เทคนิคการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด ดังนั้นเมื่อมีการนำระบบบลูทูธมาใช้งานแทนระบบแลนไร้สายเดิมที่มีอยู่ในอาคารและสำนักงานเดียวกันโดยที่ภายในอาคารยังมีการใช้งานระบบแลนไร้สายอยู่ จะทำให้การสื่อสารและการส่งข้อมูลของระบบแลนไร้สายภายในอาคารที่ยังคงใช้งานอยู่ได้รับผลกระทบ และทำให้ระบบมีประสิทธิภาพลดลง

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าระบบบลูทูธเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่มีประสิทธิภาพสูง มีการใช้งานในย่านความถี่เดียวกับระบบแลนไร้สาย ดังนั้นเมื่อมีการนำระบบบลูทูธมาใช้งานภายในอาคารหรือในบริเวณใกล้เคียงกับระบบแลนไร้สายแล้ว ระบบแลนไร้สายจะได้รับผลกระทบจากการทำงานของระบบบลูทูธ ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาถึงผลกระทบของระบบบลูทูธที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย และผลที่ได้จากการวิเคราะห์นำเสนอในรูปของการสูญเสียแพ็คเกจ (Packet loss) และค่าวิสัยสามารถ (Throughput) ซึ่งมีความสำคัญมากเนื่องจากสามารถนำข้อมูลที่ได้จากการศึกษาไปใช้วิเคราะห์หาวิธีการปรับปรุงและแก้ไขปัญหาต่อไป นอกจากนี้ผลการศึกษาที่ได้ก็สามารถนำมาใช้ในการออกแบบ และการตัดสินใจเลือกใช้งานระบบสื่อสารไร้สายภายในอาคารสำนักงานเพื่อให้เกิดประโยชน์สูงสุดและคุ้มค่ากับการลงทุน

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ในหัวข้อวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาถึงผลกระทบของระบบบลูทูธที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย โดยทำการศึกษาการทำงานของระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธ เมื่อทำงานอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ร่วมกับระบบสื่อสารแบบเดียวกัน จากนั้นจึงทำการศึกษาการทำงานและประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธเมื่อนำระบบทั้งสองมาใช้งานอยู่ร่วมกัน เพื่อให้สอดคล้องกับสภาพการใช้งานจริงในปัจจุบันที่มีการนำเอาเทคโนโลยีแบบใหม่มาใช้งานแทนที่เทคโนโลยีแบบเก่า โดยที่ยังคงมีการใช้งานเทคโนโลยีแบบเก่าอยู่ภายในบริเวณเดียวกัน และได้ทำการจำลองแบบระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธขึ้นเพื่อให้นักศึกษาสามารถกระทำได้สะดวก ผลการศึกษาที่ได้ก็สามารถนำไปเป็นข้อมูลที่ใช้ในการศึกษาและพัฒนาการทำงานของเทคโนโลยีที่กำลังใช้งานอยู่ในปัจจุบัน รวมถึงการนำจุดบกพร่องของระบบที่ได้ทำการศึกษาไปปรับปรุงและสร้างสรรค์เทคโนโลยีใหม่ๆ ต่อไป

1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บท โดยมีบทนำอยู่ในบทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงที่มา วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์และหลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 5 บทมีดังต่อไปนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีโดยรวมของเทคโนโลยีระบบแลนไร้สาย ซึ่งประกอบด้วยคุณสมบัติของระบบแลนไร้สาย การจัดแพ็คเกจข้อมูลของแลนไร้สาย การเข้ารหัสและการมอดูเลต รวมถึงทฤษฎีของการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับโดยตรง

บทที่ 3 กล่าวถึงทฤษฎีโดยรวมของเทคโนโลยีระบบบลูทูธ ซึ่งประกอบด้วยคุณสมบัติของระบบบลูทูธ การจัดแพ็คเกจข้อมูล การเข้ารหัสและการมอดูเลต รวมถึงทฤษฎีของการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบและการทำแบบจำลอง จะแสดงการออกแบบและการจำลองระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธ การวิเคราะห์เหตุผลของการรบกวนกันของระบบบลูทูธต่อระบบแลนไร้สายรวมถึงช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสาร

บทที่ 5 เป็นการนำเสนอผลการทดลองจากการจำลองการทำงานของทั้งระบบ แลนไร้สายและระบบบลูทูธ นอกจากนั้นแล้วก็แสดงประสิทธิภาพของระบบ แลนไร้สาย เมื่อได้รับผลกระทบของระบบบลูทูธในสถานะแวดล้อมภายในอาคารสำนักงาน

บทที่ 6 กล่าวถึงบทสรุปการวิจัยในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทั้งหมด พร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางในการศึกษาและการพัฒนาระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธต่อไป

บทที่ 2

เทคโนโลยีระบบแลนไร้สาย

2.1 บทนำ

ระบบแลนไร้สาย (WLAN) เป็นระบบสื่อสารไร้สายที่ออกแบบเพื่อให้การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์คอมพิวเตอร์ไม่ต้องใช้สายเคเบิลเชื่อมต่อ โดยการนำคลื่นวิทยุมาเป็นตัวกลางการเชื่อมต่อ และระบบแลนไร้สายถูกนำมาใช้ในการเชื่อมต่อช่วงสุดท้ายระหว่างระบบโครงข่าย (Network) แบบใช้สายเคเบิลกับอุปกรณ์ใช้งานอื่นๆ เพื่อให้ผู้ใช้เข้าถึงแหล่งข้อมูลและบริการของโครงข่ายภายในอาคารหรือสำนักงานได้อย่างสะดวก นอกจากนี้ระบบแลนไร้สายเป็นวิธีหนึ่งที่น่ามาใช้แก้ไขปัญหาการเชื่อมต่อโครงข่ายที่มีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้นจำนวนมาก อันเนื่องมาจากการขยายตัวอย่างรวดเร็วของตลาดการสื่อสารไร้สาย ประกอบกับทางบริษัทและโรงงานอุตสาหกรรมมีการค้นคว้าวิจัยและผลิตอุปกรณ์ไร้สายเป็นจำนวนมาก จึงมีการคาดการณ์ไว้ว่าในปี ค.ศ. 1998 อุตสาหกรรมระบบแลนไร้สายจะเติบโตมากกว่า 300 ล้านดอลลาร์ และเติบโตถึง 1.6 ล้านล้านดอลลาร์ในปี ค.ศ. 2005 [1] ในปัจจุบันระบบแลนไร้สายได้ทำหน้าที่เป็นเครื่องมือหรืออุปกรณ์พื้นฐาน เช่น สิ่งอำนวยความสะดวกต่างๆ ในโรงงานอุตสาหกรรม โกดังเก็บของหรือในร้านค้าปลีกต่างๆ แต่ในอนาคตระบบแลนไร้สาย จะถูกนำมาใช้มากขึ้นทั้งด้านการแพทย์ สถาบันการศึกษาและภายในสำนักงาน

การยอมรับการใช้งานระบบแลนไร้สายเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วและแพร่หลายเนื่องจากคณะกรรมการ IEEE ได้กำหนดมาตรฐานการผลิตและรูปแบบเทคโนโลยีที่ใช้สำหรับระบบแลนไร้สายออกมา ได้แก่ มาตรฐานแลนไร้สาย IEEE 802.11 นอกจากนี้ทางผู้ผลิตอุปกรณ์ไร้สายได้รวมตัวกันตั้งเป็นกลุ่ม WECA (Wireless Ethernet Compatibility Alliance) เพื่อให้ความมั่นใจกับผู้ใช้ อุปกรณ์ไร้สายว่าอุปกรณ์ของระบบแลนไร้สายทุกประเภทสามารถใช้งานร่วมกันได้ แม้ว่าจะผลิตมาจากแหล่งผลิตที่แตกต่างกัน และจากการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้งานรวมถึงความต้องการใช้งานระบบแลนไร้สายที่มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ทำให้คณะกรรมการของ IEEE ได้ทำการปรับปรุงระบบแลนไร้สายให้ระบบมีอัตราการส่งข้อมูลสูงขึ้นด้วยการออกมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูง (IEEE 802.11b) ซึ่งสามารถส่งข้อมูลสูงสุด 11 เมกะบิตต่อวินาที

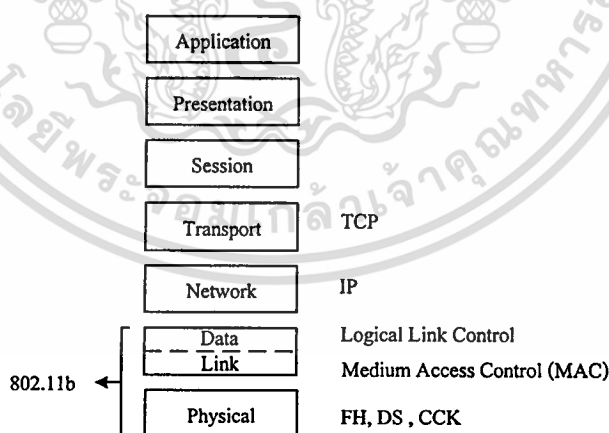
การดำเนินธุรกิจในปัจจุบันพนักงานจะมีคอมพิวเตอร์ใช้งานและใช้การทำงานร่วมกันเป็นกลุ่ม และผลงานส่วนใหญ่เกิดขึ้นขณะที่มีการประชุมปรึกษากัน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นมากสำหรับการเข้าถึงแหล่งข้อมูลที่อยู่ในโครงข่ายทั้งในกรณีที่พนักงานทำงานอยู่ที่โต๊ะทำงานของตัวเอง หรือทำงานอยู่ ตำแหน่งอื่นๆ ภายในสำนักงานหรืออาคารทำงาน ซึ่งระบบแลนไร้สายมีคุณสมบัติเหมาะสมสำหรับงานที่ต้องมีการเคลื่อนที่หรือมีการเปลี่ยนแปลงสถานที่ทำงานอยู่เสมอ ยิ่งไปกว่านั้นระบบแลนไร้สายยังช่วยประหยัดค่าใช้จ่ายและเวลาในการออกแบบ จัดรูปแบบและปรับปรุงโครงข่าย

ภายในอาคารโดยไม่ต้องคำนึงถึงการวางสายเคเบิล จากข้อดีของการใช้งานดังกล่าวทำให้มีผู้ใช้ระบบแลนไร้สายจำนวนมากที่ได้รับประโยชน์ ตัวอย่างเช่น

1. แพทย์และเจ้าหน้าที่โรงพยาบาลสามารถตรวจสอบประวัติหรือข้อมูลต่างๆ ของผู้ป่วยได้ที่เตียงของคนไข้ เช่น ประวัติการให้ยา ประวัติการรักษา อาการต่างๆ
2. งานด้านบริการสามารถเข้าถึงข้อมูลลูกค้าได้อย่างรวดเร็ว และสามารถปรับเปลี่ยนบริการตามความพอใจของลูกค้าได้ทันที
3. สำหรับมหาวิทยาลัยที่นำระบบแลนไร้สายมาใช้งาน จะทำให้นักศึกษาสามารถเข้าถึงแหล่งข้อมูลที่ต้องการศึกษาและค้นคว้าได้ทุกๆ บริเวณภายในมหาวิทยาลัย โดยไม่ต้องไปค้นคว้าเฉพาะที่ห้องสมุดหรือศูนย์บริการคอมพิวเตอร์ของมหาวิทยาลัย

2.2 เทคโนโลยีระบบแลนไร้สายตามมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูง

ปี ค.ศ. 1997 คณะทำงานของ IEEE ได้ออกมาตรฐานแลนไร้สาย IEEE 802.11 ครั้งแรก เพื่อเป็นมาตรฐานสำหรับระบบแลนไร้สายทั่วโลก และปี ค.ศ. 1999 ได้ออกมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูงเพื่อปรับปรุงมาตรฐานแลนไร้สายเดิม โดยมีการเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลของระบบแลนไร้สายขึ้นอีก 2 ระดับ คือ ที่ความเร็ว 5.5 และ 11 เมกะบิตต่อวินาที สำหรับระบบแลนไร้สายตามมาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูงมีความคล้ายคลึงกับมาตรฐาน IEEE 802 ทั้งหมด แต่ก็มีส่วนที่แตกต่างออกไปคือส่วนข้อมูล 2 ระดับล่างของแบบจำลอง OSI (Open system interconnect) ได้แก่ ระดับกายภาพ (Physical layer) และระดับข่ายเชื่อมโยงข้อมูล (Data link layer) [2][3]



รูปที่ 2.1 มาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูงและแบบจำลอง OSI

2.2.1 แบบวิธีการทำงาน

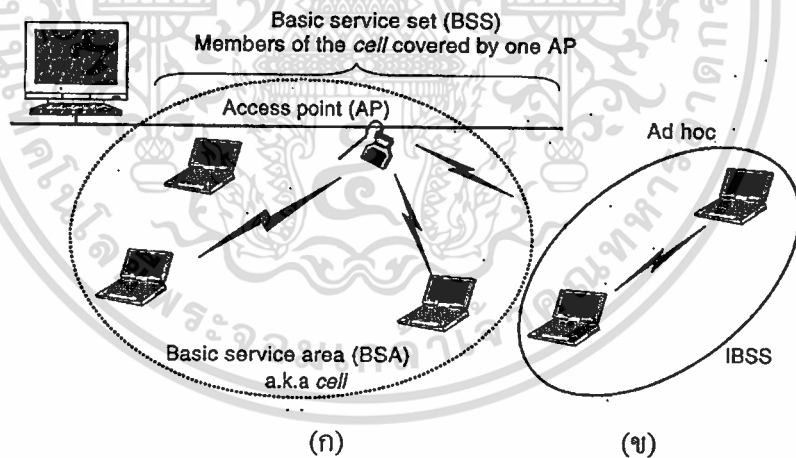
ระบบแลนไร้สายมีการกำหนดอุปกรณ์ 2 ชนิด คือ อุปกรณ์คอมพิวเตอร์ที่มีการ์ดเชื่อมต่อระบบแลนไร้สายและจุดการเข้าถึง (Access point : AP) ทำหน้าที่เป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างโครงข่าย

แบบใช้สายเคเบิลและระบบแลนไร้สาย โดยอุปกรณ์จุดการเข้าถึงประกอบด้วยส่วนระบบวิทยุ
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิใช่ผู้เผยแพร่เห็นชอบหรือเห็นด้วย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์เชื่อมต่อโยงโครงข่ายใช้สายเคเบิล (Wired network interface) และซอฟต์แวร์การเชื่อมโยงระบบ

มาตรฐานแลนไร้สายความเร็วสูงแบ่งออกเป็น 2 แบบวิธี (Mode) คือ แบบวิธี Infrastructure และแบบวิธี Ad hoc สำหรับแบบวิธี Infrastructure โครงข่ายไร้สายจะประกอบไปด้วยจุดการเข้าถึงอย่างน้อยหนึ่งตัวที่เชื่อมต่ออยู่กับโครงข่ายใช้สายเคเบิลและคอมพิวเตอร์ จะเรียกโครงสร้างนี้ว่ากลุ่มบริการพื้นฐาน (Basic service set : BSS) แสดงผังรูปที่ 2.2 (ก) และเมื่อกลุ่มบริการพื้นฐานตั้งแต่ 2 กลุ่มมารวมตัวกันจะกลายเป็นกลุ่มบริการขยาย (Extended service set : ESS) เนื่องจากระบบแลนไร้สายมีความจำเป็นต้องใช้บริการของโครงข่ายใช้สายเคเบิล เช่น ปริ้นเตอร์ การเชื่อมต่ออินเทอร์เน็ต และอื่นๆ ทำให้เกิดโครงสร้างแบบ infrastructure ขึ้น

แบบวิธี Ad hoc บางครั้งเรียกว่าแบบวิธีจุดต่อจุด (Peer-to-peer) หรือกลุ่มบริการพื้นฐานอิสระ (Independent basic service set : IBSS) เป็นการสื่อสารกันโดยตรงระหว่างคอมพิวเตอร์โดยไม่ผ่านจุดการเข้าถึงและไม่ต้องการใช้โครงข่ายใช้สายเคเบิล ทำให้การทำงานนี้เหมาะสมสำหรับระบบโครงข่ายที่ต้องการความสะดวกและรวดเร็วในการติดตั้ง และสามารถใช้งานได้ทุกสถานที่แม้ในบริเวณที่โครงข่ายแบบวิธี infrastructure ไม่สามารถติดตั้งได้ เช่น ห้องประชุม ห้องพักภายในโรงแรม เป็นต้น แบบวิธี Ad hoc แสดงผังรูปที่ 2.2 (ข)



รูปที่ 2.2 แบบวิธีการทำงานระบบแลนไร้สาย (ก) แบบวิธี infrastructure และ (ข) แบบวิธี Ad hoc

2.2.2 ระดับกายภาพ

ระบบแลนไร้สายมีการกำหนดระดับกายภาพ 3 ประเภท ประกอบด้วย เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread-spectrum technique) ทั้ง 2 แบบ และการแพร่กระจายอินฟราเรด ในการใช้งานความถี่ย่าน 2.4 จิกะเฮิร์ตซ์ ไม่ต้องขออนุญาตและสามารถใช้กันได้ทุกประเทศทั่วโลก ดังนั้นผลิตภัณฑ์หรืออุปกรณ์ที่ใช้ในระบบแลนไร้สายความเร็วสูงจึงไม่ต้องมีใบอนุญาตของผู้ใช้งานหรือ

ใบผ่านการอบรมพิเศษ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาตรฐานแลนไร้สายเดิมกำหนดอัตราข้อมูล (Data rate) ที่ 1 และ 2 เมกะบิตต่อวินาที โดย ใช้การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency hopping spread spectrum : FHSS) หรือการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง (Direct sequence spread spectrum : DSSS) โดยเทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะแบ่งช่วงความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ ออกเป็น 75 ช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณละ 1 เมกะเฮิรตซ์ ทำให้มีการกระจายการใช้งานช่อง สัญญาณตลอดย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ นั่นคือระบบจะเปลี่ยนความถี่ที่ใช้ในการส่งแพ็คเก็ต ข้อมูลบ่อยมาก ซึ่งภาคส่งและภาครับต้องกำหนดลำดับการเปลี่ยนความถี่ให้ตรงกันเพื่อสามารถ คืเทกต์ข้อมูลได้อย่างถูกต้อง

เทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงตามมาตรฐานแลนไร้สายจะแบ่งย่าน ความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ ออกเป็น 14 ช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณละ 22 เมกะเฮิรตซ์ ประกอบด้วย ช่องสัญญาณที่ไม่เหลื่อมทับ (Non-overlapping) 3 ช่องสัญญาณ และช่องสัญญาณที่เหลื่อมทับ (Overlapping) 11 ช่องสัญญาณ การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงช่วยแก้ปัญหาสัญญาณ รบกวนที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณด้วยเทคนิคที่เรียกว่า การแผ่ข้อมูลออก (Spreading) โดยการทำให้ มีจำนวนบิตข้อมูลเพิ่มขึ้น และหากมีส่วนใดส่วนหนึ่งของข้อมูลที่แผ่ออกมีความความผิดพลาดเกิด ขึ้น เมื่อทำการแผ่ข้อมูลเข้า (Despreading) ภาครับจะสามารถสร้างบิตข้อมูลที่ถูกต้องขึ้นมาได้ใหม่ อีกครั้ง

2.2.2.1 การปรับปรุงระดับกายภาพระบบแลนไร้สายความเร็วสูง

มาตรฐานแลนไร้สายที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงด้วยอัตราข้อมูล 1 เมกะบิตต่อวินาที จะใช้ลำดับบาร์เกอร์ (Barker sequence) ขนาด 11 บิต มาทำการแผ่ข้อมูลออก ก่อนส่งไปในช่องสัญญาณ โดยบิตข้อมูลหนึ่งบิตจะแทนที่ด้วยรหัสบาร์เกอร์จำนวน 11 บิต และส่ง ด้วยอัตราเร็ว 1 ล้านสัญญาณต่อวินาที ด้วยการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสไบนารีหรือบีพีเอสเค (Binary phase shift keying : BPSK) สำหรับระบบแลนไร้สายที่มีอัตราข้อมูล 2 เมกะบิตต่อวินาที จะใช้การมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์ (Quadrature phase shift keying : QPSK) ซึ่ง อัตราข้อมูลจะเป็น 2 เท่าของแบบบีพีเอสเค

ปัจจัยหลักในการเพิ่มส่วนระบบแลนไร้สายความเร็วสูงจากมาตรฐานแลนไร้สายแบบเดิม คือ การปรับปรุงระดับกายภาพให้มีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลเพิ่มขึ้นเป็น 5.5 และ 11 เมกะบิตต่อ วินาที จึงนำเทคนิคการแผ่ข้อมูลที่มีประสิทธิภาพเหมาะสมมากกว่าลำดับบาร์เกอร์มาใช้ ซึ่งได้แก่ การเข้ารหัสเพิ่มเติม (Complementary code keying : CCK) ประกอบด้วยกลุ่มบิตที่เข้ารหัสจำนวน 256 ชุด แต่ละกลุ่มบิตที่เข้ารหัสเพิ่มเติมจะมีคุณสมบัติทางคณิตศาสตร์เฉพาะ ซึ่งทำให้ภาครับ สามารถแยกแยะความแตกต่างกับกลุ่มบิตที่เข้ารหัสกลุ่มอื่น ได้เมื่อมีสัญญาณรบกวนและสัญญาณ แทรกสอด สำหรับระบบแลนไร้สายที่มีอัตราข้อมูล 5.5 เมกะบิตต่อวินาที ใช้การเข้ารหัสเพิ่มเติมใน

การแผ่ข้อมูลออก โดยใช้ 4 บิตข้อมูลต่อหนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol) ในขณะที่ระบบแลนไร้สายที่มีอัตราข้อมูล 11 เมกะบิตต่อวินาที จะใช้ 8 บิตข้อมูลต่อหนึ่งสัญลักษณ์ และทั้งสองระบบนี้จะใช้การมอดูเลตแบบคิวพีเอสเคที่ 1.375 ล้านสัญลักษณ์ต่อวินาที ตารางที่ 2.1 เป็นการแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของอัตราข้อมูลของระบบแลนไร้สายความเร็วสูง

ตารางที่ 2.1 อัตราการส่งข้อมูลระบบแลนไร้สายความเร็วสูง

อัตราข้อมูล (เมกะบิต/วินาที)	ความยาวรหัสข้อมูล	การมอดูเลต	อัตราของสัญลักษณ์ (ล้านสัญลักษณ์/วินาที)	บิต/สัญลักษณ์
1	11 (ลำดับบิต)	BPSK	1	1
2	11 (ลำดับบิต)	QPSK	1	2
5.5	8 (ลำดับบิต)	QPSK	1.375	4
11	8 (ลำดับบิต)	QPSK	1.375	8

ในสถานะที่มีสัญญาณรบกวนมาก ๆ ระบบแลนไร้สายจะมีการเปลี่ยนอัตราการส่งข้อมูลอัตโนมัติตามความเหมาะสมกับสถานะแวดล้อม ในทางทฤษฎีอุปกรณ์ระบบแลนไร้สายสามารถเชื่อมต่อข้อมูลเต็มที่ได้ด้วยอัตรา 11 เมกะบิตต่อวินาที แต่เมื่ออุปกรณ์เคลื่อนที่ไปไกลจนไม่สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราข้อมูล 11 เมกะบิตต่อวินาที หรือมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นมาก อุปกรณ์จะทำการส่งข้อมูลด้วยอัตราที่ลดลงเหลือ 5.5 2 หรือ 1 เมกะบิตต่อวินาที เมื่อสัญญาณรบกวนมีระดับลดลง ระบบแลนไร้สายจะปรับอัตราการส่งข้อมูลให้เพิ่มสูงขึ้นอีกครั้ง

2.2.3 ระดับการเชื่อมต่อข้อมูล

ระดับการเชื่อมต่อข้อมูลของระบบแลนไร้สาย แบ่งออกเป็น 2 ระดับ คือ ระดับควบคุมการเชื่อมต่อลอจิก (Logical link control : LLC) และระดับควบคุมการเข้าถึงตัวกลาง (Media access control : MAC) โดยส่วนควบคุมการเชื่อมต่อลอจิกจะใช้แบบเดียวกับมาตรฐาน 802.2 สำหรับส่วนของแอดเดรส (Address) ขนาด 48 บิตคล้ายกับมาตรฐานแลนทั่วไปที่ใช้เชื่อมต่อกับระบบโครงข่ายไร้สายเคเบิล แต่ส่วนควบคุมการเข้าถึงตัวกลางเป็นโครงสร้างเฉพาะสำหรับระบบแลนไร้สาย

ส่วนควบคุมการเข้าถึงตัวกลางในมาตรฐานแลนไร้สายมีลักษณะใกล้เคียงกับในมาตรฐานอีเทอร์เน็ต (Ethernet) IEEE 802.3 ที่มีการออกแบบเพื่อรองรับการใช้งานของผู้ใช้งานจำนวนมากบนตัวกลางเดียวกัน และผู้ใช้จะรับทราบสถานะของตัวกลางก่อนทำการส่งข้อมูลว่า ตัวกลางอยู่ในสถานะ “ว่าง” หรือ “ไม่ว่าง” สำหรับระบบอีเทอร์เน็ตโปรโตคอล CSMA/CD (Carrier sense multiple access with collision detection) เป็นตัวกำหนดวิธีการที่อุปกรณ์อีเทอร์เน็ตจะเชื่อมต่อกับสายเคเบิล และวิธีการตรวจสอบและวิธีควบคุมการชนกันของการส่งข้อมูลที่เกิดขึ้นเนื่องจากมี

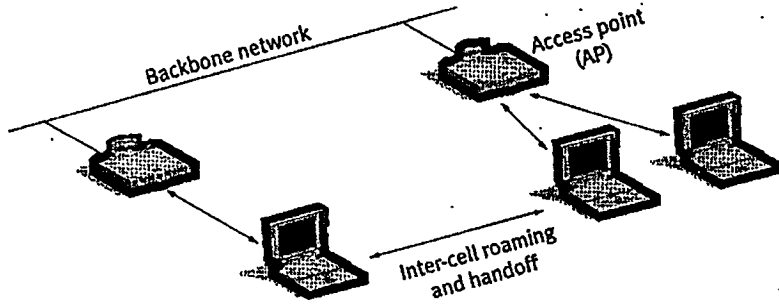
อุปกรณ์ตั้งแต่ 2 ตัวทำการส่งข้อมูลพร้อมกัน แต่ระบบแลนไร้สายไม่สามารถตรวจสอบการชนกันของข้อมูลได้จึงนำโปรโตคอล CSMA/CA หรือโปรโตคอล DCF (Distributed Coordination Function) โดย CSMA/CA จะพยายามหลีกเลี่ยงการชนกันของข้อมูลด้วยการใช้แพ็คเกจ ACK (Acknowledgement) ซึ่งแพ็คเกจนี้จะถูกส่งจากอุปกรณ์รับมายังอุปกรณ์ส่งเพื่อยืนยันว่าแพ็คเกจที่ส่งมานั้นถึงอุปกรณ์รับแล้ว

เมื่อช่องสัญญาณไม่มีการส่งข้อมูล อุปกรณ์จะสุ่มเลือกช่วงเวลาและทำการส่งแพ็คเกจในขณะที่ช่องสัญญาณยังคงว่างอยู่ และเมื่อแพ็คเกจถูกส่งไปยังอุปกรณ์รับเรียบร้อยแล้ว อุปกรณ์รับจะส่งเฟรม ACK กลับมายังอุปกรณ์ส่งเพื่อบอกให้ทราบว่า การส่งแพ็คเกจเรียบร้อย แต่ถ้าอุปกรณ์ส่งไม่ได้รับเฟรม ACK หลังจากส่งแพ็คเกจไม่ว่าจะเกิดจากแพ็คเกจที่ส่งไปนั้น อุปกรณ์รับไม่ได้รับแพ็คเกจหรือเฟรม ACK ส่งไม่ถึงอุปกรณ์ส่ง อุปกรณ์ส่งจะเข้าใจว่ามีการชนกันของแพ็คเกจข้อมูลเกิดขึ้นและจะทำการส่งแพ็คเกจใหม่อีกครั้ง และการนำ CSMA/CA มาใช้ทำให้อุปกรณ์ส่งหลายๆตัว สามารถใช้งานร่วมกันได้บนช่องสัญญาณเดียวกัน และช่วยควบคุมสัญญาณรบกวนและปัญหาอื่นๆ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ปัญหาในระดับควบคุมการเข้าถึงตัวกลางของระบบแลนไร้สายครั้งอีกประการคือ การที่อุปกรณ์ซึ่งอยู่ด้านตรงข้ามกับจุดการเข้าถึงจะสามารถรับรู้กิจกรรมทั้งหมดของจุดการเข้าถึง แต่อุปกรณ์อื่นๆ จะไม่สามารถรับรู้กิจกรรมต่างๆ ได้ทั้งนี้อาจเกิดจากระยะทางหรือสิ่งกีดขวาง เพื่อแก้ปัญหานี้มาตรฐานแลนไร้สายได้กำหนดให้มีโปรโตคอล RTS/CTS (Request to send/clear to send) ขึ้นที่ระดับ ควบคุมการเข้าถึงตัวกลาง โดยอุปกรณ์จะส่ง RTS และรอจุดการเข้าถึงตอบกลับมาด้วย CTS เนื่องจากทุกๆ อุปกรณ์สามารถรับทราบข้อมูลจากจุดการเข้าถึงทำให้ขณะที่รอ CTS นั้น อุปกรณ์ที่ตั้งใจจะส่งแพ็คเกจจะต้องรอจนกว่าอุปกรณ์ที่ส่ง RTS ไปจะทำการส่งแพ็คเกจและได้รับแพ็คเกจ ACK เรียบร้อยแล้ว อุปกรณ์อื่นๆ จึงจะสามารถส่งแพ็คเกจได้

2.2.4 การเชื่อมต่อและการโรมมิง

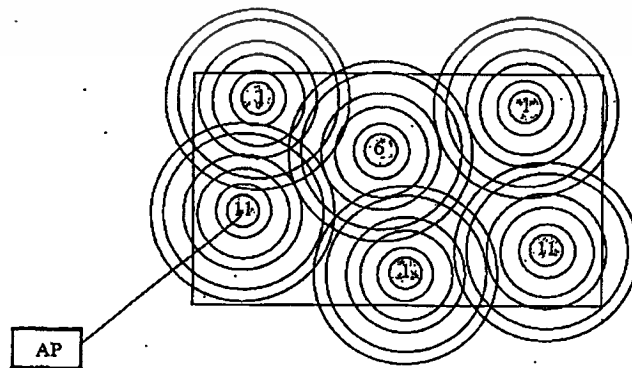
ระดับควบคุมการเข้าถึงตัวกลางมีหน้าที่จัดรูปแบบความสัมพันธ์กันระหว่างไคลเอนต์ (Client) กับจุดการเข้าถึง เมื่อไคลเอนต์อยู่ในขอบเขตการสื่อสารของจุดการเข้าถึง 1 ตัวหรือมากกว่านั้น ไคลเอนต์จะตัดสินใจเลือกที่จะเชื่อมต่อกับจุดการเข้าถึงบนพื้นฐานความแข็งแรงของสัญญาณและอัตราความผิดพลาดของแพ็คเกจ เมื่อเลือกจุดการเข้าถึงที่เชื่อมต่อได้แล้ว ไคลเอนต์จะปรับช่องสัญญาณให้ตรงกับที่จุดการเข้าถึงกำหนดไว้ นอกจากนั้นแล้วในบางครั้งไคลเอนต์จะทำการสำรวจช่องสัญญาณทั้งหมด เพื่อตรวจสอบว่ามีจุดการเข้าถึงอื่นหรือไม่ที่จะทำให้ไคลเอนต์มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าที่เป็นอยู่ เมื่อพบว่ามีจุดการเข้าถึงอื่นที่ดีกว่าไคลเอนต์จะทำการเชื่อมต่อกับจุดการเข้าถึงใหม่และปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณให้ตรงกับที่จุดการเข้าถึงตัวใหม่กำหนดแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การโรมมิงของจุดการเข้าถึง

การเชื่อมต่อกับจุดการเข้าถึงตัวใหม่ของไคลเอนต์นั้นเกิดขึ้นเนื่องจากไคลเอนต์มีการเคลื่อนที่จากจุดการเข้าถึงตัวเก่า ทำให้ความแรงของสัญญาณลดลงหรืออาจเกิดจากการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของสัญญาณภายในอาคาร หรือจากการที่จุดการเข้าถึงตัวเก่ามีการส่งแพ็คเกตหนาแน่น ซึ่งการที่ไคลเอนต์เชื่อมต่อกับจุดการเข้าถึงตัวใหม่เนื่องจากเหตุผลประการสุดท้าย จะเรียกรวมกันว่า การถ่วงดุลโหลด (Load balancing) เนื่องจากหน้าที่พื้นฐานของจุดการเข้าถึง คือ การกระจายปริมาณแพ็คเกตทั้งหมดของระบบแลนไร้สายให้ทั่วบริเวณพื้นที่

ถ้าสำหรับกระบวนการเชื่อมต่อกับจุดการเข้าถึงจะเป็นหน้าที่ของผู้ดูแลโครงข่าย ซึ่งจะสร้างพื้นที่แต่ละเซลล์ให้เกิดการเหลื่อมซ้อนกันทั้งหมดพื้นที่อาคารหรือทั้งมหาวิทยาลัยที่มีการสื่อสาร และเพื่อให้การเชื่อมต่อประสบผลสำเร็จอย่างแน่นอน ผู้ดูแลโครงข่ายจะใช้วิธีการนำช่องสัญญาณกลับมาใช้ใหม่ (Channel reuse) โดยต้องระมัดระวังการกำหนดการใช้งานช่องสัญญาณของแต่ละจุดการเข้าถึง ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะต้องไม่มีการเหลื่อมซ้อนกันกับช่องสัญญาณที่จุดการเข้าถึงใกล้เคียงใ้ช้อยู่ แสดงดังรูปที่ 2.4 และจากที่กล่าวแล้ววาระบบแลนไร้สายที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรงจะมีช่องสัญญาณทั้งหมด 14 ช่องสัญญาณ และมีเพียง 3 ช่องสัญญาณเท่านั้นที่ไม่มีการเหลื่อมซ้อนกัน ถ้ามีจุดการเข้าถึง 2 ตัวที่มีพื้นที่สื่อสารซ้อนทับกันอยู่และมีการกำหนดให้ใช้ช่องสัญญาณบางส่วนเหลื่อมซ้อนกันจุดการเข้าถึงทั้ง 2 ตัว จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนซึ่งกันและกัน

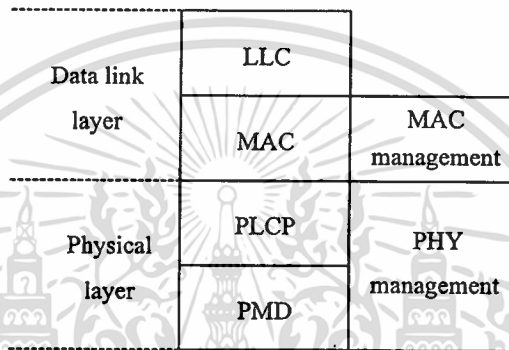


รูปที่ 2.4 การนำช่องสัญญาณกลับมาใช้ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

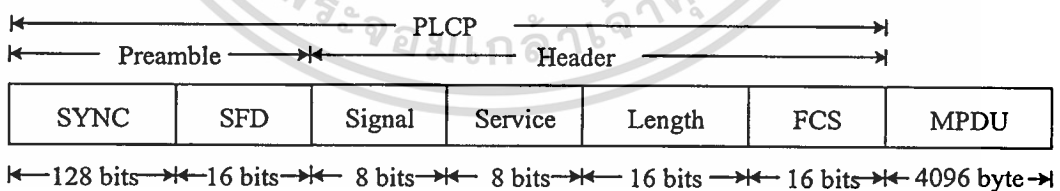
2.3 แพ็คเก็ตของระบบแลนไร้สาย

จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าระบบแลนไร้สายความเร็วสูงเป็นการศึกษาและปรับปรุงในส่วน
ของระดับกายภาพและระดับเชื่อมต่อข้อมูล ดังรูปที่ 2.1 ในส่วนนี้จะอธิบายถึงโครงสร้างแพ็คเก็ต
ของระบบแลนไร้สาย ซึ่งมีความสัมพันธ์กับระดับของแบบจำลอง OSI มาตรฐานแลนไร้สาย
ความเร็วสูงจะแบ่งระดับเชื่อมโยงข้อมูลออกเป็น 2 ระดับย่อย [4] คือ ระดับควบคุมการเข้าถึง
ตัวกลาง และระดับจัดการควบคุมเข้าถึงตัวกลาง ส่วนระดับกายภาพจะแบ่งออกเป็น 3 ระดับย่อย
คือ ระดับ PLCP (PHY layer convergence protocol) ระดับ PMD (PHY medium dependent
protocol) และการจัดการระดับกายภาพ (PHY layer management)



รูปที่ 2.5 แบบจำลอง OSI ของมาตรฐานไร้สายความเร็วสูง

เมื่อข้อมูลที่ต้องการสื่อสารหรือส่วน MPDU (MAC protocol data unit) ถูกส่งมายังระดับ
PLCP จะมีการเพิ่มส่วนหัวก่อนทำการส่งต่อไปยังระดับ PMD ซึ่งที่ระดับนี้ก็จะมีการเพิ่มส่วนของ
พรีแอมเบิล (Preamble) กับข้อมูล ในบางครั้งแพ็คเก็ตของระบบแลนไร้สายอาจเรียกว่าแพ็คเก็ต
PLCP แสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แพ็คเก็ตของระบบแลนไร้สาย

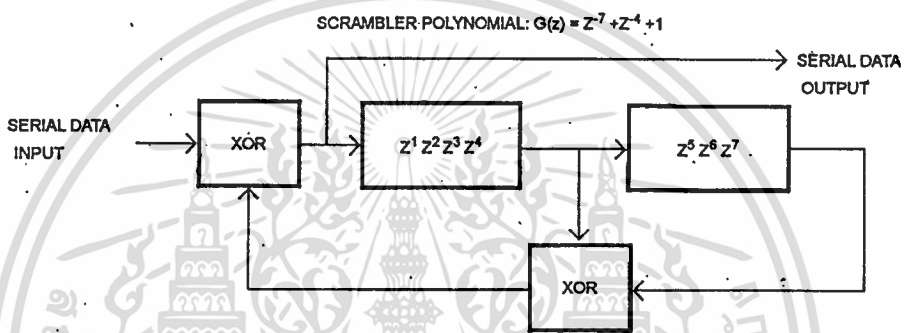
แพ็คเก็ตของระบบแลนไร้สายแบ่งออกเป็น 3 ส่วน [5] ส่วนแรกคือส่วนพรีแอมเบิล ซึ่งจะ
ทำให้เครื่องรับสามารถซิงค์กับสัญญาณที่รับเข้ามาได้อย่างถูกต้องก่อนที่จะมีการตีเทคซ์ข้อมูลที่ส่ง
มากับแพ็คเก็ต ส่วนที่สองคือส่วนหัว (Header) จะให้ข้อมูลเกี่ยวกับเฟรมและส่วนสุดท้ายคือส่วน
ข้อมูลที่ต้องการสื่อสารหรือส่วน MPDU ซึ่งรายละเอียดส่วนต่างๆของแพ็คเก็ตระบบแลนไร้สายมี
ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

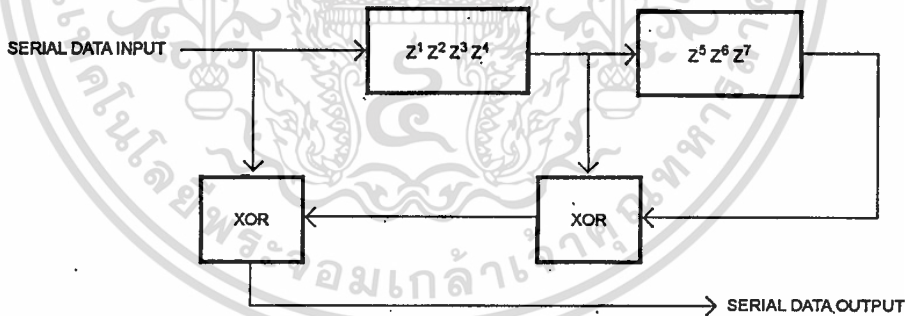
1) SYNC เป็นส่วนที่ประกอบไปด้วยบิตข้อมูลของบิต 0 และบิต 1 สลับกัน เพื่อให้เครื่องรับ สามารถปฏิบัติตามคำสั่งในการซิงค์สัญญาณ

แพ็คเกจยาว ส่วน SYNC มีขนาด 128 บิต เกิดจากการพัวพัน (Scramble) บิต 1 โดยสถานะเริ่มต้น (Initial state) ของการพัวพันจะเป็น [1101100] เมื่อบิตซ้ายสุดเป็นค่าของการหน่วงบิตตัวที่ 1 (Z^1) และบิตขวาสุดเป็นค่าการหน่วงบิตตัวสุดท้าย

แพ็คเกจสั้น มีขนาด 56 บิต จากการพัวพันบิต 0 โดยสถานะเริ่มต้นของการพัวพันจะเป็น [0011011] เมื่อบิตซ้ายสุดเป็นค่าของการหน่วงบิตตัวที่ 1 (Z^1) และบิตขวาสุดเป็นค่าการหน่วงบิตตัวสุดท้าย (Z^7)



รูปที่ 2.7 รูปการพัวพัน



รูปที่ 2.8 รูปการพัวพันกลับ (Descramble)

2) SFD (Start Frame Delimiter) แสดงการเริ่มต้นของแพ็คเกจข้อมูล มีขนาด 16 บิต

แพ็คเกจยาว SFD จะเป็น [1111 011 1010 0000] โดยบิตขวาสุดจะเป็นบิตแรกที่จะถูกส่งเป็นอันดับแรก

แพ็คเกจสั้น SFD จะเป็น [0000 0101 1100 1111] โดยบิตขวาสุดจะเป็นบิตแรกที่จะถูกส่งเป็นอันดับแรก

3) **Signal** มีขนาด 8 บิต เป็นส่วนที่กำหนดชนิดของการมอดูเลตซึ่งเครื่องรับต้องใช้ในการตีมอดูเลตสัญญาณ

แพ็คเกจยาว บิตข้อมูลในส่วนนี้จะเท่ากับอัตราข้อมูลหารด้วย 100 กิโลบิตต่อวินาที โดยบิตขวาสุดจะเป็นบิตแรกที่จะถูกส่งเป็นอันดับแรก

(1) X'0A' (msb และ lsb) สำหรับ 1 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0000 1010]

(2) X'14' (msb และ lsb) สำหรับ 2 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0001 0100]

(3) X'37' (msb และ lsb) สำหรับ 5.5 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0001 1111]

(4) X'6E' (msb และ lsb) สำหรับ 11 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0110 1110]

แพ็คเกจสั้น บิตข้อมูลในส่วนนี้จะเท่ากับอัตราข้อมูลหารด้วย 100 กิโลบิตต่อวินาที โดยบิตขวาสุดจะเป็นบิตแรกที่จะถูกส่งเป็นอันดับแรก

(1) X'14' (msb และ lsb) สำหรับ 2 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0001 0100]

(2) X'37' (msb และ lsb) สำหรับ 5.5 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0001 1111]

(3) X'6E' (msb และ lsb) สำหรับ 11 เมกะบิตต่อวินาที คือ [0110 1110]

4) **Service** เป็นส่วนที่สำรองเอาไว้ใช้โดยทั้งแพ็คเกจยาวและแพ็คเกจสั้นของระบบแลนไร้สายจะมีรูปแบบของบิตข้อมูลลักษณะเดียวกันดังนี้

