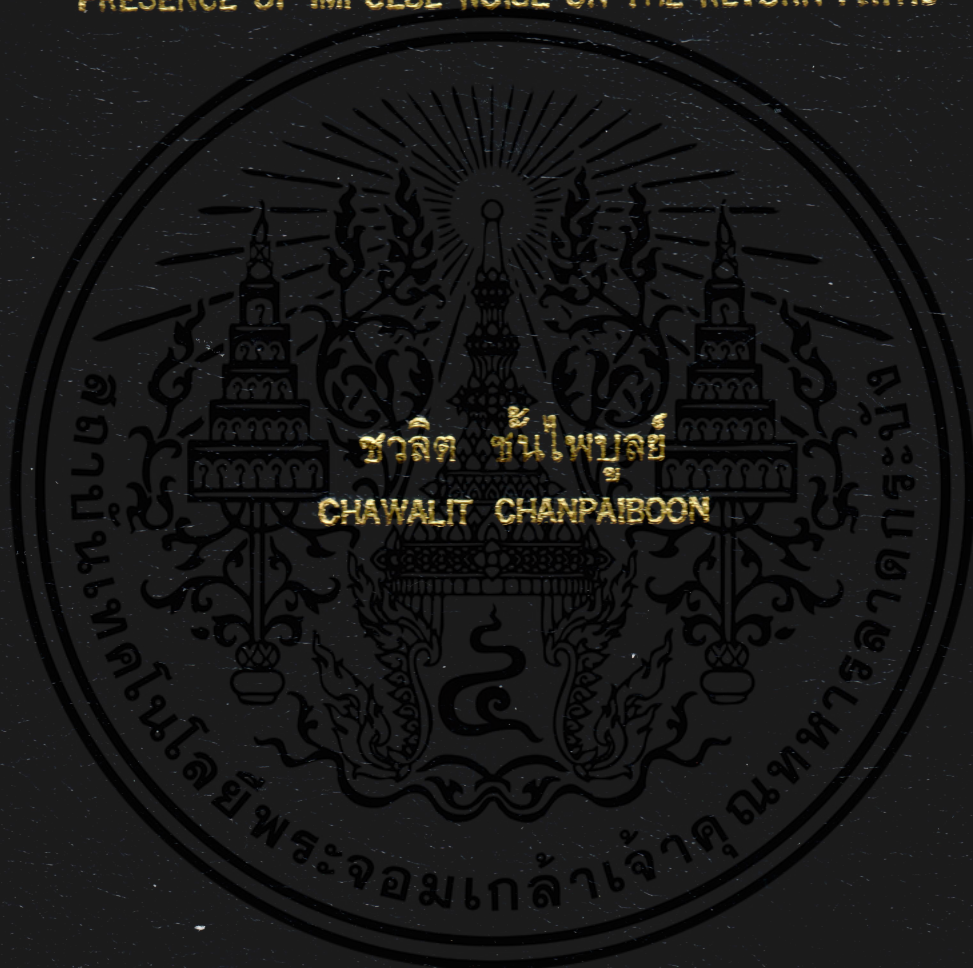


ความผิดพลาดของการสื่อสารโครงข่ายเคเบิลทีวีอันเนื่องมาจาก
สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ

THE ERROR PERFORMANCE OF CABLE TV NETWORK IN THE
PRESENCE OF IMPULSE NOISE ON THE RETURN PATHS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2542

ISBN 974-622-481-6

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ความผิดพลาดของการสื่อสารโครงข่ายเคเบิลทีวีอันเนื่องมาจาก
สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ

THE ERROR PERFORMANCE OF CABLE TV NETWORK IN THE
PRESENCE OF IMPULSE NOISE ON THE RETURN PATHS



ชวลิต ชันไพบูลย์

CHAWALIT CHANPAIBOON

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2542

ISBN 974-622-481-6

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 33394
วัน, เดือน, ปี..... 2 ส.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**THE ERROR PERFORMANCE OF CABLE TV NETWORK IN THE
PRESENCE OF IMPULSE NOISE ON THE RETURN PATHS**



CHAWALIT CHANPAIBOON

**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**

1999

ISBN 974-622-48-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 1999

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ความผิดพลาดของการสื่อสารโครงข่ายเคเบิลทีวี อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ

THE ERROR PERFORMANCE OF CABLE TV NETWORK IN THE PRESENCE OF IMPULSE NOISE ON THE RETURN PATHS

ชื่อนักศึกษา นายชวลิต ชันไฟบุลย์

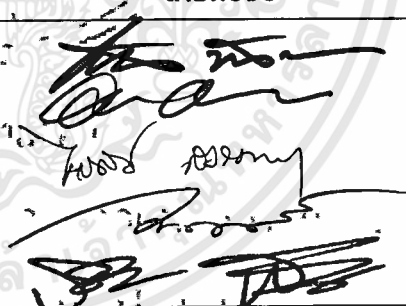
รหัสประจำตัว 38061234

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผศ. อธิธิชัย อรุณศรีแสงไชย

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม ผศ. ดร. ไกรสิน ส่องวัฒนา

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.ถวิล	พึงมา	
ผศ.อธิธิชัย	อรุณศรีแสงไชย	
ผศ.ดร. ไกรสิน	ส่องวัฒนา	
รศ.ดร.กนก	ใจนจิระพงศ์เวช	
ผศ.วิชัย	สุรพัฒน์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 9 มิถุนายน 2542 เวลา 12.00 - 13.00 น.

สถานที่สอบ ห้องสอบวิทยานิพนธ์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ ตึก 12 ชั้น ชั้น 4 ห้อง (E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว



วันที่ 25 เดือน พฤษภาคม พ.ศ. 2542

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ความผิดพลาดของการสื่อสาร โครงข่ายเคเบิลทีวีอันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ
นักศึกษา	นายชวลิต ชันไพบูลย์
รหัสประจำตัว	38061234
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2542
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.อิทธิชัย อรุณศรีแสงไชย
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม	ผศ.ดร.ไกรสิน ส่งวัฒนา

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้อธิบายถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อการสื่อสารบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีในรูปของอัตราการเกิดบิตผิดพลาด โดยทำการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจากโครงข่ายเคเบิลทีวีจริง เพื่อนำมาวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดตามแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิก เมื่อกำหนดให้การมอดูเลตและดีมอดูเลตเป็นไปตามมาตรฐานการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีของ DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specification) และ IEEE 802.14 ผลที่ได้จากการศึกษานี้จะทำให้เราทราบถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในเวลา และในช่องสัญญาณต่างๆ ของโครงข่ายเคเบิลทีวี ทั้งนี้จะเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น

Thesis Title The Error Performance of Cable TV Network in the Presence of
Impulse Noise on the Return Paths

Student Mr.Chawalit Chanpaiboon

Student ID. 38061234

Degree Master of Engineering

Programme Electrical Engineering

Year 1999

Thesis Advisor Assist.Prof.Itthichai Arungsrisangchai

Thesis Co-Advisor Assist.Prof.Dr.Kraisin Songwatana

ABSTRACT

This thesis describes the effect of impulse noise on the return paths of a cable TV network, in term of Bit Error Rate. Noise from real cable TV is collected. The return path noise is analyzed, with respect to the impulse noise class A model. The modulation and de modulation method according to the DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specification) and IEEE 802.14 standard for return path data communication. The result of error performance under the influence of impulse noise at any times and channels in the cable TV network which can be used for future system development to increase the performance of the network.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากหลายฝ่าย ซึ่งผู้จัดทำใคร่ขอขอบคุณทุกท่านที่มีส่วนร่วมสนับสนุน ช่วยเหลือและแนะนำในทุกๆด้าน

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ผู้ให้โอกาสและคอยให้กำลังใจเสมอมา

ขอขอบพระคุณ ผ.ศ. อธิรัชชัย อรุณศรีแสงไชย และ ผ.ศ.ดร. ไกรสิน ส่องวัฒนา ที่ได้กรุณาเสียสละเวลา ให้คำปรึกษา และข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์

ขอขอบพระคุณ บริษัท เทลคอมเอเชีย , เอเชียมัลติมีเดีย และ พนักงานที่ทำงานในบริษัทดังกล่าวทุกท่าน ที่ช่วยประสานงานในการเก็บข้อมูลสัญญาณรบกวน อันเป็นข้อมูลสำคัญในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบพระคุณ ศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC) ที่ช่วยอุดหนุนทุนในการทำวิจัย

ขอขอบคุณ พี่ๆ และเพื่อนๆ ห้อง A-404 ทุกท่านที่ช่วยให้คำปรึกษาและให้กำลังใจตลอดมาท้ายสุด ขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ชวลิต ชันไพบูลย์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการทำวิจัย	1
1.3 สมมติฐานในการทำวิจัย	2
1.4 ทฤษฎีและแนวคิดในการทำวิจัย	2
1.5 ขอบเขตของการทำวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนในการทำวิจัย	3
1.7 โครงประกอบของการทำวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC	5
2.3 การสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนโครงข่าย HFC	7
2.4 สรุป.....	10
บทที่ 3 ทฤษฎีการมอดูเลตและดีมอดูเลตตามมาตรฐาน DOCSIS และ IEEE 802.14.....	11
3.1 กล่าวนำ.....	11
3.2 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล	11
3.2.1 การมอดูเลต และดีมอดูเลตแบบ โคฮีเรนซ์ BPSK	12
3.2.2 การมอดูเลต และดีมอดูเลตแบบ โคฮีเรนซ์ QPSK	14
3.3 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเบสแบนด์	17

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.4	สรุป	25
บทที่ 4	แบบจำลองสัญญาณรบกวนใน โครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC	26
4.1	กล่าวนำ	26
4.2	ประเภทและแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนใน โครงข่ายเคเบิลทีวี แบบ HFC บนเส้นทางกลับ	26
4.2.1	สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเองจาก โครงข่าย	27
4.2.2	สัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามาจากภายนอก	27
4.3	ทฤษฎีการสื่อสารเชิงสถิติ	28
4.3.1	การกระจายตัวของความน่าจะเป็น และความหนาแน่น ความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่ม	28
4.3.2	ความสัมพันธ์ร่วมของตัวแปรสุ่ม	29
4.3.3	การทรานส์ฟอร์มของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น	31
4.4	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น ของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN	32
4.5	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น ของสัญญาณรบกวนแบบ อิมพัลส์คลาสเอ.....	34
4.6	สรุป	39
บทที่ 5	การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลใน โครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC	40
5.1	กล่าวนำ	40
5.2	ผลตอบสนองของวงจรคอร์รีเลเตอร์	40
5.3	การประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในระบบการมอดูเลทแบบ โคฮีเรนท์ BPSK	45
5.3.1	อัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนแบบ AWGN	45
5.3.2	อัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนแบบ อิมพัลส์	47
5.4	การประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในระบบการมอดูเลทแบบ โคฮีเรนท์ QPSK ..	48
5.4.1	อัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากสัญญาณรบกวน AWGN	48
5.4.2	อัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากสัญญาณรบกวน แบบอิมพัลส์	50
5.5	สรุป	51

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	52
6.1 กล่าวนำ	52
6.2 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน	52
6.2.1 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่	52
6.2.2 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลา	55
6.3 วิธีการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน	56
6.3.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ระดับสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ ของแต่ละวัน	56
6.3.2 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ	56
6.3.3 ขั้นตอนการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในช่องสัญญาณ ย่านความถี่ต่างๆ	58
6.3.4 ผลการวิเคราะห์ในช่องสัญญาณต่างๆ	59
6.3.4.1 ผลอัตราการเกิดบิตผิดพลาดเมื่อใช้การมอดูเลตแบบ BPSK ..	65
6.3.4.2 ผลอัตราการเกิดบิตผิดพลาดเมื่อใช้การมอดูเลตแบบ QPSK ..	67
6.3.4.3 ผลการเปรียบเทียบอัตราการเกิดบิตผิดพลาดเมื่อใช้ การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK	69
6.4 สรุป	70
บทที่ 7 บทสรุป	72
7.1 วิธีการทดลอง	72
7.1.1 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน	72
7.1.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวน	72
7.2 ข้อสังเกต ปัญหาที่พบในการทดลอง และข้อเสนอแนะ	73
เอกสารอ้างอิง	74
ภาคผนวก	76
ประวัติผู้วิจัย	96

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ความกว้างของช่องสัญญาณสูงสุดในแต่ละความเร็วในการมอดูเลต	9
2.2 คุณลักษณะของกำลังสัญญาณทางอินพุทของคีมอดูเลเตอร์	9
6.1 พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ในกรณีที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 2.56 Msym/sec	63
6.2 พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ในกรณีที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 1.28 Msym/sec	64
6.3 พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ในกรณีที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 640 Ksym/sec	64



สารบัญญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC	6
2.2 ผังการจัดสรรความถี่ในโครงข่าย	6
2.3 บล็อกไดอะแกรมการสื่อสารข้อมูลผ่านโครงข่าย HFC	7
2.4 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์แบบสแควร์รูทเรตโคซายน์โดยใช้ $\alpha = 0.4$	8
3.1 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลต / ดิมอดูเลตสัญญาณ BPSK	12
3.2 คอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตในแบบ BPSK	13
3.3 บล็อกไดอะแกรม การมอดูเลต แบบ QPSK	14
3.4 บล็อกไดอะแกรม การดิมอดูเลตสัญญาณ QPSK	15
3.5 คอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตในแบบ QPSK	16
3.6 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณดิจิทัลออลเบสแบนด์ที่ความเร็วต่างๆ	21
3.7 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ ที่ปรับแต่งสเปกตรัมแล้วที่ความเร็วต่างๆ	24
4.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียน	32
4.2 ฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน	33
4.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ในหน่วยกำลัง(วัตต์)ในสเกล dB	34
4.4 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ ในหน่วยกำลัง(วัตต์) ในสเกล dB	36
5.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงแบบจำลองการมอดูเลตและดิมอดูเลต ในกรณีที่ มีสัญญาณรบกวนรวมเข้ามา กับสัญญาณมอดูเลต	40
5.2 การกระจายตัวความน่าจะเป็นของฟังก์ชันแบบโลคัลิสซูดของสัญญาณ	45
5.3 คอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตในแบบ QPSK	48
6.1 บล็อกไดอะแกรมการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่	52
6.2 ผังการทำงานของโปรแกรมควบคุมเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม	53
6.3 กราฟพื้นผิว 3 มิติของสัญญาณรบกวนที่ Hub ต่างๆ	54
6.4 บล็อกไดอะแกรมการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลา	55
6.5 ผังการทำงานของโปรแกรมควบคุมออสซิลอสโคป	55
6.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ระดับสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ	56
6.7 ตัวอย่างของสัญญาณที่บันทึกไว้ในช่วงเวลา 30 นาที	57

สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
6.8 จำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้น ณ เวลาต่างๆในหนึ่งวัน	57
6.9 บล็อกโคเดแกรมแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณต่างๆ	58
6.10 บล็อกโคเดแกรมแสดงการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาด	58
6.11 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวน ที่รวบรวมไว้ เทียบกับแบบจำลอง เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการ ส่งข้อมูลที่มีความเร็ว 2,560 Ksym/sec	60
6.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวน ที่รวบรวมไว้ เทียบกับแบบจำลอง เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการ ส่งข้อมูลที่มีความเร็ว 1,280 Ksym/sec	61
6.13 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวน ที่รวบรวมไว้ เทียบกับแบบจำลอง เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการ ส่งข้อมูลที่มีความเร็ว 2,560 Ksym/sec	62
6.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ สัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน เมื่อใช้การมอดูเลทแบบ BPSK	65
6.15 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ กำลังของคลื่นพาหะ เมื่อใช้การมอดูเลทแบบ BPSK	66
6.16 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ สัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน เมื่อใช้การมอดูเลทแบบ QPSK	67
6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ กำลังของคลื่นพาหะ เมื่อใช้การมอดูเลทแบบ QPSK	68
6.18 การเปรียบเทียบอัตราการเกิดบิตผิดพลาดระหว่าง การมอดูเลทแบบ BPSK และ QPSK	69
6.19 กำลังคลื่นพาหะที่ต้องใช้ในช่องสัญญาณต่างๆ เมื่อต้องการ BER เท่ากับ 10^{-8}	70

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการสื่อสารข้อมูลได้มีความสำคัญต่อการพัฒนาเศรษฐกิจมาก ไม่จำกัดเฉพาะในหน่วยงานราชการและเอกชนเท่านั้น แต่ได้ขยายตัวเข้าสู่ประชาชนเกือบทุกระดับดังจะเห็นได้จากการเพิ่มจำนวนขึ้นของบริษัทที่ทำธุรกิจเกี่ยวกับการจัดหาบริการอินเทอร์เน็ต(Internet Provider) นอกจากการสื่อสารข้อมูลที่ทำการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์เพื่อทำการรับและส่งไฟล์แล้วยังมีการขยายตัวของเทคโนโลยีสารสนเทศที่ต้องการให้บริการสื่อสารข้อมูลทุกรูปแบบ ไม่ว่าจะเป็นบริการการประชุมสัมมนาทางโทรทัศน์ (Videoconference) หรือวิดีโอออนดีมานด์ (Video-on-demand) ซึ่งบริการต่างๆดังกล่าวจำเป็นที่จะต้องรับและส่งข้อมูลที่มีจำนวนมาก ดังนั้นจึงต้องใช้โครงข่ายที่มีการรับและส่งข้อมูลความเร็วสูง โครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ Hybrid Fiber/Coaxial (HFC) จึงเป็นอีกเทคโนโลยีหนึ่งที่มีศักยภาพเพียงพอที่จะรองรับบริการต่างๆดังกล่าว [1][2]

โครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC เป็นโครงข่ายที่พัฒนามาจากโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบเดิมซึ่งใช้สายโคแอกเซียลในการส่งกระจาย(Broadcast)สัญญาณทีวีไปสู่ผู้ใช้บริการ สำหรับโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC นั้นเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างสายใยแก้วนำแสงและสายโคแอกเซียล ทำให้เราสามารถส่งกระจายสัญญาณทีวีได้ไกลขึ้นและประสิทธิภาพดีขึ้น นอกจากนี้ยังมีการปรับปรุงโครงข่ายให้สามารถสื่อสารในแบบสองทางอีกด้วย[3][4] แต่อุปสรรคสำคัญประการหนึ่งในการสื่อสารข้อมูลบนโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC ก็คือการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนจากภายนอกเข้ามาในโครงข่าย สัญญาณรบกวนดังกล่าวจะมีกำลังของสัญญาณสูงกว่าสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนมากเราเรียกสัญญาณดังกล่าวว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์(Impulse Noise)[5] ซึ่งมีต้นกำเนิดจากหลายแหล่งด้วยกันเช่น การสปาร์คในหัวเทียนรถยนต์(Ignition Noise) หรือจากเครื่องรับโทรทัศน์จากแหล่งกำเนิดที่แตกต่างกันทำให้สัญญาณรบกวนดังกล่าวส่งผลกระทบต่อย่านความถี่ที่แตกต่างกัน ดังนั้นเราจึงไม่สามารถที่จะประเมินประสิทธิภาพของระบบสื่อสารดังกล่าวโดยวิธีต่างๆไปได้ [6]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการทำวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแนวทางในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพในการสื่อสารข้อมูลของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC บนเส้นทางกลับ ในรูปของค่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(Bit Error Rate : BER) เพื่อให้เข้าใจถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจริงในช่องสัญญาณต่างๆของโครงข่าย ในช่วงเวลาต่างๆกัน เนื่องจากในการวิเคราะห์ค่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาดโดยทั่วไป

จะตั้งอยู่บนสมมติฐานที่ให้ช่องสัญญาณประกอบไปด้วยสัญญาณรบกวนแบบแอดดิทีฟไวท์เกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) อันเป็นการกำหนดช่องสัญญาณอย่างง่าย ซึ่งไม่เหมาะสมในการนำไปใช้วิเคราะห์ช่องสัญญาณบนเส้นทางกลับ ในโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC อันอาจทำให้ผลที่ได้จากการวิเคราะห์คลาดเคลื่อนไปจากความเป็นจริง เพราะช่องสัญญาณดังกล่าว นั้นประกอบด้วยสัญญาณรบกวนหลายชนิด ซึ่งมีการกระจายตัวของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function : PDF) ที่แตกต่างไปจากสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

1.3 สมมติฐานในการทำวิจัย

สมมติฐานในการทำวิจัยตั้งอยู่บนความเป็นจริงในการใช้งานเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC ซึ่งในสภาพที่เป็นจริงการเชื่อมต่อที่ไม่ได้มาตรฐานบางจุดสามารถทำให้สัญญาณรบกวนหรือสัญญาณที่ไม่ต้องการจากภายนอกแทรกสอดเข้ามาในโครงข่ายได้ และเมื่อมีสัญญาณรบกวนที่สามารถแยกได้จาก 2 แหล่งกำเนิดใหญ่ๆ คือ

1. แหล่งกำเนิดจากภายในโครงข่าย เช่น สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน
2. แหล่งกำเนิดจากภายนอกโครงข่าย

ดังนั้นฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของระดับสัญญาณรบกวนไม่ควรที่จะมีการกระจายตัวในรูปแบบเกาส์เซียน ในการวิทยานิพนธ์นี้ได้นำรูปแบบการกระจายตัวของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ของ “David Middleton” มาใช้อธิบายถึงคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณต่างๆ บนเส้นทางกลับของโครงข่าย ซึ่งทำให้การอธิบายมีความแม่นยำกว่าการใช้รูปแบบการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน

1.4 ทฤษฎีและแนวคิดในการทำวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้แนวทางการวิเคราะห์ระบบสื่อสารแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ในสภาวะแวดล้อมแบบอิมพัลส์ [7] เป็นแนวทางในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพระบบสื่อสารของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC บนเส้นทางกลับ โดยกำหนดให้ระบบการสื่อสารข้อมูลเป็นไปตามมาตรฐานของ DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications) และ IEEE 802.14 [3][4] ซึ่งเป็นสององค์หลักในการกำหนดมาตรฐานของระบบสื่อสารดังกล่าว และใช้แบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ของ “David Middleton” แทนแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

1.5 ขอบเขตของการทำวิจัย

การทำวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้การมอดูเลทใช้วิธีโคฮีเรนซ์ BPSK และโคฮีเรนซ์ QPSK โดยใช้วิธีคอรัรัลเช่นในการคิมมอดูเลทสัญญาณและสมมุติให้การคิมมอดูเลทดังกล่าวมีการซิงโครไนซ์ที่ไม่มีความผิดพลาด(Perfect Synchronization) สำหรับในแบบจำลองของโครงข่ายจะกำหนดให้ช่องสัญญาณต่างๆบนเส้นทางกลับของโครงข่ายประกอบไปด้วยสัญญาณรบกวนจริงที่ทำการรวบรวมไว้ และถูกอธิบายได้ด้วยพารามิเตอร์ต่างๆของแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสของ “David Middleton” โดยจะไม่คำนึงถึงผลที่อาจเกิดขึ้นจากการแทรกสอดของสัญญาณในช่องสัญญาณข้างเคียง

1.6 ขั้นตอนในการทำวิจัย

การทำวิจัยทำการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจริงที่เกิดขึ้นจริงในโครงข่ายดังกล่าว โดยสัญญาณรบกวนที่รวบรวมมาได้จะถูกเก็บไว้ในคอมพิวเตอร์ และจะถูกนำมาวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งจะแบ่งการวิเคราะห์ออกเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนที่หนึ่งเป็นการวิเคราะห์เพื่อหาจำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาต่างๆ และส่วนที่สองเป็นการวิเคราะห์เพื่อหาคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณย่านความถี่ต่างๆ และประเมินประสิทธิภาพในการสื่อสารข้อมูลโดยใช้การมอดูเลทด้วยวิธีโคฮีเรนซ์ BPSK และโคฮีเรนซ์ QPSK โดยที่ขั้นตอนในการวิเคราะห์ข้อมูลในส่วนที่สองสามารถอธิบายโดยย่อดังนี้คือ ในขั้นแรกสัญญาณที่รวบรวมได้จะถูกนำมาหาฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น จากนั้นทำการเทียบกับแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสของ “David Middleton” ซึ่งจะทำได้พารามิเตอร์ที่เหมาะสมมาทำการวิเคราะห์เพื่อหาอัตราการเกิดบิดผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลทในแบบต่างๆ ผลที่ได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำให้เข้าใจถึงผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณต่างๆของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC ในเวลาต่างๆกัน เพื่อใช้เป็นแนวทางในการออกแบบ และลดผลกระทบของสัญญาณรบกวนดังกล่าว

1.7 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทโดย

- บทที่ 1 เป็นบทนำซึ่งจะกล่าวถึงความเป็นมาของระบบการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC ปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบ นอกจากนี้ยังได้กล่าวถึงวัตถุประสงค์ สมมุติฐาน ขอบเขต ขั้นตอน และ โครงประกอบทั้งหมดของวิทยานิพนธ์
- บทที่ 2 กล่าวถึงสถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC การสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนเส้นทางกลับของโครงข่ายตามมาตรฐานของ DOCSIS และ IEEE 802.14

- บทที่ 3 กล่าวถึงพื้นฐานในการมอดูเลท/ดีมอดูเลทแบบโคฮีเรนท์ BPSK และโคฮีเรนท์ QPSK รวมทั้งผลความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเบสแบนด์ ตามมาตรฐาน DOCSIS และ IEEE 802.14
- บทที่ 4 กล่าวถึงแบบจำลองของสัญญาณรบกวนในโครงข่าย HFC โดยได้อธิบายถึงประเภทและแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวน ทฤษฎีพื้นฐานในการสื่อสารเชิงสถิติ ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสเอ
- บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC การประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในระบบการมอดูเลทแบบโคฮีเรนท์ BPSK และโคฮีเรนท์ QPSK ทั้งในแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN และอิมพัลส์คลาสเอ
- บทที่ 6 กล่าวถึงการทดลองและผลการทดลอง โดยได้กล่าวถึงการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน วิธีการวิเคราะห์อัตราการเกิดบิตผิดพลาดของการสื่อสารข้อมูล โดยการมอดูเลทด้วยวิธีต่างๆ ผลที่ได้จากการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน ผลที่ได้จากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ ผลที่ได้จากการวิเคราะห์อัตราการเกิดบิตผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณต่างๆ
- บทที่ 7 กล่าวถึงผลสรุปต่างๆที่ได้จากการวิเคราะห์ดังกล่าว

บทที่ 2

สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC

2.1 กล่าวนำ

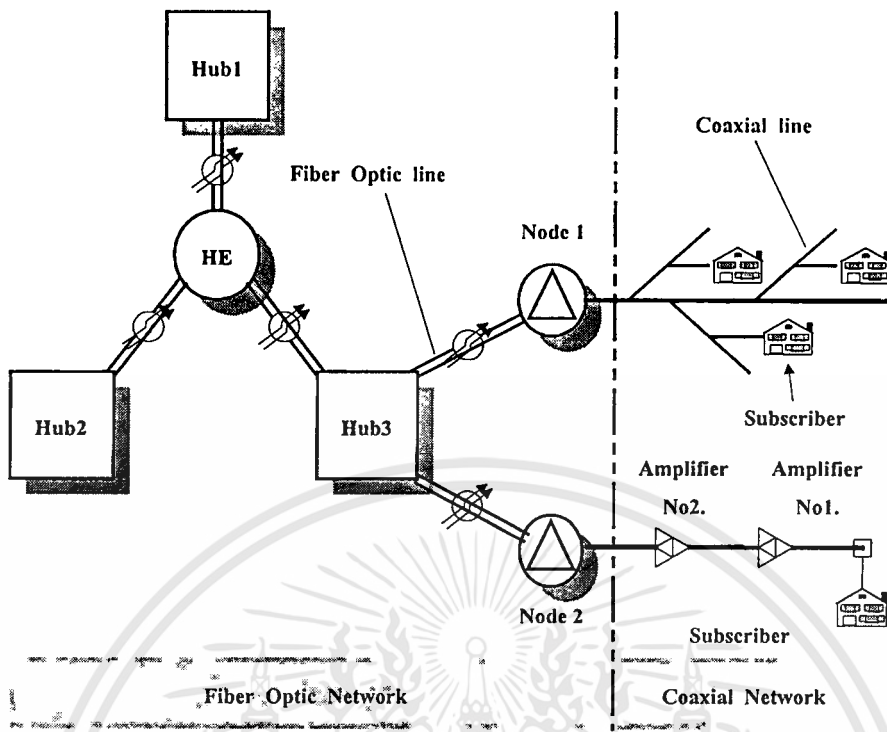
โครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC เป็นเทคโนโลยีที่มีการพัฒนาโครงสร้างหลักในการส่งสัญญาณของเคเบิลทีวีแบบเดิมโดยการนำสายใยแก้วนำแสงมาใช้ร่วมกับสายโคแอกเซียล ทำให้คุณภาพในการส่งสัญญาณของระบบดีขึ้นกว่าเดิม อีกทั้งยังมีการกำหนดให้สามารถส่งสัญญาณย้อนกลับไปยังสถานีหลัก(Headend) ทำให้สามารถสื่อสารได้ใน 2 ทิศทาง อันจะนำมาซึ่งบริการใหม่ในระบบเคเบิลทีวีชนิดนี้

จากแนวโน้มของเทคโนโลยีดังกล่าวจึงมีหน่วยงานต่างๆเกิดขึ้น เพื่อที่จะกำหนดมาตรฐานในการส่งข้อมูลเข้าไปในเครือข่ายดังกล่าว โดยแบ่งเป็น 2 หน่วยงานใหญ่ดังนี้ 1) Data Over Cable Service Interface Specifications (DOCSIS) และ 2) Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) ซึ่งกำหนดอยู่ในหัวข้อ IEEE 802.14 ในวิทยานิพนธ์บทนี้จะได้กล่าวถึงพื้นฐานโดยทั่วไปของสถาปัตยกรรมและมาตรฐานในการสื่อสารข้อมูลของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC

2.2 สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC [1]

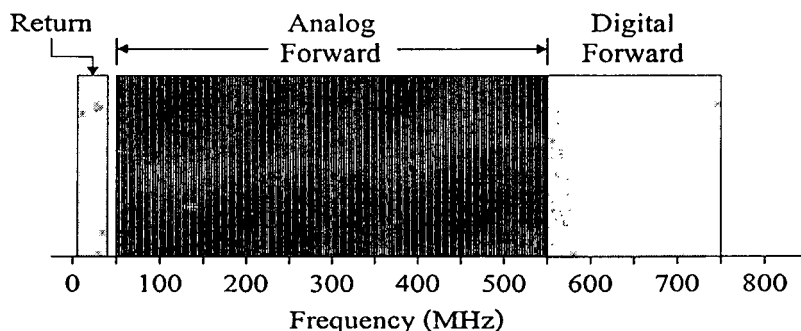
สถาปัตยกรรมของโครงข่าย Hybrid Fiber Coaxial (HFC) ประกอบไปด้วยสองส่วนหลัก ดังนี้คือ