ตารางที่ 2.2 โครงสร้างบิตของ Service

b0	b1	b2	b3	b4	b5	b6	b7
จอง	จอง	ความถี่ นาฬิกา	การมอดูเลต	จอง	จอง	จอง	บิตที่เพิ่ม ขึ้น

b2 แสดงความถี่ของนาฬิกาที่ใช้ในการส่งแพ็คเกจ

b3 กำหนดวิธีการมอดูเลต

b7 เป็นบิตที่เพิ่มขึ้นจากส่วน Length

5) **Length** ทั้งแพ็คเกจยาวและสั้นส่วนนี้จะประกอบด้วย 16 บิต เป็นการแสดงถึงความยาวของส่วนข้อมูลที่ต้องการสื่อสารหรือ MPDU ในหน่วยไมโครวินาที

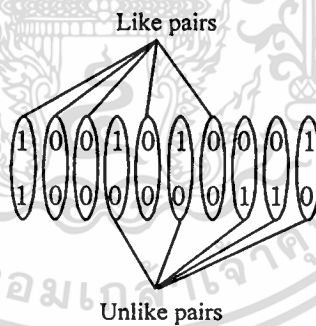
6) **FCS (Frame check sequence)** เป็นบิตที่ได้จากการเข้ารหัสส่วนของหัวขนาด 16 บิต

2.4 การเข้ารหัสเพิ่มเติม

2.4.1 รหัสเพิ่มเติม

เนื่องจากในปัจจุบันมีความต้องการใช้งานระบบแลนไร้สายที่มีความเร็วสูงขึ้น ทำให้มีการคิดค้นรูปแบบของสัญญาณและโครงสร้างของเครื่องรับแบบใหม่ขึ้นมา ซึ่งเทคนิคหนึ่งที่ได้รับ ความสนใจมาก คือ การเข้ารหัสเพิ่มเติม (Complementary code keying : CCK) ซึ่งพัฒนาโดยบริษัท อินเตอร์ซิล (Intersil) และบริษัทลูเซนเทคโนโลยี (Lucent technologies) [6] เพื่อนำมาใช้กับระบบ แลนไร้สายความเร็วสูงที่ความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ การเข้ารหัสเพิ่มเติมมีพัฒนาการมาจากรหัสเพิ่มเติม (Complementary code) ซึ่งมีการนำมาใช้ครั้งแรกในระบบเรดาร์และเครื่องสเปกตรัมหลายช่อง (Multislit spectrometry) ในเดือนกันยายน ค.ศ. 1998 คณะกรรมการของมาตรฐานแลนไร้สายมีมติ ให้นำการเข้ารหัสเพิ่มเติมมาใช้เพื่อทำให้ระบบแลนไร้สายมีอัตราเร็วในการข้อมูล 11 เมกะบิตต่อ วินาที

รหัสเพิ่มเติมถูกคิดค้นโดย M.J.E. Golay [7] เพื่อนำมาใช้กับเครื่องสเปกตรัมหลายช่อง นอกจากนั้นคุณสมบัติของรหัสเพิ่มเติมยังเหมาะสมกับการนำมาใช้ในระบบเรดาร์ โดย Golay ได้ กำหนดให้ลำดับเพิ่มเติมประกอบด้วยคู่ของลำดับที่ต่อกันยาวๆ ซึ่งจำนวนคู่ลำดับที่มีสมาชิกในคู่ เหมือนกันมีจำนวนเท่ากับจำนวนคู่ลำดับที่มีสมาชิกไม่เหมือนกัน ในรูปที่ 2.9 แสดงคุณสมบัติของ คู่ลำดับในรหัสเพิ่มเติมที่ประกอบด้วยลำดับบิต 1001010001 และ 1000000110



รูปที่ 2.9 คู่ลำดับในรหัสเพิ่มเติม

กำหนดให้รหัสข้อมูลชุดที่ k เป็น $s^k = [s_1^k, s_2^k, s_3^k, \dots, s_N^k]^T$ เมื่อ N คือความยาวของ รหัสข้อมูล และ k แสดงชุดของรหัสข้อมูลโดย $k = [1, 2, 3, \dots, K]$ การสหสัมพันธ์ตัวเองของรหัส ข้อมูลแสดงได้ดังนี้ [8]

$$R^k[j] = \sum_{i=1}^{N-j} s_i^k \cdot s_{i+j}^k \quad (2.1)$$

ซึ่งคู่ของรหัสเพิ่มเติมจะมีคุณสมบัติดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{k=1}^2 R^k [j] = \begin{cases} 0 & , j \neq 0 \\ 2N & , j = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

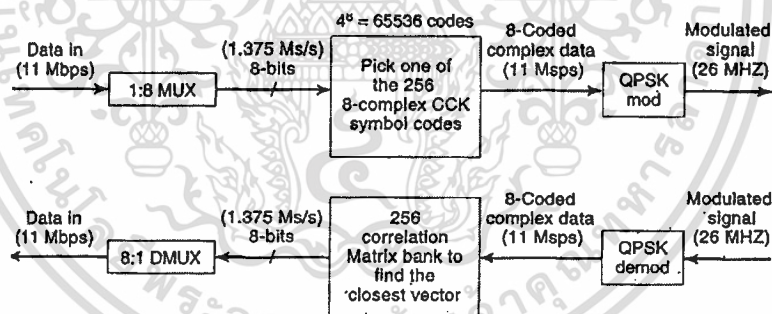
บทความที่ Golay เผยแพร่เป็นเพียงการอธิบายส่วนของลำดับรหัสเติมเต็มไปนารีเท่านั้น ต่อมา Tseng และ Liu [9] ได้เพิ่มเติมแนวคิดเซตของลำดับเติมเต็มขึ้น โดยเซตของรหัสข้อมูล K ชุดจะถูกพิจารณาว่าเป็นเซตของลำดับเติมเต็มหรือไม่ตามเงื่อนไขต่อไปนี้

$$\sum_{k=1}^K R^k [j] = \begin{cases} 0 & , j \neq 0 \\ KN & , j = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

สำหรับรหัสเฟสเชิงขั้ว (Polyphase code) จะประกอบด้วยข้อมูลเชิงซ้อนที่มีแอมพลิจูดเป็นหนึ่ง โดย $s_i^k = e^{j\phi_i}$ และต้องเป็นไปตามเงื่อนไขในสมการที่ 2.3

2.4.2 การเข้ารหัสเติมเต็ม

เนื่องจากคณะกรรมการ IEEE ต้องการเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลของระบบแลนไร้สายให้มากกว่า 2 เมกะบิตต่อวินาที จึงมีการนำเทคนิคของรหัสตั้งฉาก (Orthogonal coding) ที่เรียกว่า การเข้ารหัสเติมเต็ม [2] บล็อกโคเดแกรมพื้นฐานของการเข้ารหัสเติมเต็มที่นำมาใช้กับระบบแลนไร้สายที่มีอัตราการส่งข้อมูล 11 เมกะบิตต่อวินาทีแสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การเข้ารหัสเติมเต็มและการถอดรหัสเติมเต็มของระบบแลนไร้สาย

โดยลำดับบิตข้อมูลอินพุตถูกแบ่งออกเป็นสัญลักษณ์ สัญลักษณ์ละ 8 บิต (d_0, d_1, \dots, d_7) ดังนั้นอัตราเร็วของสัญลักษณ์จึงเป็น 11 เมกะบิตต่อวินาที / 8 บิตต่อสัญลักษณ์ = 1.375 เมกะบิตต่อวินาที และข้อมูล 8 บิตในหนึ่งสัญลักษณ์จะแปลงเป็นค่าเฟสได้ทั้งหมด 4 เฟส (ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 และ ϕ_4) เฟสสัญลักษณ์จะถูกส่งด้วยการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์ที่ภาครับ โดยสัญญาณคอมเพล็กซ์จากการดีมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์จะถูกตีเทกต์เพื่อหาบิตใกล้เคียงขนาด 8 บิต ที่สัมพันธ์กับสัญญาณทั้ง 4 เฟส โดยอัตราการส่งรหัสข้อมูลและแบนด์วิดท์ที่ใช้จะเท่ากับมาตรฐานแลนไร้สายที่อัตราเร็ว 1 และ 2 เมกะบิตต่อวินาที สมการที่ใช้ในการสร้างรหัสเติมเต็มมีดังนี้ [5][10]-[12]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \left\{ \begin{array}{l} e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, \\ e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j\varphi_1} \end{array} \right\} \quad (2.4)$$

เมื่อ C คือ ลำดับของรหัสเติมเต็มซึ่ง $C = \{c_0, c_1, \dots, c_7\}$
 φ_i คือ ค่าเฟสของรหัสเชิงซ้อน

2.5 การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสกวอดเรเจอร์

2.5.1 การมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสกวอดเรเจอร์

การมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสกวอดเรเจอร์หรือคิวพีเอสเค (Quadrature phase shift keying : QPSK) ข้อมูลจะถูกส่งไปกับสัญญาณพาห้ในรูปของเฟสของสัญญาณพาห้ ซึ่งเฟสของสัญญาณพาห้ในขณะหนึ่งจะมีค่าเพียงค่าเดียวจากทั้งหมด 4 ค่า ตัวอย่างเช่น $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}$ หรือ $\frac{7\pi}{4}$ สัญญาณที่มอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสกวอดเรเจอร์หรือสัญญาณคิวพีเอสเคแสดงได้ดังนี้ [13]-[14]

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta_i) \quad 0 \leq t \leq T \quad i=1,2,3,4 \quad (2.5)$$

$$\theta_i = \frac{(2i-1)\pi}{4} \quad (2.6)$$

เมื่อ E คือ พลังงานของสัญญาณที่ส่งต่อสัญลักษณ์

T คือ คาบของหนึ่งสัญลักษณ์

f_c คือ ความถี่สัญญาณพาห้

θ_i คือ เฟสของสัญญาณ ซึ่ง $\theta_i \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$

ค่าของเฟสสัมพันธ์กับคู่ของบิตข้อมูลที่จะทำการมอดูเลต จากทฤษฎีตรีโกณมิติสามารถเขียนสมการที่ (2.5) $0 \leq t \leq T$ ได้ดังนี้

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \theta_i \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin \theta_i \sin 2\pi f_c t \quad (2.7)$$

$$= s_{i1} \phi_1(t) + s_{i2} \phi_2(t) \quad (2.8)$$

โดย

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos 2\pi f_c t \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.9)$$

$$\phi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \sin 2\pi f_c t \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

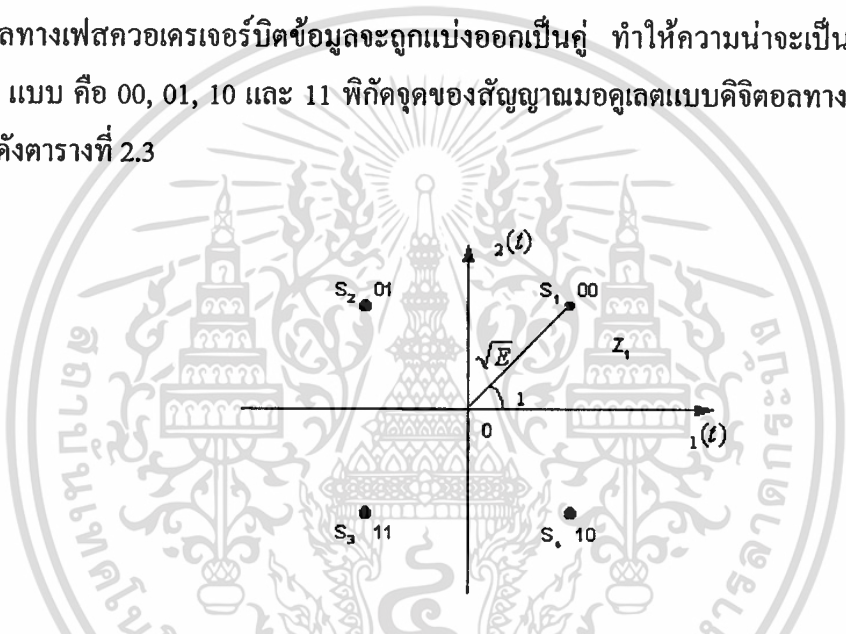
$$s_{i1} = \sqrt{E} \cos \theta_i \quad (2.11)$$

$$s_{i2} = \sqrt{E} \sin \theta_i \quad (2.12)$$

$$\theta_i = \tan^{-1} \frac{s_{i2}}{s_{i1}} \quad (2.13)$$

เมื่อ $i=1,2,3,4$ จะพบว่าสัญญาณนี้เป็นผลรวมเชิงเส้นของฟังก์ชันตั้งฉากกัน 2 ฟังก์ชัน ได้แก่ $\phi_1(t)$ และ $\phi_2(t)$ พิกัดจุด $\phi_1(t)$ และ $\phi_2(t)$ จะแสดงด้วยจุดข้อมูล 4 จุดหรือเวกเตอร์ข้อมูล 4 เวกเตอร์ ซึ่งมุมของเวกเตอร์ s_i จะเทียบจากแกน x เพื่อกำหนดเฟสของสัญญาณ θ_i และความยาวเวกเตอร์เป็น \sqrt{E}

แผนภาพพิกัดสัญญาณ (Constellation) แสดงดังรูปที่ 2.11 สำหรับระบบมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์บิตข้อมูลจะถูกแบ่งออกเป็นคู่ ทำให้ความน่าจะเป็นของบิตที่เกิดขึ้นเป็น 4 แบบ คือ 00, 01, 10 และ 11 พิกัดจุดของสัญญาณมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์แสดงดังตารางที่ 2.3



รูปที่ 2.11 แผนภาพพิกัดสัญญาณมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์

ตารางที่ 2.3 พิกัดจุดของสัญญาณมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์

บิตข้อมูล	เฟส (θ)	$s_{i1} = \sqrt{E} \cos \theta_i$	$s_{i2} = \sqrt{E} \sin \theta_i$
00	$\pi/4$	$+\sqrt{E}/2$	$+\sqrt{E}/2$
01	$3\pi/4$	$-\sqrt{E}/2$	$+\sqrt{E}/2$
11	$5\pi/4$	$-\sqrt{E}/2$	$-\sqrt{E}/2$
10	$7\pi/4$	$+\sqrt{E}/2$	$+\sqrt{E}/2$

จากตารางเพื่อความสะดวกเรากำหนดให้ข้อมูลบิต 1 เป็น $\sqrt{E}/2$ และข้อมูลบิต 0 เป็น $-\sqrt{E}/2$ และ s_{i1} คือ บิตข้อมูลตำแหน่งที่และบิตข้อมูลตำแหน่งคู่คือ s_{i2} ดังนั้นจากสมการที่ (2.7)

สัญญาณที่มอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสควอดเรเจอร์บนแกนเวลาสามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{E}{T}} I(t) \cos 2\pi f_c t - \sqrt{\frac{E}{T}} Q(t) \sin 2\pi f_c t \quad -\infty < t < \infty \quad (2.14)$$

โดยที่ $I(t)$ และ $Q(t)$ เป็นพัลส์จากบิตข้อมูลตำแหน่งคี่และตำแหน่งคู่ตามลำดับ

$$I(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} I_k p(t - kT) \quad (2.15)$$

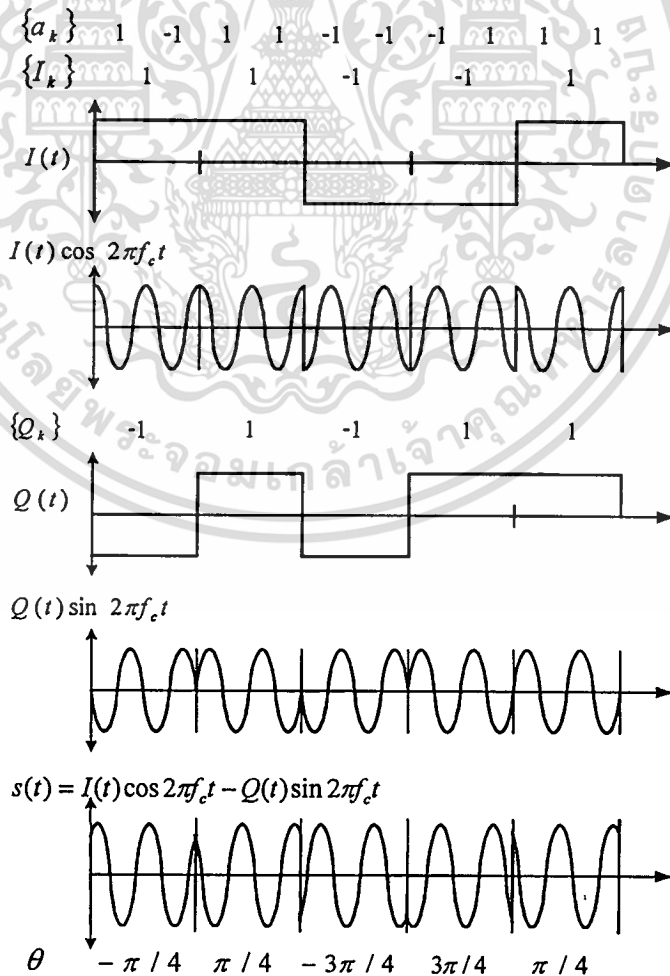
$$Q(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} Q_k p(t - kT) \quad (2.16)$$

เมื่อ $p(t)$ คือ ฟังก์ชันพัลส์สี่เหลี่ยมในช่วง $[0, T]$

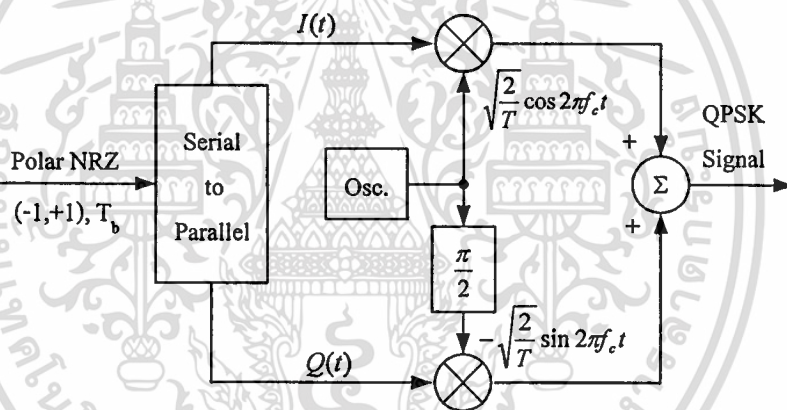
I_k คือ ± 1

Q_k คือ ± 1

การแปลงจากบิตข้อมูลเป็น I_k และ Q_k สามารถทำได้ดังนี้ เมื่อบิตข้อมูลเป็นบิต 1 จะได้ I_k หรือ Q_k เป็น 1 และบิตข้อมูลเป็นบิต 0 จะได้ I_k หรือ Q_k เป็น -1



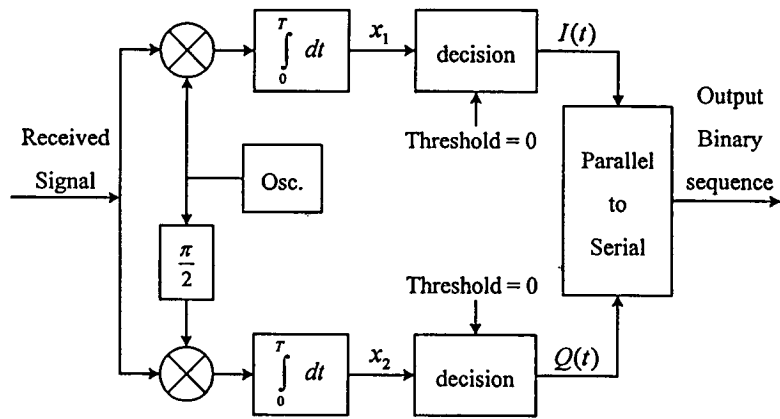
สัญญาณมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์ซึ่งมีพิกัดตามรูปที่ 2.11 สามารถแสดงสัญญาณดังรูปที่ 2.12 โดยสัญญาณมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์จะมีแอมพลิจูดของสัญญาณคงที่แต่ไม่ต่อเนื่องทางเฟสที่บริเวณขอบเขตที่มีการเชื่อมต่อระหว่างบิต การมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์แสดงด้วยบล็อกโคอะแกรมดังรูป 2.13 ช่องสัญญาณที่มีตัวอ้างอิงเป็นสัญญาณโคไซน์เรียกว่า ช่องสัญญาณ I (Inphase) และช่องสัญญาณที่ใช้สัญญาณไซน์อ้างอิงเรียกว่า ช่องสัญญาณ Q (Quadrature) การมอดูเลตจะเริ่มจากข้อมูลบิต 1 ถูกแปลงเป็นบิตบวก (1) และบิต 0 ถูกแปลงเป็นบิตลบ (-1) โดยมีแอมพลิจูดเท่ากันและมีคาบเป็น T จากนั้นบิตข้อมูลจะถูกแบ่งออกด้วยตัวแปลงผันแบบอนุกรมเป็นขนาน (Serial-to-parallel converter : S/P) นำบิตข้อมูลตำแหน่งที่ไปที่ช่องสัญญาณ I คูณด้วย $\cos 2\pi f_c t$ ส่วนบิตข้อมูลตำแหน่งคู่ส่งไปยังช่องสัญญาณ Q และคูณด้วย $\sin 2\pi f_c t$ นั่นคือสัญญาณในช่องสัญญาณ I และ Q จะเป็นสัญญาณมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสไบนารีที่มีคาบบิตข้อมูลเป็น $2T_b$ และเมื่อสัญญาณจากช่องสัญญาณ I และ Q จะนำมารวมกันเป็นสัญญาณมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์



รูปที่ 2.13 บล็อกโคอะแกรมการมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์

2.5.2 การดีมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์

การดีมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์สหสัมพันธ์ (Correlator) 2 จุด ซึ่งทำการสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณ $\sqrt{2/T} \cos(2\pi f_c t)$ และสัญญาณ $\sqrt{2/T} \sin(2\pi f_c t)$ ดังรูปที่ 2.14 เอาท์พุตจากการสหสัมพันธ์จะถูกเปรียบเทียบกับจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) ซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้า $x_1 > 0$ จะตัดสินใจให้เอาท์พุต $I(t)$ มีค่าเป็น 1 แต่ถ้า $x_1 < 0$ จะตัดสินใจให้เอาท์พุต $I(t)$ มีค่าเป็น 0 ในเงื่อนไขเดียวกันถ้า $x_2 > 0$ จะตัดสินใจให้สัญญาณเอาท์พุต $Q(t)$ มีค่าเป็น 1 แต่ถ้า $x_2 < 0$ จะตัดสินใจให้เอาท์พุต $Q(t)$ มีค่าเป็น 0 และเอาท์พุตของ $I(t)$ และ $Q(t)$ จะถูกรวมกันด้วยอุปกรณ์ขนานเป็นอนุกรม (Parallel to serial) ซึ่งจะได้ลำดับบิตไบนารีที่เอาท์พุตสุดท้าย

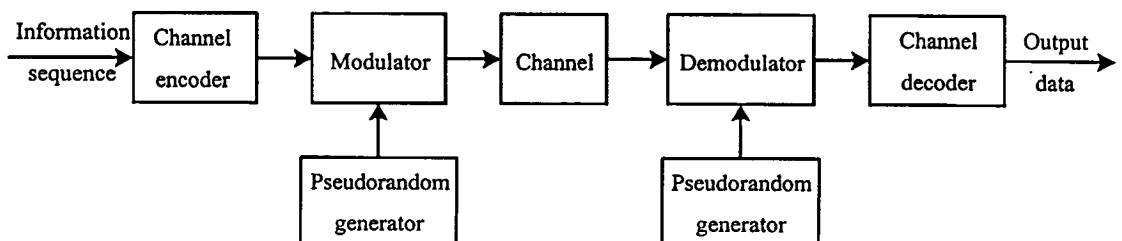


รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอดราเจอร์

2.6 การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่

เนื่องจากในระบบสื่อสารทั่วไปมีสัญญาณรบกวนจำนวนมาก ผู้ออกแบบระบบจึงค้นหาวิธีที่จะป้องกันและกำจัดสัญญาณรบกวนต่างๆ เพื่อให้การสื่อสารมีประสิทธิภาพที่ดี วิธีการหนึ่งที่น่ามาใช้คือการเพิ่มแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออก ซึ่งเป็นคุณสมบัติประการหนึ่งของสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบสเปคตรัมแผ่ ส่วนคุณสมบัติประการสำคัญของการมอดูเลตแบบสเปคตรัมแผ่คือการกระจายแบนด์วิดท์ด้วยการแผ่บิตข้อมูลออกด้วยรหัสข้อมูล โดยรหัสข้อมูลที่ใช้ไม่เกี่ยวข้องหรือสัมพันธ์กับลำดับบิตข้อมูล คุณสมบัตินี้ช่วยแยกการสื่อสารแบบสเปคตรัมแผ่ออกจากการสื่อสารทั่วไปไปที่มีการกระจายแบนด์วิดท์ด้วยการแผ่บิตข้อมูลออกเกินความจำเป็น

สัญญาณที่มอดูเลตแบบสเปคตรัมแผ่ในการสื่อสารแบบคิจิตอลถูกพัฒนาและนำมาใช้อย่างมากด้านการทหารเนื่องจากช่วยป้องกันการส่งสัญญาณกวน (Jamming) และช่วยในการซ่อนเร้นสัญญาณโดยใช้กำลังส่งต่ำ ทำให้โอกาสของการลักลอบตีเทคต์สัญญาณมีความเป็นไปได้ที่น้อยมาก ทำให้สัญญาณที่มอดูเลตแบบสเปคตรัมแผ่ได้นำมาใช้อย่างแพร่หลายเพื่อเป็นที่ยืนยันถึงความน่าเชื่อถือที่จะสามารถติดต่อสื่อสารได้อย่างสมบูรณ์ เช่น การสื่อสารระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เป็นต้น



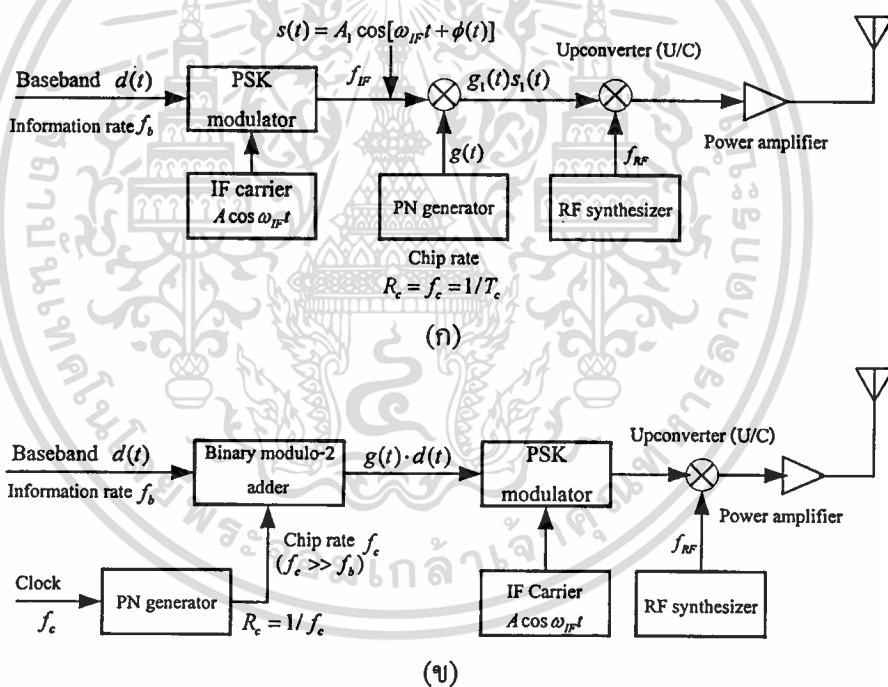
รูปที่ 2.15 แบบจำลองระบบสื่อสารคิจิตอลที่มอดูเลตสเปคตรัมแผ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบขั้นพื้นฐานในระบบสื่อสารสเปกตรัมแผ่แสดงดังรูปที่ 2.15 ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่า ส่วนประกอบต่างๆ นั้นไม่ว่าจะเป็นการเข้ารหัสและถอดรหัสของสัญญาณ การมอดูเลตและการดีมอดูเลตล้วนแต่เป็นส่วนประกอบต่างๆ ไปของการสื่อสาร แต่ที่พิเศษคือมีการเพิ่มเติมส่วนของอุปกรณ์กำเนิดลำดับพีเอ็น (PN sequence) ซึ่งตัวหนึ่งต่ออยู่กับส่วนมอดูเลตที่ภาคส่งและอีกตัวหนึ่งต่ออยู่กับส่วนดีมอดูเลตที่ภาครับ

การซิงโครไนซ์ทางเวลาของลำดับพีเอ็นที่ภาครับซึ่งสร้างขึ้นจากลำดับพีเอ็นของสัญญาณที่รับได้จะต้องตรงกับสัญญาณที่รับเข้ามาเพื่อสามารถตีเทคต์ข้อมูลได้ถูกต้อง ในทางปฏิบัติการซิงโครไนซ์จะถูกดำเนินการก่อนการส่งข้อมูลโดยมีการส่งลำดับพีเอ็นมายังภาครับก่อนการส่งสัญญาณข้อมูล เพื่อให้ภาครับสามารถตีเทคต์สัญญาณเมื่อมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นได้ หลังจากทำการซิงโครไนซ์ทางเวลาของลำดับพีเอ็นเรียบร้อยแล้วการรับส่งข้อมูลจึงเริ่มเกิดขึ้น

2.6.1 การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง (ก) เครื่องส่งที่มอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสและทำการแผ่ข้อมูลออก (ข) เครื่องส่งที่มอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟสที่ทำการแผ่ข้อมูลออกในส่วนเบสแบนด์

แนวคิดของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง แสดงดังรูปที่ 2.16 ข้อมูลไบนารี $m(t)$ มีอัตราเร็วข้อมูล f_b บิตต่อวินาทีและมีคาบ $T_b = 1/f_b$ วินาที สัญญาณเบสแบนด์เป็นดังนี้ [15]-[16]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n v_T(t - nT_b) \quad (2.17)$$

โดยที่ a_n คือ ข้อมูลไบนารีที่มีค่าเป็น ± 1

v_T คือ พัลส์สี่เหลี่ยมที่มีคาบ T_b

สัญญาณ $m(t)$ นี้จะถูกคูณด้วยสัญญาณแบบสุ่มจากแหล่งกำเนิดลำดับพีเอ็น สัญญาณแบบสุ่มแสดงได้ดังนี้

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c) \quad (2.18)$$

เมื่อ c_n คือ ลำดับพีเอ็นไบนารี ± 1

$p(t)$ คือ พัลส์สี่เหลี่ยมที่มีคาบ T_c

การแผ่ของสัญญาณและสเปกตรัมจากการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงแสดงดังรูปที่ 2.17 ผลของการคูณกันทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูล $m(t)$ (มีแบนด์วิดท์ f_b เฮิรตซ์) เพิ่มขึ้นเท่ากับแบนด์วิดท์ของสัญญาณพีเอ็น $c(t)$ (ซึ่งมีแบนด์วิดท์ประมาณ $1/T_c$)

ผลของสัญญาณ $m(t)c(t)$ จะถูกมอดูเลตแบบดิซิทอลทางเฟสควอเดรเจอร์ด้วยสัญญาณพาห์ $\sqrt{2E/T} \cos 2\pi f_c t$ สัญญาณที่มอดูเลตแบบดิซิทอลทางเฟสควอเดรเจอร์แสดงดังนี้

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} m(t)c_1(t) \cos[2\pi f_c t + \theta(t)] + \sqrt{\frac{2E}{T}} m(t)c_2(t) \sin[2\pi f_c t + \theta(t)] \quad (2.19)$$

เมื่อ E คือ พลังงานของสัญญาณที่ส่งต่อสัญลักษณ์

T คือ คาบของหนึ่งสัญลักษณ์

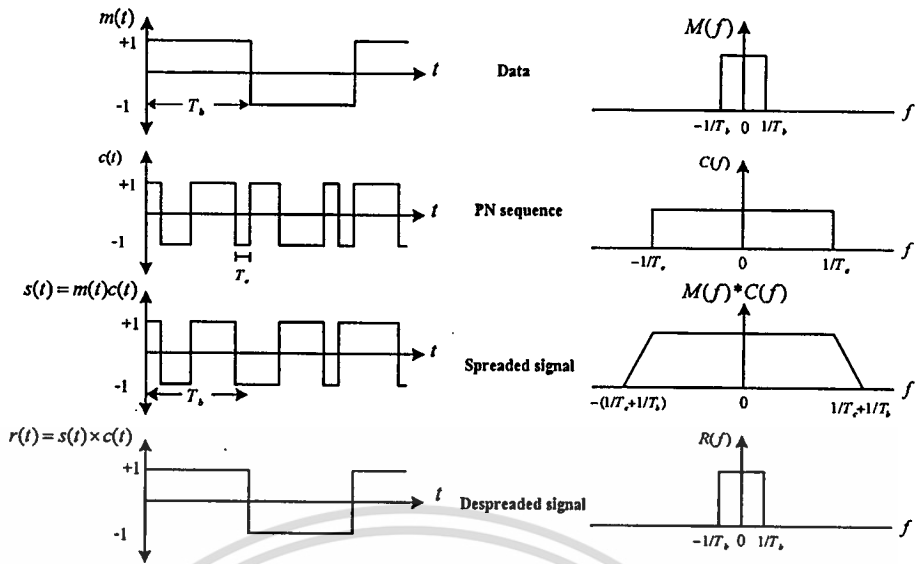
$m(t)$ คือ สัญญาณข้อมูล

$c_1(t), c_2(t)$ คือ สัญญาณที่มีเฟสเดียวกันและมีแอมพลิจูดเป็น ± 1

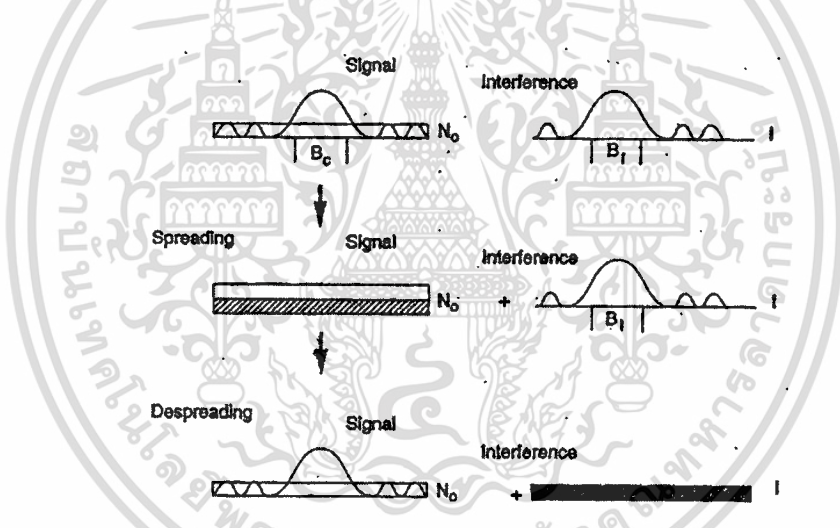
f_c คือ ความถี่สัญญาณพาห์

$\theta(t)$ คือ เฟสของสัญญาณข้อมูล

สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะทำการแผ่ข้อมูลเข้าหรือตีมอดูเลตด้วยรหัสแบบสุ่มชุดเดียวกับที่ภาคส่งทำการมอดูเลตมา หลังจากทำการแผ่ข้อมูลเข้าสัญญาณที่เหลืออยู่จะเป็นสัญญาณมอดูเลตที่เราต้องการ $s_i(t)$ กระบวนการในการแผ่ข้อมูลออกและแผ่ข้อมูลเข้าแบบสหสัมพันธ์ (Correlation) แสดงดังรูปที่ 2.17 และ 2.18



รูปที่ 2.17 กระบวนการแผ่บิตข้อมูลออกและแผ่บิตข้อมูลเข้าของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่



รูปที่ 2.18 สัญญาณที่มีการแผ่บิตข้อมูลออกและแผ่บิตข้อมูลเข้าร่วมกับสัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง

เมื่อสัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่งถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวน ที่ภาครับสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับจะประกอบด้วยสัญญาณรบกวนรวมมากกว่าสัญญาณข้อมูล จะถูกทำการแผ่บิตข้อมูลเข้าด้วยการคูณกับสัญญาณพีเอ็น $c(t)$ ที่ซิงโครไนซ์กับภาคส่ง เนื่องจาก $c^2(t) = 1$ จะได้สัญญาณที่ผ่านการแผ่บิตข้อมูลเข้าดังนี้

$$r(t) = s(t) + I(t)c(t) \tag{2.20}$$

- เมื่อ $r(t)$ คือ สัญญาณที่ผ่านการแปรรูปข้อมูลเข้า
 $s(t)$ คือ สัญญาณที่ส่งมาจากภาคส่ง
 $I(t)$ คือ สัญญาณรวมกัน
 $c(t)$ คือ ลำดับพีเอ็น

ผลการคูณสัญญาณรวมกัน $I(t)$ ด้วย $c(t)$ จะเป็นการกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณรวมกันไปทั่วแบนด์วิดท์ของสัญญาณวิทยุ BW_{RF} สมมติให้สัญญาณรวมกันเป็นดังนี้

$$I(t) = A_J \cos \omega_J t \quad (2.21)$$

เมื่อ ω_J คือ ความถี่ของสัญญาณรวมกันซึ่งอยู่ในแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งไป การที่สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับคูณกับ $c(t)$ ทำให้สัญญาณรวมกันมีแบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นและมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานเป็น $J_o = P_J / BW_{RF}$ โดย $P_J = A_J^2 / 2$ เป็นกำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรวมกัน และสัญญาณที่รับได้จะถูกคีมอดูเลตด้วยแมตช์ฟิลเตอร์ (Matched filter) หรือ วงจรสหสัมพันธ์ซึ่งมีแบนด์วิดท์ f_b ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณรวมกันที่เอาท์พุตคีมอดูเลเตอร์จึงเป็นดังนี้

$$\begin{aligned} J_o f_b &= P_J f_b / BW_{RF} \\ &= \frac{P_J}{BW_{RF} / f_b} = \frac{P_J}{T_b / T_c} = \frac{P_J}{G_p} \end{aligned} \quad (2.22)$$

นั่นคือ

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{f_b} = \frac{T_b}{T_c} \quad (2.23)$$

- เมื่อ BW_{RF} คือ แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ
 J_o คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงาน
 P_J คือ กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรวมกัน
 f_b คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณมอดูเลต

กำลังงานของสัญญาณรวมกันจะลดลงด้วยส่วนของ G_p คือ อัตราขยายกระบวนการ (Process gain) ของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่ โดยอัตราขยายกระบวนการเป็นความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-noise ratio : S/N) ดังนั้นอัตราขยายของกระบวนการ G_p แสดงดังนี้

$$G_p = (S/N)_o : (S/N)_i \quad (2.24)$$

เมื่อ $(S/N)_o$ คือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุตของการคีมอดูเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกองทัพอากาศ (S/N)_i คือ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่อินพุตของภาครับ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วอัตราขยายสามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.23

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{BW_{mod}} = \frac{BW_{RF}}{f_b} \quad (2.25)$$

เมื่อ BW_{mod} คือ แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่มอดูเลต

สรุปแล้วลำดับข้อมูลสุ่มนำมาใช้ในภาคส่งเพื่อกระจายสัญญาณข้อมูลไปบนแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ และด้วยการคูณกันระหว่างสัญญาณที่รับได้กับลำดับข้อมูลสุ่มที่ภาครับจะทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลลดลงในขณะที่แบนด์วิดท์สัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น การที่กำลังงานของสัญญาณรบกวนลดลง จะขึ้นอยู่กับอัตราขยายกระบวนการของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่ และข้อมูลของลำดับข้อมูลสุ่ม $c(t)$ จะมีรู้เพียงเครื่องรับที่เครื่องส่งต้องการสื่อสารด้วยเท่านั้นที่ทราบข้อมูลลำดับสุ่ม ในขณะที่เครื่องรับอื่นๆ ที่ไม่รู้ลำดับข้อมูลสุ่มจะไม่สามารถดีมอดูเลตสัญญาณได้ ดังนั้นการใช้ลำดับข้อมูลสุ่มทำให้ข้อมูลสื่อสารมีความปลอดภัยมากกว่าการมอดูเลตแบบทั่วไป

2.6.2 สัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง

2.6.2.1 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้าง

เนื่องจากอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อหนึ่งบิตเอทที่พูดแสดงได้ดังนี้ [17]

$$\gamma_b = \frac{E_b}{I_o} \quad (2.26)$$

$$I_o = \frac{1}{E_c} \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 J_o(f) df \quad (2.27)$$

เมื่อ $P(f)$ คือ ผลตอบสนองอิมพัลส์วงจรรองความถี่แบบจัตรูปร่าง (Pulse shaping filter)

$J_o(f)$ คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานสัญญาณรบกวนที่เอทที่พูดของตัวสหสัมพันธ์

E_c คือ พลังงานของสัญญาณต่อหนึ่งบิต โดย $E_c = E_b / N$

สมมติให้สัญญาณรบกวนแบนด์กว้างมีสเปกตรัมแบนครอบคลุมความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารทั้งหมด ถ้าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณรบกวนเป็น I จะได้

$$J_o(f) = I \quad (2.28)$$

และพบว่า I_o เป็นองค์ประกอบสัญญาณรบกวน γ_b จากสมการที่ (2.27) สามารถนำ I ในสมการที่ (2.28) ไปแทนค่าได้ดังนี้

$$I_o = \frac{1}{E_c} \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 Idf = I \quad (2.29)$$

อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสำหรับการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างเป็นดังนี้

$$\gamma_{b-wl} = \frac{E_b}{I_o} = \frac{BW_{RF}}{f_b} \times \frac{P_{av}}{I_{av}} \quad (2.30)$$

เมื่อ E_b คือ พลังงานต่อบิต

P_{av} / I_{av} คือ อัตราเฉลี่ยของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

จากสมการจะพบว่าอัตราขยายกระบวนการมีผลต่ออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เมื่อกำหนดค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนให้คงที่และเพิ่มแบนด์วิดท์ด้วยการลดค่า I_o จะส่งผลให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้น ดังนั้นในระบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างเกิดขึ้น เราสามารถควบคุมอัตราความผิดพลาดของสัญญาณที่ได้รับได้ด้วยการปรับแบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณรบกวนเกาส์บวคเมื่อ $I_o = N_o$ เป็นค่าคงที่และอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนคงที่จะช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณได้ ในกรณีที่สัญญาณรบกวนประกอบด้วยสัญญาณหลายๆ สัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับเดียวในย่านความถี่เดียวกันแล้ว กำลังงานของสัญญาณรบกวนจะเกิดจากการรวมกันของกำลังงานสัญญาณรบกวนทุกๆ สัญญาณ

2.6.2.2 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์แคบ

สำหรับการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนแบนด์แคบจะสมมุติให้สัญญาณรบกวนมีความถี่เท่ากับความถี่พาห်ของสัญญาณมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงและความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณเบสแบนด์เป็นดังนี้

$$J_o(f) = I_{av} \delta(f) \quad (2.31)$$

เมื่อ I_{av} คือ กำลังงานเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{1}{E_c} \int_{-\infty}^{\infty} |P(f)|^2 I_{av} \delta(f) df \\ &= \frac{I_{av}}{E_c} |P(0)|^2 \end{aligned} \quad (2.32)$$

เมื่อ $p(t)$ คือ สัญญาณพัลส์ข้อมูล

การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนขึ้นอยู่กับรูปร่างของพัลส์ข้อมูล และอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแสดงได้ดังนี้

$$\gamma_{b-NI} = \frac{E_c}{f_b} \frac{|P(0)|^2}{I_{av}} \times \frac{P_{av}}{I_{av}} \quad (2.33)$$

สำหรับสัญญาณพัลส์ข้อมูลที่เหลื่อมกันได้

$$|P(0)|^2 = T_c E_c = \frac{E_c}{BW_{RF}} \quad (2.34)$$

$$\gamma_{b-NI} = \frac{BW_{RF}}{f_b} \times \frac{P_{av}}{I_{av}} \quad (2.35)$$

ซึ่งอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างจะเหมือนกับของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงและระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ ดังนั้นประสิทธิภาพของระบบสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงที่มีสัญญาณเป็นพัลส์ข้อมูลที่เหลื่อมกันได้จะเหมือนกันทั้งสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างและแบนด์แคบ แต่ตรงข้ามกับประสิทธิภาพของระบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ ที่พบว่า การเพิ่มขึ้นของอัตราขยายกระบวนการทำให้อัตราความผิดพลาดลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล

2.6.3 ประโยชน์ของสัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง

ในส่วนนี้จะนำเสนอประโยชน์ของการใช้สัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง 4 ประการ เริ่มจากสัญญาณดังกล่าวนี้จะส่งด้วยกำลังงานที่ต่ำมากทำให้ยากต่อการลักลอบตีเทกต์สัญญาณ ประการที่สองสามารถใช้เป็นการสื่อสารแบบเข้าถึงหลายทาง (Multiple access) ประการที่สามจะเกี่ยวกับการใช้สัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงเพื่อกำจัดสัญญาณหลายวิถี (Multipath) ในช่องสัญญาณวิทยุแบบกระจายความถี่ตามเวลา (Time-dispersive radio channel) และประการสุดท้ายจะพิจารณาถึงกรณีที่สัญญาณมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนได้

1) การลักลอบตีเทกต์สัญญาณทำได้ยาก

สัญญาณข้อมูลจะถูกส่งจากภาคส่งด้วยระดับกำลังงานที่ต่ำมากจนใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณและสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน (Thermal noise) ซึ่งเกิดขึ้นที่ภาครับ ถ้าสัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงมีแบนด์วิดท์ f_b และมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณรบกวนบวก (Additive noise) เป็น N_0 แล้วกำลังงานสัญญาณรบกวนเฉลี่ย

$$P_N = f_b N_0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานของสัญญาณที่รับได้เฉลี่ยที่เครื่องรับเป็น P_R ถ้าเราต้องการซ่อนสัญญาณข้อมูลจริงๆ ที่ต้องการตีเทกต์จากสัญญาณอื่นๆ ที่รับได้ที่เครื่องรับ โดยสัญญาณอื่นๆ นั้นมีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณข้อมูลที่เราต้องการตีเทกต์ สามารถกระทำได้โดยส่งสัญญาณข้อมูลให้มีระดับกำลังงานที่ $P_R/P_N \ll 1$ ซึ่งเครื่องรับจะสามารถรับและแยกสัญญาณข้อมูลที่มีกำลังงานต่ำออกจากสัญญาณรบกวนได้ด้วยการใช้อัตราขยายกระบวนการและอัตราขยายการเข้ารหัส (Coding gain) อย่างไรก็ตามเครื่องรับอื่นๆ แม้ว่าจะรับสัญญาณข้อมูลไปได้แต่ไม่สามารถตีเทกต์ข้อมูลออกมาได้เนื่องจากไม่รู้อัตราขยายกระบวนการและอัตราขยายการเข้ารหัส เราจึงกล่าวได้ว่าสัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงเป็นสัญญาณที่มีความน่าจะเป็นในการลักลอบตีเทกต์เกิดขึ้นน้อยมาก หรือลักลอบตีเทกต์ได้ยากนั่นเอง

2) การเข้าถึงหลายทางด้วยการแบ่งรหัส

การปรับปรุงประสิทธิภาพของสัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับ โดยอัตราขยายกระบวนการและอัตราขยายการเข้ารหัสนั้นสามารถใช้ได้กับกรณีที่มีสัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงหลายๆ สัญญาณใช้แบนด์วิดท์ของสัญญาณเดียวกัน ดังนั้นผู้ใช้หลายๆ ท่านสามารถส่งข้อมูลพร้อมๆ กันในช่องสัญญาณเดียวกันได้ ซึ่งการที่เครื่องรับและส่งแต่ละคู่มีรหัสสำหรับการส่งสัญญาณบนช่องสัญญาณเฉพาะคู่ นั้นเราจะเรียกการสื่อสารแบบนี้ว่า การเข้าถึงหลายทางด้วยการแบ่งรหัส (Code division multiple access : CDMA)

สำหรับการคิมอดูเลตสัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงแต่ละสัญญาณนั้น สัญญาณที่ไม่ต้องการซึ่งมาจากผู้ใช้อื่นจะถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดบวก (Additive interference) ระดับของสัญญาณแทรกสอดจะเปลี่ยนแปลงตามจำนวนของผู้ใช้ในช่องสัญญาณ ในช่องเวลาที่รับสัญญาณได้ ข้อดีของการเข้าถึงหลายทางด้วยการแบ่งรหัส คือถ้าผู้ใช้ส่งข้อมูลในระยะเวลาสั้นแล้วผู้ใช้จำนวนมากสามารถใช้งานร่วมกันได้ สำหรับระบบการเข้าถึงหลายทางด้วยการแบ่งรหัสนั้นมีความสะดวกในการเพิ่มผู้ใช้ใหม่เข้าไปในระบบ หรือยกเลิกผู้ใช้ได้โดยไม่ต้องจัดการระบบใหม่

3) การสื่อสารบนช่องสัญญาณหลายวิธี

สัญญาณที่มอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรงเป็นสัญญาณแบนด์กว้างที่สามารถกำจัดองค์ประกอบของสัญญาณหลายวิธีอย่างได้ผล โดยการแยกองค์ประกอบของสัญญาณหลายวิธีจะช่วยลดผลกระทบจากการเฟดดิ้ง (Fading) ตัวอย่างเช่น ในกรณีของการสื่อสารแบบการมองเห็นเป็นเส้นตรง (Line-of-sight : LOS) ประกอบไปด้วยสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงจากเครื่องส่งมายังเครื่องรับและอีกประเภทหนึ่งเป็นสัญญาณที่เดินทางไปกระทบกับสิ่งกีดขวางหรือผนังอาคารก่อนมาถึงเครื่องรับ คิมอดูเลเตอร์ของเครื่องรับจะซิงโครไนซ์เฉพาะสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรง

จากเครื่องส่งเท่านั้นและไม่สนใจองค์ประกอบของสัญญาณหลายวิถี ในกรณีนี้สัญญาณหลายวิถีเปรียบเสมือนเป็นการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol interference : ISI) ที่มอดูเลเตอร์

4) การป้องกันสัญญาณกวน

จากที่ทราบว่าย่อตราขายกระบวนการและอัตราขายการเข้ารหัสเป็นวิธีการแก้ปัญหาจากสัญญาณแทรกสอด สำหรับประสิทธิภาพของระบบสเปคตรัมแผ่แบบลำดับโดยตรงที่มีการเข้ารหัสข้อมูลจะสามารถปรับปรุงเพิ่มขึ้นได้เท่ากับอัตราขายการเข้ารหัส ซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะมีค่าไม่เกิน 10 เดซิเบล เหตุผลที่การเข้ารหัสไม่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบได้มากกว่านี้เนื่องจากสัญญาณรบกวนจะมีผลกระทบต่อบิตที่ทำการเข้ารหัสที่อยู่ติดกัน ดังนั้นบิตที่เข้ารหัสจะเกิดความผิดพลาดสูงมาก สำหรับประสิทธิภาพของระบบการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง เราจะใช้การวางสลับ (Interleave) บิตที่ผ่านการเข้ารหัสแล้วก่อนการส่งไปบนช่องสัญญาณ ซึ่งการวางสลับจะทำให้บิตที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณกวนนั้นเกิดความผิดพลาดเฉพาะกลุ่มนี้เท่านั้นซึ่งไม่ได้มีความสัมพันธ์กันเมื่อทำการวางสลับกลับคืน (Deinterleave) บิตข้อมูล

2.7 สรุป

ระบบ ไร้สาย อัตราเร็วสูงตามมาตรฐาน IEEE 802.11b

ฟังก์ชัน	คุณสมบัติ
สเปคตรัมความถี่	2.400 – 2.4835 จิกะเฮิร์ตซ์
อัตราการส่งข้อมูล	11 เมกะบิตต่อวินาที
ระดับกำลังงานส่ง	20 ดีบีเอ็ม (100 มิลลิวัตต์)
ช่องสัญญาณ	14 ช่องสัญญาณ
เทคนิคการเข้ารหัส	การเข้ารหัสเดิมเดิม (CCK)
เทคนิคมอดูเลต	การมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเทรเจอร์
เทคนิคการมอดูเลตสเปคตรัม	การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบลำดับตรง (DSSS)
ความไวที่ภาครับ	อัตราผิดพลาดบิต 0.1% ที่ -78 ดีบีเอ็ม
ระยะทางสื่อสาร	100 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

เทคโนโลยีระบบบลูทูธ

3.1 บทนำ

ในช่วงเวลา 2-3 ปีที่ผ่านมาบลูทูธได้รับความสนใจอย่างมาก เห็นได้จากอุตสาหกรรมหลายๆ ด้านที่มีการผลิตอุปกรณ์และเครื่องมือที่รองรับการใช้เทคโนโลยีบลูทูธ ดังนั้นบลูทูธจึงเป็นอีกขั้นหนึ่งของการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านสื่อสาร บลูทูธถูกพัฒนาขึ้นเพื่อวัตถุประสงค์ในการใช้แทนที่การสื่อสารด้วยสายเคเบิลระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ เช่น ระหว่างพริ้นเตอร์กับคอมพิวเตอร์แบบพกพา หรือระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์กับเครื่องสแกนเนอร์หรือพริ้นเตอร์ เป็นต้น และในปัจจุบันมีการนำบลูทูธมาใช้งานกันอย่างแพร่หลายเนื่องจากบลูทูธเป็นเทคโนโลยีที่มีค่าใช้จ่ายต่ำ ใช้กำลังงานน้อย และใช้ย่านความถี่แคบ [18]

เทคโนโลยีไร้สายบลูทูธนี้มีการตั้งชื่อตามกษัตริย์ชาวเดนมาร์กในศตวรรษที่ 10 ที่ชื่อว่า Harald Blatand โดยคำว่า Blatand เมื่อแปลเป็นภาษาอังกฤษจะตรงกับคำว่า Bluetooth หรือ บลูทูธ การที่นำชื่อบลูทูธมาใช้เพราะเทคโนโลยีบลูทูธมีวัตถุประสงค์เพื่อรวมเอาอุตสาหกรรมการสื่อสารและคอมพิวเตอร์ไว้ด้วยกัน และทำให้อุปกรณ์ต่างชนิดกันสามารถติดต่อสื่อสารกันผ่านมาตรฐานการเชื่อมต่อแบบไร้สายของบลูทูธ ซึ่งวัตถุประสงค์ดังกล่าวของบลูทูธ ก็คล้ายคลึงกับความสามารถของกษัตริย์ Blantand ผู้ซึ่งสามารถรวมประเทศเดนมาร์กและนอร์เวย์เข้าด้วยกันและทำนุบำรุงศาสนาคริสต์จนเจริญรุ่งเรือง

ในปี ค.ศ.1994 บริษัทอีริคสัน (Ericsson) ซึ่งเป็นบริษัทสื่อสารที่ก่อตั้งที่ประเทศสวีเดนทำการศึกษาความเป็นไปได้ของการใช้สัญญาณวิทยุเชื่อมต่อระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่ และอุปกรณ์เสริมอื่นๆ โดยใช้กำลังงานต่ำและมีค่าใช้จ่ายน้อย ซึ่งวัตถุประสงค์ของการศึกษานี้ก็เพื่อหาทางเลือกในการใช้สายเคเบิลระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่กับการ์ดพีซี คอมพิวเตอร์แบบพกพา หรืออุปกรณ์อื่นๆ การศึกษานี้เป็นเพียงส่วนหนึ่งของโครงการใหญ่ที่ศึกษาผลของการนำอุปกรณ์หลายๆ ชนิดมาเชื่อมต่อระหว่างระบบเน็ตเวิร์กเซลล์เท่ากับโทรศัพท์เคลื่อนที่ และในที่สุดการศึกษานี้ได้เลือกให้การเชื่อมต่อด้วยสัญญาณวิทยุคลื่นสั้นเป็นการเชื่อมต่อสุดท้ายกับอุปกรณ์

การศึกษากการเชื่อมต่ออุปกรณ์ของบริษัทอีริคสันนี้ได้รับความสนใจจากบริษัทไอบีเอ็ม (IBM), อินเทล (Intel), โนเกีย (Nokia) และโทชิบา (Toshiba) จึงได้ร่วมก่อตั้งกลุ่มเพื่อศึกษาและวิจัยระบบบลูทูธขึ้นในเดือนพฤษภาคม ปี ค.ศ. 1998 ซึ่งได้เจริญเติบโตขึ้นจนมีสมาชิกมากกว่า 1500 บริษัทภายในเดือนเมษายน ปี ค.ศ. 2000 นับว่ามีการเจริญเติบโตเร็วกว่าการก่อตั้งสมาคมหรือกลุ่มศึกษาด้านการสื่อสารไร้สายอื่นๆ บริษัทเหล่านี้ได้ร่วมกันพัฒนามาตรฐานของบลูทูธ 1.0 ขึ้นและได้นำออกมาเผยแพร่ให้สาธารณะเมื่อเดือนกรกฎาคม 1999 โดยมาตรฐานนี้ประกอบด้วยเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสาร 2 ส่วน คือ ส่วนแรกเป็นการกำหนดมาตรฐานในการออกแบบ โดยระบุรายละเอียดของส่วนประกอบต่างๆ เช่น ส่วนของการส่งสัญญาณวิทยุ สัญญาณเบสแบนด์ การจัดการเชื่อมต่อ และการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์ด้วยโปรโตคอลสื่อสารต่างชนิดกัน และส่วนที่สองจะกล่าวถึงข้อมูลโครงสร้างของการเชื่อมต่ออุปกรณ์ โปรโตคอลและกระบวนการประยุกต์ใช้บลูทูธแบบต่างๆ

3.2 เทคโนโลยีระบบบลูทูธ IEEE 802.15

วัตถุประสงค์หลักของเทคโนโลยีบลูทูธ [19] คือสร้างขึ้นมาเพื่อแทนที่การใช้สายเคเบิลกับอุปกรณ์ต่างๆ นอกจากนั้นแล้วการใช้บลูทูธยังมีความสะดวก ใช้ง่าย ยืดหยุ่น คุ้มค่าการลงทุน ใช้กำลังงานต่ำ และสามารถติดต่อสื่อสารได้ทั้งสัญญาณเสียงและสัญญาณข้อมูลดิจิทัล เนื่องจากระบบบลูทูธถูกออกแบบมาให้ใช้กำลังงานต่ำ โดยระดับพลังงานที่ถูกออกแบบมานั้นจะมีด้วยกัน 3 ระดับ แต่ระดับกำลังงานน้อยที่สุดจะสื่อสารในระยะ 10 เมตร ด้วยเหตุผลต่างๆ ทำให้ระบบบลูทูธเหมาะสมกับการสื่อสารในระยะใกล้ระหว่างอุปกรณ์ที่มีการเคลื่อนที่บ่อย เช่น การสื่อสารระหว่างโทรศัพท์เคลื่อนที่กับโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ

ระบบบลูทูธตามมาตรฐาน IEEE 802.15 ใช้ย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ที่สามารถใช้งานได้ทั่วโลกโดยไม่ต้องขออนุญาต ซึ่งสำรองเอาไว้ใช้กับงานทางด้านอุตสาหกรรม วิทยาศาสตร์และทางการแพทย์ (Industrial scientific and medical band : ISM) ถึงแม้ว่ามีผู้ใช้งานในย่านความถี่เดียวกันนี้จำนวนมาก แต่เทคโนโลยีบลูทูธมีคุณสมบัติเด่นในด้านการทนต่อสัญญาณรบกวน ซึ่งการใช้งานในย่านความถี่นี้แสดงได้ดังตารางที่ 3.1 แต่ละช่องสัญญาณของระบบบลูทูธจะมีขนาด 1 เมกะเฮิรตซ์ และอัตราข้อมูลเป็น 1 เมกะซิมบิตต่อวินาที ซึ่งจะให้มีแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณสูงสุด การมอดูเลตของบลูทูธใช้การมอดูเลตดิจิทัลความถี่แบบเกาส์ (Gaussian frequency shift keying : GFSK) ด้วยอัตราเร็ว 1 เมกะบิตต่อวินาที และเมื่อทำการส่งแพ็คเก็ตแล้วทั้งอุปกรณ์รับและส่งจะทำการกระโดดเปลี่ยนความถี่ที่ใช้งานใหม่ให้ตรงกันใหม่อีกครั้ง หรือการเปลี่ยนจากช่องสัญญาณหนึ่งไปยังอีกช่องสัญญาณหนึ่ง ซึ่งเรียกกระบวนการนี้ว่าการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency hopping spread spectrum : FHSS) ด้วยวิธีการนี้จะทำให้อุปกรณ์บลูทูธใช้งานได้ครอบคลุมทุกความถี่ในย่าน 2.4 จิกะเฮิรตซ์ เมื่อแพ็คเก็ตในช่องสัญญาณหนึ่งมีการรบกวนเกิดขึ้นจนทำให้การส่งแพ็คเก็ตเกิดความผิดพลาด สำหรับการส่งแพ็คเก็ตใหม่ในระบบบลูทูธก็จะทำการส่งแพ็คเก็ตไปที่ช่องสัญญาณอื่น ซึ่งความน่าจะเป็นที่จะมีการรบกวนอยู่ที่ระดับต่ำและทำให้ความผิดพลาดเกิดขึ้นน้อยลง ในแต่ละช่วงเวลา (Time slot) ของบลูทูธใช้เวลา 625 ไมโครวินาที และในแต่ละแพ็คเก็ตจะทำการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Hopping) 1 ครั้ง

ตารางที่ 3.1 ย่านความถี่ ISM ในประเทศต่างๆ [20]

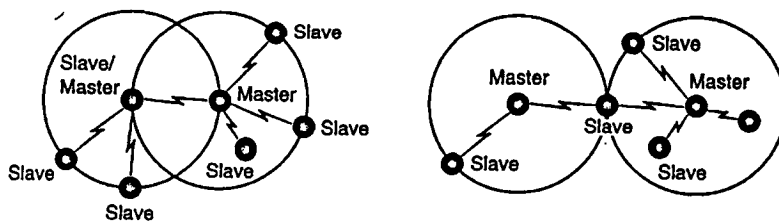
พื้นที่	ย่านความถี่ ISM (จิกะเฮิรตซ์)	ช่วงป้องกัน ความถี่ต่ำ (เมกะเฮิรตซ์)	ช่วงป้องกัน ความถี่สูง (เมกะเฮิรตซ์)	ช่องสัญญาณ
ฝรั่งเศส	2.4465-2.4835	7.5	7.5	23
ประเทศอื่นๆ (รวมทั้ง ญี่ปุ่น สหรัฐอเมริกา และยุโรป)	2.4000-2.4835	2	3.5	79

3.2.1 โครงสร้างระบบบลูทูธ

หน่วยย่อยในโครงสร้างบลูทูธเรียกว่า พิคเน็ต (Piconet) [21]-[22] แสดงดังรูปที่ 3.1 ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่มาสเตอร์ 1 ตัว และสเลฟจำนวนมากที่สุด 7 ตัว โดยอุปกรณ์บลูทูธแต่ละตัวสามารถเป็นได้ทั้งมาสเตอร์และสเลฟ อุปกรณ์ที่เป็นมาสเตอร์จะทำการกำหนดลำดับการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Hop sequence) ส่วนอุปกรณ์ที่เป็นสเลฟจะซิงค์กับมาสเตอร์เพื่อทำตามลำดับการกระโดดเปลี่ยนความถี่ของมาสเตอร์ทั้งทางด้านเวลาและความถี่ มาสเตอร์แต่ละตัวจะมีแอดเดรส (Address) และนาฬิกา (Clock) เป็นของตัวเองเพื่อใช้ในการคำนวณลำดับการกระโดดเปลี่ยนความถี่ ภายในพิกเน็ตสเลฟจะมีการติดต่อกับมาสเตอร์เท่านั้นไม่สามารถติดต่อโดยตรงระหว่างสเลฟด้วยกันได้



รูปที่ 3.1 การติดต่อสื่อสารภายในพิกเน็ตแบบจุดถึงจุดและแบบจุดถึงหลายจุด



รูปที่ 3.2 สแกตเตอร์เน็ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีที่มีพื้นที่ที่ต้องการติดต่อสื่อสารขนาดใหญ่หรือมีอุปกรณ์ที่ต้องการสื่อสารจำนวนมากสามารถติดต่อถึงกันได้ด้วยการเชื่อมต่อระหว่างพิกอนเน็ตหลายๆ พิกอนเน็ตเข้าด้วยกัน ซึ่งการเชื่อมต่อกันหลายๆ พิกอนเน็ตเรียกว่า สแกตเตอร์เน็ต (Scatternet) และอุปกรณ์บางตัวสามารถเป็นสมาชิกได้มากกว่าหนึ่งพิกอนเน็ต ดังรูปที่ 3.2 จะพบว่าเมื่ออุปกรณ์หนึ่งเป็นสมาชิกมากกว่าหนึ่งพิกอนเน็ตแล้ว อุปกรณ์นั้นต้องทำการแบ่งเวลาในการส่งแพ็คเก็ตบางส่วนให้กับพิกอนเน็ตหนึ่งและบางส่วนให้กับอีกพิกอนเน็ต รูปทางด้านซ้ายของสแกตเตอร์เน็ตจะมีอุปกรณ์หนึ่งทำหน้าที่สเลฟให้กับพิกอนเน็ตหนึ่ง และเป็นมาสเตอร์ให้กับอีกพิกอนเน็ต ส่วนรูปทางด้านขวาอุปกรณ์หนึ่งทำหน้าที่เป็นสเลฟให้กับทั้ง 2 พิกอนเน็ต ในเวลาเดียวกันอุปกรณ์หนึ่งจะไม่สามารถเป็นมาสเตอร์ให้กับทั้ง 2 พิกอนเน็ตพร้อมกันได้ เนื่องจากสเลฟทุกตัวในพิกอนเน็ตจะทำการซิงค์ลำดับการกระโดดเปลี่ยนความถี่กับมาสเตอร์ นั่นคืออุปกรณ์ทุกๆ ตัวที่มีมาสเตอร์ตัวเดียวกันจะต้องอยู่ในพิกอนเน็ตเดียวกัน

สำหรับกระบวนการส่งแพ็คเก็ต มาสเตอร์จะอนุญาตให้สเลฟส่งแพ็คเก็ตข้อมูลได้โดยการแบ่งช่วงเวลาให้สำหรับข้อมูลแบบเสียงหรือข้อมูลแบบดิจิทัล สำหรับการส่งข้อมูลแบบดิจิทัลนั้น สเลฟจะได้รับอนุญาตให้ส่งแพ็คเก็ตเมื่อได้รับการตอบรับมาจากมาสเตอร์เท่านั้น ส่วนการส่งข้อมูลแบบเสียง สเลฟจะทำการส่งข้อมูลอย่างต่อเนื่องในช่องเวลาสำรองถึงแม้ว่าจะได้รับหรือไม่ได้รับการตอบรับมาจากมาสเตอร์ก็ตาม นอกจากนั้นมาสเตอร์ยังทำการควบคุมการแบ่งแบนด์วิดท์ไปให้กับสเลฟด้วยการตัดสินใจว่าจะทำการติดต่อสื่อสารกับสเลฟเมื่อไหร่ และจำนวนครั้งในการติดต่อควรเป็นเท่าไหร่ โดยจำนวนของช่องเวลาที่สเลฟแต่ละตัวจะได้รับขึ้นอยู่กับความต้องการในการส่งข้อมูล ระบบที่ใช้ในการจัดสรรช่องเวลาระหว่างอุปกรณ์หลายๆ ตัว เรียกว่า การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time division multiplexing : TDM)

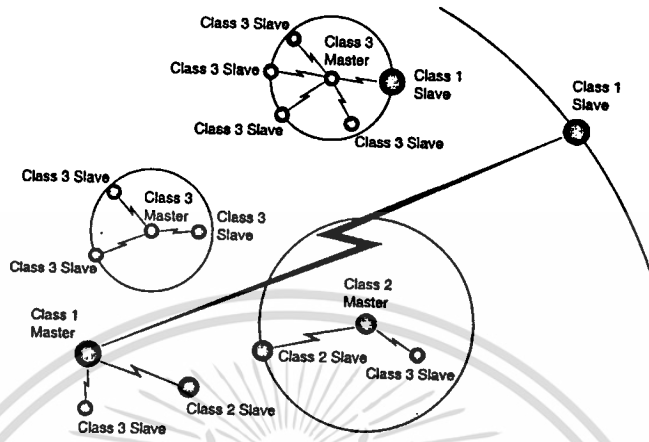
3.2.2 ระดับกำลังงานระบบลูทอธ

มาตรฐานลูทอธกำหนดให้ใช้กำลังงานในการส่งสัญญาณได้ 3 ระดับ คือ

1. ระดับที่ 1 100 มิลลิวัตต์
2. ระดับที่ 2 2.5 มิลลิวัตต์
3. ระดับที่ 3 1 มิลลิวัตต์

การที่บลูทอธมีระดับกำลังงานได้หลายระดับทำให้อุปกรณ์บลูทอธสามารถติดต่อสื่อสารในระยะทางที่แตกต่างกัน แต่โดยส่วนมากผู้ผลิตอุปกรณ์บลูทอธจะใช้กำลังงานระดับที่ 3 ซึ่งเป็นกำลังงานที่น้อยที่สุดเพียง 1 มิลลิวัตต์และสามารถสื่อสารได้ไกลที่สุด 10 เมตร หรือ 30 ฟุต อย่างไรก็ตามการสื่อสารภายในห้องที่มีวัตถุที่สามารถดูดซับสัญญาณได้ดี จะทำให้ระยะทางของการสื่อสารเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นการสื่อสารภายในอาคารทั่วไปโดยใช้กำลังงานส่ง 1 มิลลิวัตต์จะสามารถรับส่งสัญญาณได้ดีในระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ส่งและอุปกรณ์รับมากที่สุด 5 เมตร และการเพิ่มกำลังงานส่งสูงๆ จะช่วยเพิ่มพื้นที่ครอบคลุมการสื่อสารได้มากขึ้น ในกรณีที่อุปกรณ์ส่งและอุปกรณ์รับ

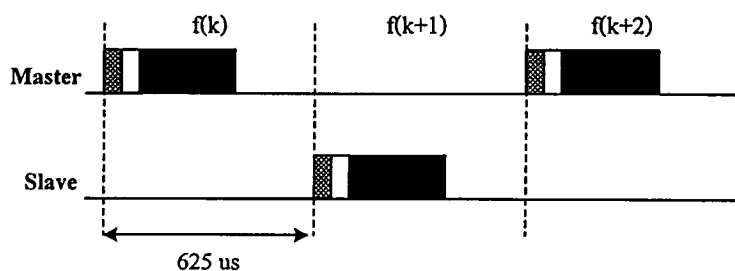
อยู่ใกล้กันมากจะทำให้เครื่องรับเกิดสภาวะอิ่มตัว (Saturate) ดังนั้นระยะห่างระหว่างอุปกรณ์รับและส่งที่น้อยที่สุดของระบบบลูทูธอยู่ที่ประมาณ 10 เซนติเมตร ในหนึ่งฟิโคโนตอุปกรณ์บลูทูธสามารถใช้ระดับกำลังงานที่แตกต่างกันได้ ดังรูปที่ 3.3



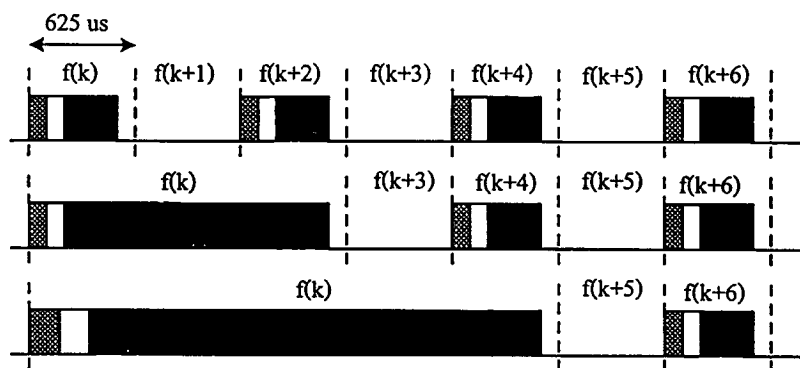
รูปที่ 3.3 การรวมกันของอุปกรณ์ที่ใช้ระดับกำลังงานแตกต่างกันในแต่ละฟิโคโนต

3.2.3 ช่องเวลา

เนื่องจากระบบบลูทูธมีการแบ่งช่องสัญญาณออกเป็นช่องเวลานับๆ จำนวนมากมาย แต่ละช่องเวลายาว 625 ไมโครวินาที [23] หมายเลขช่องเวลาถูกตั้งตามนาฬิกาของมาสเตอร์ในฟิโคโนต จะมีตั้งแต่ช่องเวลาหมายเลข 0 ถึง $2^{27} - 1$ ดังนั้นในหนึ่งรอบจะมีหมายเลขช่องเวลา 2^{27} หมายเลขการรับส่งแพ็คเก็ตระหว่างมาสเตอร์และสเลฟมีการนำทฤษฎีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลามาใช้ซึ่งมาสเตอร์และสเลฟจะสลับกันส่งและรับแพ็คเก็ต นอกจากนี้มาสเตอร์จะใช้ช่องเวลาหมายเลขคู่ในการส่งและรับแพ็คเก็ตเท่านั้น ส่วนช่องเวลาหมายเลขคี่จะถูกใช้งานโดย สเลฟดังรูปที่ 3.4 แต่ละแพ็คเก็ตที่ใช้ในการสื่อสารระหว่างมาสเตอร์และสเลฟสามารถใช้ช่องเวลาได้มากที่สุด 5 ช่องเวลา โดยความถี่จะไม่มีเปลี่ยนแปลงตลอดการรับส่งแพ็คเก็ต สำหรับแพ็คเก็ตที่ใช้ 1 ช่องเวลาในการสื่อสารนั้น ความถี่ที่ใช้ในการกระโดดเปลี่ยนความถี่จะคำนวณจากนาฬิกาของมาสเตอร์ สำหรับแพ็คเก็ตที่ใช้หลายๆ ช่องเวลา ความถี่ที่ใช้ตลอดการส่งทั้งแพ็คเก็ตนั้นถูกคำนวณจากค่าของนาฬิกาในช่องเวลาแรกของแพ็คเก็ตเท่านั้น แสดงดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา



รูปที่ 3.5 การกระโดดเปลี่ยนความถี่ของแพ็คเกจ

3.2.4 การเชื่อมต่อข้อมูลเสียงและข้อมูลดิจิทัล

เทคโนโลยีบรอดแบนด์มีการสื่อสารได้ทั้งแบบเสียงและแบบข้อมูล โดยรูปแบบของการเชื่อมต่อ จะทำการตกลงกันระหว่างมาสเตอร์และสเลฟ สำหรับการสื่อสารแบบเสียงจะใช้การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัส (Synchronous connection oriented : SCO) และการสื่อสารแบบข้อมูลดิจิทัลจะเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส (Asynchronous connectionless : ACL)

3.2.4.1 การเชื่อมต่อข้อมูลเสียง

ข้อมูลเสียงในระบบบรอดแบนด์จะใช้การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัส ทำให้แบนด์วิธของสัญญาณระหว่างมาสเตอร์และสเลฟจะต้องเท่ากันทั้งในทิศทางส่งสัญญาณและรับสัญญาณ ดังนั้นการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสทำให้มีการเชื่อมต่อแบบสวิตช์วงจร (Circuit-switched connection) เกิดขึ้นเมื่อมีการแลกเปลี่ยนข้อมูล มาสเตอร์หนึ่งตัวสามารถเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสกับสเลฟตัวเดียวหรือสเลฟหลายๆ ตัว และมาสเตอร์หนึ่งตัวสามารถเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสกับสเลฟตัวเดียวกันหรือสเลฟคนละตัวได้ถึง 3 การเชื่อมต่อ เนื่องจากแพ็คเกจแบบซิงโครนัสไม่มีการส่งข้อมูลใหม่

การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสถูกกำหนดด้วยคำสั่งการจัดการเชื่อมต่อหรือคำสั่งแอลเอ็ม (Link manager : LM) ซึ่งเป็นคำสั่งที่ส่งจากมาสเตอร์ไปยังสเลฟ โดยข้อมูลที่ส่งไปจะประกอบไปด้วยพารามิเตอร์ที่กำหนดเกี่ยวกับเวลาในช่องตอบรับสำรอง เช่น ระยะห่างของการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและค่าออฟเซตเริ่มต้น (Starting offset) สำหรับการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสจะเริ่มจากการที่มาสเตอร์จะทำการส่งแพ็คเกจแบบซิงโครนัสไปยังสเลฟด้วยระยะเวลาที่คงที่ และสเลฟก็จะได้รับอนุญาตให้รับแพ็คเกจที่ช่องตอบรับสำรอง ยกเว้นเมื่อพบว่าแอดเดรสของแพ็คเกจที่รับไม่ตรงกับที่สเลฟต้องการ และเมื่อการถอดรหัสข้อมูลของแพ็คเกจไม่ถูกต้องอันเนื่องมาจากเกิดความผิดพลาดขึ้น สเลฟสามารถตอบกลับไปยังมาสเตอร์ด้วยช่องตอบรับสำรอง ซึ่งโดยทั่วไปมาสเตอร์จะไม่อนุญาตให้สเลฟใช้ช่องตอบรับสำรอง ยกเว้นมีการส่งข้อมูลไปยังสเลฟทุกๆ ตัวด้วยการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสหรือกรณีพิเศษเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.2 การเชื่อมต่อข้อมูลดิจิทัล

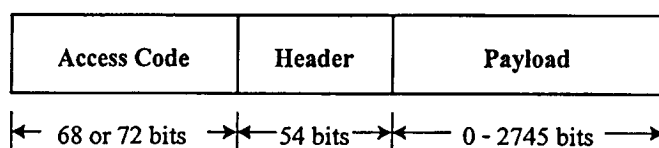
ในการสื่อสารด้วยข้อมูลดิจิทัลระบบบลูทูธจะใช้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส โดยการเชื่อมต่อจะเกิดขึ้นเมื่อมาสเตอร์และสเลฟทำการเชื่อมต่อเพื่อการส่งข้อมูลเท่านั้น มาสเตอร์หนึ่งตัวสามารถมีการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัสได้หลายการเชื่อมต่อกับสเลฟหลายตัวในเวลาเดียวกัน แต่ในหนึ่งช่วงเวลาจะมีเพียงหนึ่งการเชื่อมต่อเท่านั้นที่สามารถรับส่งข้อมูลระหว่างมาสเตอร์กับสเลฟ และมาสเตอร์สามารถส่งข้อมูลไปยังสเลฟหลายๆ ตัวได้ ทำให้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัสเป็นการเชื่อมต่อแบบสลับกลุ่มข้อมูล (Packet-switched) โดยข้อดีของแพ็คเกจแบบอะซิงโครนัสคือ มีกระบวนการตรวจสอบความผิดพลาดที่เกิดขึ้นกับแพ็คเกจและมีกระบวนการส่งข้อมูลใหม่ เพื่อให้การส่งข้อมูลมีความถูกต้องมากที่สุด

ในกระบวนการรับส่งข้อมูลนั้นเมื่อสเลฟได้รับแพ็คเกจแบบอะซิงโครนัสที่มีแอดเดรสตรงกับข้อมูลที่ส่งมาจากมาสเตอร์เพื่อบอกให้ทราบก่อนหน้า สเลฟจะทำการตอบกลับไปยังมาสเตอร์ในช่องสำหรับการส่งข้อมูลจากสเลฟไปยังมาสเตอร์ช่องต่อไป ในกรณีที่สเลฟไม่สามารถถอดรหัสและตรวจสอบถึงแอดเดรสของสเลฟปลายทางในการส่งแพ็คเกจ จะทำให้สเลฟที่ได้รับแพ็คเกจไม่สามารถรู้ได้ว่าเป็นแพ็คเกจที่ส่งมาให้ตัวเองหรือเปล่าจึงไม่มีการตอบกลับไปยังมาสเตอร์ ในกรณีนี้มาสเตอร์จะทำการส่งแพ็คเกจมาให้ใหม่อีกครั้ง

3.3 แพ็คเกจของระบบบลูทูธ

3.3.1 โครงสร้างแพ็คเกจบลูทูธ

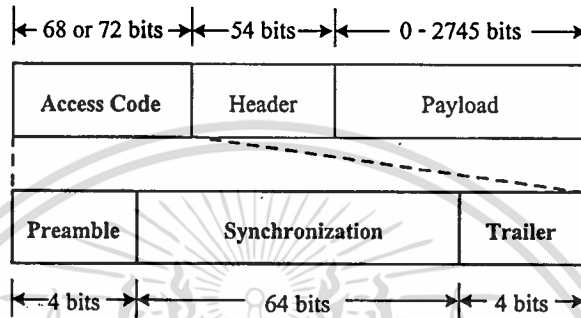
ในส่วนนี้จะเป็นการนำเสนอแพ็คเกจบลูทูธชนิดต่างๆ ซึ่งถูกใช้ในการติดต่อสื่อสารในการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัสและแบบซิงโครนัส โครงสร้างแพ็คเกจนี้ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ ส่วนของรหัสการเข้าถึง (Access code) ส่วนหัว (Header) และส่วนข้อมูล (Payload) ดังรูปที่ 3.6 โดยส่วนของรหัสการเข้าถึงถูกใช้ในการดีเทกต์แพ็คเกจและแสดงแอดเดรสของแพ็คเกจ ตัวอย่างเช่น สเลฟดีเทกต์แพ็คเกจได้จะทำการเปรียบเทียบข้อมูลในรหัสการเข้าถึงของแพ็คเกจกับรหัสการเข้าถึงของมาสเตอร์ที่เก็บเอาไว้ว่าตรงกันหรือไม่ ส่วนหัวประกอบไปด้วยข้อมูลที่ใช้ในการควบคุมแพ็คเกจและการเชื่อมต่อ และส่วนสุดท้ายคือ ส่วนข้อมูลประกอบไปด้วยข้อมูลที่มาสเตอร์ต้องการสื่อสารกับสเลฟ [23]



รูปที่ 3.6 โครงสร้างแพ็คเกจบลูทูธ

3.3.1.1 ส่วนรหัสการเข้าถึง

หน้าที่สำคัญของส่วนรหัสการเข้าถึง คือ เมื่อมีการเชื่อมต่อเกิดขึ้นส่วนของรหัสการเข้าถึงจะเป็นตัวชี้ว่าแพ็คเกจนี้ถูกส่งมาจากมาสเตอร์หรือกำลังส่งไปให้มาสเตอร์ ซึ่งเป็นการช่วยป้องกันการรับและส่งแพ็คเกจผิดพลาด ส่วนของรหัสการเข้าถึงเป็นส่วนแรกของแพ็คเกจประกอบไปด้วย ส่วนของพรีแอมเบิล ส่วนซิงโครไนซ์ (Synchronization word หรือ sync word) และเทลเลอร์ (Tailer)



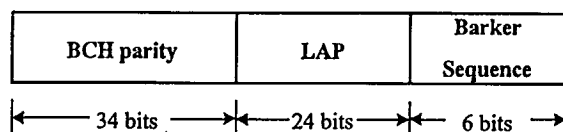
รูปที่ 3.7 โครงสร้างส่วนของรหัสการเข้าถึงของแพ็คเกจบลูทูธ

1) พรีแอมเบิล

ส่วนแรกของรหัสการเข้าถึง คือ ส่วนของพรีแอมเบิลขนาด 4 บิต ซึ่งใช้ในการตีเทกต์ขอบเขตของแพ็คเกจที่รับ โดยพรีแอมเบิลเป็นลำดับข้อมูลที่กำหนดไว้แน่นอน ได้แก่ 0101 หรือ 1010 อย่างใดอย่างหนึ่งขึ้นอยู่กับค่าบิตแรกของส่วนซิงโครไนซ์ของแพ็คเกจ

2) ส่วนซิงโครไนซ์

ส่วนซิงโครไนซ์เป็นส่วนที่ใช้ซิงค์เวลากับอุปกรณ์รับในการตีเทกต์ข้อมูล เช่น ค่าจุดเริ่มเปลี่ยนดีซี (DC threshold) และการสร้างสัญญาณนาฬิกาใหม่ (Clock recovery) ส่วนซิงโครไนซ์มีโครงสร้างดังรูปที่ 3.8 ส่วนของการซิงโครไนซ์นี้มีขนาด 64 บิต ซึ่งได้มาจากบิตข้อมูล 24 บิตของส่วน LAP (Lower address part) ในแอดเดรสของอุปกรณ์บลูทูธ โดยเริ่มจากนำบิตข้อมูล 6 บิต ซึ่งเรียกว่า ลำดับบาร์เกอร์ มาใส่ต่อบิตข้อมูลของ LAP เพื่อปรับปรุงคุณสมบัติการอัตโนมัติสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของการซิงโครไนซ์ และทำการเอ็กซ์ครูซีฟพอร์ (XOR) ตั้งแต่บิตที่ 34 ถึง 63 (30 บิต) จากนั้นทำการเข้ารหัสด้วย BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) ด้วยอัตรา (64, 30) เพื่อให้มีบิตสถานะเสมอมูล (Parity bit) ขนาด 34 บิต และทำการเอ็กซ์ครูซีฟพอร์อีกครั้งเพื่อนำคุณสมบัติของการเข้ารหัสแบบบล็อก (Block code) ออกจากบิต

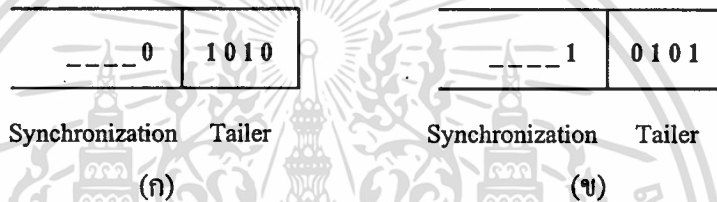


รูปที่ 3.8 โครงสร้างส่วนซิงโครไนซ์

3) เทลเลอร์

ส่วนสุดท้ายของรหัสการเข้าถึง คือ เทลเลอร์ บิตข้อมูลในเทลเลอร์มีหน้าที่ช่วยกำหนดค่าจุดเริ่มเปลี่ยนคีย์ และการสร้างสัญญาณนาฬิกาใหม่ให้มีความถูกต้องมากขึ้นเช่นเดียวกับบิตข้อมูลในพีแอมบีล แพ็คเกตของบลูทูธอาจจะมีหรือไม่มีส่วนเทลเลอร์ก็ได้ขึ้นอยู่กับชนิดของแพ็คเกตที่ใช้ ในกรณีที่มีส่วนเทลเลอร์ขนาดของรหัสการเข้าถึงทั้งหมดจะเป็น 72 บิต ถ้าไม่มีส่วนเทลเลอร์ขนาดของรหัสการเข้าถึงจะเป็น 68 บิต