1. โครงข่ายใยแก้วนำแสง จะใช้เพื่อส่งสัญญาณวิดีโอคุณภาพสูงจากสถานีหลัก (Headend) ไปสู่สถานีย่อย(Hub) และกระจายสู่ไฟเบอร์โหนด (fiber nodes) เพื่อทำการแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า เพื่อนำส่งเข้าสู่โครงข่ายโคแอกเซียลต่อไป
2. โครงข่ายโคแอกเซียล เริ่มต้นจากไฟเบอร์โหนด (fiber node) ซึ่งเป็นตำแหน่งที่สัญญาณแสงถูกแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และถูกส่งต่อไปยังเครื่องขยายหลัก(Trunk Amplifier) โดยผ่านเคเบิลหลัก(Trunk cable) เพื่อทำการปรับลักษณะสัญญาณ (Equalize) และขยายสัญญาณ (Amplify) ทำยสุดสัญญาณจะถูกแยกออกไปสู่ผู้ใช้โดยแท็ปออฟ(Tap-off)



รูปที่ 2.1 สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC

จากรูปที่ 2.1 โครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC มีการแบ่งเส้นทางการเดินของสัญญาณหลักออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือเส้นทางกลับ(Return path) และเส้นทางไปหน้า(Forward path) โดยกำหนดให้ย่านความถี่ตั้งแต่ 5 ถึง 42 MHz เป็นเส้นทางกลับ ส่วนย่านความถี่ตั้งแต่ 50 ถึง 750 MHz เป็นเส้นทางไปหน้า ซึ่งมีการแบ่งช่องสัญญาณของเส้นทางไปหน้าออกอีกสองส่วนคือ ย่านความถี่ตั้งแต่ 50 ถึง 550 MHz จะถูกใช้ในการส่งกระจาย(Broadcast) สัญญาณแอนะล็อกเคเบิลทีวีโดยทั่วไป ส่วนย่านความถี่ที่เหลือคือตั้งแต่ 550 ถึง 750 MHz จะถูกใช้ในการส่งกระจายสัญญาณดิจิทัลและบริการพิเศษในอนาคตซึ่งรวมถึงบริการการประชุมสัมมนาทางโทรทัศน์ (Videoconference), วิดีโอออนดีมานด์ (Video-on-demand) และบริการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูง ดังแสดงผังการจัดสรรความถี่ดังรูปที่ 2.2

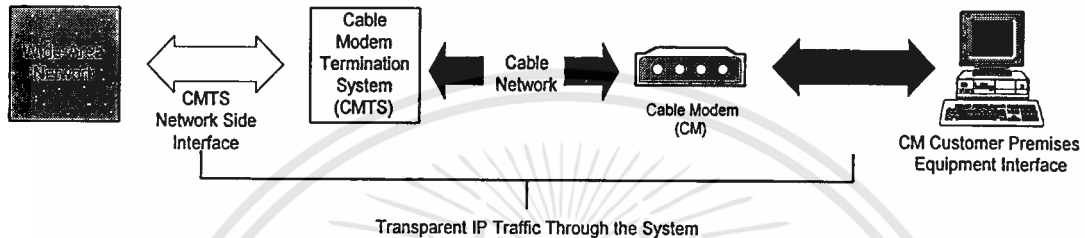


รูปที่ 2.2 ผังการจัดสรรความถี่ในโครงข่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนโครงข่าย HFC [3][4]

ในระบบการสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนเส้นทางกลับของโครงข่าย HFC จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์หลักสองส่วนคือเคเบิลโมเด็ม (Cable modem : CM) และระบบปลายทางของเคเบิลโมเด็ม (Cable modem termination system : CMTS) ซึ่งสามารถแสดงการเชื่อมต่อของระบบส่งสัญญาณในโครงข่าย HFC ได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมการสื่อสารข้อมูลผ่านโครงข่าย HFC

จากรูปที่ 2.3 อุปกรณ์ CM จะทำหน้าที่เชื่อมต่อข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ของผู้ใช้และโครงข่าย HFC สำหรับ CMTS จะถูกติดตั้งอยู่ในแต่ละสถานีย่อย(Hub)เพื่อรับสัญญาณจาก CM บนเส้นทางกลับ และนำข้อมูลดังกล่าวส่งกระจายต่อไปให้กับ CM ตัวอื่นๆบนเส้นทางไปหน้า นอกจากนี้ CMTS ยังทำหน้าที่ในการในการเชื่อมต่อโครงข่าย HFC เข้ากับโครงข่ายอื่นๆอีกด้วย

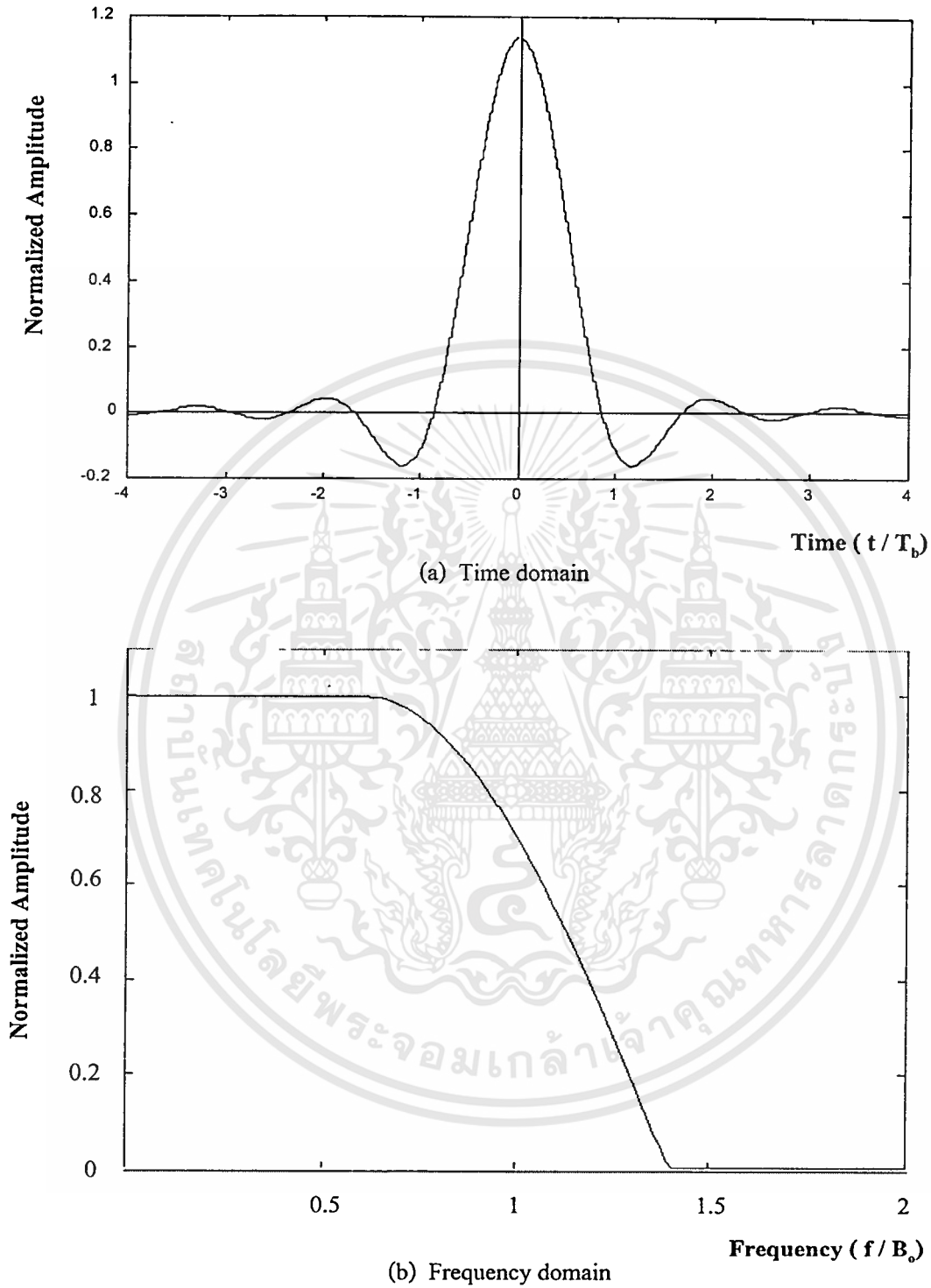
ในการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางกลับนั้นตามมาตรฐานของ IEEE 802.14 และ DOCSIS ได้กำหนดให้ใช้เทคนิคการมอดูเลทไว้ 2 แบบคือ BPSK และ QPSK ซึ่งจะต้องผ่านการปรับแต่งสเปกตรัม(Spectrum shaping) โดยใช้ฟิลเตอร์แบบ Square-root raised-cosine ที่ Roll-off factor เท่ากับ 0.4 ซึ่งสามารถแสดงผลตอบสนองในโดเมนของเวลาดังต่อไปนี้

$$g(t) = \frac{\sin \left[\frac{\pi t}{T_b} (1 - \alpha) \right] + \frac{4\alpha t}{T_b} \cos \left[\frac{\pi t}{T_b} (1 + \alpha) \right]}{\frac{\pi t}{T_b} \left[1 - \left(\frac{4\alpha t}{T_b} \right)^2 \right]} \quad (2.1)$$

โดยที่ α คือ ค่า Rolloff factor ในที่นี้จะกำหนดให้มีค่าเป็น 0.4 (ตามมาตรฐานของ DOCSIS)

T_b คือ ความกว้างของบิต

จากสมการที่ (2.1) สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปต่อไปนี้



รูปที่ 2.4 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์แบบสแควร์รูทเรสโคซายน์

(Square-root Raised-Cosine) โดยใช้ $\alpha = 0.4$

(a) ในโดเมนเวลา (b) ในโดเมนความถี่ (B_0 คือแบนด์วิธของสัญญาณ

มีค่าเท่ากับ $1/2T_b$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.4 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์แบบสแควร์รูทเรสโคซายน์ (ทั้งในโดเมนเวลาและความถี่) ซึ่งการใช้ฟิลเตอร์จะช่วยในการลดการกระจายของแบนด์วิดท์เพื่อป้องกันการรบกวนกันของช่องสัญญาณข้างเคียง นอกจากนี้จะกำหนดเทคนิคการมอดูเลทแล้วมาตรฐานดังกล่าวยังกำหนดให้สามารถใช้ความเร็วในการมอดูเลทได้ 5 ระดับคือ 160, 320, 640, 1,280 และ 2,560 Ksym/sec ในย่านความถี่ 5 - 42 MHz โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วในการมอดูเลทและความกว้างของช่องสัญญาณตามมาตรฐานได้ดังนี้

ตารางที่ 2.1 ความกว้างของช่องสัญญาณสูงสุดในแต่ละความเร็วในการมอดูเลท

ความเร็วในการมอดูเลท (Ksym/sec)	ความกว้างของช่องสัญญาณ (KHz)
160	200
320	400
640	800
1,280	1,600
2,560	3,200

หมายเหตุ ความกว้างของช่องสัญญาณ คือแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ -30 dB

สำหรับกำลังในการส่งสัญญาณ มาตรฐานทั้งสองได้กำหนดคุณลักษณะของกำลังสัญญาณทางอินพุทของอุปกรณ์มอดูเลเตอร์ไว้ดังนี้

ตารางที่ 2.2 คุณลักษณะของกำลังสัญญาณทางอินพุทของมอดูเลเตอร์

ความเร็วในการมอดูเลท (Ksym/sec)	ช่วงของกำลังสัญญาณ (dBmV)
160	-16 ถึง +14
320	-13 ถึง +17
640	-10 ถึง +20
1,280	-7 ถึง +23
2,560	-4 ถึง +26

ในกรณีการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางไปหน้ากำหนดให้ใช้เทคนิคการมอดูเลท 3 แบบคือ QPSK, 64QAM และ 256QAM ในย่านความถี่ 50 - 860 MHz แต่สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะทำการวิเคราะห์เฉพาะการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางกลับเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้กล่าวถึง พื้นฐานของสถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC การสื่อสารข้อมูลความเร็วสูงบนโครงข่ายดังกล่าวตามมาตรฐาน DOCSIS และ IEEE 802.14 เพื่อเป็นการปูพื้นฐานในการอธิบายถึงทฤษฎีการมอดูเลตและดีมอดูเลต และแบบจำลองสัญญาณรบกวนในโครงข่ายต่อไป



บทที่ 3

ทฤษฎีการมอดูเลตและดีมอดูเลตตามมาตรฐาน

DOCSIS และ IEEE 802.14

3.1 กล่าวนำ

วิทยานิพนธ์บทนี้ได้อธิบายถึงทฤษฎีการมอดูเลตและดีมอดูเลตตามมาตรฐานของ DOCSIS และ IEEE 802.14 เนื้อหาจะกล่าวถึงพื้นฐานการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ BPSK การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ QPSK ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเบสแบนด์ในกรณีทั่วไป และในกรณีที่ใช้ฟิลเตอร์แบบสแควร์รูทเรส โคซายน์ (Square-root raised-cosine)

3.2 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล [8]

การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลเป็นเทคนิคที่ถูกใช้ในการส่งข้อมูลดิจิทัลแบบเบสแบนด์ไปบนช่องสัญญาณแบบแบนพาส โดยข้อมูลดิจิทัลดังกล่าวจะถูกกำหนดให้เป็นเลขฐานสองคือ 0 และ 1 ที่มีอัตราการส่งข้อมูล 1 บิตต่อ T_b วินาที ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้สัญญาณที่มีความแตกต่างกัน 2 ชนิดเพื่อเป็นตัวแทนของข้อมูลดังกล่าว เรียกการส่งข้อมูลประเภทนี้ว่าการส่งสัญญาณแบบไบนารี นอกจากนั้นข้อมูลดิจิทัลในรูปของเลขฐานสองยังสามารถรวมกันเป็นบล็อก โดยในแต่ละบล็อกประกอบด้วยข้อมูล k บิต ดังนั้นจึงสามารถสร้างบล็อกที่ไม่ซ้ำกันได้จำนวน $M = 2^k$ บล็อก โดยเรียกบล็อกดังกล่าวว่าสัญลักษณ์ (Symbol) และเรียกการส่งข้อมูลประเภทนี้ว่าการส่งสัญญาณแบบ M แอเรีย (M-ary signaling) ซึ่งจะต้องใช้สัญญาณที่มีความแตกต่างกันจำนวน M สัญญาณเพื่อทำการส่งข้อมูลดังกล่าว โดยกำหนดให้กลุ่มของสัญญาณดังกล่าวแทนด้วย $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$ และเป็นสัญญาณที่มีพลังงานจำกัด

$$s_m(t) = \text{Re} \left[E_m(t) e^{j\omega_c t} \right] \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.1)$$