เทลเลอร์จะมีรูปแบบของบิตที่แน่นอน 4 บิต คือ 0101 หรือ 1010 ขึ้นอยู่กับบิตสุดท้ายของส่วนซิงโครไนซ์ ถ้าบิตสุดท้ายของการซิงโครไนซ์เป็นบิต 0 เทลเลอร์จะเป็น 1010 หรือถ้าบิตสุดท้ายเป็นบิต 1 เทลเลอร์จะเป็น 0101 นอกจากนั้นแล้วบิตข้อมูลในเทลเลอร์ 4 บิตยังรวมกับบิตข้อมูลในส่วนซิงโครไนซ์ 3 บิต เพื่อใช้ในขยายการซดเซชค่าคีย์



รูปที่ 3.9 บิตข้อมูลเทลเลอร์(ก) เทลเลอร์เมื่อส่วนของการซิงโครไนซ์บิตสุดท้ายเป็น 0

(ข) เทลเลอร์เมื่อส่วนของการซิงโครไนซ์เมื่อบิตสุดท้ายเป็น 1

ชนิดของรหัสการเข้าถึงสามารถแบ่งออกเป็น 4 ประเภท ดังนี้

1) รหัสการเข้าถึงช่องสัญญาณ (Channel access code : CAC) เป็นตัวแสดงให้ทราบถึงตำแหน่งพีโคเนตที่ใช้งาน ซึ่งแต่ละพีโคเนตจะมีรหัสการเข้าถึงช่องสัญญาณเฉพาะ และทุกแพ็คเกตที่เริ่มต้นส่งเป็นครั้งแรกในพีโคเนตเดียวกันจะมีรหัสการเข้าถึงช่องสัญญาณเหมือนกัน

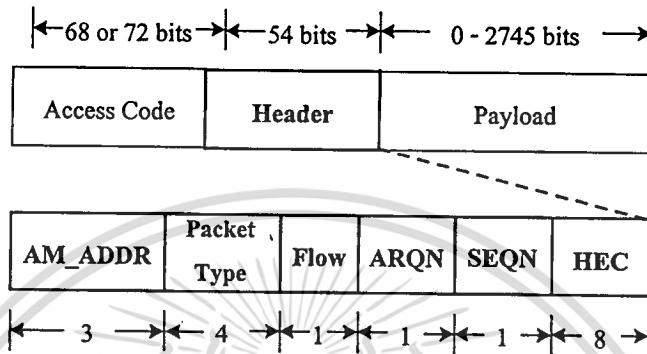
2) รหัสการเข้าถึงอุปกรณ์ (Device access code : DAC) ใช้สำหรับการส่งสัญญาณแบบพิเศษ เช่น การเพจจิง (Paging) และการตอบสนองการเพจจิง นอกจากนั้นยังใช้เซตอุปกรณ์ที่อยู่ในพื้นที่สื่อสาร เมื่ออุปกรณ์ดังกล่าวตอบรับแสดงว่าการเชื่อมต่อเพื่อการสื่อสารได้ทำการเซตอัปเรียบร้อยแล้ว

3) รหัสการเข้าถึงค้นหาทั่วไป (General inquiry access code : GIAC) เป็นชนิดของรหัสการเข้าถึงที่ใช้ทั่วไปกับทุกๆ อุปกรณ์บลูทูธเพื่อค้นหาอุปกรณ์บลูทูธอื่นๆ ในพื้นที่ที่มีการสื่อสาร

4) รหัสการเข้าถึงค้นหาละเอียด (Delicated inquiry access code : DIAC) ใช้เพื่อค้นหาอุปกรณ์บลูทูธในพื้นที่ที่มีการสื่อสารภายในกลุ่มที่ร่วมกันใช้อุปกรณ์บางชนิดด้วยกัน เช่น การใช้งานปริ้นเตอร์ร่วมกัน เป็นต้น

3.3.1.2 ส่วนหัว

ส่วนหัวประกอบไปด้วยข้อมูลที่ใช้ในการควบคุมแพ็คเกจขนาด 18 บิต ซึ่งมีการป้องกันความผิดพลาดด้วยการเข้ารหัสแบบ Forward error correction (FEC) ในอัตรา 1/3 และทำการซ้ำบิตข้อมูลทั้งหมด 3 ครั้ง ดังนั้นส่วนของหัวมีความยาวทั้งหมด 54 ไมโครวินาที และประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 3.10 โครงสร้างของส่วนหัว

1) AM_ADDR (Active member address)

ใช้แสดงแอดเดรสของอุปกรณ์และบอกให้มาสเตอร์รู้ว่าอุปกรณ์ตัวใดบ้างในพิกเนตอยู่ในสถานะแอกทีฟ และเพื่อเป็นการจำแนกสถานะของสเลฟแต่ละตัวได้ถูกต้อง จึงมีการกำหนด AM_ADDR ขนาด 3 บิต ให้กับสเลฟเมื่อสเลฟอยู่ในสถานะแอกทีฟ และแพ็คเกจที่ใช้ในการรับส่งข้อมูลระหว่างมาสเตอร์กับสเลฟจะปรากฏบิต AM_ADDR ด้วย หรืออาจกล่าวได้ว่า AM_ADDR ของสเลฟจะอยู่ในแพ็คเกจที่ส่งจากมาสเตอร์มายังสเลฟและที่ส่งจากสเลฟไปยังมาสเตอร์ ส่วนแพ็คเกจใดที่ AM_ADDR เป็นศูนย์ทั้งหมดหมายความว่า เป็นแพ็คเกจที่มาสเตอร์ทำการส่งไปยังสเลฟทุกๆ ตัวในพิกเนต สำหรับกรณีที่สเลฟไม่ได้ทำการเชื่อมต่อกับมาสเตอร์ สเลฟจะลบบิตใน AM_ADDR ทิ้ง และเมื่อต้องการจะทำการเชื่อมต่อกับมาสเตอร์อีกครั้งจะได้รับ AM_ADDR ใหม่จากมาสเตอร์

2) Packet type

มีขนาด 4 บิต จะบอกให้ทราบถึงชนิดของแพ็คเกจที่ใช้โดยการตีความจากบิตใน packet type ว่าเป็นแพ็คเกจชนิดใดซึ่งจะสัมพันธ์กับชนิดของการเชื่อมต่อ เช่น แบบซิงโครนัสหรือแบบอะซิงโครนัส เป็นต้น นอกจากนี้ packet type ยังบอกให้ทราบถึงจำนวนช่องสัญญาณที่แพ็คเกจใช้ในการสื่อสาร เนื่องจากในการรับส่งแพ็คเกจแต่ละครั้งสามารถใช้ช่องสัญญาณในการส่งแพ็คเกจได้แตกต่างกัน เช่น 1 ช่องสัญญาณ, 3 ช่องสัญญาณ หรือ 5 ช่องสัญญาณ

ตารางที่ 3.2 ประเภทของ Packet type ในการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส

ประเภท	Packet type	จำนวนช่องสัญญาณ	เชื่อมต่อแบบซิงโครนัส	เชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส
1	0000	1	NULL	NULL
	0001	1	POLL	POLL
	0010	1	FHS	FHS
	0011	1	DM1	DM1
2	0100	1	ไม่มีใช้	DH1
	0101	1	HV1	ไม่มีใช้
	0110	1	HV2	ไม่มีใช้
	0111	1	HV3	ไม่มีใช้
	1000	1	DV	ไม่มีใช้
	1001	1	ไม่มีใช้	AUX1
3	1010	3	ไม่มีใช้	DM3
	1011	3	ไม่มีใช้	DH3
	1100	3	ไม่มีใช้	ไม่มีใช้
	1101	3	ไม่มีใช้	ไม่มีใช้
4	1110	5	ไม่มีใช้	DM5
	1111	5	ไม่มีใช้	DH5

packet type สามารถแบ่งออกเป็น 4 ประเภท ดังตารางที่ 3.2 ประเภทที่ 1 เป็นประเภทที่เก็บเอาไว้ให้กับแพ็คเกจควบคุมทั้ง 4 ชนิด เพื่อใช้กับการเชื่อมต่อทุกๆ แบบ ประเภทที่ 2 จะใช้กับแพ็คเกจที่ใช้ช่องสัญญาณในการสื่อสารเพียง 1 ช่องสัญญาณ ประเภทที่ 3 ใช้กับแพ็คเกจที่ใช้ 3 ช่องสัญญาณในการสื่อสาร และประเภทที่ 4 ใช้กับแพ็คเกจที่ใช้ 4 ช่องสัญญาณในการสื่อสาร

3) Flow

เป็นส่วนที่ใช้ควบคุมแพ็คเกจบนการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัสมีขนาด 1 บิต เมื่อบัพเฟอร์ของสเลฟเต็มจะส่งสัญญาณให้หยุดการส่งแพ็คเกจชั่วคราวด้วยการส่งแพ็คเกจที่มี FLOW = 0 ไปยังมาสเตอร์ เมื่อบัพเฟอร์ของสเลฟว่างและพร้อมที่จะรับแพ็คเกจอีกครั้ง สเลฟจะส่งสัญญาณให้มาสเตอร์เริ่มส่งแพ็คเกจใหม่ด้วยการส่งแพ็คเกจที่มี FLOW = 1 ไปยังมาสเตอร์ ในกรณีที่สเลฟไม่ได้รับแพ็คเกจหรือส่วนหัวของแพ็คเกจที่รับเกิดความผิดพลาด สเลฟจะส่งแพ็คเกจที่มี FLOW = 1 ไปยังมาสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4) ARQN (Automatic repeat request)

ส่วนของ ARQN มีขนาด 1 บิต ใช้แจ้งให้อุปกรณ์ส่งทราบผลของการส่งข้อมูลว่าทำการส่งได้สำเร็จหรือไม่ การแสดงผลของ ARQN สามารถแสดงได้ทั้งการตอบรับแบบถูกต้อง (Positive acknowledgment : ACK) หรือการตอบรับแบบปฏิเสธ (Negative acknowledgement : NAK) เมื่อทำการรับข้อมูลได้สำเร็จอุปกรณ์รับจะส่งการตอบรับแบบถูกต้อง แต่ถ้าไม่สำเร็จจะส่งการตอบรับแบบปฏิเสธไปยังอุปกรณ์ส่ง แต่ถ้าอุปกรณ์ส่งไม่ได้รับแพ็คเกจตอบรับใดๆ อุปกรณ์ส่งจะเข้าใจว่าส่งการตอบรับแบบปฏิเสธ

5) SEQN (Sequence number)

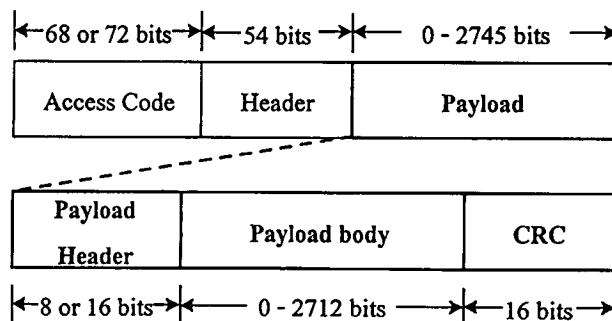
มีขนาด 1 บิต เพื่อแสดงให้อุปกรณ์รับทราบว่าแพ็คเกจที่ได้รับนี้เป็นแพ็คเกจใหม่หรือเป็นแพ็คเกจเดิม สำหรับแพ็คเกจใหม่บิต SEQN จะมีค่าตรงข้ามกับบิต SEQN เดิม เมื่ออุปกรณ์รับได้รับแพ็คเกจก็จะทำการตรวจสอบบิต SEQN หากบิต SEQN ใหม่ที่ได้รับซ้ำกับบิต SEQN เดิมก็จะทำการกำจัดแพ็คเกจที่ได้รับ ซึ่งเป็นการช่วยป้องกันการส่งแพ็คเกจซ้ำซ้อน แต่เมื่อตรวจสอบบิต SEQN แล้วไม่ซ้ำกับบิต SEQN เดิมก็จะทำการดีเทกต์ข้อมูลที่ส่งมากับแพ็คเกจใหม่

6) HEC (Header error check)

ใช้สำหรับตรวจสอบความถูกต้องในส่วนหัวมีขนาด 8 บิต ค่าของ HEC ถูกคำนวณจากบิตในส่วนหัว เมื่ออุปกรณ์รับได้รับแพ็คเกจจะทำการคำนวณค่า HEC จากบิตส่วนหัวและเปรียบเทียบกับค่า HEC ของแพ็คเกจที่รับได้

3.3.1.3 ส่วนข้อมูล

ส่วนสุดท้ายของแพ็คเกจบลูทูธ คือ ส่วนข้อมูล ซึ่งมี 2 ประเภท ได้แก่ ส่วนของข้อมูลเสียง (สำหรับแพ็คเกจแบบซิงโครนัส) และส่วนข้อมูลดิจิทัล (สำหรับแพ็คเกจแบบอะซิงโครนัส) ซึ่งส่วนข้อมูลจะมีทั้งส่วนของข้อมูลเสียงและข้อมูลดิจิทัลอยู่ในแพ็คเกจเดียวกัน สำหรับส่วนข้อมูลของแพ็คเกจจะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ ส่วนหัวของส่วนข้อมูล (Payload header) ส่วนข้อมูลสื่อสาร (Payload body) และ CRC



รูปที่ 3.11 โครงสร้างส่วนข้อมูล

1) ส่วนหัวของส่วนข้อมูล

ในแพ็คเกจของบลูทูธจะมีเพียงส่วนข้อมูลเท่านั้นที่มีส่วนหัวเฉพาะ โดยขนาดส่วนหัวของส่วนข้อมูลอาจเป็น 1 หรือ 2 ไบต์ขึ้นอยู่กับจำนวนช่องสัญญาณที่แต่ละแพ็คเกจใช้ เช่น แพ็คเกจที่ใช้ 1 ช่องสัญญาณจะมีขนาดของส่วนหัวของส่วนข้อมูลเท่ากับ 1 ไบต์ แต่ถ้าแพ็คเกจที่ใช้มากกว่า 1 ช่องสัญญาณจะมีขนาดส่วนหัวของส่วนข้อมูลเป็น 2 ไบต์ ส่วนหัวของส่วนข้อมูลจะทำหน้าที่ระบุรายละเอียดของช่องสัญญาณ ควบคุมการกำหนดบิต FLOW ของช่องสัญญาณ และแสดงความยาวของส่วนข้อมูลสื่อสาร

2) ส่วนข้อมูลสื่อสาร

ส่วนข้อมูลสื่อสารจะเป็นส่วนที่บรรจุข้อมูลที่ต้องการส่งจากอุปกรณ์ส่งไปยังอุปกรณ์รับ โดยความยาวของข้อมูลสื่อสารจะแสดงไว้ในส่วนหัวของส่วนข้อมูล

3) CRC

บิตข้อมูลใน CRC ถูกคำนวณจากข้อมูลที่จะทำการส่ง เมื่อคำนวณเสร็จเรียบร้อยแล้วก็นำมาใส่ต่อจากส่วนของข้อมูลสื่อสาร โดย CRC เป็นกระบวนการตรวจสอบความถูกต้องของข้อมูลในแพ็คเกจ ซึ่งค่าของ CRC จะถูกคำนวณก่อนการดีเทกต์ส่วนข้อมูลสื่อสาร

3.3.2 ชนิดของแพ็คเกจบลูทูธ

3.3.2.1 แพ็คเกจที่ใช้ทั้งการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส

1) แพ็คเกจแบบ NULL

แพ็คเกจแบบ NULL จะไม่มีส่วนข้อมูล ดังนั้นในแพ็คเกจจะประกอบไปด้วยส่วนของรหัสการเข้าถึงและส่วนหัวเท่านั้น ทำให้แพ็คเกจแบบ NULL มีขนาด 126 บิต แพ็คเกจแบบ NULL ใช้ส่งข้อมูลกลับไปยังอุปกรณ์ส่ง เพื่อให้อุปกรณ์ส่งทราบว่าส่งแพ็คเกจได้สำเร็จหรือไม่หรือใช้แสดงสถานะบัพเฟอร์อุปกรณ์รับ เมื่อทำการส่งแพ็คเกจแบบ NULL แล้วอุปกรณ์รับไม่ต้องทำการยอมรับแบบถูกต้องไปยังอุปกรณ์ส่ง

2) แพ็คเกจแบบ POLL

แพ็คเกจแบบ POLL คล้ายกับแพ็คเกจแบบ NULL คือเป็นแพ็คเกจที่ไม่มีส่วนข้อมูล แต่แพ็คเกจแบบ POLL ต้องการการตอบรับจากอุปกรณ์รับซึ่งต่างจากแพ็คเกจแบบ NULL ที่ไม่ต้องใช้การตอบรับการส่งแพ็คเกจ

3) แพ็คเกจแบบ FHS

แพ็คเกจแบบ FHS เป็นแพ็คเกจควบคุมพิเศษซึ่งแสดงให้ทราบถึงแอดเดรสและนาฬิกาของอุปกรณ์ส่ง ส่วนข้อมูลประกอบไปด้วยบิตข้อมูลสื่อสาร 144 บิตรวมกับ CRC ขนาด 16 บิต เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และทำการเข้ารหัสด้วย FEC ในอัตรา 2/3 ซึ่งจะทำให้ส่วนข้อมูลมีขนาดทั้งหมด 240 บิต แพ็คเกตแบบ FHS ใช้เพียง 1 ช่องเวลาในการส่งแพ็คเกต

4) แพ็คเกตแบบ DM1

แพ็คเกตแบบ DM1 อยู่ในแพ็คเกตประเภทที่ 1 เนื่องจากใช้ส่งข้อมูลที่ใช้ในการควบคุมในหลายๆ แบบของการเชื่อมต่อ ถึงอย่างไรก็ตามแพ็คเกตแบบ DM1 สามารถรับส่งข้อมูลต่างๆ ไปได้

3.3.2.2 แพ็คเกตที่ใช้ในการเชื่อมต่อแบบชิงโครนัส

แพ็คเกตแบบชิงโครนัสจะไม่มีส่วน CRC และเมื่อการส่งแพ็คเกตเกิดความผิดพลาดขึ้นจะไม่มีการส่งแพ็คเกตใหม่ นอกจากนั้นแล้วแพ็คเกตนี้จะส่งไปด้วยอัตราเร็ว 64 กิโลบิตต่อวินาที

1) แพ็คเกตแบบ HV1

แพ็คเกตนี้สามารถบรรจุข้อมูลที่ต้องการส่งได้ 10 ไบต์ โดยไม่มีส่วนหัวของส่วนข้อมูล และใช้การเข้ารหัสแบบ FEC ด้วยอัตรา 1/3 เป็นการป้องกันความผิดพลาดข้อมูล แพ็คเกตแบบ HV1 ไม่ใช้ CRC

2) แพ็คเกตแบบ HV2

แพ็คเกตแบบ HV2 สามารถบรรจุข้อมูลได้ 20 ไบต์โดยไม่มีส่วนหัว มีการป้องกันความผิดพลาดของข้อมูลด้วยการเข้ารหัสแบบ FEC ด้วยอัตรา 2/3 และไม่มีการใช้ CRC

3) แพ็คเกตแบบ HV3

แพ็คเกตแบบ HV2 สามารถบรรจุข้อมูลได้ 30 ไบต์โดยไม่มีส่วนหัว ไม่มีการใช้ทั้ง FEC และ CRC

4) แพ็คเกตแบบ DV

แพ็คเกตแบบ DV เป็นแพ็คเกตที่มีทั้งส่วนของข้อมูลแบบเสียงและข้อมูลแบบดิจิตอล โดยข้อมูลเสียงมีขนาด 80 บิตและไม่มีการใช้ FEC ในขณะที่ข้อมูลแบบดิจิตอลมีขนาด 150 บิต ประกอบไปด้วยข้อมูลที่ต้องการสื่อสาร 80 บิต (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูลขนาด 8 บิต) และ CRC ขนาด 16 บิต ข้อมูลแบบดิจิตอลมีการเข้ารหัสป้องกันความผิดพลาด FEC ด้วยอัตรา 2/3 นอกจากนั้นแล้วยังมีการเพิ่มบิตศูนย์เข้าไปในส่วนข้อมูลแบบดิจิตอลเพื่อให้จำนวนบิตข้อมูลเป็นจำนวนเท่าของ 10 ก่อนการเข้ารหัสแบบ FEC แพ็คเกตแบบ DV จะทำการแยกส่วนของข้อมูลเสียงและดิจิตอลออกจากกัน โดยส่วนของข้อมูลเสียงถูกปฏิบัติเหมือนข้อมูลชิงโครนัสและไม่มีมีการส่งข้อมูลใหม่ ส่วนข้อมูลดิจิตอลจะมีการตรวจสอบความผิดพลาดในการส่งข้อมูลและมีการส่งข้อมูลใหม่เมื่อพบความผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2.3 แพ้คเกตที่ใช้ในการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส

แพ้คเกตอะซิงโครนัสใช้ในการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส โดยข้อมูลในแพ้คเกตนี้สามารถเป็นได้ทั้งข้อมูลที่ต้องการสื่อสารหรือข้อมูลที่ใช้ในการควบคุม

1) แพ้คเกตแบบ DM1

เป็นแพ้คเกตที่ใช้ส่งข้อมูลในการสื่อสารเท่านั้น โดย DM ย่อมาจาก ส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วปานกลาง (Data medium rate) โดยส่วนข้อมูลสามารถบรรจุข้อมูลสื่อสารได้มากถึง 18 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูลขนาด 1 ไบต์) และ CRC ขนาด 16 บิต แพ้คเกต DM1 จะใช้เพียง 1 ช่องเวลา ส่วนข้อมูลสื่อสารจะเข้ารหัส FEC ในอัตรา 2/3 โดยมีการเพิ่มบิตสถานะเสมอข้อมูล 5 บิตทุกๆ ข้อมูล 10 บิต ในกรณีจำเป็นก็จะมีเพิ่มบิตศูนย์เข้าไปหลังจากบิต CRC เพื่อให้จำนวนบิตข้อมูลทั้งหมดเป็นจำนวนเท่าของ 10 แพ้คเกตแบบ DM1 มีส่วนหัวเพียง 1 ไบต์

2) แพ้คเกตแบบ DH1

แพ้คเกตนี้คล้ายกับแพ้คเกตแบบ DM1 ยกเว้นที่ส่วนข้อมูลสื่อสารในแพ้คเกตแบบ DH1 ไม่มีการเข้ารหัส FEC ดังนั้นแพ้คเกตแบบ DH1 สามารถบรรจุข้อมูลได้ 28 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูล 1 ไบต์) และ CRC ขนาด 16 บิต โดย DH ย่อมาจากการส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วสูง (Data high rate) แพ้คเกตแบบ DH1 ใช้ 1 ช่องเวลา ในการส่งแพ้คเกต

3) แพ้คเกตแบบ DM3

แพ้คเกตแบบ DM3 คือ แพ้คเกตแบบ DM1 ที่มีการขยายส่วนของข้อมูลที่จะสื่อสารเพิ่มขึ้น แพ้คเกตแบบ DM3 จะใช้ 3 ช่องเวลาในการส่งแพ้คเกต ส่วนข้อมูลสื่อสารมีขนาด 123 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูล 2 ไบต์) และ CRC ขนาด 16 บิต ขณะที่ส่งหรือรับแพ้คเกต DM3 จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตลอดช่วง 3 ช่องเวลา โดยช่องเวลาแรกจะส่งข้อมูลรหัสช่องเวลา (channel access code)

4) แพ้คเกตแบบ DH3

แพ้คเกตแบบ DH3 คล้ายกับแพ้คเกตแบบ DM3 ยกเว้นที่แพ้คเกตแบบ DH3 ไม่มีการเข้ารหัสแบบ FEC แพ้คเกต DH3 มีขนาดได้ถึง 185 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูล 2 ไบต์) และ CRC ขนาด 16 บิต แพ้คเกตแบบ DH3 ใช้ 3 ช่องเวลา ขณะที่ส่งหรือรับแพ้คเกต DH3 จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตลอดช่วง 3 ช่องเวลา โดยช่องเวลาแรกจะมีการส่งข้อมูลรหัสช่องเวลา

5) แพ้คเกตแบบ DM5

แพ้คเกตแบบ DM5 คือ แพ้คเกตแบบ DM1 ที่มีการขยายส่วนข้อมูลสื่อสารเพิ่มขึ้นเป็น 226 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูล 2 ไบต์) และ CRC ขนาด 16 บิต แพ้คเกตแบบ DM5 ใช้ 5 ช่องเวลา เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลา ในการส่งแพ็คเกจ ขณะที่ส่งหรือรับแพ็คเกจ DM5 จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตลอดช่วง 5 ช่องเวลา โดยช่องเวลาแรกจะมีการส่ง ข้อมูลรหัสช่องเวลา

6) แพ็คเกจแบบ DH5

แพ็คเกจแบบ DH5 คล้ายกับแพ็คเกจแบบ DM5 ยกเว้นแพ็คเกจแบบ DH5 ไม่มีการเข้ารหัสแบบ FEC แพ็คเกจ DH5 มีขนาด 341 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูล 2 ไบต์) และ CRC ขนาด 16 บิต แพ็คเกจแบบ DH5 ใช้ 5 ช่องเวลา และขณะที่ส่งหรือรับแพ็คเกจ DH5 จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตลอดช่วง 5 ช่องเวลา โดยช่องเวลาแรกจะมีการส่งข้อมูลรหัสช่องเวลา

7) แพ็คเกจแบบ AUX1

แพ็คเกจแบบ AUX1 คล้ายกับแพ็คเกจแบบ DH1 แต่แพ็คเกจแบบ AUX1 ไม่มีการใช้ CRC นอกจากนั้นแล้วแพ็คเกจนี้มีขนาดข้อมูลถึง 30 ไบต์ (รวมส่วนหัวของส่วนข้อมูล 1 ไบต์) และใช้เพียง 1 ช่องเวลาในการส่งแพ็คเกจ

3.3.2.4 บทสรุปของแพ็คเกจบลูทูธ

ข้อมูลของแพ็คเกจและคุณสมบัติต่างๆ ของแพ็คเกจแสดงดังตารางที่ 3.3 3.4 และ 3.5 โดยส่วนข้อมูลที่ไม่ได้รวมส่วนของ FEC, CRC และส่วนหัวของส่วนข้อมูล

ตารางที่ 3.3 แพ็คเกจที่ใช้ควบคุมการเชื่อมต่อ

ชนิด	ขนาดข้อมูลสื่อสาร (ไบต์)	FEC	CRC	อัตราการส่งข้อมูลแบบสมมาตร	การส่งข้อมูลแบบไม่สมมาตร
ID	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี
NULL	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี
POLL	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี	ไม่มี
FHS	18	2/3	ใช้	ไม่มี	ไม่มี

ตารางที่ 3.4 แพ็คเกจแบบซิงโครนัส

ชนิด	ขนาดส่วนหัวของส่วนข้อมูล (ไบต์)	ขนาดข้อมูลสื่อสาร (ไบต์)	FEC	CRC	การส่งข้อมูลแบบสมมาตร(กิโลบิต/วินาที)
HV1	ไม่มี	10	1/3	ไม่มี	64.0
HV2	ไม่มี	20	2/3	ไม่มี	64.0
HV3	ไม่มี	30	ไม่มี	ไม่มี	64.0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

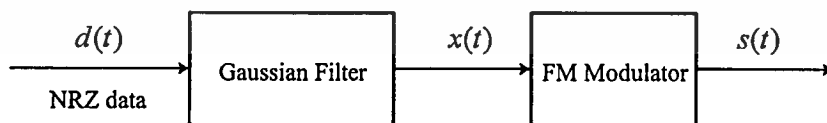
ตารางที่ 3.5 แพ็คเกตแบบอะซิงโครนัส

ชนิด	ขนาดส่วนหัว ของส่วนข้อมูล (ไบต์)	ขนาดข้อมูล สื่อสาร (ไบต์)	FEC	CRC	การส่งข้อมูล แบบสมมาตร (กิโลบิต/วินาที)	การส่งข้อมูลแบบ ไม่สมมาตร (กิโลบิต/วินาที)	
						ไป	กลับ
DM1	1	0-17	2/3	ใช่	108.8	108.8	108.8
DH1	1	0-27	ไม่มี	ใช่	172.8	172.8	172.8
DM3	2	0-121	2/3	ใช่	258.1	387.2	54.4
DH3	2	0-183	ไม่มี	ใช่	390.4	585.6	86.4
DM5	2	0-224	2/3	ใช่	286.7	477.8	36.3
DH5	2	0-339	ไม่มี	ใช่	433.9	723.2	57.6
AUX1	1	0-29	ไม่มี	ไม่มี	185.6	185.6	185.6

3.4 การมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์

เนื่องจากย่านความถี่ที่บลูทูธใช้งาน ได้มีแบนด์วิดท์ทั้งหมด 83.5 เมกะเฮิร์ตซ์ และใช้การมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์ เพื่อให้ความถี่ที่มอดูเลตมีการเปลี่ยนแปลงอย่างสม่ำเสมอ การมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์ช่วยลดการแพร่กระจายของโลบข้าง (Side lobe) ซึ่งจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น

การมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์เป็นการเชื่อมต่อกันระหว่างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์ (Gaussian LPF) กับการมอดูเลตความถี่ (FM) [25] ที่มีค่านีการมอดูเลต $0.1 \leq m \leq 1$ (สำหรับระบบบลูทูธมีค่านีการมอดูเลตเป็น 0.33) มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency deviation) น้อยที่สุดเป็น 115 กิโลเฮิร์ต การมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์แสดงดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์

อินพุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์ คือสัญญาณข้อมูลแบบไม่กลับสู่ศูนย์ (Nonreturn to zero : NRZ) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n \Pi\left[\frac{t-nT}{T}\right] \quad (3.1)$$

เมื่อ d_n คือ ± 1
 T_b คือ คาบของบิตข้อมูล
 $\Pi(t/T)$ คือ พัลส์สัญญาณสี่เหลี่ยม

$$\text{เมื่อ} \quad \Pi(t/T_b) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.2)$$

ผลตอบสนองทางความถี่และเวลาของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์เป็นดังนี้

$$H(f) = \exp\left[-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \cdot \frac{\ln 2}{2}\right] \quad (3.3)$$

$$h(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left[-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2\right] \quad (3.4)$$

โดย B คือ แบนด์วิดท์ที่ 3 เดซิเบลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์ และเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์เป็นดังนี้

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n r(t-nT) \quad (3.5)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} r(t) &= \Pi(t/T) * h(t) = \int_t^{t+T} h(v) dv \\ &= B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \int_t^{t+T} \exp\left[-\frac{w\pi^2 B^2 v^2}{\ln 2}\right] dv \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf}\left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t)\right] + \operatorname{erf}\left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t+T)\right] \right\} \end{aligned} \quad (3.6)$$

โดย

$$\operatorname{erf}(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^t \exp(-v^2) dv \quad (3.7)$$

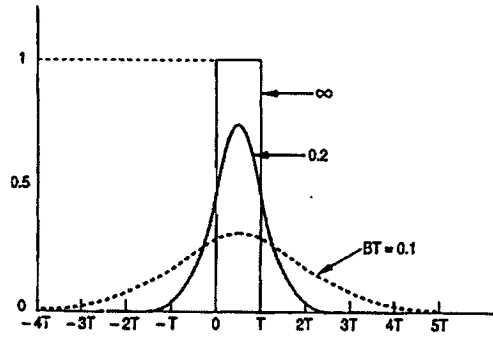
ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์สำหรับ BT_b มีหลายๆ ค่า แสดงดังรูปที่ 3.13 เอาต์พุตของการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์ แสดงได้ดังนี้

$$s(t) = \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (3.8)$$

$$\phi(t) = k \int_{-\infty}^t x(t) dt = k \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n r(t-nT) dt \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาระดับปริญญาโทเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

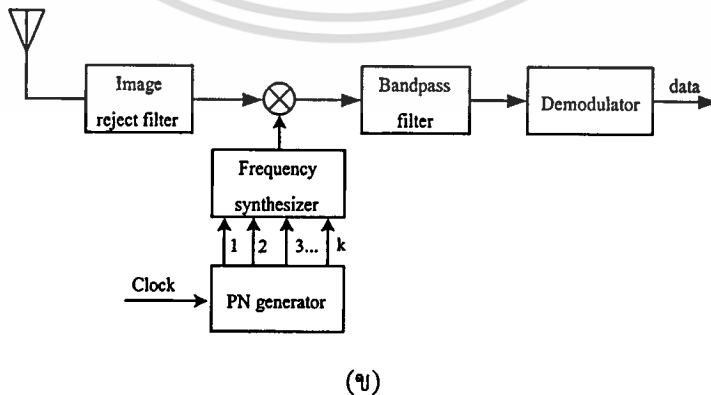
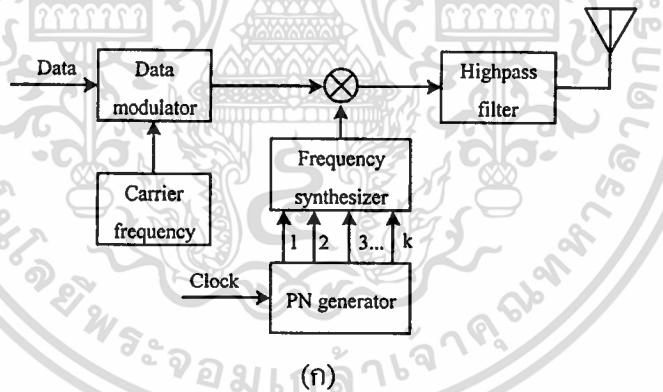
เมื่อ k คือ ค่าคงที่ซึ่งสัมพันธ์กับประสิทธิภาพของการมอดูเลตทางความถี่



รูปที่ 3.13 ผลตอบสนองพัลส์สี่เหลี่ยมของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์ $h(f)$

3.5 การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

ระบบบลูทูธใช้เทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ด้วยอัตรา 1,600 ครั้งต่อวินาที โดยทำการเปลี่ยนความถี่ในการส่งแพ็คเกจไปยังอุปกรณ์รับทุกๆ แพ็คเกจ ซึ่งลำดับการกระโดดเปลี่ยนความถี่ถูกกำหนดมาจากมาตรฐาน โดยอุปกรณ์ส่งและอุปกรณ์รับสามารถส่งและรับแพ็คเกจได้ถูกต้องเนื่องจากได้รับลำดับความถี่ที่จะทำการกระโดดเปลี่ยนความถี่มาจากมาตรฐานก่อนที่จะทำการส่งแพ็คเกจ



รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

(ก) ภาคส่ง(ข) ภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ซ้ำจะมีอัตราการกระโดดเปลี่ยนความถี่ f_H น้อยกว่าอัตราบิตข้อมูลเบสแบนด์ f_b นั่นคือข้อมูลเบสแบนด์ขนาดสองบิตหรือมากกว่าจะถูส่งด้วยความถี่เดียวกันก่อนที่จะมีการกระโดดเปลี่ยนความถี่เมื่อข้อมูลเบสแบนด์ชุดใหม่ถูส่ง คาบของการกระโดดเปลี่ยนความถี่ T_H มีความสัมพันธ์กับคาบของบิตข้อมูล T_b ดังนี้

$$T_H = kT_b \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.11)$$

$$f_H = 1/T_H \quad (3.12)$$

ในระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่เร็วจะมีอัตราการกระโดดเปลี่ยนความถี่ f_H มากกว่าอัตราบิตข้อมูล f_b หรือการที่บิตข้อมูล T_b ถูส่งไปด้วยสัญญาณที่มีการกระโดดเปลี่ยนความถี่ตั้งแต่ 2 ครั้งหรือมากกว่า คาบของการกระโดดเปลี่ยนความถี่เป็นดังนี้

$$T_H = \frac{1}{k} T_b \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.13)$$

3.5.1 สัญญาณรบกวนในระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

เนื่องจากสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนบวกจะครอบคลุมความถี่ที่กระโดดเปลี่ยนความถี่และมีความสูงของสเปกตรัมเท่ากัน ทำให้ในช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนบวกเพียงอย่างเดียวจะมีอัตราสัญญาณที่รับได้ต่อสัญญาณรบกวนเท่ากันทุกๆ การกระโดดเปลี่ยนความถี่ โดยอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนแสดงได้ดังนี้

$$\gamma_b = \frac{E_b}{N_o} \quad (3.14)$$

เมื่อ N_o คือ ความสูงของความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังงานสัญญาณรบกวน

E_b คือ พลังงานต่อหนึ่งบิต

$$E_b = T_b P_{av} = \frac{P_{av}}{f_b} \quad (3.15)$$

เมื่อ P_{av} คือ กำลังงานที่ได้รับเฉลี่ย

T_b คือ คาบของบิต

f_b คือ อัตราบิตข้อมูลของระบบ

สัญญาณรบกวนบวกที่เกิดขึ้นในระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะทำให้เกิดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit error rate) เท่ากับระบบที่ไม่ได้ใช้การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

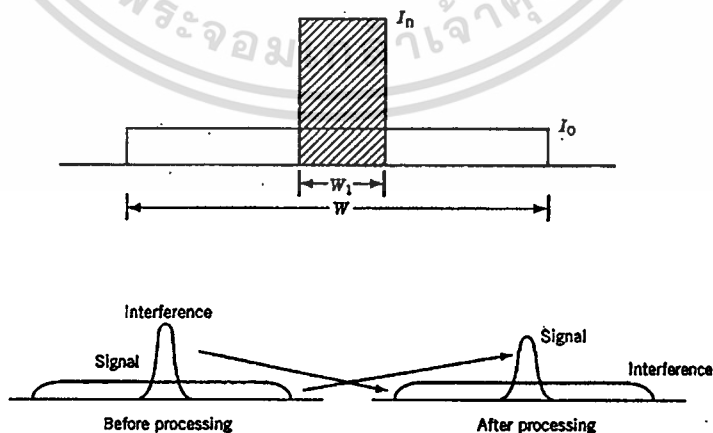
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึงแม้ว่าเทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะไม่ช่วยปรับปรุงประสิทธิภาพอัตราความผิดพลาดของบิตเมื่อเกิดสัญญาณรบกวนบวก แต่ก็สามารถป้องกันการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบนด์แคบและสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างได้ สำหรับสัญญาณรบกวนแบนด์แคบจะทำการรบกวนสัญญาณเพียงแค่ว่าแค่เกิดเดี๋ยว หรือเพียงส่วนเดียวที่มีการมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ไปตรงกับความถี่ของสัญญาณรบกวนเท่านั้น โดยที่ข้อมูลในแอมพลิจูดส่วนอื่นหรือข้อมูลส่วนที่เหลือจะไม่ได้รับผลกระทบใดๆ สำหรับสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างนั้นกำลังงานของสัญญาณรบกวนจะกระจายออกไปตลอดช่วงความถี่และมีกำลังงานของสัญญาณรบกวนเพียงบางส่วนที่มีผลกระทบหรือรบกวนกับสัญญาณข้อมูลในแต่ละแอมพลิจูด

ในการนำเสนอสัญญาณรบกวนแบนด์แคบและแบนด์กว้างอย่างง่าย ๆ สามารถแสดงดังรูปที่ 3.16 สัญญาณรบกวนแบนด์แคบและแบนด์กว้างถูกสมมติให้มีสเปกตรัมกำลังงานแบบสี่เหลี่ยม โดยที่แบนด์วิคท์ของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างถูกสมมติให้เท่ากับแบนด์วิคท์ของสัญญาณ W และมีความสูง I_o สำหรับสัญญาณรบกวนแบนด์แคบมีแบนด์วิคท์ W_1 ซึ่งมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิคท์ของหนึ่งแอมพลิจูดที่มีการกระโดดเปลี่ยนความถี่ นั่นคือ $W_1 \leq W/N$ โดยที่ N เป็นสัมประสิทธิ์การกระจายแบนด์วิคท์ของระบบมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ และความสูงสเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างแทนด้วย I_n กำลังงานของสัญญาณรบกวนที่รับได้เป็น

$$I_{av} = I_n W_1 = I_o W \quad (3.16)$$

และสมมติให้สมการที่ (3.16) สามารถใช้ได้ทั้งในกรณีของสัญญาณรบกวนแบนด์แคบและสัญญาณรบกวนแบนด์กว้าง



รูปที่ 3.16 การนำเสนอสัญญาณรบกวนแบนด์แคบและแบนด์กว้าง

3.5.1.1 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์กว้าง

ในย่านความถี่ที่ใช้ในการส่งสัญญาณ สัญญาณรบกวนแบนด์กว้างจะมีสเปกตรัมกำลังงานเท่ากับสเปกตรัมสัญญาณรบกวนบวกที่มีความสูงเป็น I_o ดังนั้นประสิทธิภาพของระบบซึ่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างจะเหมือนกับประสิทธิภาพของระบบซึ่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนบวกที่มีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดังนี้

$$\gamma_{b-W} = \frac{E_b}{I_o} = \frac{W}{f_b} \times \frac{P_{av}}{I_{av}} \quad (3.17)$$

เมื่อมีการกำหนดอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานสัญญาณแทรกสอดคือ P_{av}/I_{av} ให้มีค่าคงที่ อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน γ_b จะมีค่าเป็น $N = W/f_b$ เท่าของอัตราส่วนของกำลังงานสัญญาณต่อกำลังงานสัญญาณแทรกสอด ถ้าในแต่ละครั้งของการกระโดดเปลี่ยนความถี่ใช้แบนด์วิดท์เท่ากับอัตราบิตข้อมูล f_b แล้ว N จะเป็นจำนวนครั้งของการกระโดดเปลี่ยนความถี่หรือสัมประสิทธิ์การกระจายแบนด์วิดท์ หรือเรียกได้ว่า N คืออัตราขยายกระบวนการ เมื่อกำลังงานสัญญาณแทรกสอดมีค่าคงที่และแบนด์วิดท์ในการสื่อสารเพิ่มขึ้น จะทำให้ความสูงของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างลดลง การลดลงของความสูงสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างทำให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นในแต่ละครั้งที่มีการกระโดดเปลี่ยนความถี่

3.5.1.2 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบนด์แคบ

ในการวิเคราะห์ระบบมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ที่มีสัญญาณรบกวนแบนด์แคบ เราจะสมมุติให้สัญญาณรบกวนส่งผลกระทบเพียงหนึ่งแก็กเกดหรือหนึ่งครั้งที่มีการกระโดดเปลี่ยนความถี่ และสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบนด์แคบมีลักษณะแบนราบบนแบนด์วิดท์ของการมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ ดังนั้นแบนด์วิดท์สัญญาณรบกวนของเทคนิคการมอดูเลตแบบหนึ่งบิตต่อเฮิรตซ์จะเป็น $W_1 = W/N = f_b$ จากรูปที่ 3.16 ความสูงของสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแบนด์แคบมีค่าเป็น $I_n = I_{av}/W_1$ ซึ่งพลังงานต่อหนึ่งบิตแสดงดังสมการที่ 3.15 โดย $E_b = P_{av}/f_b$ ดังนั้นอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่อหนึ่งบิตที่มีการกระโดดเปลี่ยนความถี่และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบนด์แคบแสดงได้ดังนี้

$$\gamma_{b-NI} = \frac{E_b}{I_n} = \frac{W_1}{f_b} \times \frac{P_{av}}{I_{av}} = \frac{P_{av}}{I_{av}} \quad (3.18)$$