โดย $\{E_m(t)\}$ คือ เอนเวโลปของสัญญาณ

T_s คือ คาบของสัญญาณใน 1 สัญลักษณ์

กลุ่มของสัญญาณ $s_m(t)$ สามารถแสดงในรูปของการรวมกันเชิงเส้น (linear combinations) ของฟังก์ชันฐานที่ดัดจากกัน N ตัว โดย $N \leq M$ และ $s_m(t)$ เป็นอิสระเชิงเส้น (linearly independent)

$$s_m(t) = \sum_{n=1}^N s_{mn} U_n(t) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.2)$$

$$s_{mn} = \int_0^{T_s} s_m(t) U_n(t) dt \quad (3.3)$$

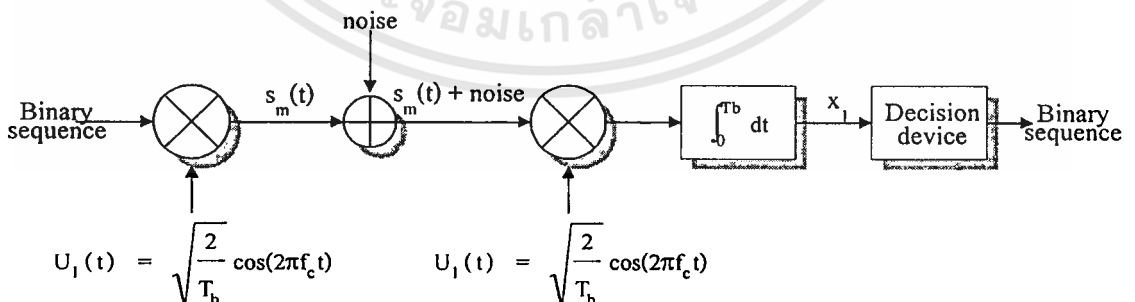
โดย $\{s_{mn}\}$ คือกลุ่มสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน
 $\{U_n(t)\}$ คือกลุ่มของฟังก์ชันฐานที่ตั้งฉากกัน

$$\int_{-\infty}^{\infty} U_k(t) U_n(t) dt = \begin{cases} 1 & k = n \\ 0 & k \neq n \end{cases} \quad (3.4)$$

จากสมการที่ 3.1 – 3.4 เราสามารถนำมาออกแบบการมอดูเลตในแบบต่างๆ ได้หลายชนิด แต่สำหรับมาตรฐานของ DOCSIS และ IEEE 802.14 ได้กำหนดไว้ 2 รูปแบบดังได้อธิบายไว้ข้างต้น

3.2.1 การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ BPSK (Binary Phase Shift Keying)

ในการมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ BPSK เป็นการมอดูเลตทางเฟสชนิดหนึ่งที่กำหนดค่าของสัญญาณ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ ด้วยเฟสที่แตกต่างกัน 180 องศา เพื่อใช้เป็นตัวแทนของบิต 1 และ 0 ตามลำดับ โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการมอดูเลต และดีมอดูเลตได้ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลต / ดีมอดูเลตสัญญาณ BPSK

จากรูปที่ 3.1 สัญญาณ BPSK สามารถสร้างขึ้นจากอินพุตของไบนารีซีแควนซ์(binary sequence) ในรูปของโพล่าฟอร์ม (polar form) ซึ่งจะแทนบิต 1 และ 0 ด้วยระดับแอมพลิจูดคงที่ $+\sqrt{E_b}$ และ $-\sqrt{E_b}$ ตามลำดับ โดยนำมาคูณกับฟังก์ชันฐาน $U_1(t)$ ตามสมการที่ 3.2 ผลที่ได้สามารถแสดงดังต่อไปนี้

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (3.5)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (3.6)$$

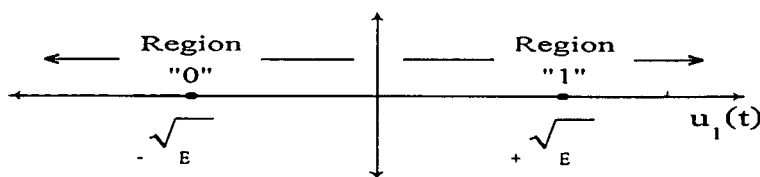
$$U_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (3.7)$$

โดย t คือ ช่วงเวลาที่มีค่าระหว่าง $0 \leq t < T_b$
 T_b คือ คาบของสัญญาณใน 1 บิต
 E_b คือ พลังงานของสัญญาณในหนึ่งบิต
 f_c คือ ความถี่ของคลื่นพาห้

ในกรณีที่ต้องการตรวจจับสัญญาณดังกล่าวกลับมาสามารถทำได้โดยการคูณสัญญาณ $s_m(t)$ ด้วยฟังก์ชันฐาน $(U_1(t))$ แล้วอินทิเกรตตั้งแต่ 0 ถึง T_b ดังต่อไปนี้

$$s_{11} = \int_0^{T_b} s_1(t) U_1(t) dt = +\sqrt{E_b} \quad (3.8)$$

$$s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) U_1(t) dt = -\sqrt{E_b} \quad (3.9)$$



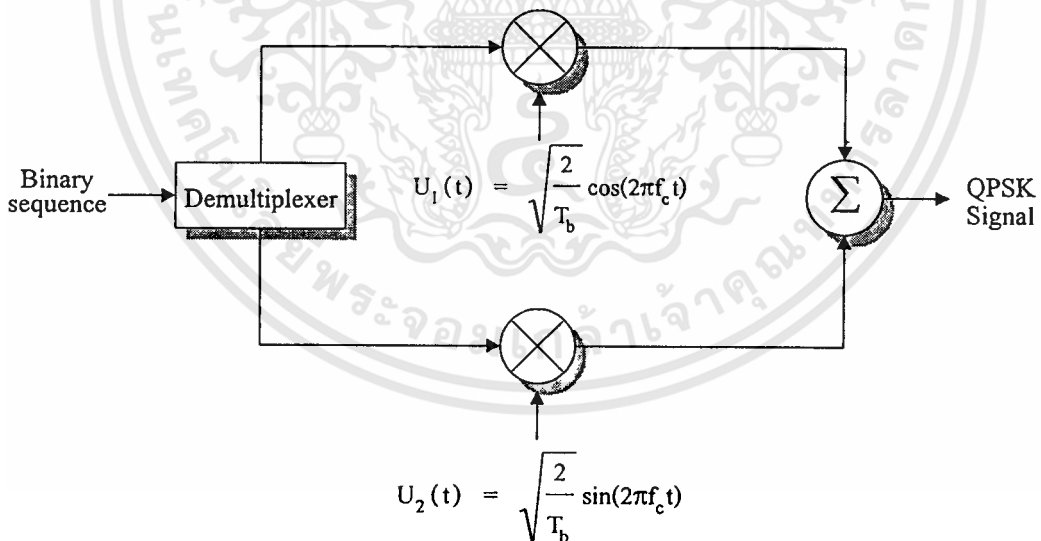
รูปที่ 3.2 คอนสเทลเลชันโคออดิเนตของสัญญาณที่ถูกมอดูเลทในแบบ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 3.8, 3.9 และ รูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าสัญญาณ $s_1(t)$ และ $s_2(t)$ สามารถแยกความแตกต่างจากกันได้ โดยใช้การเปรียบเทียบกับค่าเทรสโวลต์ ที่ค่า 0 โวลต์ และกำหนดให้สัญญาณที่มีค่ามากกว่า 0 โวลต์ แทนด้วยบิต 1 และ สัญญาณที่มีค่าน้อยกว่า 0 โวลต์แทนด้วยบิต 0

3.2.2 การมอดูเลตและดีมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

การมอดูเลตแบบโคฮีเรนซ์ QPSK เป็นการมอดูเลตที่กำหนดให้สัญญาณ $s_m(t)$ มีความแตกต่างกัน 4 รูปแบบ เพื่อใช้แทนบิตของเลขฐานสองที่มีขนาด 2 บิต คือ 00, 01, 10 และ 11 โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตได้ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งอินพุตไบนารีซีแควนซ์ จะถูกส่งเข้ามาในรูปของโพล่าฟอร์ม เช่นเดียวกันกับการมอดูเลตแบบ BPSK จากนั้นสัญญาณฐานสองดังกล่าวจะถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนโดยคีมัลติเพล็กซ์เซอร์ (demultiplexer) และในแต่ละส่วนจะถูกนำมาคูณกับฟังก์ชันฐาน ($U_1(t)$ และ $U_2(t)$) ก่อนที่จะนำมารวมกันเพื่อให้ได้สัญญาณ QPSK สามารถแสดงรูปแบบของสัญญาณ QPSK และฟังก์ชันฐานได้ดังสมการที่ 3.10, 3.11 และ 3.12



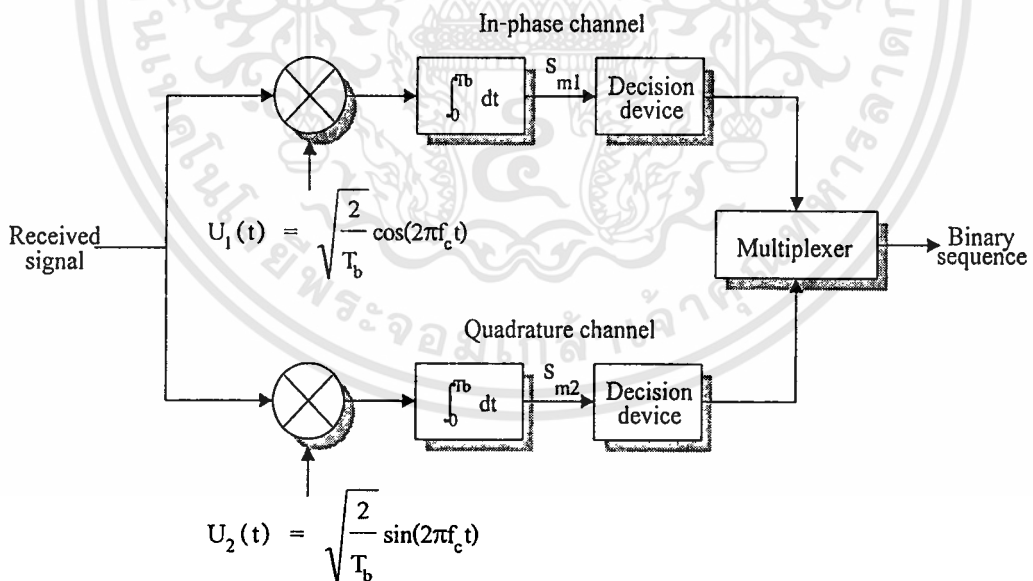
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแบบ QPSK

$$s_m(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \cos(2\pi f_c t) \\ \quad - \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \sin\left[(2m-1)\frac{\pi}{4}\right] \sin(2\pi f_c t) & 0 \leq t < T_b \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (3.10)$$

$$U_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (3.11)$$

$$U_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (3.12)$$

สมการที่ 3.10 แสดงสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ QPSK โดยที่ $m = 1, 2, 3$ และ 4 แทน บล็อกของเลขฐานสอง 10, 00, 01 และ 11 ตามลำดับ สมการที่ 3.11 และ 3.12 แสดงฟังก์ชันฐานที่ใช้ในการมอดูเลต และดีมอดูเลต โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตสัญญาณ QPSK

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าสัญญาณ QPSK ($s_m(t)$) จะถูกนำมาคูณกับฟังก์ชันฐาน และ อินทิเกรตตั้งแต่ 0 ถึง T_b ซึ่งทำให้ได้ s_{m1} และ s_{m2} ดังสมการต่อไปนี้

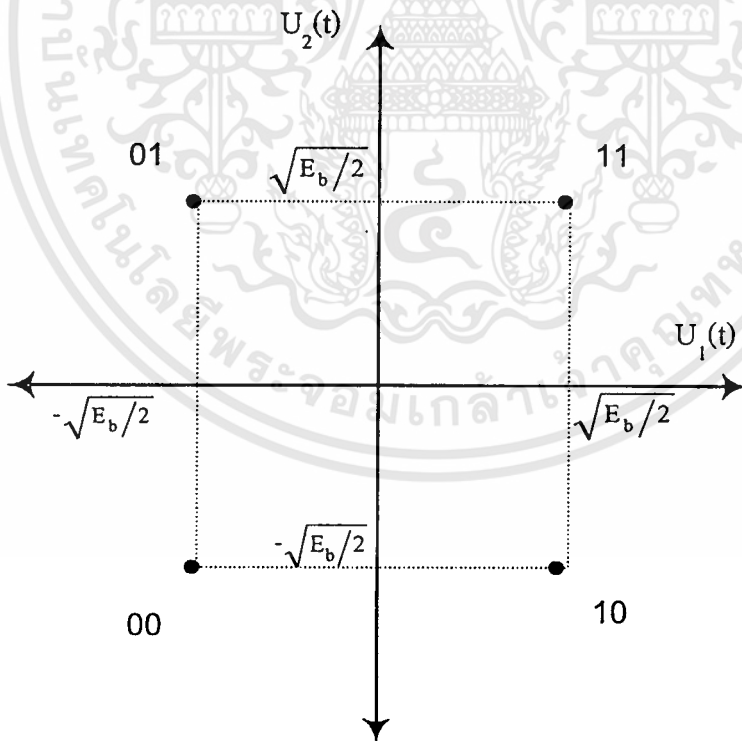
$$\begin{aligned}
 s_{m1} &= \int_0^{T_b} s_m(t) \cdot U_1(t) dt \\
 &= \sqrt{E_b} \cos\left((2m-1)\frac{\pi}{4}\right) \quad m = 1, 2, 3, 4 \quad (3.13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 s_{m2} &= \int_0^{T_b} s_m(t) \cdot U_2(t) dt \\
 &= -\sqrt{E_b} \sin\left((2m-1)\frac{\pi}{4}\right) \quad m = 1, 2, 3, 4 \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

โดยที่ s_{m1} คือ สัญญาณที่ผ่านอินทิเกรเตอร์ในแกนของ I Channel

s_{m2} คือ สัญญาณที่ผ่านอินทิเกรเตอร์ในแกนของ Q Channel

จากสมการที่ 3.13 และ 3.14 สามารถนำ s_{m1} และ s_{m2} มาพล็อตคอนสเทเลชันไดอะแกรมได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.5 คอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตในแบบ QPSK

จากสมการที่ 3.13 – 3.14 และรูปที่ 3.5 สามารถแยกความแตกต่างระหว่าง s_{m1} และ s_{m2} ได้ โดยใช้ขอบเขตของควอดแรนท์ทั้งสี่ โดยกำหนดให้ควอดแรนท์ที่ 1, 2, 3 และ 4 เป็นตัวแทนของ บล็อกข้อมูลของเลขฐานสอง 11, 01, 00 และ 10 ตามลำดับ

3.3 ความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังของสัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ สามารถเขียนในรูปของสมการทั่วไปได้ดังต่อไปนี้ [8]

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n P(t - nT_b) \tag{3.15}$$

โดยที่ a_n คือ สัมประสิทธิ์ของฟังก์ชัน $P(t)$

$P(t)$ คือ ฟังก์ชันแสดงรูปร่างของสัญญาณ

T_b คือ คาบของสัญญาณใน 1 บิต

จากสมการ (3.15) จะเห็นว่าเราสามารถอธิบายถึงขบวนการของสัญญาณดิจิทัลได้ โดยที่ค่า a_n ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกำหนดให้มีค่า “-1” และ “1” ในกรณีลอจิก “0” และลอจิก “1” ตามลำดับ จากนั้นนำฟังก์ชัน $x(t)$ ดังกล่าวมาหาค่าออโตคอริเลชัน (Autocorrelation) เพื่อหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณเบสแบนด์ที่ส่งออกมาในลักษณะสุ่ม โดยสามารถเขียนสมการตั้งต้นของออโตคอริเลชันได้ดังต่อไปนี้

$$R_x(\tau) = E[x(t) \cdot x(t + \tau)] \tag{3.16}$$

$$= E \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n P(t - nT_b) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_m P(t + \tau - mT_b) \right] \tag{3.17}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} E[a_n \cdot a_m] \cdot E[P(t - nT_b) \cdot P(t + \tau - mT_b)] \tag{3.18}$$

จากสมการที่ (3.17) เนื่องจากค่า a_n และ $P(t)$ เป็นอิสระต่อกัน จึงสามารถจัดรูปได้ดังสมการที่ (3.18) จากนั้นจัดรูป $E[a_n a_m]$ ใหม่ในรูปของออโตคอริเลชันได้ดังต่อไปนี้

$$R_x(\tau) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(m-n) \cdot \frac{1}{T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} P(t-nT_b) \cdot P(t+\tau-mT_b) dt \quad (3.19)$$

$$= \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_b} \int_{-T_b/2}^{T_b/2} P(t-nT_b) \cdot P(t+\tau-mT_b) dt \quad (3.20)$$