ซึ่งจะมีค่าเหมือนกับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในระบบที่ไม่ได้ใช้เทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ นั่นคือจะไม่มี การป้องกันการเกิดสัญญาณรบกวนเมื่อทำการกระโดดเปลี่ยนความถี่ ถ้าสมมุติให้ไม่เกิดสัญญาณรบกวนกับทุกๆ การกระโดดความถี่ ไม่ว่าจะถี่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนความถี่ จะได้อัตราส่วนเฉลี่ยของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทุกๆ ครั้งของการกระโดด เปลี่ยนความถี่ดังนี้

$$\bar{\gamma}_{b-NI} = \frac{NE_b}{I_n} = \frac{NW_1 E_b}{I_{av}} = \frac{WE_b}{I_{av}} = \frac{E_b}{I_O} = \frac{W}{f_b} \times \frac{P_{av}}{I_{av}} \quad (3.19)$$

ซึ่งเหมือนกับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในกรณีสัญญาณรบกวนแบนด์ กว้างดังสมการที่ (3.17) แต่ไม่ได้หมายความว่าถ้าสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างและสัญญาณรบกวน แบนด์แคบมีกำลังงานเท่ากันแล้ว อัตราบิดผิดพลาดเฉลี่ยจะเท่ากัน

3.6 ลำดับสุ่มเทียม

ลำดับสุ่มเทียมหรือลำดับพีเอิน (Pseudo-noise หรือ Pseudorandom sequence : PN sequence) ในการสื่อสารระบบดิจิทัลไร้สายมีหน้าที่สำคัญดังนี้

- 1) กระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่มอดูเลตให้มีแบนด์วิดท์ที่กว้างมากขึ้นในการส่งสัญญาณ
- 2) ใช้จำแนกระหว่างสัญญาณจากผู้ส่งแต่ละบุคคลที่ใช้แบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณย่าน เดียวกันด้วยทฤษฎีการเข้าถึงหลายทาง

จากหน้าที่ดังกล่าวทำให้ลำดับพีเอินต้องมีคุณสมบัติของการสหสัมพันธ์แบบพิเศษได้แก่ การสหสัมพันธ์ตัวเอง (Autocorrelation) หรือการสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation)

การสหสัมพันธ์ตัวเองเป็นการวัดถึงความคล้ายคลึงกันระหว่างสัญญาณ $f(t)$ และ สัญญาณเดิมที่มีการเลื่อนแกนเวลาไป t วินาที ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองเป็นการสหสัมพันธ์ตัวเอง ของสัญญาณ $f(t)$ ที่มีการเลื่อนเวลาไปทั้งหมด t การสหสัมพันธ์ตัวเองแสดงได้ดังนี้

$$R_o(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot f(t-\tau) dt \quad (3.20)$$

การสหสัมพันธ์ข้าม $R_c(\tau)$ คือ การสหสัมพันธ์ระหว่างสองสัญญาณที่มีลักษณะแตกต่างกัน $f(t)$ และ $g(t)$ การสหสัมพันธ์ข้ามแสดงได้ดังนี้

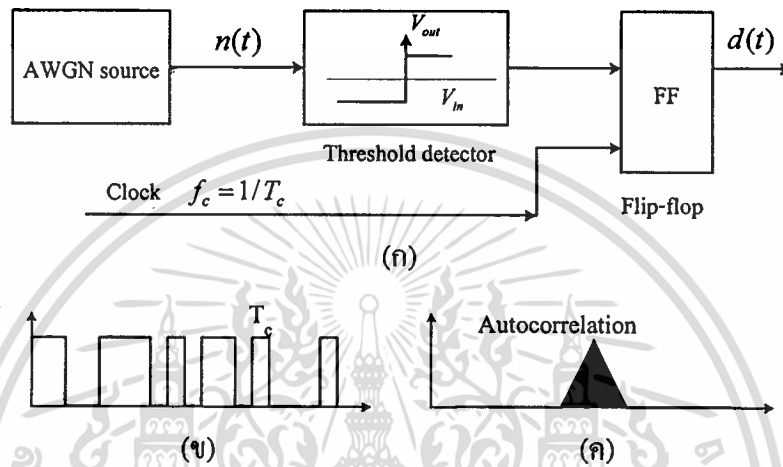
$$R_c(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot g(t-\tau) dt \quad (3.21)$$

การสหสัมพันธ์ตัวเองและการสหสัมพันธ์ข้ามของลำดับพีเอินจะเกิดจากการคำนวณ จำนวนของบิตที่เหมือนกัน (Agreement : A) ลบด้วยจำนวนบิตที่ไม่เหมือนกัน (Disagreement : D) เมื่อบิตของสัญญาณที่เข้ารหัสถูกเปรียบเทียบบิตต่อบิตทุกๆ การเลื่อนเวลา τ เพื่อให้บรรลุวัตถุประสงค์ของหน้าที่กระจายแบนด์วิดท์และใช้ย่านความถี่ในการส่งสัญญาณไปพร้อมๆ กัน โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมกำลังงานของลำดับพีเอ็นควรมีลักษณะคล้ายสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ขาว (White gaussian noise) ซึ่งลำดับพีเอ็นนี้สามารถสร้างจากแนวคิดที่แสดงในรูปที่ 3.17 (ก) ความถี่ของการซัดตัวอย่าง (Sampling) จะสัมพันธ์กับอัตราเร็วบิตข้อมูล $f_c = 1/T_c$ ฟังก์ชันการสทสัมพันธ์ตัวเองของสัญญาณนี้แสดงดังรูปที่ 3.17 (ข) และจากรูปที่ 3.17 (ค) สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่เกิดขึ้นเพียงอันเดียวเกิดจากการสทสัมพันธ์ตัวเองที่เวลา $\tau = 0$ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ต้องการให้เกิดขึ้นและทำให้การซิงโครไนซ์ที่ภาครับทำงานได้สะดวก



รูปที่ 3.17 (ก) แหล่งกำเนิดข้อมูลไบนารีแบบซิงโครไนซ์ (ข) ลำดับสุ่มในโดเมนเวลา (ค) การสทสัมพันธ์ตัวเองของลำดับสุ่มในทฤษฎี

สำหรับหน้าที่ประการที่สองของลำดับพีเอ็นในระบบที่มีผู้ใช้งานร่วมกันหลายๆ คน คือ การแยกสัญญาณจากผู้ใช้งานแต่ละคนที่ใช้แบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณเช่นเดียวกัน ลำดับพีเอ็นจะเป็นรหัสเฉพาะของผู้ใช้แต่ละคนที่อยู่ในสัญญาณที่ส่งไปยังผู้รับ จากเหตุผลนี้ทำให้ลำดับพีเอ็นที่ดีถูกเลือกมาจากลำดับที่มีการสทสัมพันธ์ข้ามน้อยที่สุด และทำให้สัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณใกล้เคียงมีผลกระทบกับสัญญาณข้อมูลน้อย ในทางทฤษฎีการสทสัมพันธ์ข้ามศูนย์จะเกิดขึ้นในกลุ่มของสัญญาณที่เป็นอโทโกนอล (Orthogonal) เช่น อนุกรมฟูเรียร์และฟังก์ชันวอลซ์ (Walsh function) ลำดับพีเอ็นที่รู้จักกันมากและมีการกล่าวถึงมากที่สุดคือ ลำดับความยาวมากที่สุด (Maximal-length sequence) หรือลำดับเอ็ม (M-sequence) ซึ่งเหมาะสำหรับระบบมอดูเลตสเปกตรัมและมีการนำมาใช้อย่างมากในทางทหาร

3.6.1 ลำดับเอ็ม

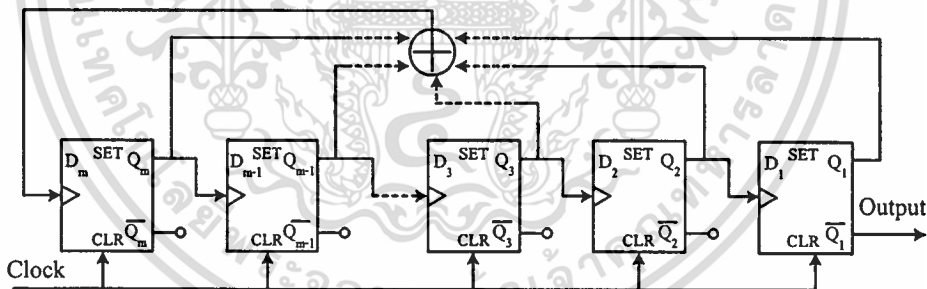
ลำดับเอ็มเป็นรหัสที่มีความสำคัญในระบบสื่อสารดิจิทัล และระบบมอดูเลตสเปกตรัมแผ่ โดยองค์ประกอบในการสร้างลำดับพีเอ็นแสดงดังรูปที่ 3.18 ซึ่งประกอบด้วยฟลิปฟลอปชนิดดีทีที่เชื่อมต่อกันหลายๆ ตัว โดยอินพุตของฟลิปฟลอปมาจากเอาต์พุต Q ของฟลิปฟลอปตัวหน้า ยกเว้น

ฟลิปฟล็อปตัวแรกที่มีอินพุตมาจากอุปกรณ์รวมแบบมอดูโลสอง (Modulo-2 adder) และเอาต์พุตของฟลิปฟล็อปบางตัวเท่านั้นที่จะมีการเชื่อมต่อไปยังอุปกรณ์รวมแบบมอดูโลสอง สำหรับตารางที่ 3.6 แสดงการเชื่อมต่อของฟลิปฟล็อปกับอุปกรณ์รวมแบบมอดูโลสอง ซึ่งลำดับเอ็มที่มี ฟลิปฟล็อป m ตัวสามารถสร้างลำดับได้ $L = 2^m - 1$ บิต ดังนั้นลำดับเอ็มจึงเป็นลำดับคาบที่มีคาบเป็น L โดยแต่ละคาบจะประกอบไปด้วยลำดับของบิต 1 จำนวน 2^{m-1} บิต และลำดับบิต 0 จำนวน $2^{m-1} - 1$ บิต โดยอุปกรณ์รวมแบบมอดูโลสองจะสร้างเอาต์พุตเป็นบิต 0 เมื่อจำนวนอินพุตที่เข้ามามีจำนวนบิต 0 เป็นจำนวนคู่ และเอาต์พุตเป็นบิต 1 เมื่อมีบิต 1 เป็นอินพุตเข้ามายังแหล่งกำเนิดภาวะเสมอมูล (Parity source) เป็นจำนวนคี่

การรวมแบบมอดูโลสองมีสัญลักษณ์เป็น \oplus ซึ่งทั่วไปจะเรียกว่า เอ็กซครูซีฟออร์ (Exclusive-OR : XOR) กฎของการรวมกันแบบมอดูโลสองเป็นดังนี้ $0+0 = 0$, $0+1 = 1$, $1+0 = 1$ และ $1+1 = 0$ นั่นคือถ้าบิตข้อมูลแตกต่างกันจะได้เอาต์พุตเป็นบิต 1 แต่ถ้าบิตข้อมูลเหมือนกันจะได้เอาต์พุตเป็นบิต 0

ลำดับพีเอ็มเอ็นจะมีฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตัวเองที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวนขาว นั่นคือ $R_o(0) = L$ และ $R_o(\tau) = 0$ เมื่อ $1 \leq \tau \leq L-1$ ซึ่งคุณสมบัติสหสัมพันธ์ดังนี้

$$R_o(\tau) = \begin{cases} L & \tau = 0 \\ -1 & 1 \leq \tau \leq L-1 \end{cases} \quad (3.22)$$



รูปที่ 3.18 องค์ประกอบของแหล่งกำเนิดลำดับเอ็ม

ตารางที่ 3.6 การเชื่อมต่อฟลิปฟล็อปเพื่อสร้างลำดับเอ็ม

จำนวนฟลิปฟล็อป (m)	ความยาวของลำดับ $L = 2^m - 1$	การเชื่อมฟลิปฟล็อป กับมอดูโลสอง
2	3	1,2
3	7	1,3
4	15	1,4
5	31	1,4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.6 การเชื่อมต่อฟลิปฟลอปเพื่อสร้างลำดับเต็ม (ต่อ)

จำนวนฟลิปฟลอป (m)	ความยาวของลำดับ $L = 2^m - 1$	การเชื่อมต่อฟลิปฟลอป กับมอดูโลสอง
6	63	1,6
7	127	1,7
8	255	1,5,6,7
9	511	1,6
10	1023	1,8
11	2047	1,10
12	4095	1,7,9,12
13	8191	1,10,11,13
14	16383	1,5,9,14
15	32767	1,15

3.7 สรุป

ระบบบลูทูธตามมาตรฐาน IEEE 802.15

ฟังก์ชัน	คุณสมบัติ
สเปกตรัมความถี่	2.400 – 2.4835 จิกะเฮิรตซ์
อัตราการส่งข้อมูล	1 เมกะบิตต่อวินาที
ระดับกำลังงานส่ง	0 ดีบีเอ็ม (1 มิลลิวัตต์)
ช่องสัญญาณ	79 ช่องสัญญาณ
เทคนิคมอดูเลต	มอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์ (GFSK)
เทคนิคการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่	การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง (DSSS)
อัตรากระโดดเปลี่ยนความถี่	1,600 ครั้งต่อวินาที
ความไวที่ภาครับ	อัตราผิดพลาดบิต 0.1% ที่ -70 ดีบีเอ็ม
ระยะทางสื่อสาร	10 เมตร

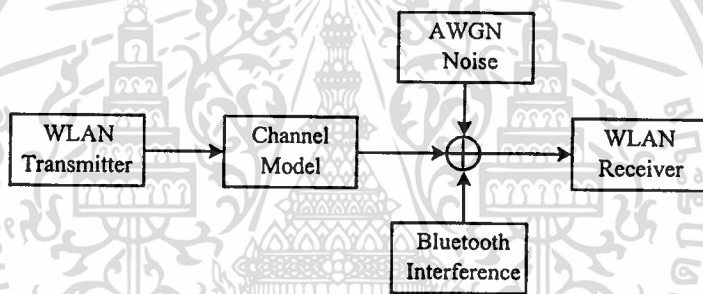
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและการทำแบบจำลอง

4.1 บทนำ

เนื่องจากระบบการสื่อสารไร้สายมีการพัฒนาอยู่ตลอดเวลา และเมื่อระบบสื่อสารไร้สายแบบใหม่ซึ่งมีเทคโนโลยีการออกแบบรวมถึงย่านความถี่ใช้งานใกล้เคียงกับระบบไร้สายแบบเก่า ถูกนำมาใช้งานในพื้นที่หรือบริเวณใกล้เคียงกับระบบสื่อสารไร้สายแบบเก่า จะทำให้เกิดผลกระทบต่อประสิทธิภาพของทั้งสองระบบ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาผลกระทบของเทคโนโลยีแบบใหม่ ได้แก่ ระบบบลูทูธที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายซึ่งเป็นเทคโนโลยีแบบเก่า โดยทั้งสองระบบนี้มีการใช้งานในย่านความถี่เดียวกันที่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ สำหรับรายละเอียดและข้อมูลของระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธ ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 ตามลำดับ



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของการศึกษาผลกระทบของระบบบลูทูธที่มีต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย

จากรูปที่ 4.1 เป็นการนำเสนอแนวคิดของการศึกษาวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งขั้นตอนการออกแบบเริ่มจากการสร้างสัญญาณแลนไร้สายแล้วส่งผ่านไปในช่องสัญญาณ สัญญาณบลูทูธและสัญญาณรบกวนอื่นๆ ที่ใช้ความถี่ย่านเดียวกันและทำงานอยู่ใกล้กับระบบแลนไร้สายจะรบกวนการทำงานของระบบแลนไร้สาย โดยสัญญาณแลนไร้สายที่มีสัญญาณรบกวนต่างๆ รวมอยู่จะถูกตีเทคต์ที่ภาครับของระบบแลนไร้สาย บิตข้อมูลที่ได้จากการตีเทคต์จะนำไปคำนวณประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายต่อไป

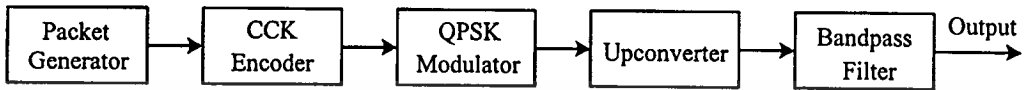
สำหรับในบทนี้จะนำเสนอการออกแบบและการทำแบบจำลองของระบบแลนไร้สายระบบบลูทูธ การคำนวณและวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายเมื่อได้รับผลกระทบของระบบบลูทูธ ซึ่งมีหัวข้อต่างๆ ดังนี้ การทำแบบจำลองภาคส่งของระบบแลนไร้สาย การสร้างช่องสัญญาณเฟดดิ้งคองก์ การทำแบบจำลองภาคส่งของระบบบลูทูธ การทำแบบจำลองภาครับของระบบแลนไร้สาย และหัวข้อสุดท้ายเป็นวิธีการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทำแบบจำลองภาคส่งของระบบแลนไร้สาย

ส่วนภาคส่งของระบบแลนไร้สายแสดงได้ดังรูปที่ 4.2 โดยขั้นตอนแรกของการทำแบบจำลอง คือการสร้างแพ็คเกจข้อมูลและข้อมูลในแพ็คเกจจะถูกแผ่บิตออกด้วยรหัสเพิ่มเติม จากนั้นบิตข้อมูลจะถูกมอดูเลตด้วยการมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์ และทำการย้ายสัญญาณแลนไร้สายไปยังช่องสัญญาณที่อยู่ในย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิร์ตซ์ด้วยตัวแปลงผั้ขึ้น (Upconverter)



รูปที่ 4.2 บล็อกโคอะแกรมภาคส่งของระบบแลนไร้สาย

4.2.1 การสร้างแพ็คเกจของระบบแลนไร้สาย

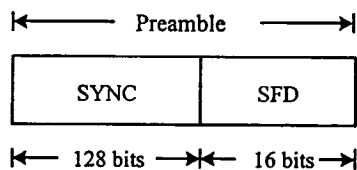
จากที่กล่าวมาแล้วในหัวข้อ 2.3 ว่า แพ็คเกจของระบบแลนไร้สาย ประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนพรีแอมเบิล ส่วนหัว และส่วนข้อมูลสื่อสารหรือส่วน MPDU (แสดงดังรูปที่ 2.6) ขั้นตอนในการสร้างแพ็คเกจของระบบแลนไร้สาย มีดังนี้

1) ส่วนข้อมูลสื่อสาร

ขั้นตอนแรกในการสร้างแพ็คเกจแลนไร้สายจะเริ่มจากส่วนข้อมูลสื่อสาร เนื่องจากมีความสัมพันธ์กับการสร้างบิตของส่วนพรีแอมเบิลและส่วนหัว โดยส่วนข้อมูลสื่อสารมีจำนวนบิตข้อมูลได้มากที่สุดถึง 4096 บิต การสร้างบิตข้อมูลสื่อสารจะใช้กระบวนการสุ่มแบบกระจายสม่ำเสมอ

2) ส่วนพรีแอมเบิล

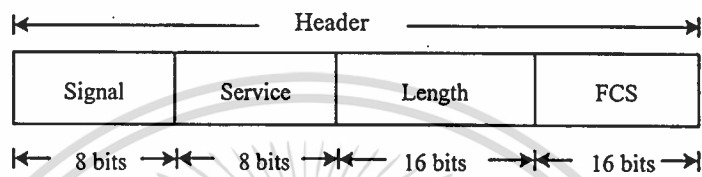
ส่วนพรีแอมเบิลประกอบด้วย 2 ส่วน คือส่วน SYNC และส่วน SFD สำหรับการสร้างบิตส่วน SYNC จะใช้บิตข้อมูลสื่อสารเป็นอินพุตโดยมีสถานะเริ่มต้นของการพื้เป็น [1101100] บิตซ้ายสุดเป็นค่าการหน่วงบิตตัวที่ 1 (z^1) และบิตขวาสุดเป็นค่าการหน่วงบิตตัวที่ 7 (z^7) เฮาต์พุดที่ได้จากการพื้หรือบิตของส่วน SYNC จะมีจำนวน 128 บิต เนื่องจากแพ็คเกจของระบบแลนไร้สายเป็นแพ็คเกจยาว ดังนั้นบิตในส่วน SFD จึงเป็น [1111 0011 1010 0000] โดยบิตขวาสุดเป็นบิตแรก



รูปที่ 4.3 ส่วนประกอบของส่วนพรีแอมเบิล

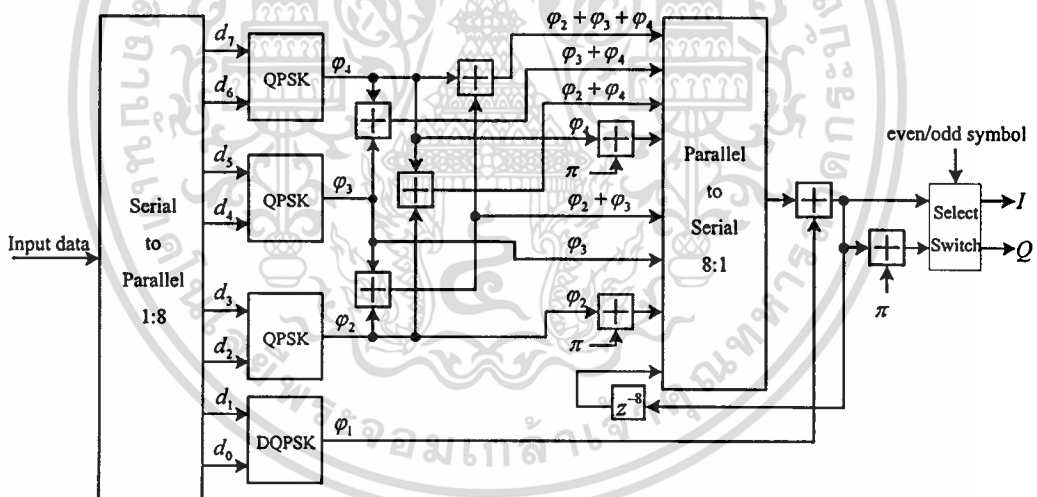
3) ส่วนหัว

ส่วนหัวประกอบด้วย 4 ส่วนคือส่วน Signal ส่วน Service ส่วน Length และส่วน FCS แสดงดังรูปที่ 4.4 สำหรับระบบแลนไร้สายอัตราเร็ว 11 เมกะบิตต่อวินาทีจะมีบิตในส่วน Signal เป็น [0110 1110] ส่วน Service เป็น [0010 0000] ส่วน Length จะนำจำนวนบิตข้อมูลสื่อสารมาทำการคำนวณเพื่อหาเวลาที่จะใช้ในการส่งบิตข้อมูลสื่อสารในหน่วยไมโครวินาที แล้วนำเวลาที่จะใช้มาแปลงเป็นข้อมูลไบนารีใส่ไว้ในส่วนนี้ ส่วนสุดท้ายของส่วนหัวคือส่วน FCS จะเป็นบิตที่ได้จากการเข้ารหัสส่วนหัว



รูปที่ 4.4 ส่วนประกอบของส่วนหัว

4.2.2 การเข้ารหัสเพิ่มเติม



รูปที่ 4.5 บล็อกโคโอดแกรมของการแผ่บิตข้อมูลออกด้วยการเข้ารหัสเพิ่มเติม

เมื่อแพ็คเกจของระบบแลนไร้สายถูกสร้างเสร็จจะส่งมาทำการแผ่บิตข้อมูลออกด้วยการเข้ารหัสเพิ่มเติม ขั้นตอนของการเข้ารหัสเพิ่มเติมแสดงดังรูปที่ 4.5 เริ่มจากนำบิตข้อมูลในแพ็คเกจมาผ่านอุปกรณ์แปลงแบบอนุกรมเป็นแบบขนาน (Serial to parallel converter) ซึ่งกลุ่มบิตข้อมูล 8 บิตจะเรียกว่า หนึ่งสัญลักษณ์ (Symbol) แต่ละสัญลักษณ์จะแบ่งออกเป็นคู่บิตจำนวน 4 คู่บิต โดยแต่ละคู่บิตจะมีค่าเฟสของตัวเองซึ่งอ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิทัลออลทางเฟสควอเดรเจอร์ผลต่างและแบบดิจิทัลออลทางเฟสควอเดรเจอร์คั้งนี้

คู่บิต (d_1, d_2) มีค่าเฟสเป็น φ_1 อ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์ผลต่าง
 คู่บิต (d_3, d_4) มีค่าเฟสเป็น φ_2 อ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์
 คู่บิต (d_5, d_6) มีค่าเฟสเป็น φ_3 อ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์
 คู่บิต (d_7, d_8) มีค่าเฟสเป็น φ_4 อ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์

โดย $\varphi_i \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4} \right\}$ และ $i=1,2,3,4$ สัญลักษณ์แรกของการเข้ารหัสเพิ่มเติมจะเริ่มจากสัญลักษณ์ที่ (สัญลักษณ์ที่ 1) ค่าเฟส $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ จะนำมาคำนวณหาบิตที่ทำการเข้ารหัสเพิ่มเติมจากสมการที่ 4.1

$$C = \left\{ \begin{array}{l} e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, \\ e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j\varphi_1} \end{array} \right\} \quad (4.1)$$

ตารางที่ 4.1 ค่าเฟสที่อ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์

คู่บิต (d_i, d_{i+1})	เฟส (φ_i)
00	$\pi/4$
01	$3\pi/4$
11	$5\pi/4$
10	$7\pi/4$

ตารางที่ 4.2 ค่าเฟสที่อ้างอิงจากการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์ผลต่าง

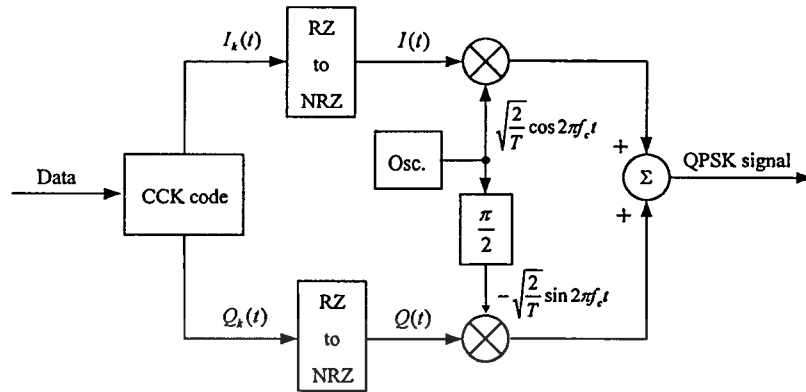
คู่บิต (d_i, d_{i+1})	เฟสของสัญลักษณ์คู่ (φ_i)	เฟสของสัญลักษณ์ที่ (φ_i)
00	$\pi/4$	$5\pi/4$
01	$3\pi/4$	$7\pi/4$
11	$5\pi/4$	$\pi/4$
10	$7\pi/4$	$3\pi/4$

4.2.3 การมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์

เนื่องจากบิตอินพุตสำหรับการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์จะเป็นบิตที่ไม่กลับสู่ศูนย์ ดังนั้นบิตข้อมูลที่ทำการเข้ารหัสเพิ่มเติมต้องทำการแปลงให้เป็นบิตที่ไม่กลับสู่ศูนย์ และแบ่งบิตข้อมูลออกเป็นสองส่วน โดยส่วนหนึ่งส่งไปในช่องสัญญาณ I ทำการมอดูเลตด้วยสัญญาณ $\sqrt{2/T} \cos 2\pi f_c t$ ส่วนบิตข้อมูลอีกส่วนหนึ่งจะส่งไปในช่องสัญญาณ Q และทำการมอดูเลตด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ $-\sqrt{2/T} \sin 2\pi f_c t$ และสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแล้วทั้ง 2 ช่องสัญญาณจะรวมกัน กลายเป็นสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์



รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแบบคิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์

4.2.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์

การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทด้วยโปรแกรม MATLAB จะใช้คำสั่ง butter ซึ่งมีรูปแบบเป็น

$$[b,a] = \text{butter}(n, Wn, 'type') \quad (4.2)$$

เมื่อ b และ a คือ สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง นิยามเป็น

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b(1) + b(2)z^{-1} + \dots + b(n+1)z^{-n}}{1 + a(2)z^{-1} + \dots + a(n+1)z^{-n}} \quad (4.3)$$

เมื่อ $2n$ คือ อันดับของวงจรกรอง

Wn คือ อัตราส่วนระหว่างสองเท่าของความถี่ตัด (Cut-off frequency : f_c) กับความถี่การซีกตัวอย่าง (Sampling frequency : f_s) ซึ่งนิยามได้ดังนี้

$$Wn = \frac{2f_c}{f_s} \quad \text{เมื่อ } f_c \leq \frac{f_s}{2} \quad (4.4)$$

สำหรับวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะมีความถี่คัทออฟสองค่าซึ่งกำหนดได้ดังนี้

$$Wn = [Wn1 \ Wn2] \quad (4.5)$$

$$\text{เมื่อ } Wn1 = \frac{2f_{c1}}{f_s}, \quad Wn2 = \frac{2f_{c2}}{f_s} \quad (4.6)$$

$$f_{c1}, f_{c2} \leq \frac{f_s}{2} \quad (4.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ 'type' คือ การกำหนดชนิดของวงจรรองแต่ในกรณีของวงจรรองผ่านแถบความถี่ไม่
ต้องกำหนด

สำหรับการหาฟังก์ชันการแปลงความถี่ (Frequency transfer function) ของวงจรรองผ่าน
แถบความถี่จากสัมประสิทธิ์ b และ a จะใช้คำสั่ง `freqz` ซึ่งมีรูปแบบทั่วไปเป็นดังนี้

$$[H,f] = \text{freqz}(b,a,N,f_s) \quad (4.8)$$

โดย b, a คือ สัมประสิทธิ์ของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน

N คือ จำนวนจุดที่ใช้วิเคราะห์

f_s คือ ความถี่การซีกตัวอย่าง

การออกแบบวงจรรองผ่านแถบความถี่ของระบบแลนไร้สายอันดับ 6 ช่วงความถี่ 2.432-
2.452 จิกะเฮิรตซ์ ความถี่การซีกตัวอย่าง 6.6×10^{10} จำนวนจุดข้อมูลที่ใช้วิเคราะห์ $N = 120001$
และใช้ฟังก์ชันการแปลงความถี่ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$f_{c1} = 2.432e9 \text{ และ } Wn1 = \frac{2f_{c1}}{f_s} = \frac{2 * 2.432e9}{6.6e10}$$

$$f_{c2} = 2.452e9 \text{ และ } Wn2 = \frac{2f_{c2}}{f_s} = \frac{2 * 2.452e9}{6.6e10}$$

$$[b,a] = \text{butter}(3,1,[Wn1,Wn2])$$

$$[H,f] = \text{freqz}(b,a,120001,6.6e10)$$

4.3 การสร้างช่องสัญญาณเฟดดิ้งคงที่

สำหรับช่องสัญญาณที่นำมาใช้เป็นช่องสัญญาณเฟดดิ้งคงที่ (Stationary flat fading) เพราะ
ต้องการศึกษาผลกระทบหลักของระบบแลนไร้สายที่เกิดจากระบบบลูทูธ โดยไม่พิจารณาคุณสมบัติ
อื่นๆ ของช่องสัญญาณ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งคงที่ในวิทยานิพนธ์นี้สร้างจากสมการของ Friis
[26] โดยสัญญาณแลนไร้สายที่รับได้ที่ภาครับ P_r เป็นดังนี้

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (4.9)$$

เมื่อ P_t คือ สัญญาณ แลนไร้สาย ที่ส่งจากภาคส่ง

G_t คือ อัตราการขยายสายอากาศส่ง (กำหนดให้มีค่าเป็น $G_t = 1$)

G_r คือ อัตราการขยายสายอากาศรับ (กำหนดให้มีค่าเป็น $G_r = 1$)

d คือ ระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับของระบบ แลนไร้สาย มีหน่วยเป็นเมตร

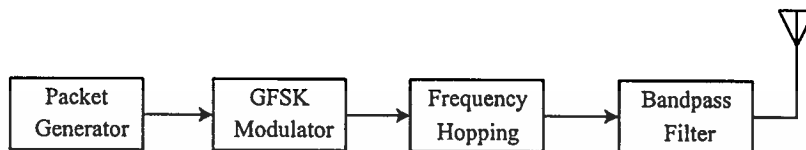
L คือ ค่าประกอบความสูญเสียของระบบ (กำหนดให้ $L = 1$)

λ คือ ความยาวคลื่น มีหน่วยเป็นเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทำแบบจำลองภาคส่งของระบบบลูทูธ

องค์ประกอบของระบบบลูทูธแสดงดังรูปที่ 4.7 การทำแบบจำลองระบบบลูทูธเริ่มจากการสร้างแพ็คเกจข้อมูลซึ่งรูปแบบของแพ็คเกจบลูทูธแตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของแพ็คเกจ โดยรายละเอียดเกี่ยวกับชนิดของแพ็คเกจได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 3.3.2 แพ็คเกจที่สร้างเสร็จจะถูกมอดูเลตดิจิทัลทางความถี่แบบเกาส์ และมอดูเลตอีกครั้งด้วยการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ไปยังช่องสัญญาณที่ได้ทำการกำหนดไว้ในลำดับกระโดดเปลี่ยนความถี่



รูปที่ 4.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบบลูทูธ

4.4.1 การสร้างแพ็คเกจของระบบบลูทูธ

เนื่องจากระบบบลูทูธสามารถสื่อสารได้ 2 แบบ คือ แบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำแพ็คเกจแบบ HV1 และแพ็คเกจแบบ DH5 เป็นตัวแทนการศึกษาของแพ็คเกจที่มีการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัสตามลำดับ ซึ่งแพ็คเกจทั้ง 2 แบบจะประกอบด้วย 3 ส่วนสำคัญ คือ ส่วนรหัสการเข้าถึง ส่วนหัว และส่วนข้อมูล

1) ส่วนรหัสการเข้าถึง

ส่วนรหัสการเข้าถึงเป็นส่วนแรกของแพ็คเกจบลูทูธทั้งแบบ HV1 และแบบ DH5 ประกอบด้วย 3 ส่วนย่อย คือ ส่วนพรีแอมเบิล ส่วนซิงโครไนซ์ และส่วนเทลเลอร์ การสร้างบิตข้อมูลส่วนรหัสการเข้าถึงจะเริ่มจากการสร้างบิตในส่วนซิงโครไนซ์ ซึ่งบิตในส่วนพรีแอมเบิลและเทลเลอร์จะสัมพันธ์กับบิตในส่วนซิงโครไนซ์ดังนี้ ถ้าบิตแรกของส่วนซิงโครไนซ์เป็นบิต 1 บิตในส่วนพรีแอมเบิลจะเป็น [0101] แต่ถ้าบิตแรกของส่วนซิงโครไนซ์เป็นบิต 0 บิตในส่วนพรีแอมเบิลจะเป็น [1010] สำหรับส่วนเทลเลอร์จะสัมพันธ์กับบิตสุดท้ายของส่วนซิงโครไนซ์ คือ ถ้าบิตสุดท้ายของส่วนซิงโครไนซ์เป็นบิต 1 บิตในส่วนเทลเลอร์จะเป็น [0101] และถ้าบิตสุดท้ายของส่วนซิงโครไนซ์เป็นบิต 0 บิตในส่วนเทลเลอร์จะเป็น [1010]

2) ส่วนหัว

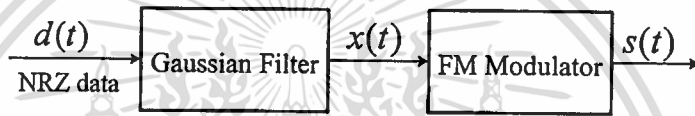
สำหรับส่วนหัว ของแพ็คเกจ HV1 และแพ็คเกจ DH5 จะมีส่วนที่แตกต่างกันเพียงบิตในส่วนของ Packet type นั่นคือ บิต [0101] สำหรับแพ็คเกจ HV1 และบิต [1111] สำหรับแพ็คเกจ DH5 แต่บิตในส่วนอื่นๆ เป็นดังนี้ บิตในส่วน Flow และ ARQN จะเป็นบิต 1 สำหรับบิต SEQN จะมีการสลับกันทุกๆ ครั้งที่มีการส่งแพ็คเกจใหม่

3) ส่วนข้อมูล

สำหรับส่วนข้อมูลของแพ็คเกจ HV1 จะมีเพียงบิตข้อมูลสื่อสารเท่านั้น จะไม่มีทั้งส่วนหัวข้อมูลและส่วน CRC แต่แพ็คเกจ DH5 ส่วนข้อมูลจะประกอบไปด้วย 3 ส่วน คือส่วนหัวข้อมูล ส่วนข้อมูลสื่อสาร และส่วน CRC

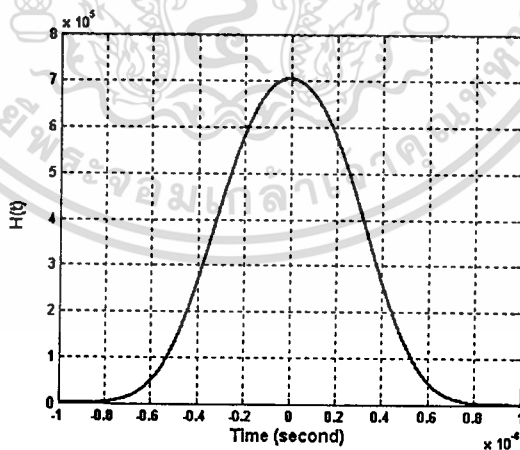
4.4.2 การมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์

แพ็คเกจบลูทูธจะถูกรมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์ เพื่อลดการแพร่กระจายของโลบข้างซึ่งจะช่วยให้ระบบบลูทูธมีประสิทธิภาพดีขึ้น เนื่องจากอินพุตของการมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์เป็นข้อมูลไม่กลับสู่ศูนย์ จึงต้องทำการแปลงบิตข้อมูลแพ็คเกจบลูทูธให้กลายเป็นบิตข้อมูลไม่กลับสู่ศูนย์ก่อนทำการมอดูเลตต่อไป สำหรับการมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์เป็นการเชื่อมต่อกันระหว่างวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์และการมอดูเลตความถี่ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์

ขั้นตอนแรกของการมอดูเลตดิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์เริ่มจากการสร้างวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ซึ่งอาศัยสมการที่ (3.3) และ (3.4) โดย $BT_b = 0.5$ ซึ่งจะได้ผลตอบสนองของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์ $h(t)$

เมื่อนำบิตข้อมูลไม่กลับสู่ศูนย์มาผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ จะได้

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n r(t - nT) \tag{4.10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{เมื่อ} \quad r(t) &= \Pi(t/T) * h(t) = \int_t^{t+T} h(v) dv \\
 &= \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf} \left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t) \right] + \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B(t+T) \right] \right\} \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

$$\operatorname{erf}(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^t \exp(-v^2) dv \quad (4.12)$$

โดย $d(t)$ คือ บิตอินพุตไม่กลับสู่ศูนย์

$\Pi(t/T)$ คือ พัลส์สัญญาณสี่เหลี่ยม

$h(t)$ คือ ผลตอบสนองอินพัลส์ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์

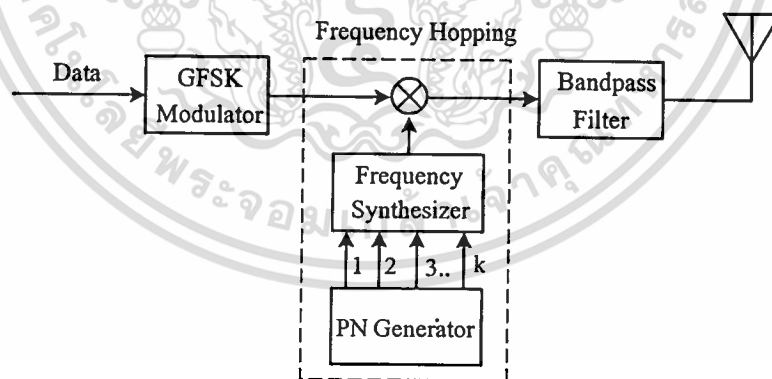
B คือ แบนด์วิดท์ที่ 3 เดซิเบลของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์

บิตข้อมูลที่ผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์จะถูกมอดูเลตทางความถี่ โดยมีดัชนีการมอดูเลตเป็น 0.33 และมีค่าเบี่ยงเบนความถี่เป็น 115 กิโลเฮิร์ตซ์ เอาต์พุตที่ได้จะเป็นสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์

$$s(t) = \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \quad (4.13)$$

$$\phi(t) = k \int_{-\infty}^{\infty} x(t) dt \quad (4.14)$$

4.4.3 การมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่



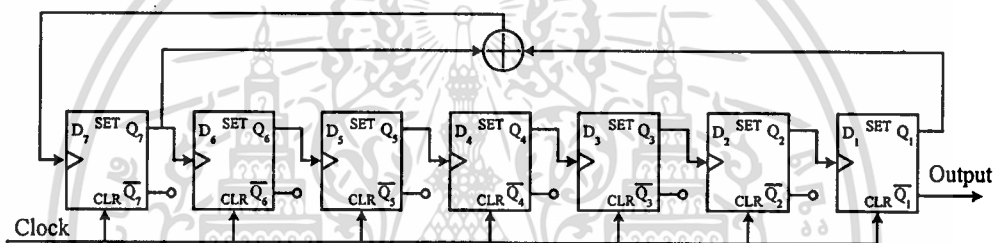
รูปที่ 4.10 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

สัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์จะมาทำการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ ซึ่งตามมาตรฐานบลูทูธกำหนดให้ระบบบลูทูธมีอัตราการกระโดดเปลี่ยนความถี่ 1600 ครั้งต่อวินาที ในช่วงความถี่ 2.400-2.4835 จิกะเฮิร์ตซ์ โดยมีช่องสัญญาณทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณ แต่ละช่องสัญญาณมีแบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยความถี่ของช่องสัญญาณทั้งหมดเป็นดังนี้ $f = 2402 + k$ MHz และ $k = 0, \dots, 78$ MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่เริ่มจากแหล่งกำเนิดพีเอ็นสร้างลำดับพีเอ็นขึ้นมา เนื่องจากลำดับพีเอ็นมีหลายประเภทแต่ในที่นี้ระบบบลูทูธได้ใช้ลำดับเอ็ม ซึ่งลำดับพีเอ็นเหมาะสำหรับระบบมอดูเลตสเปกตรัม ลำดับเอ็มที่สร้างขึ้นส่งไปควบคุมแหล่งสังเคราะห์ความถี่ให้สร้างความถี่ออกมาตามความถี่พาห้ของช่องสัญญาณบลูทูธ

เนื่องจากระบบบลูทูธมีช่องสัญญาณทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณ จากตารางที่ 3.6 พบว่าต้องใช้ฟลิปฟลอปจำนวน 7 ตัว เพื่อสร้างความถี่ของช่องสัญญาณทั้งหมด โดยมีการเชื่อมต่อชุดของฟลิปฟลอปตัวที่ 1 และตัวที่ 7 มายังอุปกรณ์มอดูโลสองแสดงดังรูปที่ 4.11 การสร้างลำดับเอ็มเริ่มจากการกำหนดให้สถานะเริ่มต้น (Initial state) ของฟลิปฟลอปเป็น 1 0 1 0 1 1 0 (D_1, D_2, \dots, D_7) จากนั้นป้อนสัญญาณนาฬิกาให้กับฟลิปฟลอปจะได้เอาต์พุตลำดับเอ็มออกมา เนื่องจากเอาต์พุตที่ได้เป็นลำดับไบนารีจึงได้มีการแปลงลำดับเอ็มให้เป็นเลขฐานสิบเพื่อนำไปควบคุมแหล่งสังเคราะห์ความถี่ในการสร้างความถี่ของช่องสัญญาณ ตัวอย่างของลำดับเอ็มที่สร้างขึ้นแสดงดังตารางที่ 4.3



รูปที่ 4.11 การสร้างลำดับเอ็มสำหรับระบบบลูทูธ

ตารางที่ 4.3 ตัวอย่างลำดับเอ็มสร้างขึ้นเพื่อควบคุมแหล่งสังเคราะห์

ลำดับชุดที่	ลำดับเอ็ม	ความถี่ที่สังเคราะห์ขึ้น (จิกะเฮิรตซ์)
1	0 1 0 1 1 0 1	54
2	0 1 1 0 1 1 0	45
3	0 1 1 0 0 1 0	50
4	1 0 0 1 0 0 1	73
5	0 0 1 0 0 1 0	18
6	0 1 0 0 1 0 0	36
7	1 0 0 1 0 0 0	72
8	0 0 1 0 0 0 1	17
9	0 1 0 0 0 1 1	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.4 การออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทช่วงความถี่ 2.441-2.443

จิกะเฮิรตซ์

สำหรับขั้นตอนและวิธีการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 4.2.4 ดังนั้นในหัวข้อนี้จะขอแนะนำการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ที่นำไปใช้งานในระบบบลูทูธ เนื่องจากระบบบลูทูธใช้เทคนิคการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ ซึ่งมีช่องสัญญาณใช้งานทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณ จึงต้องใช้วงจรกรองผ่านแถบความถี่ทั้งหมด 79 วงจร แต่ในที่นี้ขอแสดงตัวอย่างวงจรกรองผ่านแถบความถี่ในช่วง 2.441-2.443 จิกะเฮิรตซ์ ซึ่งมีอันดับของวงจรกรองผ่านแถบความถี่เป็น 6 ความถี่การซัดตัวอย่าง 6.6×10^{10} จำนวนจุดข้อมูลที่ใช้วิเคราะห์ $N = 120001$ และใช้ฟังก์ชันการแปลงความถี่ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$f_{c1} = 2.441e9 \text{ และ } Wn1 = \frac{2f_{c1}}{f_s} = \frac{2 * 2.441e9}{6.6e10}$$

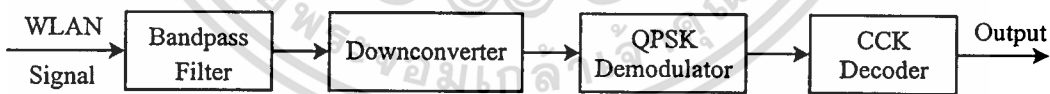
$$f_{c2} = 2.443e9 \text{ และ } Wn2 = \frac{2f_{c2}}{f_s} = \frac{2 * 2.443e9}{6.6e10}$$

$$[b,a] = \text{butter}(3,1,[Wn1, Wn2])$$

$$[H,f] = \text{freqz}(b,a,120001,6.6e10)$$

4.5 การทำแบบจำลองภาครับของระบบแลนไร้สาย

เมื่อสัญญาณแลนไร้สายส่งออกมาจากภาคส่งของระบบแลนไร้สายผ่านช่องสัญญาณเฟดคิงคองท์และถูกรบกวนจากสัญญาณบลูทูธ ภาครับของระบบแลนไร้สายจะทำการดีเทคต์ข้อมูลทีส่งมาในสัญญาณแลนไร้สาย ซึ่งองค์ประกอบของภาครับระบบแลนไร้สายแสดงดังรูปที่ 4.12

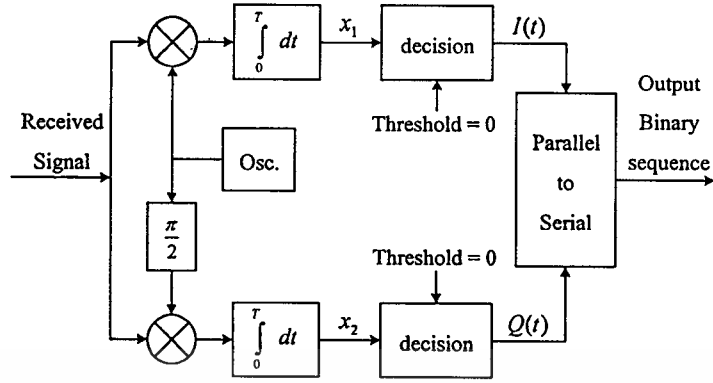


รูปที่ 4.12 บล็อกไดอะแกรมภาครับของระบบแลนไร้สาย

ในส่วนของภาครับ สัญญาณที่รับได้จะผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่และตัวแปลงผันลง (Downconverter) จากนั้นจะทำการดีมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์และแก้บิตข้อมูลเข้าเพื่อให้ได้ข้อมูลที่แท้จริงที่ส่งมาจากภาคส่ง หลังจากนั้นจะทำการวิเคราะห์และคำนวณอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลที่เกิดขึ้น รวมถึงประสิทธิภาพต่างๆ ของระบบ

สำหรับการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่ของภาครับระบบแลนไร้สายจะมีขั้นตอนและกระบวนการออกแบบเหมือนกับวงจรกรองผ่านแถบความถี่ของภาคส่งระบบแลนไร้สายในหัวข้อ 4.2.4 ดังนั้นในส่วนของภาครับจึงขอไม่กล่าวถึงการออกแบบวงจรกรองผ่านแถบความถี่

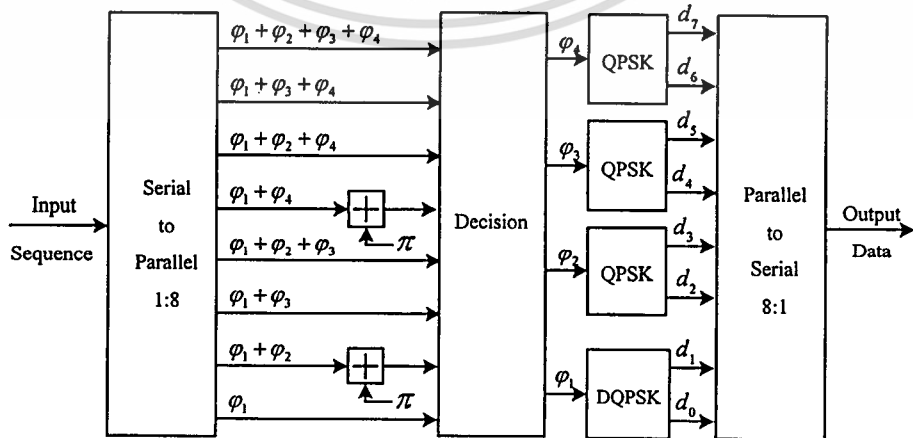
4.5.1 การคิมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเครเจอร์



รูปที่ 4.13 บล็อกไดอะแกรมการคิมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเครเจอร์

สัญญาณแลนไร้สายที่รับได้เมื่อผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่และการคิมอดูเลตทางความถี่ จะทำการคิมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเครเจอร์ โดยการคิมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเครเจอร์ประกอบด้วยอุปกรณ์สหสัมพันธ์ 2 ชุด ซึ่งทำการสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณ $\sqrt{2/T} \cos 2\pi f_c t$ และสัญญาณ $-\sqrt{2/T} \sin 2\pi f_c t$ ดังรูปที่ 4.13 เอาต์พุตจากการสหสัมพันธ์จะถูกเปรียบเทียบกับจุดเริ่มเปลี่ยนซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ ถ้า $x_1 > 0$ จะทำการตัดสินใจให้เอาต์พุต $I(t)$ มีค่าเป็น 1 แต่ถ้า $x_1 < 0$ จะตัดสินใจให้เอาต์พุต $I(t)$ มีค่าเป็น 0 ซึ่งการตัดสินใจบิตเอาต์พุตของ $Q(t)$ ก็ใช้เงื่อนไขเดียวกัน คือ ถ้า $x_2 > 0$ จะตัดสินใจให้สัญญาณเอาต์พุต $Q(t)$ มีค่าเป็น 1 แต่ถ้า $x_2 < 0$ จะตัดสินใจให้เอาต์พุต $Q(t)$ มีค่าเป็น 0 และเอาต์พุตของ $I(t)$ และ $Q(t)$ จะถูกรวมกันด้วยอุปกรณ์แปลงแบบขนานเป็นอนุกรม ซึ่งจะได้ลำดับบิต ไบนารีที่เอาต์พุตสุดท้าย

4.5.2 การถอดรหัสเพิ่มเติม



รูปที่ 4.14 บล็อกไดอะแกรมของการแก้บิตข้อมูลเข้าด้วยการถอดรหัสเพิ่มเติม

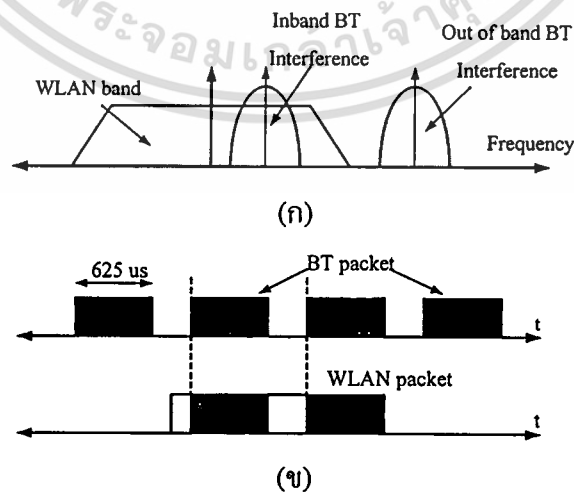
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บิตไบนารีที่ได้จากการคิมอูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์กับสัญญาณแลนไร้สาย ยังเป็นลำดับบิตที่มีการแผ่บิตข้อมูลออกด้วยการเข้ารหัสเดิมเดิมอยู่ จึงต้องนำลำดับบิตดังกล่าวมา ทำการแผ่บิตข้อมูลเข้าด้วยการถอดรหัสเดิมเดิม สำหรับการแผ่บิตข้อมูลเข้าแสดงได้ดังรูปที่ 4.14

ลำดับบิตที่จะนำมาทำการแผ่บิตข้อมูลเข้าด้วยการถอดรหัสเดิมเดิมมาจากการคิมอูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์ที่อยู่ในรูปของลำดับข้อมูลอนุกรม จึงมีการแปลงจากบิตแบบอนุกรมเป็นบิตแบบขนานด้วยอุปกรณ์แปลงแบบอนุกรมเป็นแบบขนานเพื่อนำไปแก่สมการที่ (4.1) และทำการตัดสินเพื่อหาค่าเฟส ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 และ ϕ_4 ตามลำดับ ค่าเฟสที่ได้จะนำมาเปรียบเทียบกับเฟสจากการคิมอูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสเพื่อหาบิตเอาต์พุตต่อไป โดยค่าเฟส ϕ_1 จะอ้างอิงจากการคิมอูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์ผลต่าง ส่วนค่าเฟส ϕ_2, ϕ_3 และ ϕ_4 จะอ้างอิงจากการคิมอูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอเดรเจอร์ ดังตารางที่ 4.1 และ 4.2 ตามลำดับ บิตเอาต์พุตที่ได้จะถูกจัดเรียงใหม่ให้เป็นบิตข้อมูลอนุกรม (d_0, d_1, \dots, d_7) ด้วยอุปกรณ์แปลงแบบขนานเป็นแบบอนุกรมซึ่งบิตเอาต์พุตจากการถอดรหัสเดิมเดิมจะเป็นบิตข้อมูลที่ส่งมาจากภาคส่ง

4.6 การวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย

ทั้งระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธต่างก็ใช้งานในความถี่ย่านเดียวกัน ดังนั้นการส่งสัญญาณเหลื่อมซ้อนในช่องสัญญาณเดียวกันจึงเกิดขึ้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการที่ระบบบลูทูธส่งสัญญาณไปเหลื่อมซ้อนในช่องสัญญาณแลนไร้สาย ซึ่งจะทำให้การพิจารณาสัญญาณบลูทูธเป็นสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย และการที่สัญญาณบลูทูธรบกวนสัญญาณแลนไร้สายจะเกิดขึ้นเมื่อภาครับของระบบแลนไร้สายได้รับสัญญาณบลูทูธพร้อมกับสัญญาณแลนไร้สายที่ส่งมาจากภาคส่ง การรบกวนของสัญญาณบลูทูธต่อสัญญาณแลนไร้สายทั้งในโดเมนเวลาและโดเมนความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.15 การรบกวนของสัญญาณบลูทูธต่อสัญญาณแลนไร้สาย (ก) ในโดเมนความถี่

(ข) ในโดเมนเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการส่งสัญญาณแลนไร้สายในช่องสัญญาณแบบไม่เหลื่อมซ้อนเพียง 1 ช่องสัญญาณ ช่วงความถี่ 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์ และพิจารณาการกำหนดลำดับการกระโดดเปลี่ยนความถี่ของระบบบลูทูธในช่องสัญญาณทั้งหมด 79 ช่องสัญญาณว่ามีความน่าจะเป็นในการเลือกช่องสัญญาณสม่ำเสมอ จะมีวิธีการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายดังนี้

ถ้ามีช่องสัญญาณบลูทูธที่เหลื่อมซ้อนทั้งหมดในช่องสัญญาณ แลนไร้สาย a ช่องสัญญาณ และมีช่องสัญญาณบลูทูธที่เกิดการซ้อนทับกับบางช่องสัญญาณแลนไร้สาย b ช่องสัญญาณ โดยจำนวนช่องสัญญาณทั้งหมดของระบบบลูทูธเป็น 79 ช่องสัญญาณ ดังนั้น

ความน่าจะเป็นที่จะเกิดช่องสัญญาณเหลื่อมซ้อนทั้งหมดเป็น $\frac{a}{79}$

ความน่าจะเป็นที่จะเกิดช่องสัญญาณบลูทูธเหลื่อมซ้อนเพียงบางส่วนเป็น $\frac{b}{79}$

4.6.1 การพิจารณาค่าวิสัยสามารถ

เมื่อค่าวิสัยสามารถ (Throughput) กรณีช่องสัญญาณบลูทูธเหลื่อมซ้อนทั้งหมดและเหลื่อมซ้อนเพียงบางส่วนเป็น x_a และ x_b แล้ว

$$\text{ค่าวิสัยสามารถที่เกิดขึ้นทั้งหมด} = \left(x_a \times \frac{a}{79} \right) + \left(x_b \times \frac{b}{79} \right) \quad (4.15)$$

4.6.2 การพิจารณาความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเก็ต

ในการส่งแพ็คเก็ตของระบบแลนไร้สายจะกำหนดให้เป็นการส่งแพ็คเก็ตที่สมบูรณ์และไม่มีการส่งแพ็คเก็ตใหม่ การพิจารณาการสูญเสียแพ็คเก็ตจะคิดจากความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในส่วนอื่นๆ ของแพ็คเก็ตซึ่งไม่เกี่ยวข้องกับส่วนข้อมูล เช่นส่วนพรีแอมเบิลและส่วนหัว

ความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเก็ตจะคิดจากอัตราส่วนของจำนวนแพ็คเก็ตที่ไม่มีความผิดพลาดในส่วนพรีแอมเบิลและส่วนหัวต่อจำนวนแพ็คเก็ตที่ส่งมาทั้งหมด ถ้าความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเก็ตในกรณีที่มีช่องสัญญาณบลูทูธซ้อนทับทั้งหมดและมีการเหลื่อมซ้อนเพียงบางส่วนเป็น z_a และ z_b ตามลำดับ จะได้ว่า

$$\text{ความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเก็ตที่เกิดขึ้นทั้งหมด} = \left(z_a \times \frac{a}{79} \right) + \left(z_b \times \frac{b}{79} \right) \quad (4.16)$$

4.7 สรุป

ในบทนี้เป็นการออกแบบและการทำแบบจำลองระบบแลนไร้สาย ระบบบลูทูธ และการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งการจำลองระบบทั้งสองจะเริ่มจากการสร้างแพ็คเก็ตข้อมูล การมอดูเลตบิตข้อมูลในแพ็คเก็ต การมอดูเลตสเปคตรัม เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ การตีเทคซ์บิตข้อมูลที่ส่งมาที่ภาครับ ซึ่งข้อมูลที่นำมาใช้ในการจำลองระบบแลนไร้สาย และระบบบลูทูธอ้างอิงจากมาตรฐาน IEEE 802.11b และ IEEE 802.15 ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

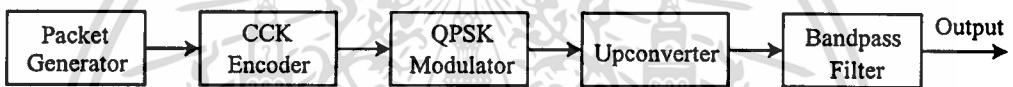
บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 บทนำ

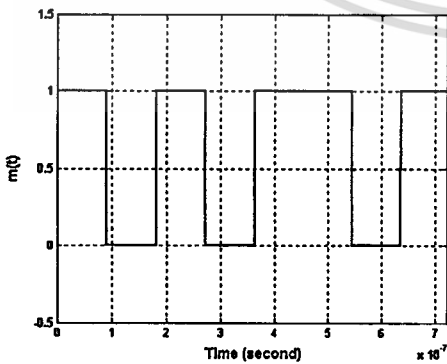
หลังจากที่ได้ทำการออกแบบและการสร้างแบบจำลองการทำงานของระบบแลนไร้สาย และระบบบลูทูธในบทที่ 4 เรียบร้อยแล้ว ในบทนี้จะได้นำเสนอผลการจำลองการทำงานของทั้งระบบแลนไร้สาย ระบบบลูทูธ และแสดงประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย เมื่อได้รับผลกระทบของระบบบลูทูธ ซึ่งการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายจะนำเสนอในรูปแบบพารามิเตอร์ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของแพ็กเก็ต และค่าวิสัยสามารถ

5.2 ภาคล่งของระบบแลนไร้สาย

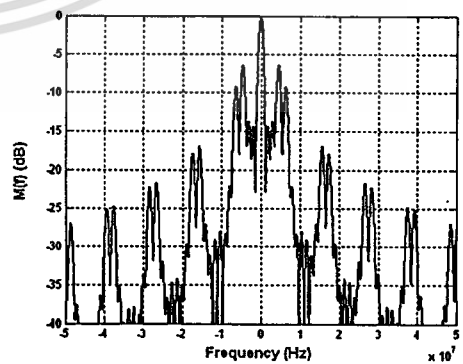


รูปที่ 5.1 บล็อกโคอะแกรมภาคล่งของระบบแลนไร้สาย

การทำงานของระบบแลนไร้สายมีบล็อกโคอะแกรมดังรูปที่ 5.1 ระบบแลนไร้สายเป็นระบบที่ทำงานในย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ มีอัตราการส่งข้อมูล 11 เมกะบิตต่อวินาที และแพ็กเก็ตมีขนาด 4119 ไบต์ ดังนั้นในส่วนของการทดลองจะขอเสนอตัวการทำงานของระบบแลนไร้สายด้วยบิตข้อมูล 8 บิต การสร้างแพ็กเก็ตของระบบแลนไร้สายมีขั้นตอนและวิธีการสร้างดังที่แสดงในหัวข้อ 4.2.1 สำหรับแพ็กเก็ตของระบบแลนไร้สายที่สร้างเสร็จแล้วแสดงดังรูปที่ 5.2



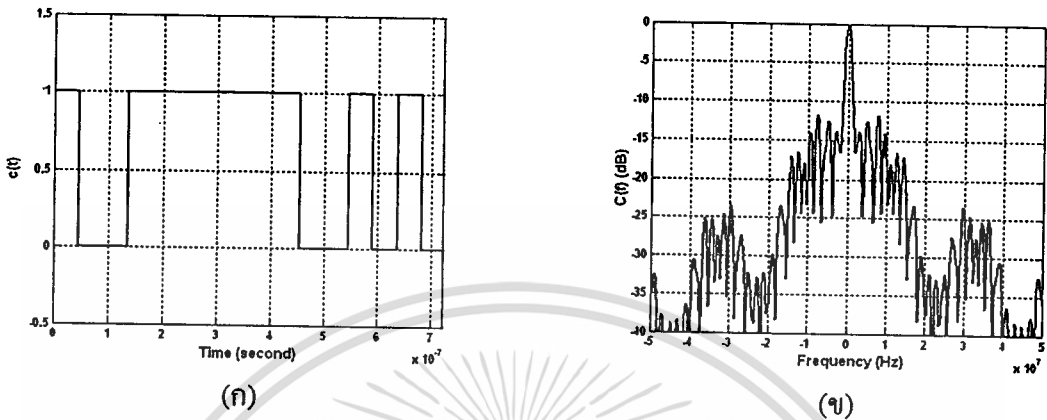
(ก)



(ข)

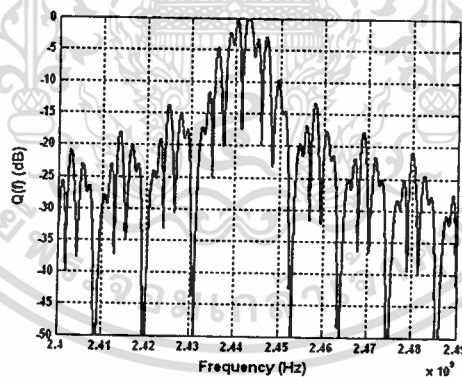
รูปที่ 5.2 (ก) บิตข้อมูลในแพ็กเก็ตแลนไร้สาย และ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูล

เนื่องจากระบบแลนไร้สายใช้การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบลำดับตรง ดังนั้นบิตข้อมูลในแพ็คเกจแลนไร้สายจึงถูกแผ่บิตข้อมูลออกด้วยการเข้ารหัสเพิ่มเติม เพื่อเพิ่มแบนด์วิดท์ให้กับสัญญาณแลนไร้สาย ดังรูปที่ 5.3



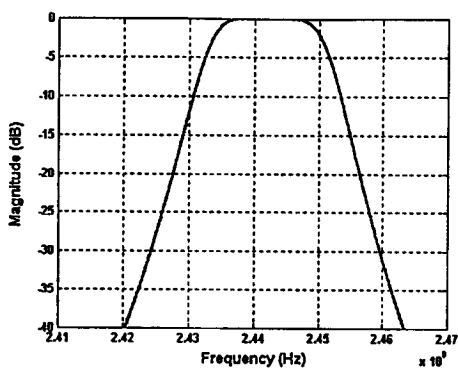
รูปที่ 5.3 (ก) บิตข้อมูลที่ทำให้การเข้ารหัสเพิ่มเติม และ (ข) สเปกตรัมของบิตข้อมูลที่เข้ารหัสเพิ่มเติม

บิตข้อมูลที่ทำให้การเข้ารหัสเพิ่มเติมจะถูกแปลงให้เป็นบิตที่ไม่กลับสู่ศูนย์เพื่อทำการมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์ด้วยความถี่ และทำการมอดูเลตแอมพลิจูดอีกครั้งเพื่อย้ายสัญญาณไปอยู่ในย่านความถี่ของช่องสัญญาณที่เลือกใช้คือที่ความถี่ 2.442 จิกะเฮิรตซ์ดังรูปที่ 5.4

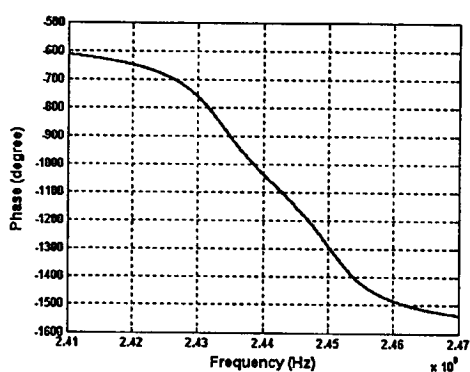


รูปที่ 5.4 สเปกตรัมสัญญาณมอดูเลตแบบดิจิตอลทางเฟสควอดเรเจอร์และย้ายย่านความถี่มาที่ 2.442 จิกะเฮิรตซ์

ก่อนที่สัญญาณแลนไร้สายจะถูกส่งออกจากภาคส่งของระบบแลนไร้สาย สัญญาณจะต้องผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทช่วงความถี่ตั้งแต่ 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์ มีอันดับวงจรกรองเป็น 6 (ซึ่งได้ทำการออกแบบไว้ในหัวข้อ 4.2.4) จึงได้วงจรกรองผ่านแถบความถี่มีคุณสมบัติดังรูปที่ 5.5 และสัญญาณแลนไร้สายที่ผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่แสดงดังรูปที่ 5.6

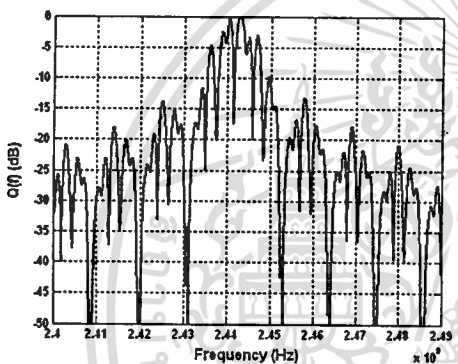


(ก)

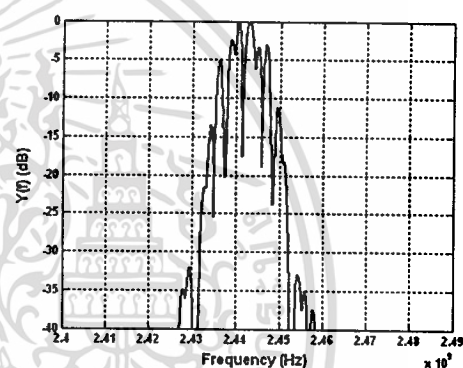


(ข)

รูปที่ 5.5 ฟังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับ 6 ช่วงความถี่ 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์



(ก)

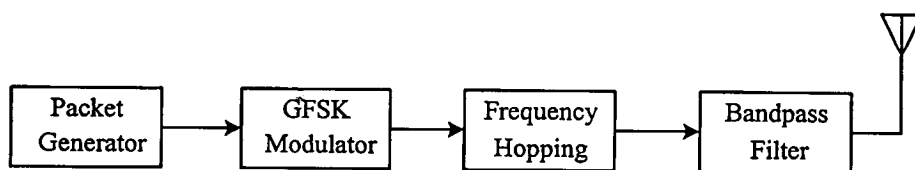


(ข)

รูปที่ 5.6 (ก) สัญญาณแอมป์ไร้สายก่อนผ่านและ (ข) หลังผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท

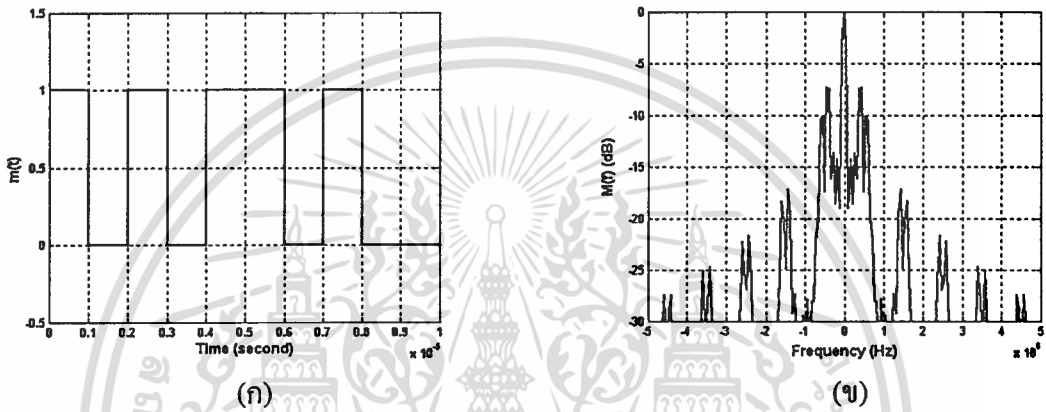
5.3 ภาคล่งของระบบบลูทูธ

ระบบบลูทูธเป็นระบบที่ทำงานในย่านความถี่ 2.400-2.4835 จิกะเฮิรตซ์ มีอัตราเร็วในการส่งข้อมูล 1 เมกะบิตต่อวินาที เพื่ออำนวยความสะดวกแก่การทำความเข้าใจระบบบลูทูธขอแสดงตัวอย่างการทำงานของระบบบลูทูธด้วยการส่งข้อมูลเพียง 10 บิต บล็อกไดอะแกรมของระบบบลูทูธแสดงดังรูปที่ 5.7

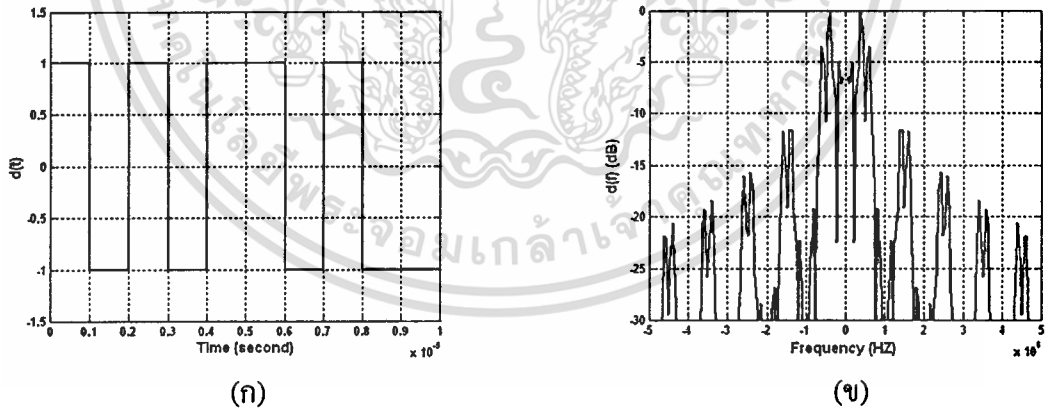


รูปที่ 5.7 บล็อกไดอะแกรมของระบบบลูทูธ

การทำงานของระบบบลูทูธจะเริ่มจากการสร้างแพ็คเก็ตข้อมูล เนื่องจากแพ็คเก็ตของบลูทูธมี 2 ประเภท ได้แก่ แพ็คเก็ตที่ใช้การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัส ในการศึกษานี้ได้ใช้แพ็คเก็ต HV1 และแพ็คเก็ต DHS เป็นตัวแทนของแพ็คเก็ตที่ใช้การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแบบอะซิงโครนัสตามลำดับ บิตข้อมูลในแพ็คเก็ตที่สร้างขึ้นจะถูกแปลงให้เป็นบิตข้อมูลที่ไม่กลับสู่ศูนย์ (Nonreturn to zero : NRZ) ก่อนที่จะทำการส่งต่อไปมอดูเลต รูปที่ 5.8 เป็นการจำลองแพ็คเก็ต DHS ซึ่งมีบิตข้อมูล 10 บิต ซึ่งมีอัตราเร็ว 1 เมกะบิตต่อวินาที และรูปที่ 5.9 แสดงบิตข้อมูลที่ทำการแปลงให้เป็นข้อมูลที่ไม่กลับสู่ศูนย์ก่อนที่จะทำการมอดูเลตต่อไป

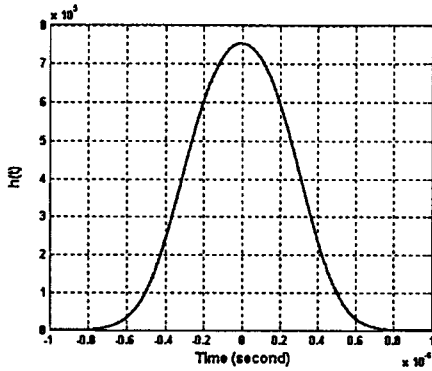


รูปที่ 5.8 (ก) บิตข้อมูลของแพ็คเก็ตบลูทูธและ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูล

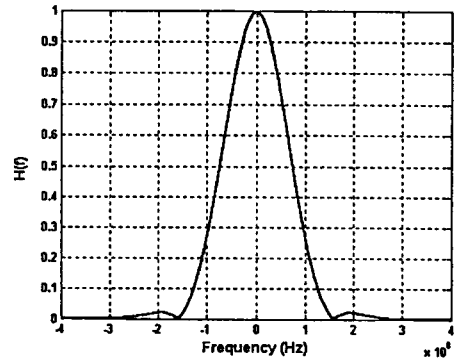


รูปที่ 5.9 (ก) บิตข้อมูลที่ไม่กลับสู่ศูนย์และ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูลที่ไม่กลับสู่ศูนย์

แพ็คเก็ตที่สร้างขึ้นจะถูกมอดูเลตคิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์ ซึ่งการมอดูเลตคิจิตอลทางความถี่แบบเกาส์เป็นการเชื่อมต่อระหว่างวงจรรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์และการมอดูเลตทางความถี่ โดยผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ที่ $BT_b = 0.5$ แสดงดังรูปที่ 5.10



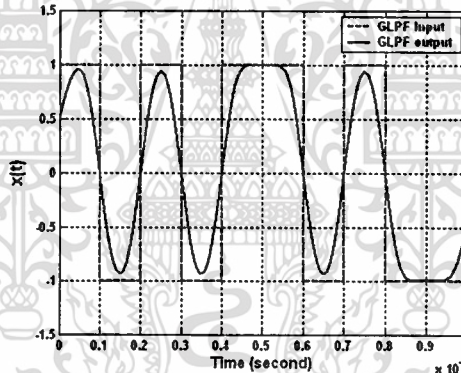
(ก)



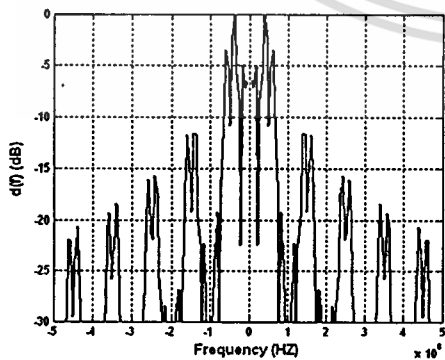
(ข)

รูปที่ 5.10 ตัวอย่างผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ (ก) ในโดเมนเวลา และ (ข) ในโดเมนความถี่

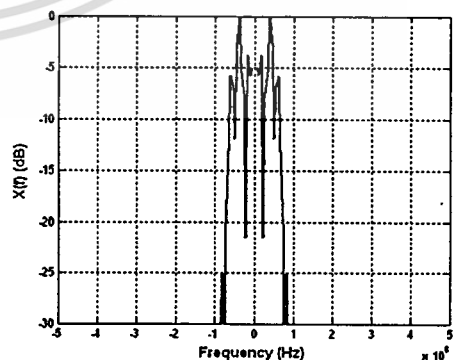
สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์จะมีโลบข้างลดลง ทำให้ใช้แบนด์วิดท์น้อยลงซึ่งช่วยให้มีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์ที่ดีขึ้น จากรูปที่ 5.11 พบว่าสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์จะมีรูปสัญญาณใกล้เคียงกับสัญญาณไซน์มาก



รูปที่ 5.11 บิตข้อมูลบลูทูธก่อนและหลังผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์ในโดเมนเวลา



(ก)

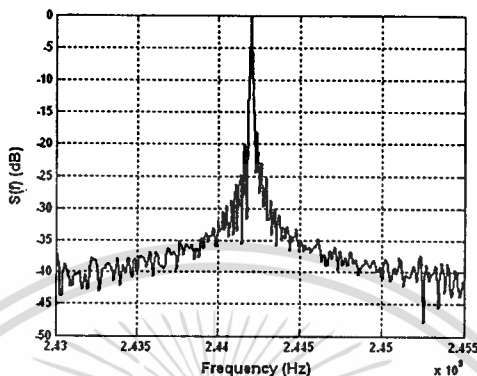


(ข)

รูปที่ 5.12 (ก) สเปกตรัมสัญญาณข้อมูลและ (ข) สเปกตรัมสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำแบบเกาส์

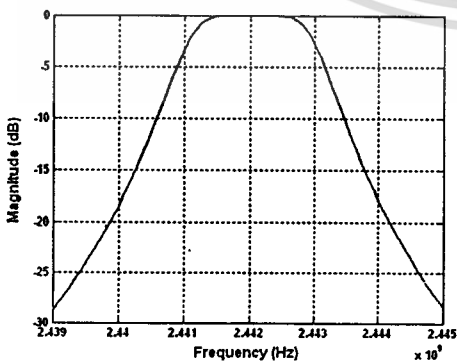
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเกาส์จะถูกลดทอนทางความถี่ซึ่งมีดัชนีการมอดูเลตเป็น 0.33 มีค่าเบี่ยงเบนความถี่เป็น 115 กิโลเฮิร์ตซ์ และสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตทางความถี่คือสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์ ซึ่งจะถูกลดทอนสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ไปที่ความถี่ 2.442 จิกะเฮิร์ตซ์

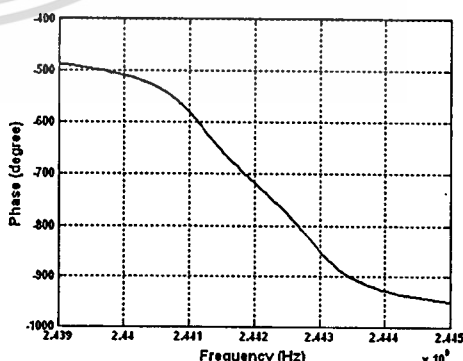


รูปที่ 5.13 สเปกตรัมของสัญญาณมอดูเลตทางความถี่แบบเกาส์และทำการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ไปที่ความถี่ 2.442 จิกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณบลูทธจากการมอดูเลตสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ไปยังช่องสัญญาณที่กำหนดไว้จะนำมาผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท ซึ่งได้ทำการออกแบบไว้ในหัวข้อที่ 4.4.4 เพื่อลดการรบกวนกับช่องสัญญาณใกล้เคียง โดยคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทที่นำมาใช้งานจะมีช่วงแบนด์ความถี่ผ่านอยู่ที่ 2.441-2.443 จิกะเฮิร์ตซ์ และมีฟังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรแสดงดังรูปที่ 5.14 สำหรับสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะถูกปรับกำลังงานของสัญญาณให้อยู่ในระดับมาตรฐานของระบบบลูทธ ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้ระดับกำลังงานส่งที่ 0 ดีบีเอ็ม เมื่อปรับระดับกำลังงานส่งเรียบร้อยแล้วจะส่งสัญญาณบลูทธไปในช่องสัญญาณต่อไป

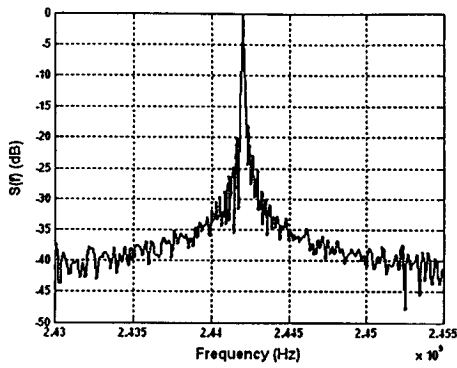


(ก)

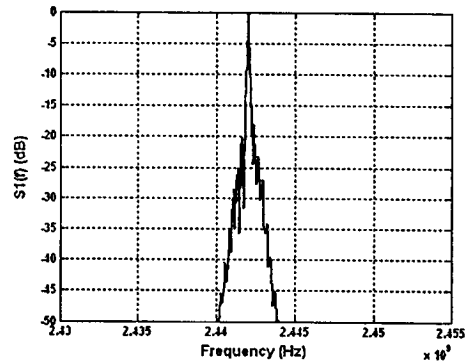


(ข)

รูปที่ 5.14 ฟังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท อันดับ 6 ซึ่งมีช่วงความถี่ 2.441-2.443 จิกะเฮิร์ตซ์



(ก)

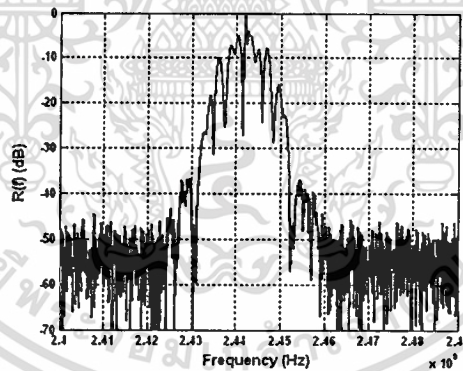


(ข)

รูปที่ 5.15 (ก) สเปกตรัมสัญญาณบลูทูธก่อนผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่และ (ข) สเปกตรัมของสัญญาณบลูทูธหลังผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่

5.4 ภากรับของระบบแลนไร้สาย

เนื่องจากระหว่างที่สัญญาณแลนไร้สายเดินทางผ่านช่องสัญญาณนั้นเป็นเวลาเดียวกับอุปกรณ์บลูทูธทำการส่งสัญญาณ และจากการที่ทั้งระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธใช้งานย่านความถี่เดียวกันเมื่อมีการส่งสัญญาณในเวลาเดียวกัน จึงส่งผลให้สัญญาณจากทั้งสองระบบเกิดการรบกวนซึ่งกันและกันขึ้นดังรูปที่ 5.16

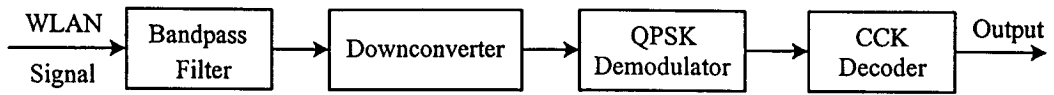


รูปที่ 5.16 สัญญาณแลนไร้สายที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณบลูทูธ โดยอุปกรณ์บลูทูธอยู่ห่างจากอุปกรณ์รับแลนไร้สาย 1 เมตร และอุปกรณ์ส่งและรับแลนไร้สายอยู่ห่างกัน 10 เมตร

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณแลนไร้สายถูกรบกวนด้วยสัญญาณบลูทูธ ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณแลนไร้สายถูกส่งออกจากอุปกรณ์ส่งและรับของระบบแลนไร้สายซึ่งอยู่ห่างกัน 10 เมตร ด้วยกำลังงานส่ง 20 ดีบีเอ็ม ในเวลาเดียวกับที่อุปกรณ์บลูทูธทำการส่งสัญญาณบลูทูธด้วยกำลังงานส่ง 0 ดีบีเอ็ม โดยอุปกรณ์บลูทูธอยู่ห่างจากอุปกรณ์รับของระบบแลนไร้สาย 1 เมตร และในการวิจัยนี้ได้กำหนดให้อัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 20 ดีบีเอ็ม สัญญาณแลนไร้สายในรูปที่ 5.16 นี้จะถูกตีเทคต์เพื่อนำข้อมูลสื่อสารจากอุปกรณ์ส่งด้วยอุปกรณ์รับของระบบแลนไร้สายบล็อกโคเดแกรมภากรับของระบบแลนไร้สายแสดงดังรูปที่ 5.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายกเว้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

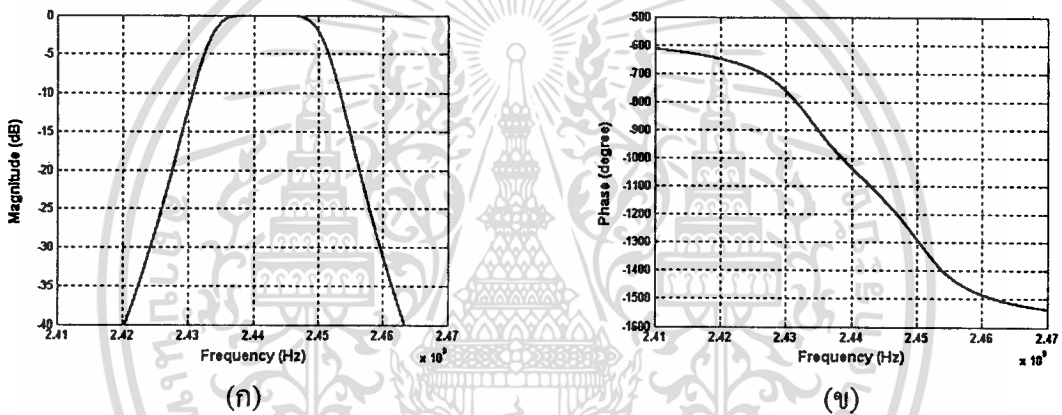
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