เนื่องจากฟังก์ชัน $P(t)$ เป็นฟังก์ชันรายคาบ (Periodic function) โดยมีคาบเท่ากับ T_b ดังนั้น $P(t)$ จึงมีค่าเท่ากับ $P(t-nT_b)$ จากเหตุผลดังกล่าวจึงสามารถลดรูปของสมการได้ดังนี้

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T_b} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} P(t) \cdot P(t+\tau-mT_b) dt \quad (3.21)$$

$$= \frac{1}{T_b} \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \cdot R_p(\tau-mT_b) \quad (3.22)$$

จากนั้นสามารถนำมาหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณ $x(t)$ โดยใช้การแปลงฟูริเยร์ (Fourier Transform) ในสมการที่ (3.22) ซึ่งมีรูปสมการดังนี้

$$S_x(f) = \frac{1}{T_b} \cdot |P(f)|^2 S_a(f) \quad (3.23)$$

โดยที่ $P(f)$ เป็นการแปลงฟูริเยร์ทรานส์ฟอร์มของ $R_p(\tau-mT_b)$

$$S_a(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} R_a(m) \cdot \exp(-j\omega mT_b) \quad (3.24)$$

และ

$$R_a(m) = \begin{cases} \sigma_a^2 + \mu_a^2 & m = 0 \\ \mu_a^2 & m \neq 0 \end{cases} \quad (3.25)$$

โดยที่ σ_a^2 และ μ_a^2 คือ ค่าแวกเรียน และค่าเฉลี่ยของสัญญาณตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$S_a(f) = \sigma_a^2 + \mu_a^2 \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(-j\omega m T_b) \quad (3.26)$$

จากสมการการหาผลรวมอนุกรมของปัวซอง (Poisson Summation) ซึ่งมีค่าดังนี้

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(-j\omega m T_b) = \frac{1}{T_b} \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{m}{T_b}) \quad (3.27)$$

โดย $\delta(f - \frac{m}{T_b})$ คือ อิมพัลส์ฟังก์ชัน

ดังนั้นเมื่อนำสมการ (3.27) และสมการ (3.26) แทนลงในสมการที่ (3.23) จะได้สมการความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง

$$S_x(f) = \frac{\sigma_a^2}{T_b} |P(f)|^2 + \frac{\mu_a^2}{T_b^2} |P(f)|^2 \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{m}{T_b}) \quad (3.28)$$

เนื่องจากสัญญาณดิจิทัลที่ถูกนำมาใช้ในการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK มีคุณสมบัติเป็นแบบ Antipodal Signal ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 หรือเขียนได้เป็น

$$\mu_a^2 = E\{a_n \cdot a_m\} = 0 \quad (3.29)$$

$$\sigma_a^2 = E\{a_n^2\} = 1 \quad (3.30)$$

เมื่อแทนสมการ (3.29) และ (3.30) ลงในสมการที่ (3.28) จะได้สมการที่ลดรูปลงดังต่อไปนี้

$$S_x(f) = \frac{1}{T_b} |P(f)|^2 \quad (3.31)$$

ในกรณีที่ $P(t)$ เป็นสัญญาณที่เป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ A และกว้างเท่ากับ T_b ดังนั้นฟังก์ชันฟูรีเยร์ของ $P(t)$ สามารถแสดงได้ดังนี้

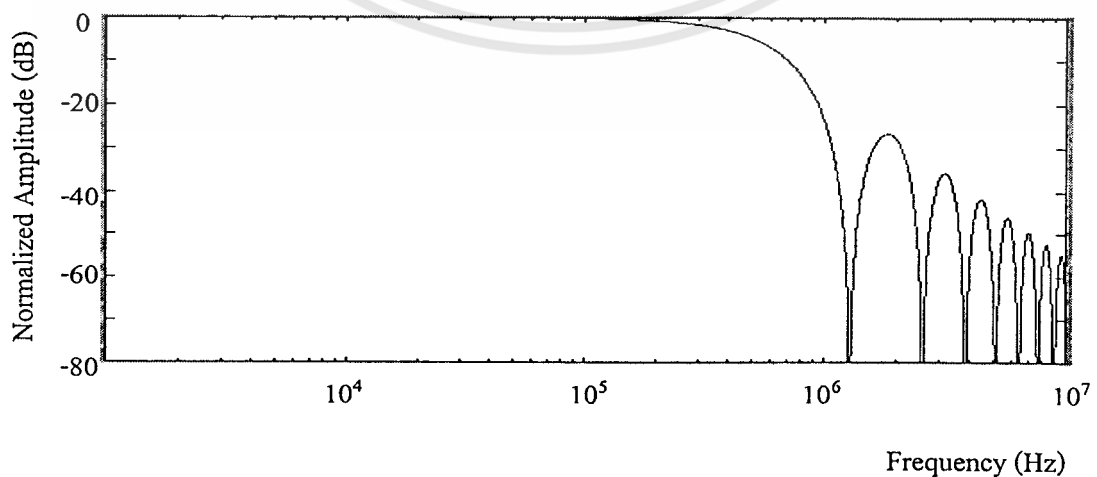
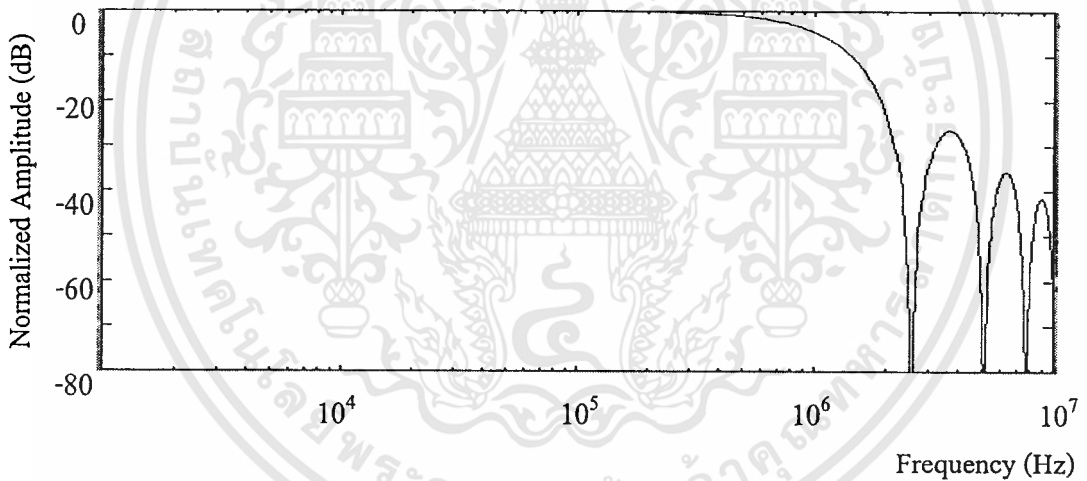
$$P(f) = A T_b \text{sinc}(fT_b) \quad (3.32.1)$$

$$\text{sinc}(fT_b) = \frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \quad (3.32.2)$$

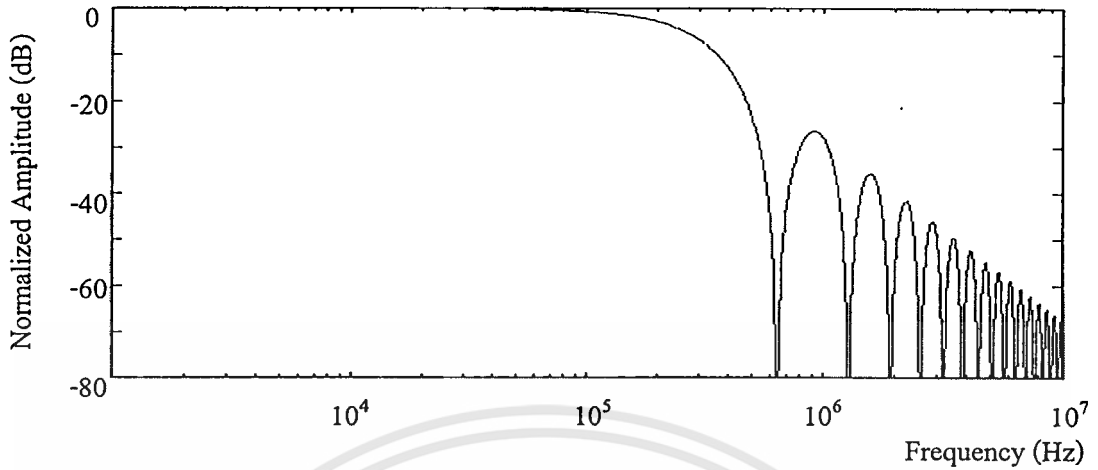
จากสมการที่ (3.32.1) สามารถแสดงความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณดังกล่าวได้เป็น

$$S_x(f) = A^2 T_b \text{sinc}^2(fT_b) \quad (3.33)$$

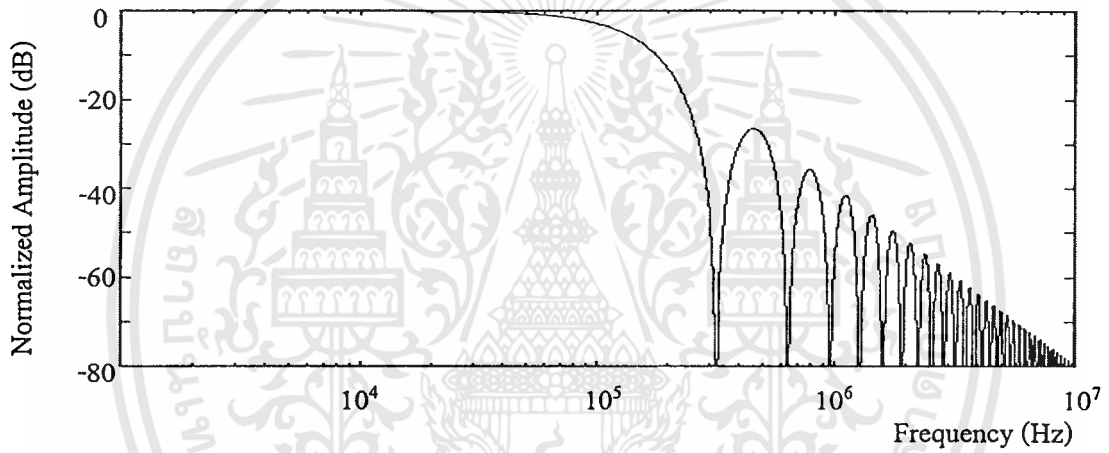
จากสมการ (3.33) สามารถแสดงความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง ($S_x(f)$) ที่บิตเรตต่างๆดังต่อไปนี้



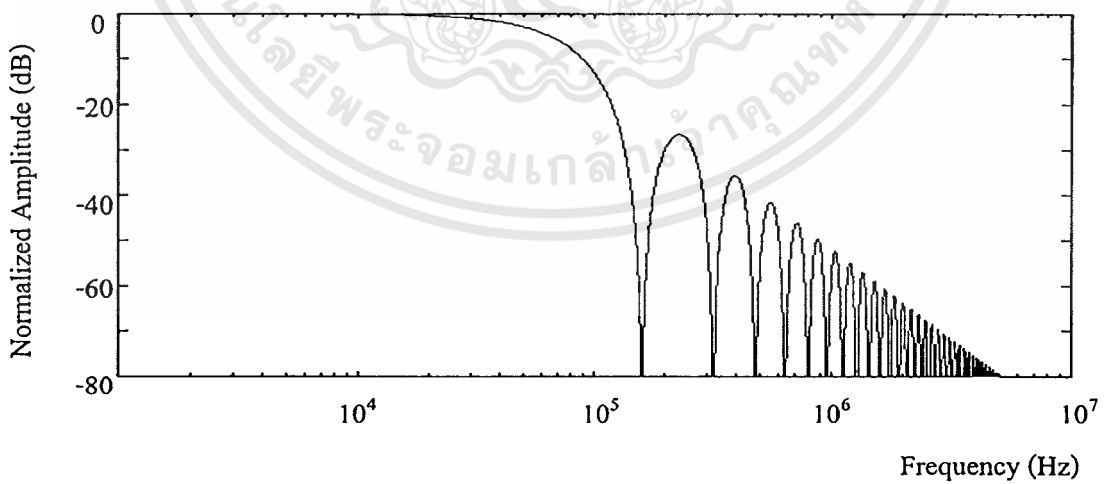
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(c) 640 Kbps



(d) 320 Kbps



(e) 160 Kbps

รูปที่ 3.6 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณดิจิทัลเบสแบนด์ที่ความเร็ว

a) 2.56 Mbps b) 1.28 Mbps c) 640 Kbps d) 320 Kbps

e) 160 Kbps

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาถึงมาตรฐานของ DOCSIS และ IEEE 802.14 ได้กำหนดให้เส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC มีการเข้าถึงข้อมูลในรูปแบบ FDMA (Frequency Division Multiple Access) ในอัตราบิตเรทที่แตกต่างกัน จากรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าเมื่อเพิ่มความเร็วในการส่งสัญญาณแบบควอดริทซ์ก็จะเพิ่มตามไปด้วย และพวยข้าง(Side lobe)ของสัญญาณจะมีระดับที่สูง เมื่อนำไปใช้งานจริงจึงอาจเกิดปัญหาการรบกวนกันของช่องสัญญาณข้างเคียง(Cochannel Interference)ได้ DOCSIS และ IEEE 802.14 จึงได้กำหนดให้มีการการปรับแต่งสเปกตรัมของสัญญาณขึ้น โดยกำหนดให้ใช้ฟิลเตอร์แบบสแควร์รูทเรสโคซายน์ (Square-root Raised-Cosine) ซึ่งมีผลตอบสนองอิมพัลส์ดังสมการต่อไปนี้

$$g(t) = \frac{\sin\left[\frac{\pi t}{T_b}(1-\alpha)\right] + \frac{4\alpha t}{T_b} \cos\left[\frac{\pi t}{T_b}(1+\alpha)\right]}{\frac{\pi t}{T_b} \left[1 - \left(\frac{4\alpha t}{T_b}\right)^2\right]} \quad (3.34)$$

โดยที่ α คือ ค่าโรลออฟเฟคเตอร์ (Rolloff factor) ในที่นี้จะกำหนดให้มีค่าเป็น 0.4 (ตามมาตรฐานของ DOCSIS)

จากสมการที่ (3.32.1) สามารถแสดงผลตอบสนองของสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมต่อฟิลเตอร์ดังกล่าวได้ดังต่อไปนี้

$$P_g(f) = AT_b \text{sinc}(fT_b) \cdot \mathcal{F}[g(t)] \quad (3.35)$$

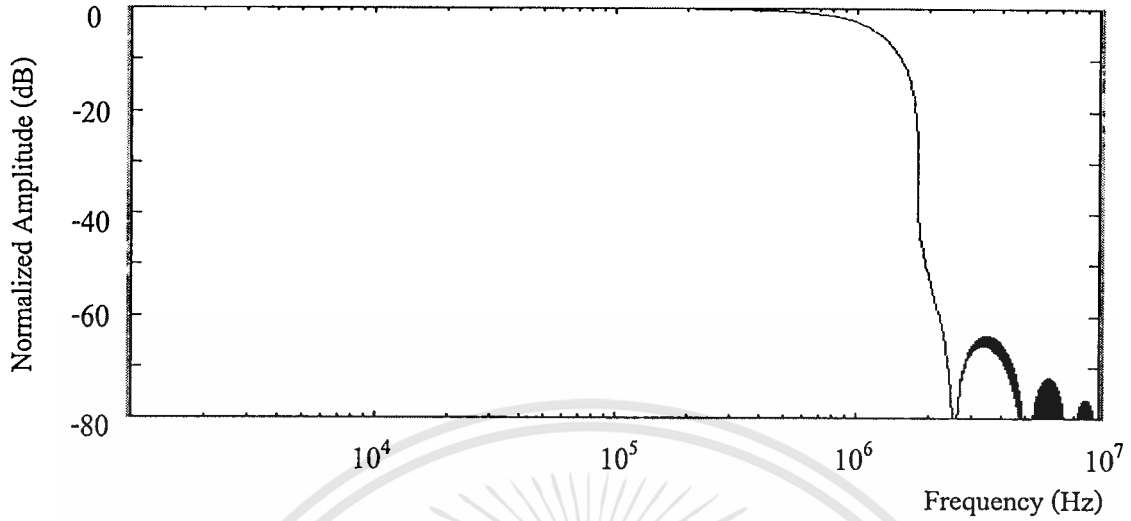
โดย $\mathcal{F}[g(t)]$ คือ การแปลงฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของฟังก์ชัน $g(t)$

จากสมการที่ (3.31) สามารถแสดงความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณดังสมการ (3.35) ได้ดังต่อไปนี้

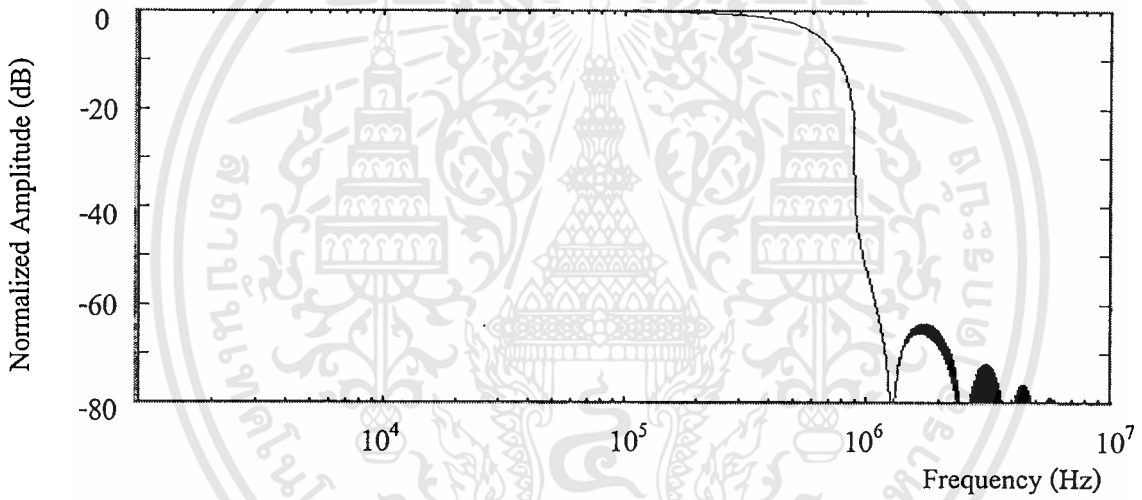
$$S_g(f) = \frac{1}{T_b} |P_g(f)|^2 \quad (3.36)$$

จากสมการที่ (3.35) ใช้ฟังก์ชัน FFT ในโปรแกรม MATLAB [9] ในการประมวลผลหาฟูรีเยร์ทรานสฟอร์มของฟังก์ชัน $g(t)$ จากนั้นแทนค่าฟังก์ชัน $P_g(f)$ ที่ประมวลผลได้ในสมการที่ (3.36) เพื่อหาความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง ($S_g(f)$) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป

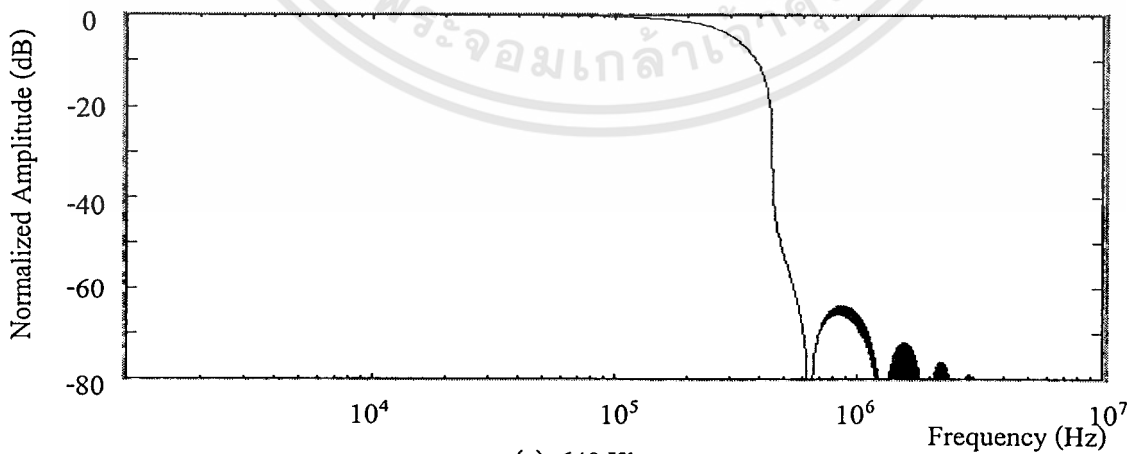
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดบ้างสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) 2.56 Mbps

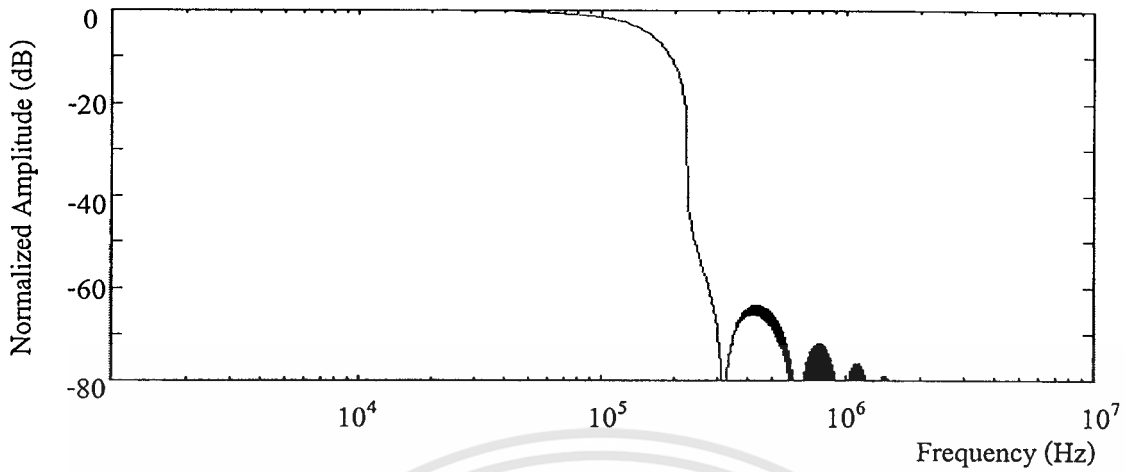


(b) 1.28 Mbps

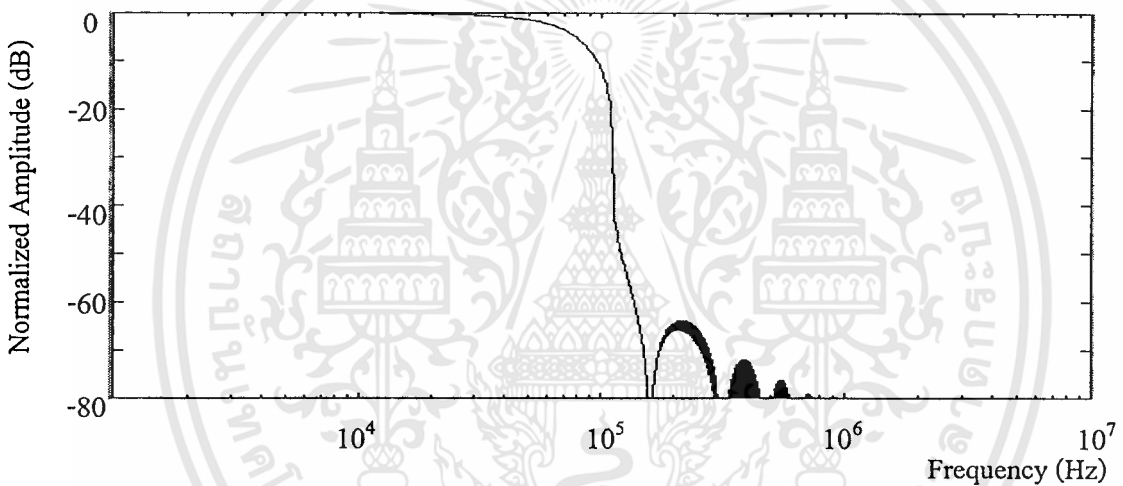


(c) 640 Kbps

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรรมใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(d) 320 Kbps



(e) 160 Kbps

- รูปที่ 3.7 ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ปรับแต่งสเปกตรัมแล้วที่ความเร็ว
- a) 2.56 Mbps b) 1.28 Mbps c) 640 Kbps d) 320 Kbps
- e) 160 Kbps

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าเมื่อผ่านการปรับแต่งสเปกตรัมแล้วพู่ข้างของสัญญาณจะลดระดับลงอย่างชัดเจนเมื่อเปรียบเทียบกับรูปที่ 3.6 สำหรับในกรณีของอัตราบิตเรทสูงสุด(2.56 Mbps) แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ (ที่ระดับสัญญาณที่ -30 dB ตามตารางที่ 2.1) จะมีค่าเท่ากับ 2 MHz ซึ่งอยู่ในมาตรฐานที่กำหนดไว้ (ไม่เกิน 3.2 MHz)

3.4 สรุป

จากที่กล่าวมาทั้งหมดเป็นทฤษฎีการมอดูเลทและดีมอดูเลท โดยได้อ้างอิงตามมาตรฐาน DOCSIS และ IEEE 802.14 จากนั้นอธิบายถึงความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแบบสแควร์รูทเรซโคไซน์ (Square-root raised-cosine) ซึ่งผลที่ได้จะเห็นว่าสัญญาณที่ผ่านฟิลเตอร์ดังกล่าวจะมีพูซังลดลงมากกว่าในกรณีทั่วไปมาก

สำหรับในบทต่อไปจะอธิบายถึงสัญญาณรบกวนต่างๆในโครงข่าย เพื่อแสดงประเภทของสัญญาณรบกวน และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนในแบบต่างๆ



บทที่ 4

แบบจำลองของสัญญาณรบกวนในโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC

4.1 กล่าวนำ

ในสภาพความเป็นจริง เส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC จะประกอบไปด้วยสัญญาณรบกวนหลายประเภทด้วยกัน โดยสัญญาณรบกวนในแต่ละประเภทจะมีรูปแบบและลักษณะการเกิดที่แตกต่างกันไป ในวิทยานิพนธ์บทนี้จะได้อธิบายถึงประเภทและแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนในโครงข่าย HFC บนเส้นทางกลับ และได้พื้นฐานของทฤษฎีการสื่อสารเชิงสถิติเพื่อใช้ในการอธิบายถึงแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบแอดดิทีฟไวท์เกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) และแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิกของ David Middleton เพื่อใช้เป็นตัวแทนของสัญญาณรบกวนบนเส้นทางกลับของโครงข่ายต่อไป

4.2 ประเภทและแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนในโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC บนเส้นทางกลับ

สถาปัตยกรรมของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC มีลักษณะเป็นแบบกิ่ง โดยเบื้องต้นได้ถูกออกแบบไว้สำหรับกระจายสัญญาณโทรทัศน์จากสถานีหลัก(Headend) ไปยังผู้ใช้ปลายทาง ซึ่งเป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายกว่าสถาปัตยกรรมแบบอื่น แต่ในกรณีที่ต้องการส่งสัญญาณย้อนกลับไปยังสถานีหลัก สถาปัตยกรรมแบบกิ่งจะก่อให้เกิดการรวมกันของสัญญาณรบกวนที่จุดต่างๆของโครงข่าย เช่น โหนด สถานีย่อย(Hub) และสถานีหลัก โดยสัญญาณรบกวนอาจเกิดจากภายในโครงข่ายเอง(เช่น Thermal Noise) หรืออาจแทรกสอดเข้ามาจากภายนอก(Ingress Interference) เช่น จากเครื่องรับโทรทัศน์ การจุดระเบิดของหัวเทียนรถยนต์[6] เป็นต้น ปัญหาการรวมกันของสัญญาณรบกวนดังกล่าวเรียกว่านอยส์ฟันทนนิ่ง(Noise Funnelling) ซึ่งจะทำให้ระดับของสัญญาณรบกวนบนเส้นทางกลับมีค่าสูงมากขึ้น โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อมีผู้ใช้บริการมากๆ จนอาจก่อให้เกิดปัญหาในการนำไปใช้งาน [5] ทำให้การสื่อสารเกิดผิดพลาดได้

แหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนบนเส้นทางกลับ สามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ๆด้วยกันคือ สัญญาณรบกวนที่ผลิตขึ้นเองจากโครงข่าย และสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการแทรกสอดเข้ามาจากภายนอก

4.2.1 สัญญาณรบกวนที่ผลิตขึ้นเองจากโครงข่าย

สัญญาณรบกวนที่โครงข่ายผลิตขึ้นเองนี้ จะเป็นสัญญาณรบกวนที่มีอยู่ตามธรรมชาติและมีอยู่ในทุกๆระบบสื่อสาร ซึ่งเกิดขึ้นจากชิ้นส่วนต่างๆที่ประกอบเป็นวงจรไฟฟ้ารวมทั้งสายตัวนำ สัญญาณ สัญญาณรบกวนดังกล่าวเป็นสัญญาณที่ไม่อาจจะป้องกันได้ และที่พบได้บ่อยครั้งคือ สัญญาณรบกวนแบบประทุ(Shot Noise) และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อน(Thermal Noise)

- 1) สัญญาณรบกวนแบบประทุ เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นทั่วไปในชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลาย เช่น หลอดสุญญากาศ รอยต่อ P-N ของสารกึ่งตัวนำ และเลเซอร์ไดโอด เป็นต้น สาเหตุของสัญญาณรบกวนดังกล่าวเกิดจากความไม่แน่นอนในการปล่อยอิเล็กตรอนของชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ทั้งหลายนั่นเอง
- 2) สัญญาณรบกวนเชิงความร้อน เป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากปรากฏการณ์พื้นฐานของ ความต้านทานไฟฟ้า และลวดตัวนำ โดยอุปกรณ์ทั้งสองจะมีอิเล็กตรอนอิสระที่พร้อมจะนำไฟฟ้าอยู่แล้ว แต่ในสภาพที่ตัวต้านทานไฟฟ้าที่อุณหภูมิหนึ่ง โครงสร้างผลึกภายในหรืออิเล็กตรอนอิสระจะมีการสั่นสะเทือนอย่างไม่เป็นระเบียบโดยขึ้นอยู่กับความร้อนในระบบ ดังนั้นเมื่ออิเล็กตรอนมีประจุอยู่การสั่นสะเทือนของอิเล็กตรอนก็จะทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่ไม่แน่นอนที่ขั้วของความต้านทานดังกล่าว

โดยทั่วไปสัญญาณรบกวนแบบประทุ และสัญญาณรบกวนเชิงความร้อนจะมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังคงที่ในทุกย่านความถี่ ดังนั้นจึงเรียกสัญญาณรบกวนทั้งสองชนิดนี้ว่าสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

4.2.2 สัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามาจากภายนอก [2]