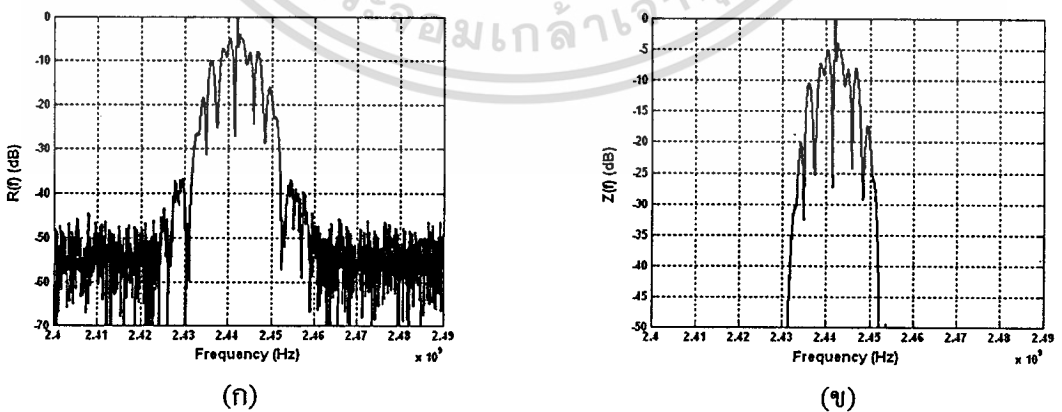
รูปที่ 5.17 บล็อกไดอะแกรมภาครับของระบบแลนไร้สาย

จากรูปที่ 5.17 เมื่อสัญญาณแลนไร้สายถูกส่งมาจากอุปกรณ์ส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งคิงที่และเดินทางมาถึงอุปกรณ์รับของระบบแลนไร้สาย สัญญาณที่รับได้จะถูกตีเทคต์เพื่อนำข้อมูลที่อุปกรณ์ส่งต้องการส่งมายังอุปกรณ์รับ โดยมีขั้นตอนดังนี้

สัญญาณที่รับได้จะนำมาผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทอันดับ 6 โดยมีช่วงความถี่ 2.432–2.452 จิกะเฮิรตซ์ ซึ่งมีคุณสมบัติดังรูปที่ 5.18 และสัญญาณที่ผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่แสดงดังรูปที่ 5.19



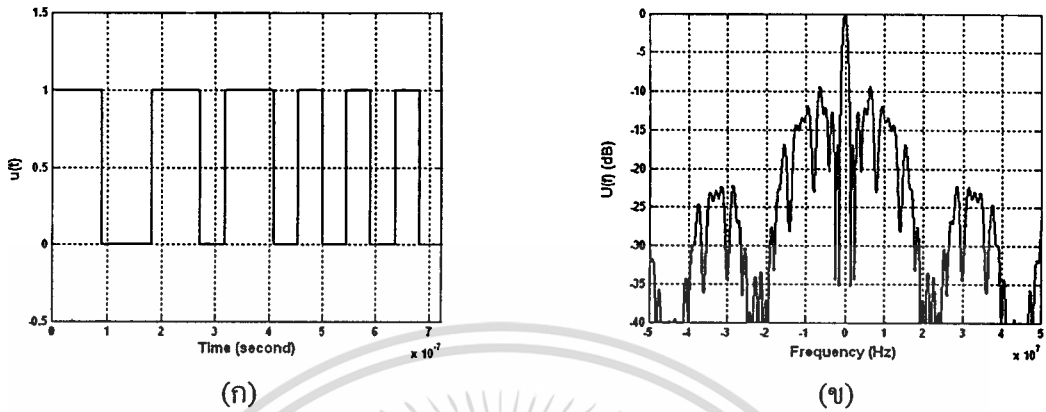
รูปที่ 5.18 พังก์ชันแปลงความถี่ของวงจรกรองผ่านแถบความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทของภาครับระบบแลนไร้สาย ช่วงความถี่ 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์ อันดับ 6



รูปที่ 5.19 (ก) สัญญาณแลนไร้สายที่รับได้ก่อนผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่ และ (ข) สัญญาณแลนไร้สายที่รับได้หลังจากผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่

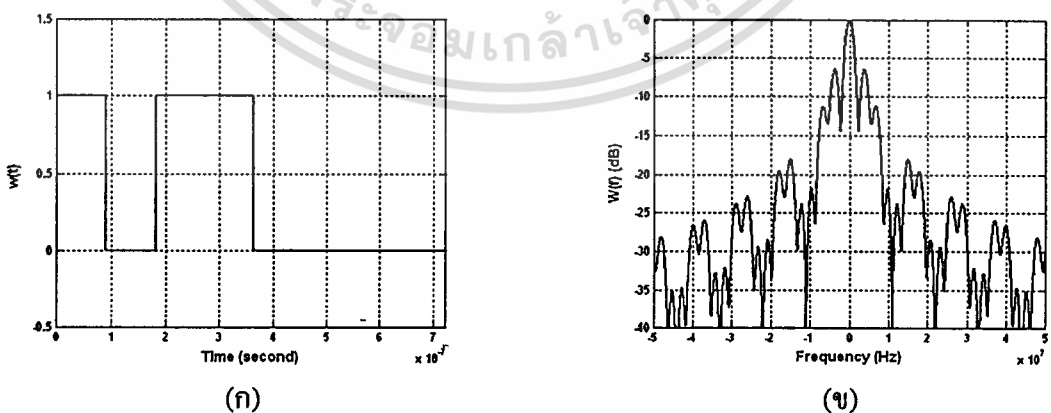
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองผ่านแถบความถี่จะถูกย้ายย่านความถี่กลับมายังความถี่กลางด้วยตัวแปลงผันลง และสัญญาณจะถูกคิมอดูเลตแบบดิจิทัลทางความถี่สควอแควร์เจอร์ดังรูปที่ 5.20



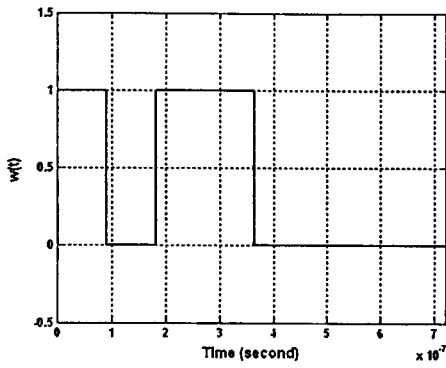
รูปที่ 5.20 (ก) บิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ภากรับซึ่งยังคงมีการแผ่บิตข้อมูลออก และ (ข) สเปกตรัมของบิตข้อมูลที่มีการแผ่บิตข้อมูลออก

บิตข้อมูลที่ได้จากการคิมอดูเลตแบบดิจิทัลทางความถี่สควอแควร์เจอร์ยังคงมีการแผ่บิตข้อมูลออก จึงต้องนำบิตข้อมูลที่ได้มาทำการแผ่บิตข้อมูลเข้าด้วยการเข้ารหัสเพิ่มเติม ซึ่งบิตข้อมูลจริงที่ส่งมาจากอุปกรณ์ส่งของระบบแลนไร้สายเมื่อผ่านการแผ่บิตข้อมูลเข้าแสดงได้ดังรูปที่ 5.21 แต่เนื่องจากสัญญาณแลนไร้สายที่ส่งมาจากอุปกรณ์ส่งได้รับการรบกวนจากสัญญาณบลูทูธ ทำให้มีบิตข้อมูลบางส่วนที่เกิดการผิดพลาดขึ้น ในรูปที่ 5.22 จะแสดงการเปรียบเทียบระหว่างบิตข้อมูลที่ส่งมาจากอุปกรณ์ส่งและบิตข้อมูลที่ตีเทกต์ได้ที่อุปกรณ์รับ สำหรับการวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณบลูทูธที่มีต่อสัญญาณแลนไร้สายนั้นจะทำการวิเคราะห์ในหัวข้อต่อไป

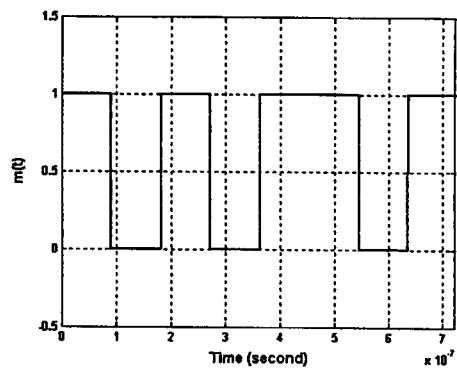


รูปที่ 5.21 (ก) บิตข้อมูลที่ตีเทกต์ได้ที่อุปกรณ์รับ และ (ข) สเปกตรัมบิตข้อมูลที่ตีเทกต์ได้ที่อุปกรณ์รับของระบบแลนไร้สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)

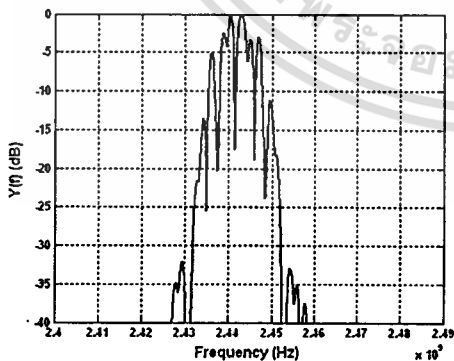


(ข)

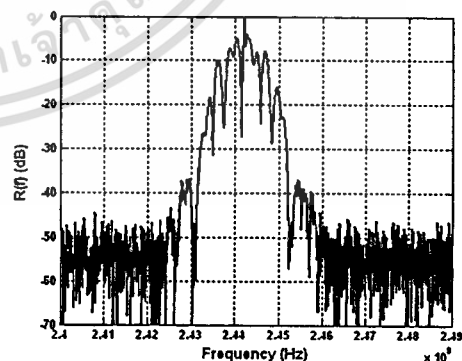
รูปที่ 5.22 (ก) บิตข้อมูลที่ตีเทคต์ได้ที่อุปกรณ์รับ และ(ข) บิตข้อมูลสื่อสารจริงที่อุปกรณ์ส่งของระบบแลนไร้สาย

5.5 การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย

การที่ระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธใช้งานช่วงความถี่เดียวกัน และมีการนำอุปกรณ์ที่ใช้เทคโนโลยีทั้งสองมาใช้ในพื้นที่เดียวกันหรือใกล้เคียงกัน จะทำให้เกิดการรบกวนซึ่งกันและกันขึ้น ในที่นี้ขอแสดงตัวอย่างของการที่ระบบแลนไร้สายถูกรบกวนด้วยสัญญาณบลูทูธซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.23 จากรูปนี้ระบบบลูทูธทำการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณความถี่ 2.442 จิกะเฮิรตซ์ ด้วยระดับกำลังงานส่ง 0 ดีบีเอ็ม และอุปกรณ์บลูทูธอยู่ห่างจากอุปกรณ์รับของระบบแลนไร้สาย 1 เมตร สำหรับระบบแลนไร้สายใช้ช่องสัญญาณแบบไม่เหลื่อมซ้อนความถี่ 2.442 จิกะเฮิรตซ์ มีแบนด์วิดท์ตั้งแต่ 2.432-2.452 จิกะเฮิรตซ์ ส่งสัญญาณด้วยระดับกำลังงาน 20 ดีบีเอ็มโดยมีระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ส่งและอุปกรณ์รับอยู่ที่ 10 เมตร



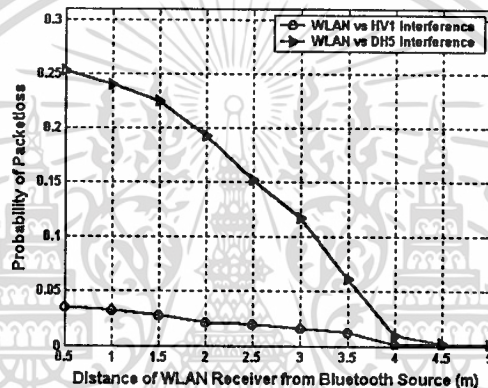
(ก)



(ข)

รูปที่ 5.23 (ก) สัญญาณแลนไร้สายที่ส่งจากภาคส่ง (ข) สัญญาณแลนไร้สายที่รับได้ที่ภาครับซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณบลูทูธที่อุปกรณ์บลูทูธอยู่ห่างจากอุปกรณ์รับแลนไร้สาย 1 เมตร

จากตัวอย่างที่นำเสนอไปเป็นการแสดงให้เห็นถึงผลกระทบของสัญญาณบลูทูธซึ่งใช้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส แต่เนื่องจากระบบบลูทูธมีการเชื่อมต่อ 2 ระบบ คือ การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาผลกระทบของการเชื่อมต่อทั้งสองแบบของระบบบลูทูธด้วยการใช้แพ็คเกจ HV1 เป็นตัวแทนของการเชื่อมต่อแบบซิงโครนัสและแพ็คเกจ DHS เป็นตัวแทนการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส นอกจากนั้นยังได้ศึกษาถึงผลกระทบจากระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับของระบบแลนไร้สาย รวมถึงระยะห่างระหว่างภาคส่งของระบบบลูทูธ ซึ่งการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายที่ได้รับผลกระทบจากระบบบลูทูธจะนำเสนอในรูปแบบของความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเกจ และค่าวิสัยสามารถของระบบ



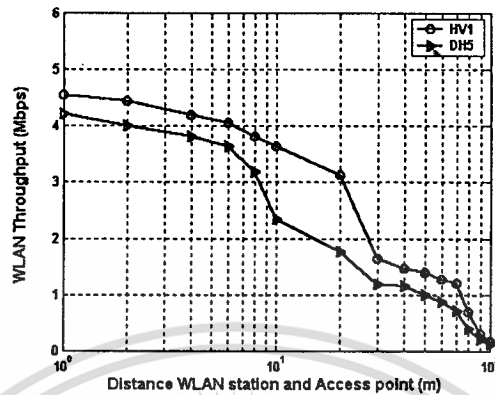
รูปที่ 5.24 ความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเกจแลนไร้สายกับระยะห่างระหว่างภาครับของระบบแลนไร้สายและภาคส่งของระบบบลูทูธ

เนื่องจากแบนด์วิดท์ของการมอดูเลตสเปกตรัมแม่แบบลำดับตรงของระบบแลนไร้สายมีแบนด์วิดท์ 22 เมกะเฮิร์ตซ์ ในขณะที่สัญญาณของระบบบลูทูธมีแบนด์วิดท์ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นแพ็คเกจแลนไร้สายจึงมีความน่าจะเป็นที่จะถูกรบกวนด้วยแพ็คเกจบลูทูธหลายแพ็คเกจ แต่ในการศึกษานี้พิจารณาการรบกวนของแพ็คเกจบลูทูธต่อแพ็คเกจแลนไร้สายเพียงหนึ่งแพ็คเกจเท่านั้น และจากการรบกวนของแพ็คเกจบลูทูธทำให้บิตข้อมูลในแพ็คเกจแลนไร้สายเกิดความผิดพลาดขึ้น ในการพิจารณาการสูญเสียแพ็คเกจ แลนไร้สาย จะวิเคราะห์จากความผิดพลาดบิตที่เกิดขึ้นในส่วนของพรีแอมเบิลและส่วนเฮดเดอร์

จากรูปที่ 5.24 พบว่าเมื่อแพ็คเกจบลูทูธใช้การเชื่อมต่อแบบซิงโครนัส (แพ็คเกจ HV1) จะทำให้ความน่าจะเป็นของการสูญเสียแพ็คเกจแลนไร้สายเกิดขึ้นน้อยกว่าเมื่อระบบบลูทูธใช้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส (แพ็คเกจ DHS) เพราะแพ็คเกจ DHS มีขนาดใหญ่และใช้ช่วงเวลาในการส่งแพ็คเกจมากกว่าแพ็คเกจ HV1 รวมทั้งแพ็คเกจ DHS ยังมีอัตราเร็วในการส่งข้อมูลที่สูงกว่าแพ็คเกจ HV1 เมื่อระยะห่างระหว่างภาคส่งของระบบบลูทูธกับภาครับของระบบแลนไร้สายเพิ่ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นทำให้ประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายที่ได้รับผลกระทบจากแพ็คเกต DH5 จะเพิ่มขึ้น และมีความน่าจะเป็นในการสูญเสียแพ็คเกตลดลง



รูปที่ 5.25 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายกับระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับของระบบแลนไร้สาย

จากที่กล่าวข้างต้นแล้วว่าเนื่องจากขนาดของแพ็คเกต DH5 มีขนาดใหญ่กว่าแพ็คเกต HV1 ดังนั้นค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายเมื่อได้รับผลกระทบจากการส่งแพ็คเกต DH5 จึงมีค่าน้อยกว่าการที่ระบบลูทอร์ส่งแพ็คเกต HV1 จากรูปที่ 5.18 จะพบว่าในช่วงระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับของระบบแลนไร้สาย 10 เมตรแรก ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายลดลงเกือบ 50 เปอร์เซ็นต์เมื่อระบบลูทอร์ใช้แพ็คเกต DH5 สำหรับแพ็คเกต HV1 จะทำให้ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับในช่วง 20-30 เมตร

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการศึกษาผลกระทบของระบบบลูทูธ IEEE 802.15 ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายความเร็วสูงตามมาตรฐาน IEEE 802.11b รวมทั้งการออกแบบและการสร้างแบบจำลองของระบบบลูทูธและระบบแลนไร้สาย เนื่องจากระบบบลูทูธทำงานในย่านความถี่ 2.4 จิกะเฮิรตซ์ ซึ่งเป็นย่านความถี่ใช้งานเดียวกับระบบแลนไร้สาย และเป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายแบบใหม่ที่มีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากมีการใช้เทคนิคการตรวจสอบและแก้ไขความผิดพลาด ซึ่งในปัจจุบันมีผู้ใช้งานและการจำหน่ายอุปกรณ์ที่ใช้ระบบบลูทูธเป็นจำนวนมาก ดังนั้นเมื่อมีการนำระบบบลูทูธมาใช้งานร่วมกับระบบแลนไร้สายเดิมที่มีอยู่ในอาคารและสำนักงานเดียวกัน โดยที่ภายในอาคารยังมีการใช้งานระบบแลนไร้สายอยู่ จะทำให้การสื่อสารและการส่งข้อมูลของระบบแลนไร้สายภายในอาคารที่ยังคงใช้งานอยู่ได้รับผลกระทบและทำให้ระบบมีประสิทธิภาพลดลง ดังนั้นการศึกษาถึงผลกระทบของระบบบลูทูธที่มีต่อระบบแลนไร้สายจึงมีความสำคัญมากต่อการวางแผนและการตัดสินใจเลือกใช้งานระบบบลูทูธและระบบแลนไร้สาย เพื่อให้คุ้มค่ากับการลงทุนในการใช้งาน นอกจากนี้การศึกษาดังกล่าวยังเป็นแหล่งข้อมูลที่ดีที่จะนำไปปรับปรุง พัฒนาและแก้ไขการออกแบบเทคโนโลยีใหม่ที่กำลังจะเกิดขึ้น เพื่อให้เทคโนโลยีใหม่และเทคโนโลยีเก่าสามารถใช้งานร่วมกันได้ดี

เทคโนโลยีระบบแลนไร้สาย

เทคโนโลยีแลนไร้สายเป็นเทคโนโลยีไร้สายที่ออกแบบเพื่อทำให้การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์คอมพิวเตอร์สามารถกระทำได้อย่างอิสระ โดยการใช้คลื่นวิทยุมาเป็นตัวกลางในการเชื่อมต่อแทนสายเคเบิล ถึงแม้ว่าระบบแลนไร้สายจะเป็นเทคโนโลยีที่มีการใช้งานมานาน แต่การพัฒนาและปรับปรุงระบบก็มีการกระทำอย่างต่อเนื่อง ดังจะเห็นว่าในวิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาาระบบแลนไร้สายอัตราเร็วสูง ซึ่งได้มีการปรับปรุงอัตราเร็วในการส่งข้อมูลจาก 1 และ 2 เมกะบิตต่อวินาที ในมาตรฐานแลนไร้สาย IEEE 802.11 ให้มีอัตราเร็วสูงถึง 11 เมกะบิตต่อวินาที ด้วยการใช้เทคนิคการเข้ารหัสเพิ่มเติมและการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่ ประกอบกับระบบแลนไร้สายสามารถใช้งานได้ทั้งงานในการส่งสัญญาณได้สูงถึง 1000 มิลลิวัตต์ครอบคลุมพื้นที่การใช้งานในบริเวณกว้าง แต่ระดับกำลังงานที่ใช้ทั่วไปจะอยู่ที่ 20 เดซิเบลหรือ 100 มิลลิวัตต์ และมีระยะทางการสื่อสาร 100 เมตร

เทคโนโลยีระบบบลูทูธ

ระบบบลูทูธเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ได้รับ ความสนใจอย่างมากในกลุ่มผู้ผลิตและผู้ใช้ งานเทคโนโลยีไร้สาย วัตถุประสงค์ในการออกแบบระบบบลูทูธเพื่อนำมาใช้ งานแทนสายเคเบิล ระหว่างอุปกรณ์ต่างๆ นอกจากนั้นระบบบลูทูธยังออกแบบมาให้มีค่าใช้จ่ายน้อย มีความสะดวกในการใช้งาน สามารถเชื่อมต่อได้ทั้งสัญญาณเสียงและสัญญาณข้อมูลดิจิทัล และใช้กำลังงานต่ำ โดยระดับกำลังงานต่ำสุดจะใช้สื่อสารได้ในระยะ 10 เมตร จากสิ่งเหล่านี้ทำให้ระบบบลูทูธเหมาะ สำหรับการสื่อสารระยะใกล้ โดยระบบบลูทูธอ้างอิงตามมาตรฐาน IEEE 802.15 ซึ่งใช้เทคนิคการมอดูเลตดิจิทัลทางความถี่แบบเกาส์ร่วมกับการมอดูเลตสเปคตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ ที่มีอัตราการกระโดดเปลี่ยนความถี่ 1600 ครั้งต่อวินาทีและมีจำนวนช่องสัญญาณ 79 ช่องสัญญาณ ด้วยอัตราเร็วในการส่งข้อมูล 1 เมกะบิตต่อวินาที ในหน่วยย่อยในโครงสร้างระบบบลูทูธสามารถรองรับการใช้งานจำนวนอุปกรณ์สูงสุด 7 อุปกรณ์ในเวลาเดียวกัน

การออกแบบและการทำแบบจำลอง

สำหรับระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธในกายวิชัยนี้ ได้ทำการสร้างแบบจำลองอ้างอิง ข้อมูลจากมาตรฐาน IEEE 802.11b และ IEEE 802.15 ด้วยโปรแกรม MATLAB และได้ทำการแบ่ง การสร้างแบบจำลองออกเป็น 4 ส่วนคือ ส่วนภาคส่งของระบบแลนไร้สาย ส่วนภาคส่งของระบบ บลูทูธ ส่วนช่องสัญญาณ และส่วนภาครับของระบบแลนไร้สาย โดยได้ทำการจำลองแบบเริ่มตั้งแต่ ขั้นตอนการสร้างแพ็คเกจของระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธ การมอดูเลตสัญญาณ เทคนิคการ มอดูเลตสเปคตรัมแผ่ การดีเทกต์ข้อมูลของระบบแลนไร้สาย รวมทั้งการวิเคราะห์ประสิทธิภาพ ของระบบแลนไร้สายตามลำดับ

ผลการทดลอง

ผลการจำลองแบบของระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธได้แสดงไว้ในบทที่ 5 สำหรับการ วิเคราะห์หาประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สาย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พิจารณาถึงความน่าจะเป็น ของการสูญเสียแพ็คเกจและค่าวิสัยความสามารถของระบบ เมื่อระบบแลนไร้สายได้รับผลกระทบ จากสัญญาณบลูทูธ โดยมีพารามิเตอร์ที่ศึกษาคือ ระยะห่างระหว่างภาคส่งและภาครับของระบบ แลนไร้สาย ระยะห่างระหว่างภาคส่งของระบบบลูทูธและภาครับของระบบแลนไร้สาย และ ประเภทการเชื่อมต่อข้อมูลของระบบบลูทูธในรูปของชนิดแพ็คเกจที่ใช้ส่งสัญญาณ

เมื่อพิจารณาผลจากการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายในรูปที่ 5.24 และรูปที่ 5.25 พบว่าการส่งแพ็คเกจของระบบบลูทูธที่มีการเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัสหรือการส่งข้อมูล ดิจิทัล (แพ็คเกจ DH5) จะส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบแลนไร้สายมากกว่าแพ็คเกจที่

ใช้เชื่อมต่อแบบเชิงโครนัสหรือการส่งข้อมูลเสียง (เพื่อเกิด HV1) และเมื่อภาคส่งและภาครับของระบบแลนไร้สายมีระยะห่างตั้งแต่ 1-5 เมตร ค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายจะมีการลดลงเพียงเล็กน้อย เมื่อสัญญาณบลูทูธรบกวนที่ระยะห่างตั้งแต่ 6-10 เมตร จะพบว่าค่าวิสัยสามารถของระบบแลนไร้สายลดลงประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์เมื่อระบบบลูทูธใช้การเชื่อมต่อแบบอะซิงโครนัส สำหรับการเชื่อมต่อแบบเชิงโครนัสจะมีผลกระทบต่อระบบแลนไร้สายอย่างมากเมื่อภาคส่งและภาครับของระบบแลนไร้สายอยู่ห่างกันในช่วง 20-30 เมตร

ข้อเสนอแนะและแนวทางการพัฒนา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งศึกษาถึงผลกระทบจากระบบบลูทูธที่มีต่อระบบแลนไร้สายเพียงอย่างเดียวจึงนำช่องสัญญาณเฟคคิงคิงที่นำมาใช้ในการจำลองแบบ ในการศึกษาและวิจัยต่อควรรนำช่องสัญญาณอื่นมาทำการพิจารณาเพื่อศึกษาถึงผลกระทบด้านอื่นๆ ต่อการใช้งานระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธร่วมกัน

ในลำดับสุดท้ายนี้ผู้เขียนหวังว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นแนวทางสำหรับผู้สนใจศึกษา ระบบแลนไร้สายและระบบบลูทูธ เพื่อเป็นความรู้เพิ่มเติมและได้รับแนวคิดนำไปสู่การสร้างและการประยุกต์ใช้งานทั้งสองระบบต่อไป

เอกสารอ้างอิง

- [1] V. K. Garg. **Wireless Network evolution 2G to 3 G**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 2002.
- [2] 3COM. "IEEE 802.11b Wireless LANs Wireless Freedom at Ethernet Speeds." [Online]. Available : http://www.3com.com/corpinfo/en_US/technology/index.jsp. 2000.
- [3] K. Sarinnapakorn. "IEEE 802.11b High Rate Wireless Local Area Networks." [Online]. Availabel : <http://alpha.fdu.edu/~kanoksri/IEEE80211b.html>. 2001.
- [4] K. Pahlavan, P. Krishnamurthy. **Principales of Wireless Networks**. New Jersey : Prentice-Hall, Inc. 2002.
- [5] IEEE-SA standards Board, "Part11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band ." IEEE Std 802.11b-1999, 1999.
- [6] C. Andren, K. Halford and M. Webster. "CCK, the new IEEE 802.11 standard for 2.4 GHz wireless LANs." International IC-Taipei Conference,
- [7] M. J. E. Golay. "Complementary Series." IRE Transaction on Information Theory, April 1961. pp. 82-87.
- [8] K. Halford, S. Halford, M. Webster and C. Andren. "Complementary Code Keying for Rake-based Indoor Wireless Communication." Proceedings of the 1999 IEEE Internationals Symposium on Circuits and System.
- [9] C. C. Tseng and C. L. Liu. "Complementary Sets of Sequences." IEEE Transactions on Information Theory, September 1972. pp. 644-652.
- [10] B. Pearson. "Complementary Code Keying Made Simple." [Online]. Available : <http://www.intersil.com/data/an/an9/an9850/an9850.pdf>. 2000.
- [11] C. Andren and M. Webster, "CCK Modulation Delivers 11 Mbps for High Rate IEEE 802.11 Extension." In Wireless Symposium Portable by Design Conference Spring, 1999.
- [12] T. Subbon, P. Supanakoon, P. Rawiwan, M. Chamchoy, S. Promwong, and P. Tangtisanon, "Simulating interference of Wi-Fi (802.11b) and Bluetooth system inside building." Proceedings of The International Conference on Robotics, Vision, Information and Signal Processing (ROVISP) 2003, Jan 2003. pp. 275-279.
- [13] S. Haykin. **Communication System**. 3rd ed. New York : John Wiley and Sons. 1994.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [14] F. Xiong. **Digital Modulation Techniques**. 2nd ed. Boston : Artech House. 2000.
- [15] J. G. Proakis and M. Salehi. **Communication System Engineering**. 2nd ed. New York : Prentice-Hall International. 1998.
- [16] K. Feher. **Wireless Digital Communications : Modulation and Spread Spectrum Applications**. New Jersey. Prentice-Hall. 1995.
- [17] K. Pahlavan and A. H. Levesque. **Wireless Information Networks**. New York : John Wiley and Sons. 1995.
- [18] J. C. Haartsen. "The Bluetooth Radio System." IEEE Personal Communications. February 2000, pp. 28-36.
- [19] J. Bray and C. F. Sturman. **Bluetooth Connection without Cables**. Prentice-Hall, Inc. 2001
- [20] J. P.K. Gilb. "Bluetooth Radio Architectures." IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium. 2000. pp. 3-6.
- [21] N. J. Muller. **Bluetooth Demystified**. McGraw-Hill. 2001.
- [22] Z. Pei. et. al. "Bluetooth – The Fastest Developing Wireless Technology." Communication Technology Proceedings 2000, vol. 2, 2000. pp. 1657-1664.
- [23] J. C. Haartsen. "Bluetooth – A New Low-Power Radio Interface Providing Short- Rang Connectivity" IEEE Proceedings of the IEEE, vol. 88, no 10, October 2000. pp 1651-1661.
- [24] Bluetooth Special Interest Group. "Specifcations of the Bluetooth System. Bluetooth SIG 1.1 (1.0B)." 2001.
- [25] M. Shimizu. et. al. "New Method of Analyzing BER Performance of GFSK with Postdetection Filtering." IEEE Transactions on Communications, vol. 45, no. 4, April 1997. pp. 429-435.
- [26] T. S. Rappaport. **Wireless Communications : Principles and Practice**. Prentice-Hall, Inc. 1996.

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่ได้รับตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

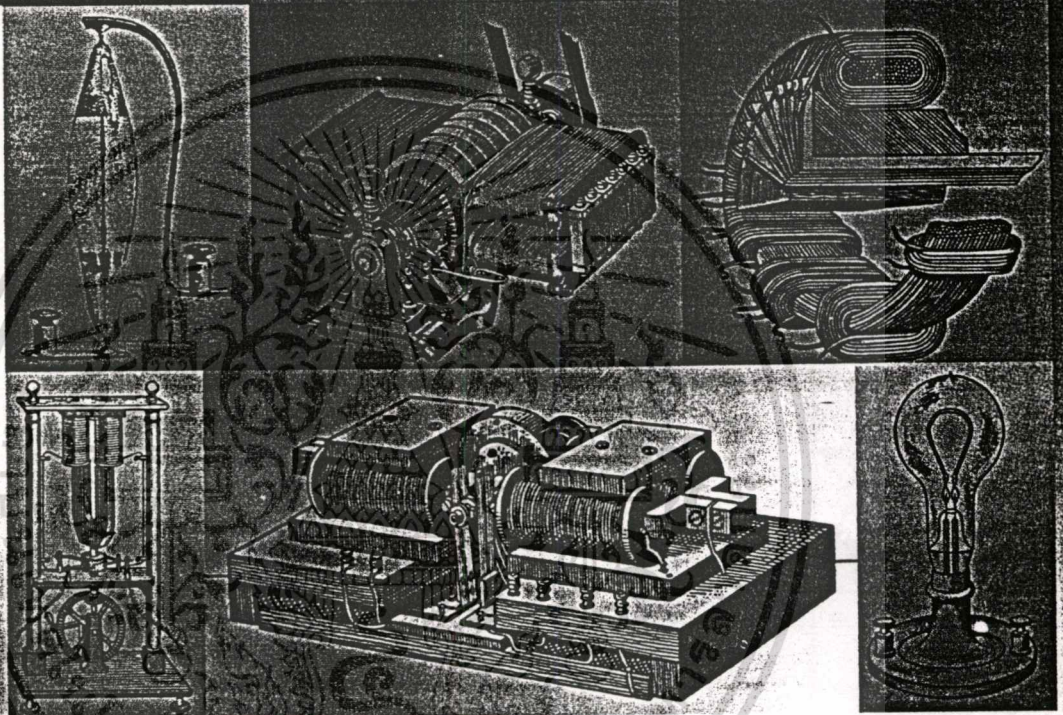
- [1] T. Subson, P. Supanakoon, M. Chamchoy, P. Rawiwan, S. Promwong, and P. Tangtisanon, "BER Reduction Technique for FH/BFSK over LOS and Shadowing Indoor Channel," 24th Electrical Engineering Conference (EECON-24), vol2, pp. 852-856, Nov 2000.
- [2] T. Subson, P. Supanakoon, P. Rawiwan, M. Chamchoy, S. Promwong, and P. Tangtisanon, "Simulating interference of Wi-Fi (802.11b) and Bluetooth system inside building," The International Conference on Robotics, Vision, Information and Signal Processing (ROVISP) 2003, pp. 275-279, Jan 2003.
- [3] T. Subson, P. Supanakoon, P. Rawiwan, M. Chamchoy, S. Promwong, and P. Tangtisanon, "The efficiency of WI-FI (IEEE 802.11b) in presence of Bluetooth radio inside building," Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS) 2003, pp. 6, Jan 2003.

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



กระทรวงการอุดมศึกษา
วิทยาศาสตร์ วิจัย และ นวัตกรรม



Volume 2

สาขาวิชาความ

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
- งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ
วิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

ดำเนินการโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965

<http://www.ladkrabang.com>

สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BER Reduction Technique for FH/BFSK over LOS and Shadowing Indoor Channel

Tanaporn Subson, Pichaya Supanakoon, Monchai Chamchoy,
Panarat Rawiwan, Sathaporn Promwong and Prakrit Tangtisanon

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
Phone: (662) 7373000 ext. 5054 email: s3061107@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents the bit error rate (BER) reduction technique for the FH/BFSK system over line-of-sight (LOS) and human body shadowing indoor channel. The probability density function (PDF) for the indoor channel can be theoretically derived by assuming that LOS and human body shadowing are approximated to be a Rician distribution. Furthermore, we analyze the BER of the FH/BFSK system according to the coded scheme, the data format and the number of signal-to-noise ratio (SNR). The coded scheme considered in this paper is Reed-Solomon code. However, this paper is the first to analyze the BER of the bluetooth packet with Reed-Solomon FH/BFSK system in the indoor channel. Finally, we summarize the dominant factors which are closely related to these BER of FH/BFSK system in the indoor channel as follows: (i) coded schemes, (ii) code rate, (iii) data format and (iv) SNR.

Keywords: BER, Reed-Solomon code, bluetooth packet, FH/BFSK, indoor channel.

1. Introduction

Recently, the wireless communication system has become increasingly important and be rapidly developed that do not need to rely on pre-existing infrastructures and the growing number of customers. To meet this demand, the new wireless applications require higher data rate and performance in different various propagations and conditions. However, the code scheme FH/BFSK system is subject to severe performance degradations due to the indoor channel condition, LOS and human body shadowing channel. The principal causes of this unwanted performance attenuation are the multipath fading, the absorption and the shadowing. Specifically, the human body shadowing is so serious as to cause link outage.

For indoor channel model, the LOS channel that multipath fading and co-channel interference produced an amplitude fluctuation signal and the human body shadowing can be modeled as the Rician distribution with differed parameter [1]. However, the shadowing attenuation due to human body in the indoor scenarios is significant. Although the prediction

of the human body shadowing attenuation is a statistical process, many models have been developed the result are agree well with experimental observations. The major models are those of Obayashi [2], Sato [3] and Spencer [4].

Therefore, the data transmission performance in the shadowing channel is worse than the LOS. On the other hand, the received information in shadowing gets more error than the LOS. The use of error-correcting codes provides an effective way of improving the system performance in channel model. For this reason, Reed-Solomon encode is an appropriate coding scheme for these channel since it is a quite simply, ubiquitous and powerful error control systems [5]. Otherwise the data format and frequency-hopping (FH) binary frequency shift keying (BFSK) are employed to overcome these problem. In particular, the FH/BFSK communication systems have attracted considerable interests in both commercial and military application.

This paper presents the BER of FH/BFSK system in the LOS and shadowing. The PDF for indoor channel can be theoretically derived by Rician distribution. Furthermore, we analyze the BER of FH/BFSK system according to the coded scheme, the data format and the number of SNR.

The organization of this paper is as follows. In the next section, we describe a baseband system model of the FH/BFSK system and indoor channel model. In Sect. 3, we describe the error correction and coded scheme. The general data format of FH/BFSK system is described in Sect. 4. The numerical results of our simulations are demonstrated in Sect. 5 and 6, and conclusion respectively.

2. System and Channel Model

2.1. System Model

The communication system that is used in this paper is shown in Fig. 1. The incoming non-return to zero (NRZ) binary data aggregates with packets which employed an error correction scheme. Then these packets are implemented with two type of forward error correction (FEC) code and ARQ scheme which is only used for the data. The FEC code are

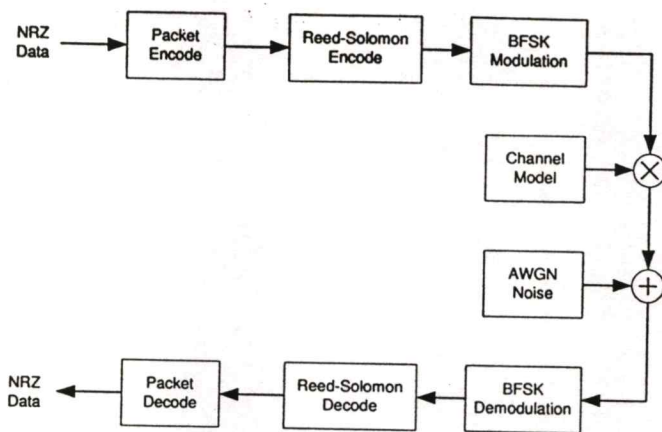


Fig. 1. FH/BFSK system block diagram.

rate 1/3 bit-repetition in the header and 2/3 in the payload. This data packets are fed into a rate k/n Reed-Solomon encoder. The (n, k) Reed-Solomon encoders output n coded symbols for every block of k input symbols with a code rate of k/n . The encoder output symbols are then applied to the BFSK modulator with two baseband frequencies, f_1 or f_2 , according to the incoming binary words. The frequency separation between f_1 and f_2 is $B = 1/T_b$, where $T_b = Tb/L$ is the hop duration, T_b is the bit duration and L is the diversity level of the frequency-hopping system [7]. The BFSK modulator output is pseudo-randomly hopped to one of the available frequency-hopping bands. The bandwidth of each frequency-hopped band is $2B$. The output of frequency hopper signals are impaired by the indoor channel model with additive white Gaussian noise (AWGN) [9]. The receiver begins by entering signals to the BFSK demodulator and the Reed-Solomon decoder. The Reed-Solomon decoder outputs are converted into data packet. The packet decode is implemented with the FEC code and gets the binary data sequence. The BER and FER can be derived from the received data and information.

2.2. Channel Model

The most significant propagation aspects of the indoor channel are line of sight and human body shadowing. The dominant stationary signal component present, such as a line of sight propagation, the small scale fading envelope distribution is Rician. Furthermore, the Rician distribution degenerates to a Rayleigh distribution when the dominant component fade away [10]. Thus, the line of sight and human body shadowing are employed the Rician channel that differed the component. The Rician distribution is given by

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2 - A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & \text{for } (A \geq 0, r \geq 0), \\ 0 & \text{for } (r < 0). \end{cases} \quad (1)$$

The parameter A denotes the peak amplitude of the dominant signal and $I_0(\cdot)$ is the modified Bessel function of the first kind and zero-order. The Rician parameter K is defined as the signal power and the variance of the multipath.

$$K \text{ (dB)} = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ dB}. \quad (2)$$

As $A \rightarrow 0$, $K \rightarrow -\infty$ dB. The Rician distribution degenerates to a Rayleigh distribution.

In this paper, we employed two channel: LOS and human body shadowing. The probability density function (PDF) for the indoor channel can be theoretically derived by assuming that LOS and human body shadowing are approximated to be a Rician distribution. Fig. 2 shows PDF of LOS and shadowing channel. The cumulative distributions of LOS and shadowing are showed in Fig. 3.

3. Coded Schemes

In this paper, we consider two ways of code scheme: The error correction schemes on the bluetooth packet and Reed-Solomon coding. The former schemes are 1/3 rate FEC, 2/3 rate FEC and ARQ scheme. The 1/3 FEC Code is a simple 3-times repetition code used for the correcting entire header packet. The repetition code is implemented by repeating the bit three times [9]. In 2/3 FEC code, the purpose is to reduce the number of retransmission, which improves the throughput of FH/BFSK system. The 2/3 FEC scheme is a shortened Hamming code used on the data payload. Hamming code is the first major class of linear binary code designed for error correction. The $[n, k]$ Hamming code is the k message symbols encoded into a codeword that consists of n symbols

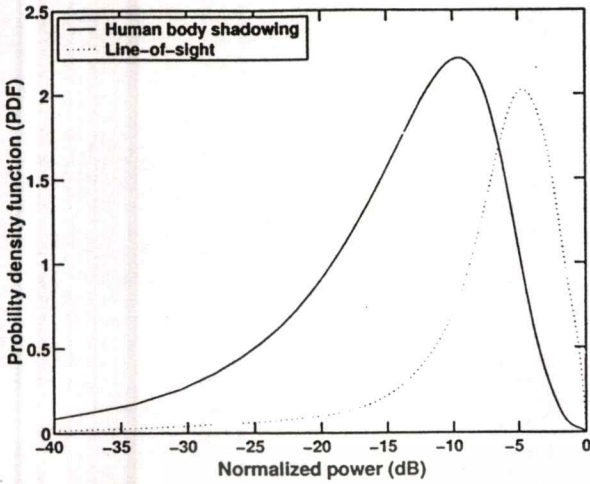


Fig. 2. PDF of LOS and human body shadowing channel.

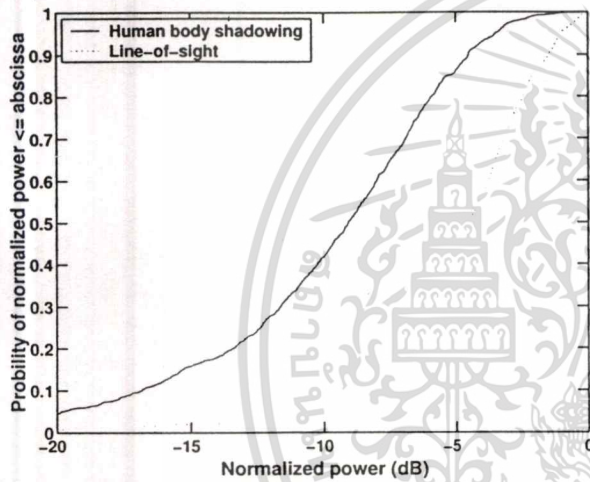


Fig. 3. Cumulative distributions of LOS and human body shadowing channel.

and this code rate is k/n (k is called the message length and n is called the codeword length). Last, an automatic repeat request (ARQ) scheme only works on the payload in the packet. With the ARQ, the data packets are transmitted and retransmitted until a successful reception.