สัญญาณรบกวนอีกประเภทที่มีผลต่อความผิดพลาดในการสื่อสารบนเส้นทางกลับคือสัญญาณรบกวนที่มีแหล่งกำเนิดจากภายนอกและแทรกสอดเข้ามาในโครงข่าย โดยจุดที่เกิดการแทรกสอดเข้ามามีความเป็นไปได้หลายทางด้วยกัน เช่น จากการชิลด์ที่ไม่สมบูรณ์ หรือจากจุดเชื่อมต่อที่ไม่แน่นอน เป็นต้น ในส่วนของแหล่งกำเนิดสัญญาณภายนอกที่อาจแทรกสอดเข้าไปในโครงข่ายอาจเกิดขึ้นจากสัญญาณวิทยุที่ใช้งานในย่านความถี่ 5-42 MHz หรือจากแหล่งกำเนิดที่มีลักษณะสุ่ม เช่น การจู่ระเบิดของหัวเทียนรถยนต์ การกระชากของสัญญาณจากสวิตช์ปิดเปิดที่ตามสายไฟบ้าน เป็นต้น

4.3 ทฤษฎีการสื่อสารเชิงสถิติ[10]

4.3.1 การกระจายตัวของความน่าจะเป็น และความหนาแน่นความน่าจะเป็น ของตัวแปรสุ่ม

โดยปกติตัวแปรสุ่ม J จะสามารถอธิบายในรูปของฟังก์ชันการกระจายตัวของความน่าจะเป็น (Probability Distribution Function) และฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ดังต่อไปนี้

$$F_j(j) = \text{Prob} \{ J \leq j \} \quad (4.1)$$

$$P_j(j) = \frac{d}{dj} F_j(j) \quad (4.2)$$

โดยที่ J คือตัวแปรสุ่ม

j คือค่าคงที่

$F_j(j)$ คือฟังก์ชันการกระจายตัวของความน่าจะเป็น

$P_j(j)$ คือฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น

จากสมการที่ (4.1) และ (4.2) ฟังก์ชันการกระจายตัวของความน่าจะเป็น ($F_j(j)$) จึงหมายความว่าความน่าจะเป็นที่ตัวแปรสุ่ม J จะมีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับค่าคงที่ j และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น ($P_j(j)$) จะหมายถึง ความน่าจะเป็นที่ตัวแปรสุ่ม J จะมีค่าอยู่ระหว่าง j และ $j + \Delta j$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง $P_j(j)$ คืออัตราการเปลี่ยนแปลงของฟังก์ชันการกระจายตัวของความน่าจะเป็น จากคุณสมบัติของ $F_j(j)$ ที่ว่า $F_j(-\infty) = 0$ และ $F_j(\infty) = 1$ ดังนั้น

$$P_j(j) \geq 0 \quad (4.3)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} P_j(j) dj = 1 \quad (4.4)$$

โดยจากสมการที่ (4.3) และ (4.4) เป็นคุณสมบัติของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น ซึ่งอธิบายได้ว่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นจะต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับศูนย์เสมอ และพื้นที่ใต้กราฟของฟังก์ชันดังกล่าวจะต้องมีค่าเท่ากับ 1 เสมอ

4.3.2 ความสัมพันธ์ร่วมของตัวแปรสุ่ม

กำหนดให้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันการกระจายความน่าจะเป็นร่วมและฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นสำหรับตัวแปรสุ่มร่วม J และ K สามารถเขียนได้เป็น

$$F_{JK}(j, k) = \text{Prob} \{ J \leq j \text{ และ } K \leq k \} \quad (4.5)$$

$$P_{JK}(j, k) = \frac{\partial^2}{\partial J \partial K} F_{JK}(j, k) \quad (4.6)$$

โดยที่ J และ K คือตัวแปรสุ่ม

j และ k คือค่าคงที่

$F_{JK}(j, k)$ คือฟังก์ชันการกระจายตัวของความน่าจะเป็นร่วม

$P_{JK}(j, k)$ คือฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม

จากคุณสมบัติพื้นฐานของฟังก์ชันการกระจายความน่าจะเป็น และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นจะได้ว่า

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} P_{JK}(j, k) dJ dK = 1 \quad (4.7)$$

กำหนดให้ความหนาแน่นของความน่าจะเป็นแบบมาร์จินัลของตัวแปรสุ่ม J และ K ที่ได้จาก การทดลองสุ่มสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$P_J(j) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{JK}(j, k) dK \quad (4.8)$$

$$P_K(k) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{JK}(j, k) dJ \quad (4.9)$$

จากสมการดังกล่าว จะเห็นว่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมาจินัลของตัวแปรสุ่ม J คือ การอธิบายฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มร่วม J และ K โดยไม่สนใจตัวแปรสุ่ม K และในกรณีกลับกัน ความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมาจินัลของตัวแปรสุ่ม K คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การอธิบายฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่มร่วม J และ K โดยไม่สนใจตัวแปรสุ่ม J

พิจารณาความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่ม J ($P_J(j)$) ในการทดลองสุ่มหนึ่งๆ ที่ทำให้เกิดผลกระทบกับความหนาแน่นความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่ม K ($P_K(k)$) ในอีกการทดลองสุ่มหนึ่ง เรียกลักษณะดังกล่าวว่า ความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไข ซึ่งสามารถแสดงได้ในรูปของ $P_{J|K}(j|k)$

จากชนิดของความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ได้อธิบายไปแล้วข้างต้น สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นความน่าจะเป็นในรูปแบบต่างๆ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$P_{J|K}(j|k) = \frac{P_{JK}(j,k)}{P_K(k)} \quad (4.10)$$

$$P_{K|J}(k|j) = \frac{P_{JK}(j,k)}{P_J(j)} \quad (4.11)$$

และจากสมการ (4.10) และ (4.11) เขียนรูปให้ดังต่อไปนี้

$$P_{J|K}(j|k) = \frac{P_{K|J}(k,j) \cdot P_J(j)}{P_K(k)} \quad (4.12)$$

เรียกสมการที่ (4.12) ว่ากฎของเบย์

ตัวแปรสุ่ม J และ K จะเรียกว่าเป็นอิสระเชิงสถิติ(Statistically Independent) ถ้าตัวแปรสุ่มทั้งคู่ไม่มีความเกี่ยวข้องกัน ในเชิงสถิติดังแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$P_{J|K}(j|k) = P_J(j) \quad (4.13)$$

ดังนั้นเมื่อแทนลงในสมการ (4.10) จะได้

$$P_{JK}(j,k) = P_J(j) P_{K|J}(k|j) = P_J(j) P_K(k) \quad (4.14)$$

ซึ่งหมายความว่า ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วมของตัวแปรสุ่มที่เป็นอิสระต่อกันจะมีค่าเท่ากับผลคูณของฟังก์ชันความหนาแน่นแบบมาร์จินอลของทั้งสองสมการ

4.3.3 การทรานส์ฟอร์มของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น

การทรานส์ฟอร์มของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นมีความจำเป็นในการอธิบายฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ทราบค่าอยู่ก่อนแล้ว($P_j(j)$) เพื่อใช้หาฟังก์ชันใหม่ในรูปของตัวแปรสุ่มใหม่($P_z(z)$) โดยใช้ฟังก์ชันการทรานส์ฟอร์ม $z = f(j)$ ดังความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$P_z(z) = P_j[f^{-1}(z)] \frac{dJ}{dZ} \quad (4.15)$$

จากสมการ (4.15) จะเห็นว่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ประกอบด้วยตัวแปรสุ่ม J ($P_j(j)$) สามารถทรานส์ฟอร์มเป็นฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่ประกอบด้วยตัวแปรสุ่ม Z ($P_z(z)$) ได้

ในกรณีที่ตัวแปรสุ่มร่วมสองตัว W และ Z ซึ่งมีความสัมพันธ์กับตัวแปรสุ่มอีกสองตัวคือ J และ K ดังสมการที่ (4.16) และ (4.17)

$$w = f(j, k) \quad (4.16)$$

$$z = g(j, k) \quad (4.17)$$

ถ้าการเทียบค่าของ $f(j, k)$ และ $g(j, k)$ มีลักษณะเป็นหนึ่งต่อหนึ่งและสามารถย้อนกลับได้ โดยสามารถเขียนค่าของ J และ K ในเทอมของ W และ Z ดังต่อไปนี้

$$j = f'(w, z) \quad (4.18)$$

$$k = g'(w, z) \quad (4.19)$$

จากสมการที่ (4.16) – (4.19) เราสามารถทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นจากตัวแปรสุ่ม J และ K ($P_{JK}(j, k)$) ไปสู่ตัวแปรสุ่ม W และ Z ($P_{WZ}(w, z)$) ได้ดังต่อไปนี้

$$P_{WZ}(w, z) = \frac{\partial(w, z)}{\partial(j, k)} P_{JK} [j = f'(w, z), k = g'(w, z)] \quad (4.20)$$

4.4 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN จะมีการกระจายตัวเป็นแบบเกาส์เซียน โดยปกติจะใช้ในการอธิบายปรากฏการณ์ในเชิงสถิติของสัญญาณรบกวนโดยทั่วไป ซึ่งจะเป็นรูปแบบการกระจายตัวที่เกิดขึ้นได้มากที่สุดเพราะมีทฤษฎีทางสถิติได้สนับสนุนอยู่เรียกว่า ทฤษฎีเซ็นทรัลลิมิต(Central limit theorem) โดยสามารถอธิบายได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

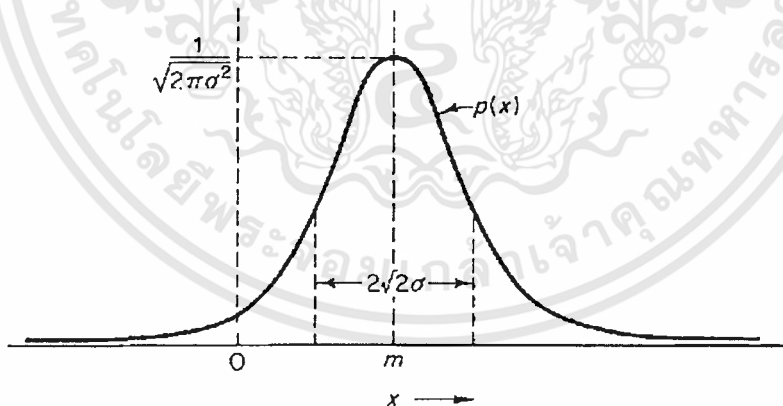
$$P(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left[-\frac{(x-m)^2}{2\sigma_n^2}\right] \quad (4.21)$$

โดยที่ x คือตัวแปรสุ่มแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวน

m คือค่าเฉลี่ยของตัวแปรสุ่ม x

σ_n^2 คือค่าแวนเรียนซ์ของตัวแปรสุ่ม x

ฟังก์ชัน $P(x)$ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งจะเห็นว่าฟังก์ชันดังกล่าวเป็นฟังก์ชันชนิดต่อเนื่องและมีความสมมาตร โดยมีจุดกึ่งกลางอยู่ที่ค่าเฉลี่ย m

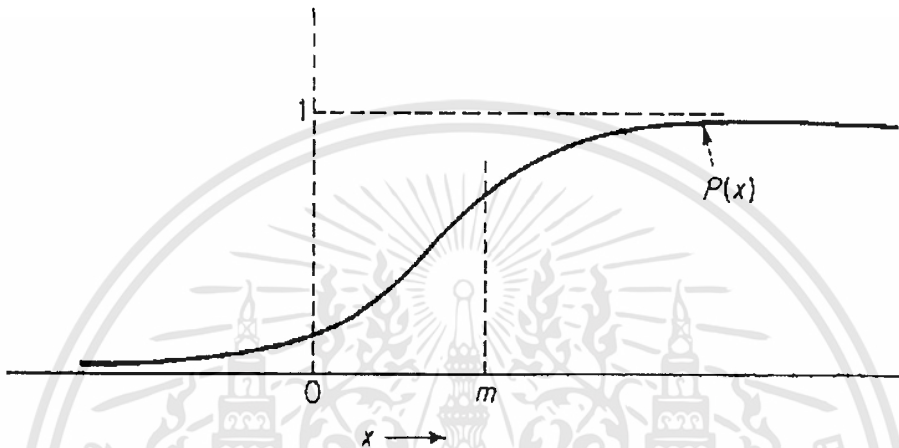


รูปที่ 4.1 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียน

จากสมการที่ (4.21) และ (4.2) สามารถอธิบายฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเกาส์เซียนได้ดังต่อไปนี้

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \int_{-\infty}^x \exp\left[-\frac{(y-m)^2}{2\sigma_n^2}\right] dy \quad (4.22)$$

จากสมการ (4.22) สามารถแสดงฟังก์ชัน $F(x)$ ได้ดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ฟังก์ชันการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน

จากรูปจะเห็นว่าค่าความน่าจะเป็นจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องไปจนถึงค่าสูงสุดคือหนึ่ง แล้วจึงคงที่ โดยค่าเฉลี่ย m จะมีความน่าจะเป็นเท่ากับ 0.5 ซึ่งจะอยู่ตรงกลางของกราฟพอดี

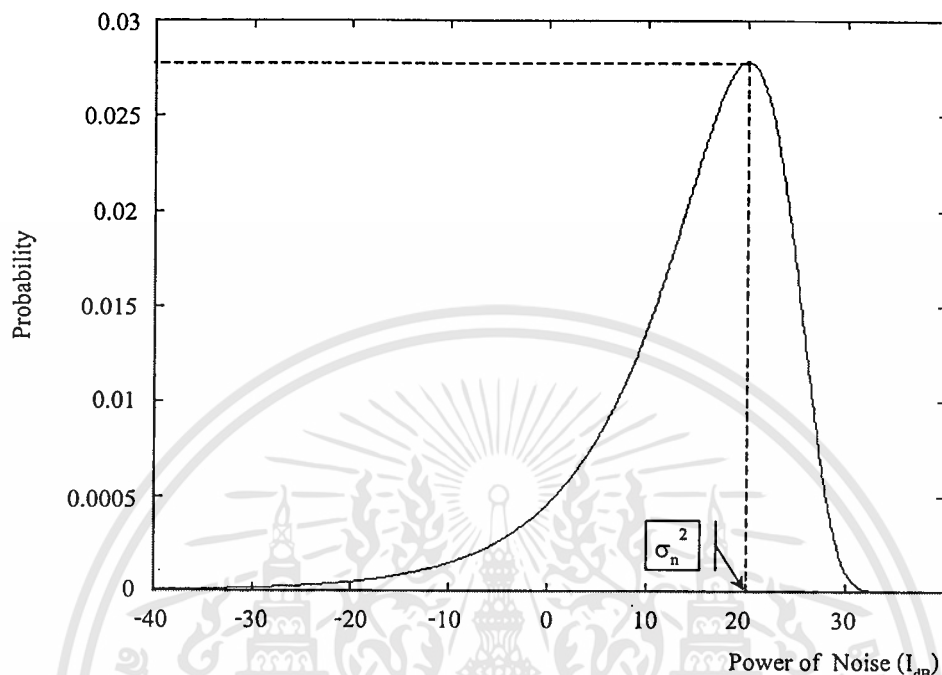
จากสมการที่ (4.21) ถ้ากำหนดให้ตัวแปรสุ่ม x เป็นแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวนมีหน่วยเป็นโวลต์ และค่าเฉลี่ย (m) มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ สามารถใช้สมการการทรานส์ฟอร์ม (4.15) ทำการทรานส์ฟอร์มฟังก์ชันดังกล่าวให้อยู่ในหน่วยของกำลัง (วัตต์) ในสเกล dB ได้ดังนี้

$$P_{I_{dB}}(I_{dB}) = \frac{\ln 10}{20} \sqrt{\frac{10^{I_{dB}/10}}{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left[-\frac{10^{I_{dB}/10}}{2\sigma_n^2}\right] \quad (4.23)$$