One of the early forms of “block coding” that is still in use today are the Reed-Solomon codes. These codes take a block of bits and group the bits into logical symbols and then add redundancy in the term of redundant logical symbols. This technique takes the demodulator’s output and performs a check on the “logical symbols” or groups of bits and then makes a decision as to which logical symbol (group of bits) is sent. For code parameters (n, k) $d_{\min} = n - k + 1$, $(1 \leq k \leq n)$, $n = 2^m - 1$, $k = \text{any value } n$. The maximum separated distance of the Reed-Solomon codes

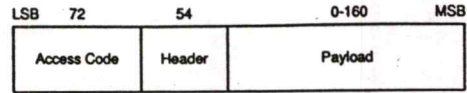


Fig. 4. DM1 packet format.

is the largest possible distance for any code with the same value of n and k .

4. Packet Format

The data format, bluetooth packet format that employed the error correction scheme for increasing data performance. The general packet data consists of 3 entities: the 72-bit access code, the 54-bit header and the payload of viable length (0-2745 bit) depended on the packet type.

Each packet starts with an access code. The access code uses for synchronization and identification. The second part is the header represented the packet type and the address that can distinguish between the packets. The header is coded with 1/3 FEC resulting in a 54-bit header. Finally, the payload can range from zero to maximum of 2745 bits depended on the packet type. Furthermore, the payload is coded with 2/3 FEC. In this paper, we investigate on DM1 (Data-Medium rate) packet on the asynchronous links covered up to a single time slot and consisted of the access code 72 bits fixed, the 54 bits header and the 160 bits payload. The DM1 packet format is shown in Fig 4.

5. Numerical Results

In this section, we present the numerical results of the BER of FH/BFSK system in the indoor channel. To consider the BER of the LOS and human body shadowing, these parameters depend on both the coding scheme, data format. Therefore, we analyze the performance of indoor channel on the BER of FH/BFSK system in two different approaches. First, we can analyze the BER as a function of the coded scheme with data format fixed. Second, we can analyze the BER of FH/BFSK system as a function of the data format with the code rate fixed. Otherwise, we can analyze the frame error rate (FER) and throughput of FH/BFSK system.

As a first approach, Fig. 5 shows the BER of the coded schemes LOS and human body shadowing FH/BFSK system as a function of signal-to-noise ratio with the bluetooth packet format. In this case, we assumed that the [15, 10] Reed-Solomon code is available. Note that here the BER of the human body shadowing FH/BFSK system give worse performance than those of the LOS case. There exists a wider performance gap between the LOS and shadowing in the regions with an upper SNR.

Next, to determine the throughput of the data

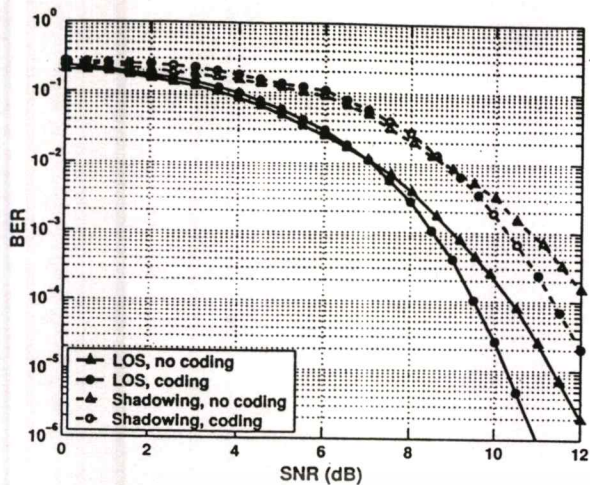


Fig. 5. BER of FH/BFSK system versus SNR; LOS and shadowing channel.

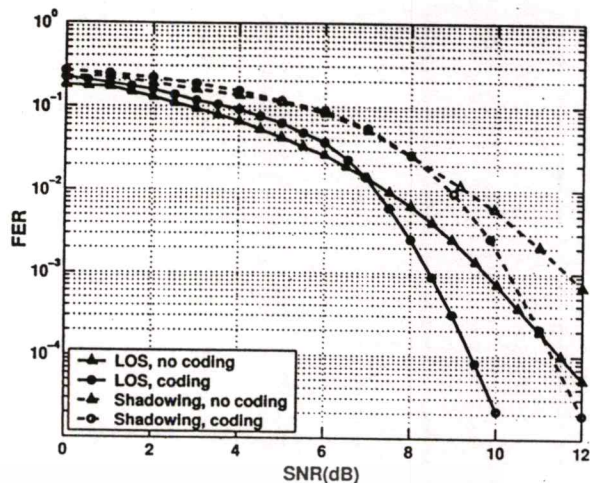


Fig. 7. FER of FH/BFSK system versus SNR; LOS and shadowing channel.

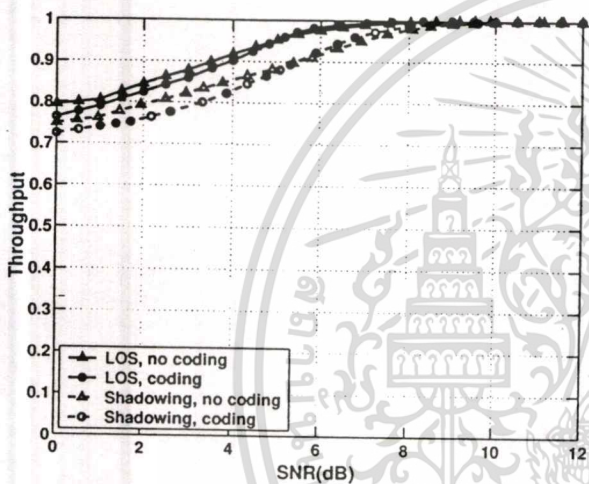


Fig. 6. Throughput of FH/BFSK system versus SNR; LOS and shadowing channel.

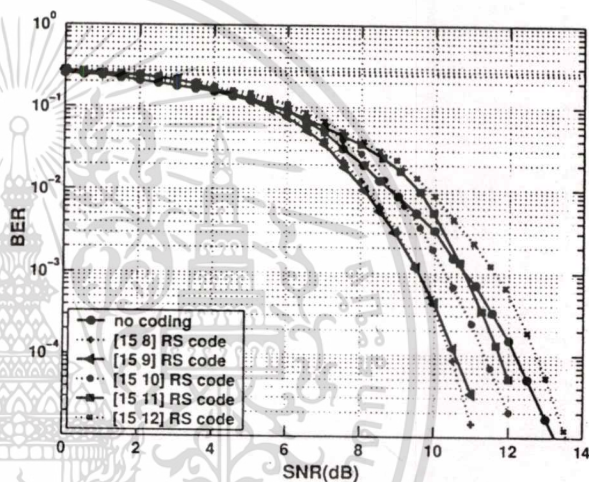


Fig. 8. The variations of Reed-Solomon code rate versus SNR.

packet. Fig. 6 shows the variations of throughput according to the SNR by considering the bluetooth packet. As a whole, the throughput for a coded system less severe shadowing attenuation is larger than those for an uncoded system producing more severe shadowing attenuation. In Fig. 7, however, we illustrate the FER of the FH/BFSK system as a function of the SNR according to the availability of the bluetooth packet format. Here we assumed Reed-Solomon code rate 10/15. Fig. 8, shows the variations of the Reed-Solomon code rate according to the SNR by considering the bluetooth packet.

As a second approach, we analyze the data format as a function of data format with coded scheme fixed. In Fig. 9, we illustrate the BER of the FH/BFSK system as a function of SNR according to the availability of bluetooth packet and data stream format.

6. Conclusion

In this paper, we have presented the BER of FH/BFSK system using the coded scheme, data format in the indoor channel; LOS and human body shadowing channel. The PDF for the indoor channel could be theoretically derived by assuming that the human body shadowing can be approximated to a Rician distribution. Furthermore, we analyze the BER of FH/BFSK system according to the number of SNR and code rate in the bluetooth and indoor channel performance.

As a result of this investigation, we have found that the Rician distribution can be assumed as line of sight and human body shadowing channel. That is, the BER is least severe in bluetooth packet, and is most severe in data stream. As expected, the BER of uncoded data FH/BFSK system give worse perfor-

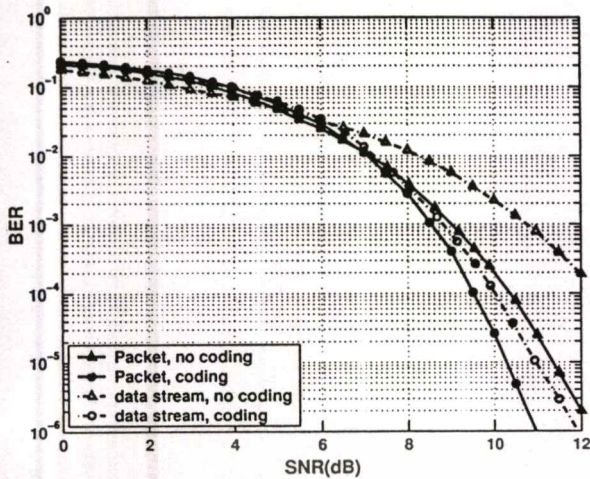


Fig. 9. BER of FH/BFSK system versus SNR; blue-tooth packet and data stream.

mance than those of coded data. There exists a wider performance gap between the uncoded data and coding data in the region with an upper SNR. Finally, we have summarized the dominant factors which are closely related to the BER of FH/BFSK system in the indoor channel as follows: (i) coded scheme, (ii) code rate, (iii) data format and (iv) SNR. This results can be utilized for design of the wireless communication system by estimating the code rate for the regions of interest. The accurate estimation of the code rate will enable system designers to plan a suitable amount of indoor channel for a system, and will make it easier to satisfy the grade of service requirements.

References

- [1] J. M. G. Linnartz, A. J. 'T Jong and R. Prasad, "Effect of coding in digital microcellular personal communication systems with co-channel interference, fading, shadowing and noise," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, no.6, pp. 901-910, August 1993.
- [2] S. Obayashi and J. Zander, "A body-shadowing model for indoor radio communication environments," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, no. 6, pp. 920-927, June 1998.
- [3] K. Sato and T. Manabe, "Estimation of propagation-path visibility for indoor wireless LAN systems under shadowing condition by human bodies," *IEEE Vehicular Technology Conf.*, vol. 3, pp. 2109-2113, May 1998.
- [4] Q. H. Spencer, B. D. Jeffs, M. A. Jensen, and A. L. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 3, pp. 347-360, March 2000.
- [5] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digi-*

tal Communication and Storage, Prentice-Hall, 1995.

- [6] K. C. The, A. C. Kot and K.H. Li, "Performance analysis of an FFH/BFSK product-combining receiver with multitone jamming over Rician-fading channels," *IEEE Vehicular Technology Conf.*, vol.2, pp 1508-1512, 2000.
- [7] J. D. Parsons, *Mobile communication systems*, Wiley, New York, 1989.
- [8] T. S. Rappaport, *Wireless communication: Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, New Jersey, 1996
- [9] Specification of the Bluetooth Systems Core version 1.1B, February 22, 2001.



Tanaporn Subson received the B.E. degree in Telecommunication Engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1999.

She is currently pursuing the M.E. degree in Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, at the same university. Her research interests include transmission technologies, channel coding, and wireless communications.



Pichaya Supanakoon received the B.E. degree in Telecommunication Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1998 and 2000, respectively.

Since 1999, he has been with the Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, as Lecturer. His research interests are in electromagnetic field computation, finite-difference time-domain (FDTD) method, electromagnetic compatibility, and radio wave propagation.



Monchai Chamchoy received the B.Ind. Tech. (with honors) degree in Electronics Technology and M.E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1996 and 2000, respectively.

Since 1997, he was a Faculty Member at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His main research interests are microwave and RF circuits design, information theory, and wireless communications. He is a member of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).



Panarat Rawiwan received the B.E. degree in Telecommunication Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1998 and 2000, respectively.

Since 2000, she has been a lecturer of the Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. Her research interests include microwave transmission via non-radiative dielectric (NRD) waveguide, estimation techniques, and multimedia wireless communications.

Sathaporn Promwong, photograph and biography not available at time of publication.

Prakit Tangtisanon, photograph and biography not available at time of publication.

PROCEEDINGS OF THE
INTERNATIONAL CONFERENCE ON ROBOTICS, VISION,
INFORMATION AND SIGNAL PROCESSING

ROVISP 2003

PENANG, MALAYSIA
22ND - 24TH JANUARY 2003



Organizer



Co-Organizer



IEEE
Malaysia

Simulating Interference of Wi-Fi (802.11b) and Bluetooth System Inside Building

Tanaporn Subson, Pichaya Supanakoon, Panarat Rawiwan,
Monchai Chamchoy, Sathaporn Promwong And Prakrit Tangtisanon

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkraband, Bangkok 10520, Thailand.
Tel: +662-7373000 ext. 5054, E-mail: s3061107@kmitl.ac.th

Abstract

Wi-Fi (IEEE 802.11b) uses the same 2.4 GHz ISM spectrum as Bluetooth Personal Area Networks (PANs). The spread spectrum modulation employed by Wi-Fi and the frequency hopping sequence used by Bluetooth system requires them to periodically share the same frequencies. Operation of these PANs and Wi-Fi simultaneously in the same locations is expected to become increasingly common. When Wi-Fi and Bluetooth are collocated, the performance of each system can be degraded by the interference from the other. Simulations were conducted to determine the impact of interactions between systems using the different standards. In the simulations, system performance degradation was determined as a function of the relative power, distance of Wi-Fi and Bluetooth receiver from interference source and type of Bluetooth packet. We use several simulation scenarios and evaluate Wi-Fi and Bluetooth performance in terms of throughput and probability of packet-loss.

Keywords :

Wi-Fi, IEEE 802.11b, Bluetooth, IEEE 802.15

Introduction

Over the last few years unlicensed wireless network has experienced rapid growth and continued to do so as this technology is adopted in the office, home and leisure places. Operating in 2.4 GHz ISM band, the two wireless technologies experienced the most rapid evolution and wide popularity are wireless personal area networking (WPAN) and wireless local area networking (WLAN). The WPAN category is led by a short-range wireless technology called Bluetooth (IEEE 802.15). The WLAN category has several technologies competing for dominance. However, based on current market momentum, it appears that Wi-Fi (IEEE 802.11b) will prevail. Wi-Fi offers speeds of 11 Mbps and covers a range of up to 100 meters and supports true multipoint networking with such data type broadcast, multicast, and unicast packet [1]. The media access controller (MAC) address built into every device allows a virtually unlimited number of devices to be active in a given network.

Bluetooth designs to the cable replacement for linking portable consumer electronic and communication products. Furthermore, Bluetooth is ideal for applications such as wireless headsets, wireless synchronization of personal digital assistants (PDAs) with computers, and wireless peripherals such as printers and keyboards. Key features of Bluetooth are low power consumption, low cost and low complexity. Bluetooth implementations support a range of up to roughly 10 m, and speeds of up to 700 kbps for data or asynchronous connection-less transmission (ACL) [2]-[3].

Recently, wireless technology devices such as Wi-Fi and Bluetooth are popular and famous. While Wi-Fi and Bluetooth employ in the same frequency range, 2.4 GHz, the collocation of them is special significance. Many IEEE and Bluetooth documents focus on Wi-Fi and Bluetooth performance such as the probability of packet collision between networks, the architectures and protocols of IEEE 802.11 and Bluetooth [4]-[7]. The investigation interested in the problem of calculating the probability of an overlap, in both time and frequency, of a continuous sequence of Bluetooth packets and IEEE 802.11b direct sequence (DS) 11 Mbps packet. Relative power levels between Bluetooth and Wi-Fi packet were not considered [8]. Others analyze the interference between Wi-Fi and Bluetooth on both MAC and Physical layer, as indicated by literature such as [9].

This paper investigates on Wi-Fi and Bluetooth performance impacted from collocation inside building. We have created Wi-Fi and Bluetooth model analyzed in the full ramification detail of the physical layer such as hopping, spectral masks and filter selectivity, based on IEEE 802.11b and IEEE 802.15 specification, respectively. Most of the dominant factors have been discussed to evaluate both performance liked the distance between Wi-Fi and Bluetooth devices, the type of Bluetooth packet, and the Signal to Interference Ratio (SIR). The outline of this paper is organized as follows. In section 2, approach and method describes an overview of Wi-Fi and Bluetooth system, Wi-Fi and Bluetooth cases suffer each other, and channel model to analyze the Wi-Fi and Bluetooth performance in various factors. In section 3, result and discussion, we present the simulation results with various factors and discuss on the results. Finally, the concluding remarks are given in conclusions, section 4.

Approach and methods

Wi-Fi System (IEEE 802.11b)

Wi-Fi system operates bit-rates as 11 Mbps and employs Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) scheme for high data rate [10]. DSSS signaling technique divides the 2.4 GHz band into 14 twenty-two MHz channels, of which 11 adjacent channels partially and the remaining three do not overlap. For speed up to 11 Mbps, Wi-Fi uses Complementary Code Keying (CCK) which includes a set of 256 complex code words transmitted using QPSK modulation. CCK has a code length 8 and a chipping rate of 11 Mchip/s. The 8 complex chips comprise a single symbol. By making the symbol rate 1.375 MS/s the 11 Mbps waveform ends up occupying the same approximate bandwidth as the for the 2 Mbps QPSK waveform.

The Wi-Fi physical layer uses direct-sequence spread spectrum (DSSS) at four different data rates using a combination of differential binary phase shift keying (DBPSK) for 1 Mbps, differential quaternary phase shift keying (DQPSK) for 2 Mbps, and QPSK/Complementary Code Keying (CCK) for the higher speeds: 5.5 and 11 Mbps. In this paper, we analyze especially for 11 Mbps. The RF power level can vary, but is typically between 30 and 100 mW (up to + 20 dBm) in most commercial Wi-Fi systems.

Complementary Code Keying (CCK)

The CCK code words are derived from the following formula :

$$C = \left(\begin{array}{c} e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, \\ -e^{j(\varphi_1+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, \\ -e^{j(\varphi_1+\varphi_2)}, e^{j(\varphi_1)} \\ 1 \end{array} \right)$$

Where C is the code word, $\varphi_1 - \varphi_4$ is the phase values of the complex code set, and $\varphi \in \left\{ 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2} \right\}$.

In modulation, the input data is a serial bit stream that is partitioned into bytes as (d7, d6, ..., d0). The data dibits (d0,d1), (d2,d3), (d4,d5) and (d6,d7) encode $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ and φ_4 , respectively, based on DQPSK as specified IEEE 802.11b standard.

Bluetooth System (IEEE 802.15)

Bluetooth is a short-rang radio technology designed to enable wireless connections between portable computing and communication devices in an ad-hoc fashion. It is the major member of wireless personal area network (WPANs). In Bluetooth ad-hoc network, the basic architectural unit in Bluetooth system is the piconet, composed of a master and

seven slave devices. Its data are conveyed in packet, consisting of access code, header and payload. There are two link types: synchronous connection-oriented (SCO) link and asynchronous connection-less (ACL) link. The SCO link is a point-to-point link between a master and a single slave in the piconet. The master maintains the SCO link by using reserved slots at regular intervals. The ACL link is a point-to-multipoint link between the master and all the slaves participating on the piconet. For SCO link, each voice channel supports a 64 kbps in each direction. The ACL link can support maximal 732.2 kbps asymmetric (and still up to 57.6 kbps in the return direction), or 433.9 kbps symmetric.

Bluetooth radios operate at a channel bit rate of 1 Mbps and employ Frequency Hopping Spread Spectrum scheme in order to make links more robust. This is accomplished by designating 79 hop frequencies, each displaced by 1 MHz. Compared with other systems in the ISM band, Bluetooth typically hops faster (1600 Hop/s) and uses shorter packets, making more robust. In addition, it utilizes Forward Error Correction (FEC) scheme, which limits the impact of random noise. These radios utilize Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK) with a nominal modulation index (h_f) between 0.28 and 0.35 and normalized bandwidth of $B_b T = 0.5$, where B_b is the 3 dB Bandwidth of the transmitter's Gaussian low pass filter, and T is the bit period. Furthermore, Bluetooth system provides interconnection of devices in the use vicinity in a range of about 10 meters, but it can be extended up to 100 meters.

The GFSK signal

The GFSK signal can be represented by

$$S(t, a) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t, a)) \tag{2}$$

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \tag{3}$$

Where E_b is the energy per data bit, f_c is the carrier frequency, a is the random input stream comprised of the data bits α_i , and $\phi(t, a)$ is the output phase deviation. The positive effect of variability on the richness can be expressed as:

$$\phi(t, a) = 2\pi h_f \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i q(t-iT) + \pi h_f \sum_{i=-\infty}^{n-L} \alpha_i \tag{4}$$

$$q(t) = \int_{i=-\infty}^t g(\tau) d\tau \tag{5}$$

Where $g(\tau)$ is the impulse response of a Gaussian filter, and L is the length of $g(\tau)$ in bit periods. For Bluetooth with $B_b T = 0.5$, we have $L = 2$ minimum value of richness in a non-stress situation. The second sum is the

Approach and methods

Wi-Fi System (IEEE 802.11b)

Wi-Fi system operates bit-rates as 11 Mbps and employs Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) scheme for high data rate [10]. DSSS signaling technique divides the 2.4 GHz band into 14 twenty-two MHz channels, of which 11 adjacent channels partially and the remaining three do not overlap. For speed up to 11 Mbps, Wi-Fi uses Complementary Code Keying (CCK) which includes a set of 256 complex code words transmitted using QPSK modulation. CCK has a code length 8 and a chipping rate of 11 Mchip/s. The 8 complex chips comprise a single symbol. By making the symbol rate 1.375 MS/s the 11 Mbps waveform ends up occupying the same approximate bandwidth as the for the 2 Mbps QPSK waveform.

The Wi-Fi physical layer uses direct-sequence spread spectrum (DSSS) at four different data rates using a combination of differential binary phase shift keying (DBPSK) for 1 Mbps, differential quaternary phase shift keying (DQPSK) for 2 Mbps, and QPSK/Complementary Code Keying (CCK) for the higher speeds: 5.5 and 11 Mbps. In this paper, we analyze especially for 11 Mbps. The RF power level can vary, but is typically between 30 and 100 mW (up to +20 dBm) in most commercial Wi-Fi systems.

Complementary Code Keying (CCK)

The CCK code words are derived from the following formula:

$$C = \begin{pmatrix} e^{j(\varphi_1-\varphi_2-\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3+\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_4)}, \\ -e^{j(\varphi_1-\varphi_4)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_2+\varphi_3)}, e^{j(\varphi_1+\varphi_3)}, \\ -e^{j(\varphi_1-\varphi_2)}, e^{j(\varphi_1)} \end{pmatrix}$$

Where C is the code word, $\varphi_1 - \varphi_4$ is the phase values of the complex code set, and $\varphi \in \left\{0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}\right\}$.

In modulation, the input data is a serial bit stream that is partitioned into bytes as (d7, d6, ..., d0). The data dibits (d0,d1), (d2,d3), (d4,d5) and (d6,d7) encode $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ and φ_4 , respectively, based on DQPSK as specified IEEE 802.11b standard.

Bluetooth System (IEEE 802.15)

Bluetooth is a short-rang radio technology designed to enable wireless connections between portable computing and communication devices in an ad-hoc fashion. It is the major member of wireless personal area network (WPANs). In Bluetooth ad-hoc network, the basic architectural unit in Bluetooth system is the piconet, composed of a master and

seven slave devices. Its data are conveyed in packet, consisting of access code, header and payload. There are two link types: synchronous connection-oriented (SCO) link and asynchronous connection-less (ACL) link. The SCO link is a point-to-point link between a master and a single slave in the piconet. The master maintains the SCO link by using reserved slots at regular intervals. The ACL link is a point-to-multipoint link between the master and all the slaves participating on the piconet. For SCO link, each voice channel supports a 64 kbps in each direction. The ACL link can support maximal 732.2 kbps asymmetric (and still up to 57.6 kbps in the return direction), or 433.9 kbps symmetric.

Bluetooth radios operate at a channel bit rate of 1 Mbps and employ Frequency Hopping Spread Spectrum scheme in order to make links more robust. This is accomplished by designating 79 hop frequencies, each displaced by 1 MHz. Compared with other systems in the ISM band, Bluetooth typically hops faster (1600 Hop/s) and uses shorter packets, making more robust. In addition, it utilizes Forward Error Correction (FEC) scheme, which limits the impact of random noise. These radios utilize Gaussian Frequency Shift Keying (GFSK) with a nominal modulation index (h_f) between 0.28 and 0.35 and normalized bandwidth of $B_b T = 0.5$, where B_b is the 3 dB Bandwidth of the transmitter's Gaussian low pass filter, and T is the bit period. Furthermore, Bluetooth system provides interconnection of devices in the use vicinity in a range of about 10 meters, but it can be extended up to 100 meters.

The GFSK signal

The GFSK signal can be represented by

$$S(t, a) = A \cos(2\pi f_c t + \phi(t, a)) \tag{2}$$

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{T}} \tag{3}$$

Where E_b is the energy per data bit, f_c is the carrier frequency, a is the random input stream comprised of the data bits α_i , and $\phi(t, a)$ is the output phase deviation. The positive effect of variability on the richness can be expressed as:

$$\phi(t, a) = 2\pi h_f \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i q(t-iT) + \pi h_f \sum_{i=-\infty}^{n-L} \alpha_i \tag{4}$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau \tag{5}$$

Where $g(\tau)$ is the impulse response of a Gaussian filter, and L is the length of $g(\tau)$ in bit periods. For Bluetooth with $B_b T = 0.5$, we have $L = 2$ minimum value of richness in a non-stress situation. The second sum is the

accumulated phase of all previous symbols called the phase state.

Wi-Fi and Bluetooth Interference Cases

If Wi-Fi and Bluetooth are used at the same scenarios, their traffic will crash. Specifically, these systems transmit on overlapping frequencies, creating in-band noise for one another. Interference between Wi-Fi and Bluetooth occurs when either of the following is true:

- The Wi-Fi receiver senses the Bluetooth signal at the same time as Wi-Fi signal is being sent to it. The effect is most pronounced when the Bluetooth signal is within the 22-MHz-wide passband of the Wi-Fi receiver.
- The Bluetooth receiver senses the Wi-Fi signal at the same time as the Bluetooth signal is being sent to it; the effect is most pronounced when the Wi-Fi signal is within the passband of the Bluetooth receiver.

For the Bluetooth transmission to disrupt the Wi-Fi packets there must be an overlap in frequency as well as time, as illustrated in Figure 1. Long packets stand a higher chance of overlapping a number of Bluetooth time slots, whereas shorter packets increase the chances of successful reception during the gap in the transmission.

Channel Model

Some experiments have been conducted to evaluate the power delay profile of indoor channel at 2.4 GHz [11]-[14]. The channel is roughly categorized into two major classes: (1) channels with a line-of-sight (LOS) path and (2) channels with an obscured path. For a LOS path, Kim [11] found that it could be reasonably approximated by a Rician distribution with $K = 5$, where K is the ratio of the dominant-path power to the scattered-path power. For a path with obstructions, the probability density function (pdf) of the amplitude of the fading signal is Rician with $K = 2$, which is close to the Rayleigh distribution. Also in this report, a Rayleigh fading distribution was considered for indoor channel.

Results and Discussion

In this section, we present the result of Wi-Fi and Bluetooth performance inside building channel by using the document and process shown in Approach and Method, Section 2. To consider the efficiency of Wi-Fi and Bluetooth, we use Rayleigh fading for inside-building channel which probability density function of signal is Rician with $K = 2$. We assume that each packet is followed by an acknowledgement and information is streamed in a continuous manner. Moreover, we analyze the Wi-Fi and Bluetooth performance in two main factors. First, we can analyze throughput as a function of signal to interference ratio (SIR) with distance of Wi-Fi and Bluetooth devices fixed (see Figure 2 and 3). Second, we analyze both wireless performances as a function of distance with SIR

fixed (see Figure 4 and 5). For Bluetooth, we consider two types of application, namely voice and

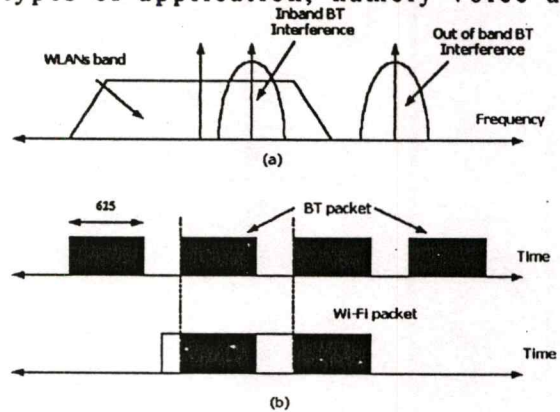


Figure 1 – Interference of Bluetooth signal on Wi-Fi signal (a) in frequency domain (b) in time domain.

data traffic. For voice traffic, we assume a symmetric stream of 64 kbps each way using HVI packet encapsulation. For modeling data traffic, we consider an asymmetric packet of 723.2 kbps (57.6 kbps in reverse) called DH5 packet.

As a first approach, figure 2 shows the throughput of Wi-Fi and Bluetooth devices in percentage as a function of SIR with transmitter and receiver distance of 4 meters. In this case, we assume that an interference limited environment with carrier to noise ratio (CNR) equal to 35 dB, so the main source of error is the interference. In this figure, we analyze the Wi-Fi-performance case with Bluetooth interference and the Bluetooth-performance case with Wi-Fi interference. Furthermore, we suppose that the interference is always on and that it exists for entire length of packet. This figure, throughput of Wi-Fi system gives worse performance than throughput of Bluetooth system. For Wi-Fi, in the range of SIR from 0 to 4 dB, throughput dramatically increases more than 10 percent. As the same range, Bluetooth throughput grows up around 7 percentage less than Wi-Fi. Wi-Fi and Bluetooth throughput curve is steady on 67 and 38 percentage, respectively.

Next, to determine the throughput, we need to compute the data resource from figure 2 with data rate of each system. Figure 3 depicts the throughput curves in Mbps for Wi-Fi and Bluetooth system. Note that here throughput of Wi-Fi is stable around 4.2 Mbps in the case of SIR more than 5 dB, and of Bluetooth is around 600 kbps. Compared with figure 2, Bluetooth throughput in Mbps is less than Wi-Fi, in contrast to throughput in percentage that is larger than Wi-Fi system. It indicates that throughput depend heavily on the data rate; the larger the data rate, the larger the throughput.

As second approach, we analyze both wireless performances as a function of distance with SIR fixed. Figure 4 illustrates the Wi-Fi throughput mapped against Wi-Fi-station to Wi-Fi-access point distance with the

impact of changing Bluetooth packet type from high-rate basic data application to voice application. For data traffic interference, DH5, in the range of 5 to 10 meters, Wi-Fi performance has dropped to around 1.5 Mbps, representing approximate 50 percent reduction in throughput within the

improves as the distance exceed 4 meters. Second, we focus on the probability of Bluetooth traffic with Wi-Fi interference. One observation is that for Bluetooth transmission, the effect of Bluetooth packet type is reversed. While DH5 packets are interference, the Wi-Fi

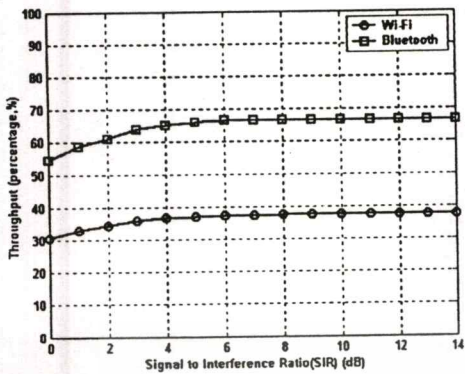


Figure 2 – Throughput of Wi-Fi and Bluetooth (percentage) versus Signal to Interference Ratio (SIR).

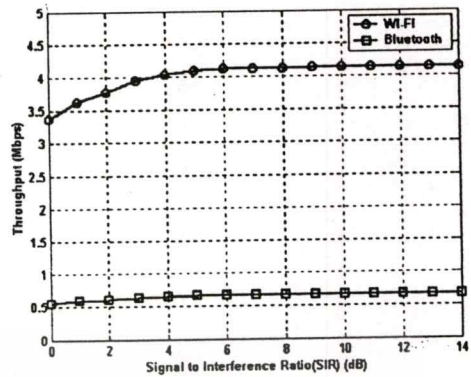


Figure 3 – Throughput of Wi-Fi and Bluetooth (Mbps) versus Signal to Interference Ratio (SIR).

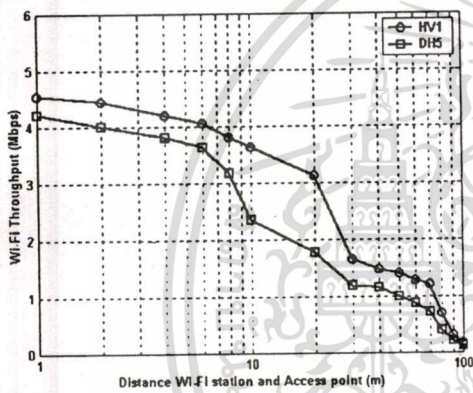


Figure 4 – Wi-Fi throughput versus distance of Wi-Fi station and access point.

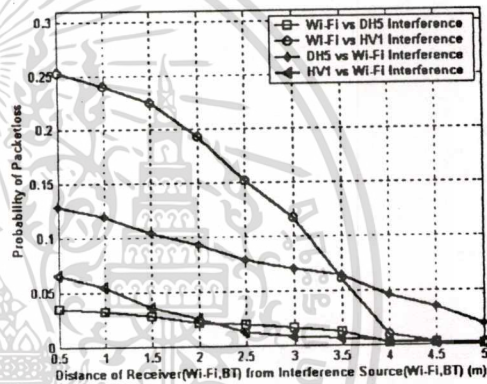


Figure 5 – The probability of packet loss versus distance of receiver (Wi-Fi, Bluetooth) from interference source (Wi-Fi, Bluetooth).

first 10 meters of distance from the Wi-Fi station. For HV1, Wi-Fi throughput has severely dropped to around 1.5 Mbps in the range of 20 to 30 meters from the Wi-Fi station.

Figure 5 shows the probability of packet loss as a function of distance of receiver from the interference source with SIR equal to 10 dB. First, we focus on the probability of Wi-Fi with Bluetooth interference. Since DSSS spreading requires bandwidth of 22 MHz, there is a significant probability that Wi-Fi packet may cause interference to multiple Bluetooth packets. In other words, although, Bluetooth is hopping to a new frequency for each slot, Wi-Fi interference is present in roughly 22 of the 79 channels. On Wi-Fi with HV1 interference, the probability of packet loss is so high due to the long length of HV1 packet compared to DH5 one. Because a HV1 packet is larger than DH5, and so probability of packet loss of Wi-Fi corrupted by HV1 packets are more than DH5 packets. Still considering the HV1 interference, one sees that the performance, one see that the performance significantly

probability of packet loss is high because a DH5 packet is shorter than HV1 packet, and so a number of DH5 interfering packet are more than HV1 packet.

Conclusion

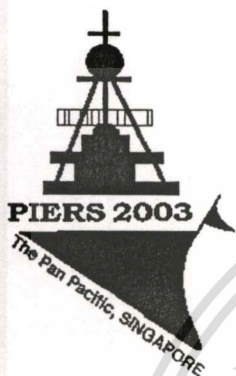
In this paper, we have presented the Wi-Fi and Bluetooth efficiency impacted by each other inside building. For Bluetooth, we consider voice and data packet at traffic rate 64 and 723.2 kbps, respectively. As a result of this investigation, we found that Bluetooth throughput in percentage is larger than Wi-Fi throughput, but its performance in Mbps is opposite to previous. This indicates that throughput heavily depends on the data rate. The larger the data rate, the larger the throughput. As same as distance that far from Wi-Fi station and access point, Wi-Fi efficiency interfered by Bluetooth data applications is worse than by voice application. Moreover, the gap

between Wi-Fi device increases, while Wi-Fi throughput declines. Our results indicate that Wi-Fi environment impacted by Bluetooth voice traffic is the worst case because the probability of packet loss is roughly 0.25. On the distance between receiver and interference source less than 5 meters, Bluetooth voice traffic has a highly robust performance with Wi-Fi interference than data traffic.

References

- [1] IEEE Std. 802.11b. 1999. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band.
- [2] Bluetooth Special Interest Group. 2001. Specifications of the Bluetooth System. *Bluetooth SIG 1.1(1.0B)*.
- [3] Lansford, J.; Stephens, A.; and Nevo, R. 2001. Wi-Fi(802.11b) and Bluetooth Enabling Coexistence. *The IEEE Network* 15(5): 20-27.
- [4] Howitt, I.; Mitter, V.; and Gutierrez, J. 2001. Empirical Study for IEEE 802.11 and Bluetooth Interoperability. *IEEE Fall VTC 2001 Rhodes*.
- [5] Howitt, I. 2001. IEEE 802.11 and Bluetooth Coexistence Analysis Methodology. *IEEE Fall VTC 2001 Rhodes*.
- [6] Bruno, R.; Conti, M.; and Gregori, E. 2001. WLAN technologies for Mobile ad hoc Networks. In Proceedings of the 34th Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS-34), Maui, Hawaii.
- [7] Bianchi, G.; Faratta, L.; and Oliveri, M. 1996. Performance Evaluation and Enhancement of the CSMA/CA MAC Protocol for 802.11 Wireless LANs. In Proceedings of PIMRC 1996, 392-396. Taipei, Taiwan.
- [8] Ennis, G. 1998. Extension of Bluetooth and 802.11 Direct Sequence Model. *IEEE 802.11-98/319*.
- [9] Chiasserini, C. F.; and Rao, R. R. 2000. Performance of IEEE 802.11 WLANs in a Bluetooth Environment. In the Proceeding of IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2000, 94-99. Chicago, IL.
- [10] Crow, B.P.; Widjaja, I.; Kim, J.G.; and Sakai P.T. 1977. IEEE 802.11 wireless local area networks. *IEEE Communications Magazine*:1-12.
- [11] Kim, S. C.; Bertoni, H. L.; and Stern, M. 1996. Pulse propagation characteristics at 2.4 GHz inside buildings. *IEEE Trans. Veh. Tech* 45:579-592.
- [12] Janssen, G. J. M.; Stigter, P. A.; and Prasad, R. 1996. Wideband indoor channel measurements and BER analysis of frequency selective multipath channels at 2.4, 4.75, and 11.5 GHz. *IEEE Trans. Comm* 44:1272-1288.
- [13] Zhang, Y. P.; and Hwang, Y. 1994. Time delay characteristics of 2.4 GHz band radio propagation channels in room environments. *IEEE Int. Symp. Personal Indoor and Mobile Radio Communications* 1:28-32
- [14] Soltanian, A.; and Van Dyck, R. E. 2001. Performance of the Bluetooth System in Fading Dispersive Channels and Interference. In Proceeding of IEEE Globecom, 3499-3503. San Antonio, TX.

PROGRESS IN ELECTROMAGNETICS RESEARCH SYMPOSIUM 2003



PIERS 2003

JANUARY 7 - 10, 2003

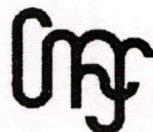
PAN-PACIFIC HOTEL

SINGAPORE

PROCEEDINGS

Organised by:

In Co-operation with:



MTT/AP Chapter
IEEE Singapore Section

Department of Electrical
& Computer Engineering

IEEE Microwave Theory &
Techniques Society

IEEE Antennas &
Propagation Society

Centre for Microwaves & RF
NUS

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The efficiency of Wi-Fi (802.11b) in presence of Bluetooth radios inside building

Tanaporn Subson[†], Pichaya Supanakoon[†], Panarat Rawiwan[†], Monchai Chamchoy[†]
Sathaporn Promwong[†] and Prakrit Tangtisanon[†]

[†]Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

Phone: (+66)2737-2500-47 ext. 5054 E-mail:s3061107@kmitl.ac.th

Abstract

While there are certainly many devices where difference radio technologies can be built into the same platform, collocation of Wi-Fi (IEEE 802.11b) and Bluetooth is of special significance because both occupy the 2.4 GHz unlicensed ISM frequency band. This creates the potential for interference and causes the degradation performance between the two technologies.

To study the impact of Bluetooth on Wi-Fi system, we have created the simulation model that highly flexible C program [1] accurately models the behavior of both the PHY and MAC layers of both Bluetooth and Wi-Fi system. These models analyze in detail the full ramifications of the physical layer such as hopping, spectral masks and filter selectivity. In addition, the actual usage indoor channel has been used to determine the signal strength related to the Wi-Fi performance because the propagation inside buildings suffers from large shadowing and high multipath effects. This is a serious problem for Wi-Fi and Bluetooth practical employment.

In this paper, the block diagram of analysis the efficiency of Wi-Fi in presence of Bluetooth radios is shown in Fig 1. The Wi-Fi and Bluetooth model base on IEEE 802.11b and IEEE 802.15 specifications, respectively. Most of the dominant factors have been discussed to evaluate the Wi-Fi performance liked the Wi-Fi payload range, the distance between Wi-Fi and Bluetooth devices, the Bluetooth packet type and the number of Bluetooth devices. The efficiency of Wi-Fi system measures in term of packet error probability, residual number of errors and throughput.

REFERENCES

- [1] N. Golmie, "Bluetooth and 802.11 Interference: Simulation Model and System Results," *IEEE 802.15-01/195R0*, April 2001.

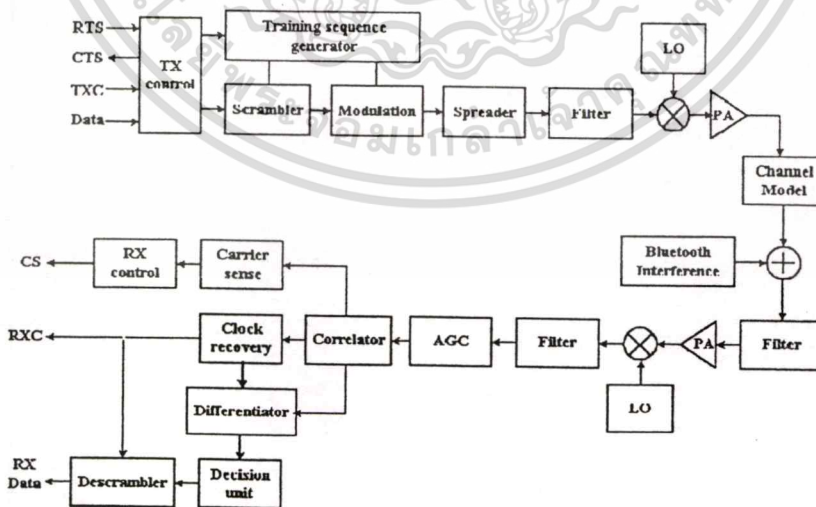


Fig. 1. the block diagram of Bluetooth interference on Wi-Fi system.

ประวัติผู้เขียน

นางสาวชนาภรณ์ ทรัพย์ซ้อน เกิดเมื่อวันที่ 15 มกราคม พ.ศ. 2521 ที่จังหวัดพิษณุโลก สำเร็จการศึกษาวិชากรรมศาสตรบัณฑิต (โทคมนาคม) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2543 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษา (วิทย์-คณิต) จากโรงเรียนเฉลิมขวัญสตรี อำเภอเมือง จังหวัดพิษณุโลก ปีการศึกษา 2539



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้