โดยที่ I_{dB} คือกำลังของสัญญาณรบกวน (วัตต์) ในสเกล dB
 σ_n^2 คือค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน

จากสมการที่ (4.23) สามารถแสดงฟังก์ชัน $P_{dB}(dB)$ ได้ดังรูปที่ 4.3 ซึ่งว่าฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงไป เมื่อตัวแปรสุ่มมีการเปลี่ยนหน่วย

จากแรงดันไฟฟ้าเป็นกำลังไฟฟ้า โดยจะเห็นว่าสเกลของ dB จุดยอดของกราฟจะแสดงค่า σ_n^2 ซึ่งหมายถึงกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวน



รูปที่ 4.3 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียน
ในหน่วยของกำลัง(วัตต์) ในสเกล dB

4.5 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสเอ

แบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ของ Middleton ได้ถูกนำเสนอในปี 1977 [11] โดยแบ่งคลาสของสัญญาณรบกวนออกเป็น 3 คลาสใหญ่ตามแบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนเทียบกับแบนด์วิดท์ของเครื่องรับดังนี้

คลาสเอ กำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์ของเครื่องรับ
 คลาสบี กำหนดให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวนมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของเครื่องรับ
 คลาสซี เป็นการรวมคลาสเอ และคลาสบี ไว้ด้วยกัน

จากการแบ่งคลาสดังกล่าวในคลาสซีจะเป็นคลาสที่สามารถอธิบายผลของสัญญาณรบกวนได้ดีที่สุด สำหรับในทางปฏิบัติแล้ว จะนิยมใช้แบบจำลองในคลาสเอในการวิเคราะห์ช่องสัญญาณมากที่สุด[7][12] ทั้งนี้เนื่องจากแบบจำลองดังกล่าวมีความซับซ้อนน้อยที่สุด โดยในปี 1981 Leslie A Berry ได้นำเสนอถึงการทำความเข้าใจแบบจำลองดังกล่าวในเชิงฟิสิกส์มากขึ้น[13] ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น(Probability Density Function) ได้ดังต่อไปนี้

$$P_I(I) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{A^m}{m!} \exp(-A) \right] [L_m \exp(-L_m I)] \quad (4.24)$$

$$L_m = \frac{A(1+\Gamma)}{\bar{I}(m+\Gamma)} \quad (4.25)$$

$$\Gamma = \frac{\sigma_G^2}{\Omega} \quad (4.26)$$

โดยที่ I คือ กำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดในหน่วยวัตต์ (สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนรวมกับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์)

A คือ คำนีอิมพัลส์ (Impulsive Index)

\bar{I} คือ ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนทั้งหมด

σ_G^2 คือ ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน

Ω คือ ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

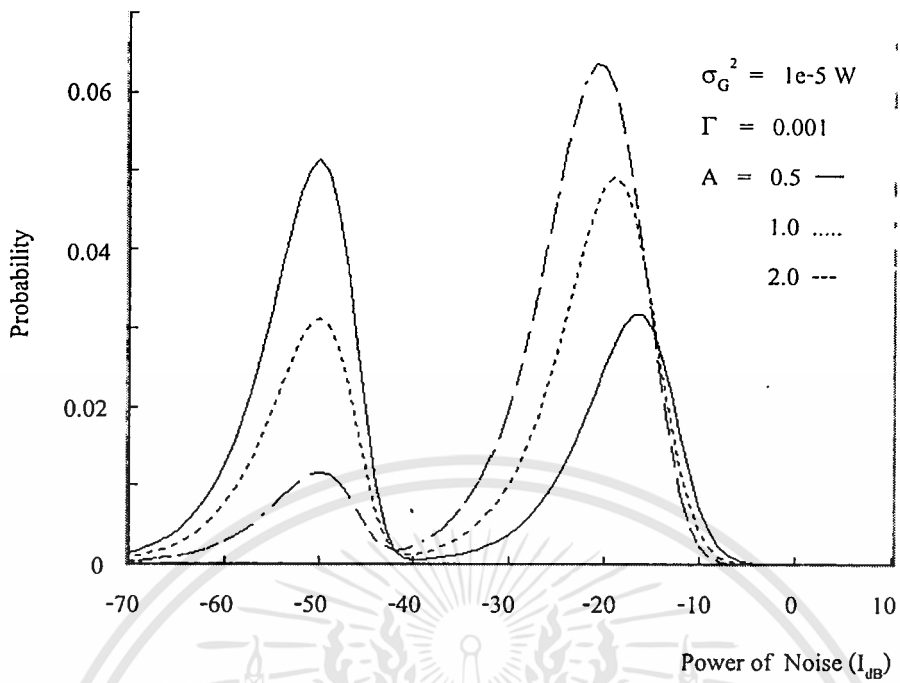
จากสมการที่ (4.24) สามารถใช้สมการที่ (4.15) ทรานส์ฟอร์มให้อยู่ในสเกลของ dB ดังนี้

$$P_{I_{dB}}(I_{dB}) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{A^m}{m!} \exp(-A) \right] [L_m D \exp(D \cdot I_{dB} - L_m \cdot \exp(D \cdot I_{dB}))] \quad (4.27)$$

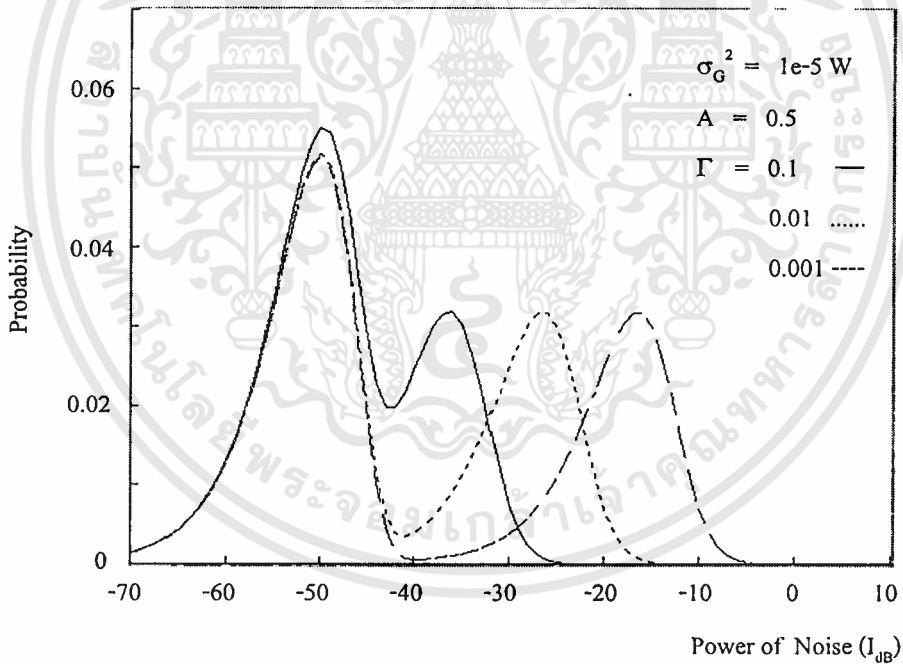
โดยที่ I_{dB} คือ กำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดในสเกล dB

D คือ ค่าคงที่มีค่าเท่ากับ $(\ln 10) / 10$

จากสมการที่ (4.27) เป็นสมการที่สามารถอธิบายพารามิเตอร์ของแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิก (A, Γ, σ_G^2) ได้อย่างชัดเจน โดยสามารถแสดง $f_{I_{dB}}(I_{dB})$ ได้ดังรูปต่อไปนี้



(a) เปลี่ยนพารามิเตอร์ A

(b) เปลี่ยนพารามิเตอร์ Γ

รูปที่ 4.4 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์
 ในหน่วยของกำลัง(วัตต์)ในสเกล dB (a) เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ A
 (b) เมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ Γ

จากรูปที่ 4.4 สามารถอธิบายสมการที่ (4.27) ในกรณีที่พารามิเตอร์สำคัญของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์มีการเปลี่ยนแปลง โดยรูปที่ 4.4 (a) แสดงถึงความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนในกรณีที่มีการเปลี่ยนค่า A จะเห็นว่าเมื่อ A มีค่าเพิ่มขึ้นยอดของกราฟทางด้านขวาจะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งหมายความว่ามีความน่าจะเป็นในการพบสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สูงกว่าสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ดังนั้นเมื่อ A มีค่ามากกว่าสัญญาณรบกวนดังกล่าวจะเสมือนว่ามีแต่สัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เพียงอย่างเดียว รูปที่ 4.4 (b) แสดงถึงความหนาแน่นความน่าจะเป็นในกรณีที่มีการเปลี่ยนค่า Γ จะเห็นว่าเมื่อมีการลดค่า Γ ลงยอดกราฟทางด้านขวาจะเลื่อนห่างออกไป ซึ่งหมายความว่าแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อ Γ มีค่าลดลง ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าเมื่อ A มีค่าน้อยๆ และ Γ มีค่ามากๆ สัญญาณรบกวนดังกล่าวจะเสมือนว่ามีแต่สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนเพียงอย่างเดียว

จากสมการที่ (4.27) ใช้สมการที่ (4.15) ทรานส์ฟอร์ม ให้อยู่ในหน่วยของโวลท์

$$P_{\xi}(\xi) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{A^m}{m!} \exp(-A) \right] \left[L_m \xi \exp\left(-\frac{L_m \xi^2}{2}\right) \right] \quad (4.28)$$

$$P_{\phi}(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad (0 \leq \phi \leq 2\pi) \quad (4.29)$$

โดยที่ ξ คือ เอนแวลอปของสัญญาณรบกวน

ϕ คือ เฟสของสัญญาณรบกวน

จากสมการทั่วไปของสัญญาณรบกวน $n(t)$ ในเทอมของอินเฟส $x_1(t)$ และ คอแควเจอร์เฟส $x_Q(t)$

$$n(t) = x_1(t)\cos 2\pi f_c t - x_Q(t)\sin 2\pi f_c t \quad (4.30)$$

เมื่อ

$$x_1(t) = \xi(t)\cos\phi(t), \quad x_Q(t) = \xi(t)\sin\phi(t) \quad (4.31)$$

$$\xi(t) = \sqrt{[x_1(t)]^2 + [x_Q(t)]^2}, \quad \phi(t) = \tan^{-1} \frac{x_Q(t)}{x_1(t)} \quad (4.32)$$

จากสมการที่ (4.30) - (4.32) สามารถหาฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม (Join Probability Density Function) ของอินเฟส และคอแควเจอร์เฟส $P_{x_1, x_Q}(x_1, x_Q)$ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_{x_I, x_Q}(x_I, x_Q) &= \frac{\partial(x_I, x_Q)}{\partial(\xi, \phi)} P_{\xi, \phi}(\xi, \phi) \\
 &= \frac{1}{2\pi\sqrt{x_I^2 + x_Q^2}} P_{\xi}(\xi)
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

เมื่อแทนสมการที่ (4.28) ลงใน (4.33) จะได้

$$P_{x_I, x_Q}(x_I, x_Q) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m L_m}{m! 2\pi} \exp\left(-\frac{L_m(x_I^2 + x_Q^2)}{2}\right) \tag{4.34}$$

จากสมการที่ (4.34) ในกรณีที่สนใจแต่ I Channel หรือ Q Channel เพียงอย่างเดียว จะสามารถแปลงรูปสมการที่ (4.34) ได้ดังต่อไปนี้

$$P_{x_I}(x_I) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{x_I, x_Q}(x_I, x_Q) dx_Q \tag{4.35}$$

$$= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m L_m}{m! 2\pi} \exp\left(-\frac{L_m x_I^2}{2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{L_m x_Q^2}{2}\right) dx_Q \tag{4.36}$$

กำหนดให้ $x'_Q = x_Q \sqrt{\frac{L_m}{2}}$

$$= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi} \sqrt{\frac{L_m}{2}} \exp\left(-\frac{L_m x_I^2}{2}\right) \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-(x'_Q)^2) dx'_Q \tag{4.37}$$

$$= e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{L_m}{2\pi}} \exp\left(-\frac{L_m x_I^2}{2}\right) \tag{4.38}$$

จากสมการ (4.38) จะถูกนำไปใช้ในเรื่องการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดสัญลักษณ์ผิดพลาดในกรณีที่ สัญญาณถูกมอดูเลทแบบ BPSK ทั้งนี้เนื่องจากธรรมชาติของสัญญาณที่ถูกมอดูเลทแบบ BPSK จะสนใจเพียงแค่ I Channel เท่านั้น

4.6 สรุป

ในวิทยานิพนธ์บทนี้ได้กล่าวถึง ประเภทและแหล่งกำเนิดของสัญญาณรบกวนในโครงข่าย HFC บนเส้นทางกลับ โดยได้แบ่งประเภทของสัญญาณรบกวนดังกล่าวออกเป็น 2 ชนิดคือ สัญญาณรบกวนที่ผลิตขึ้นเองในโครงข่าย และสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามาจากภายนอก จากนั้นได้อธิบายถึงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวน ตามแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบ AWGN และแบบจำลองของ David Middleton โดยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่กล่าวถึงในบทนี้จะถูกนำไปใช้ในการประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาด และการกำหนดลักษณะของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณย้อนกลับในโครงข่ายต่อไป



บทที่ 5

การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่าย

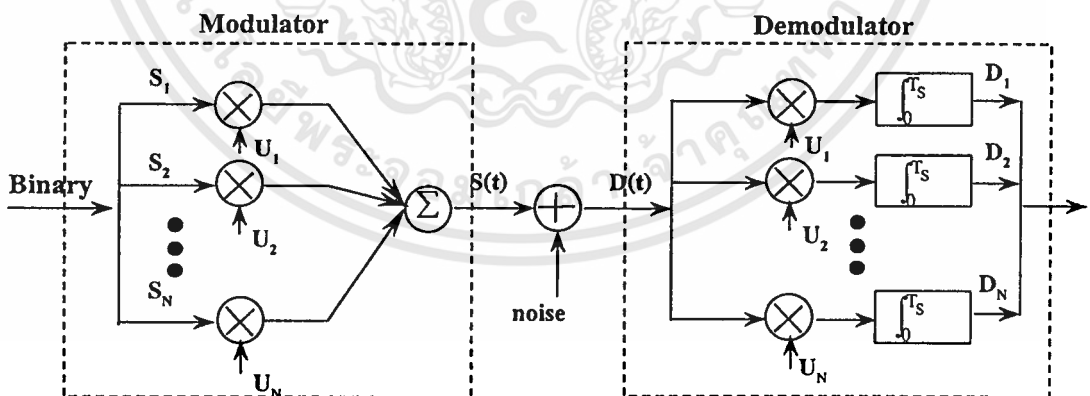
เคเบิลทีวีแบบ HFC

5.1 กล่าวนำ

วิทยานิพนธ์ในบทนี้ได้กล่าวถึง การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC โดยจะอธิบายถึงผลตอบสนองของคิ่มอดูเลเตอร์แบบคอรีเลชัน ในกรณีที่สัญญาณมอดูเลท ที่เข้ามามีสัญญาณรบกวนรวมมาด้วย จากนั้นจึงอธิบายถึงวิธีการประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในระบบการมอดูเลทและคิ่มอดูเลทแบบ BPSK และ QPSK ทั้งในกรณีที่สัญญาณรบกวนเป็นแบบ AWGN และ อิมพัลส์ โดยการวิเคราะห์ในส่วนของสัญญาณรบกวนเป็นแบบอิมพัลส์จะใช้แนวทางการวิเคราะห์ระบบการสื่อสารแบบ QAM ในสภาวะแวดล้อมแบบอิมพัลส์

5.2 ผลตอบสนองของคิ่มอดูเลเตอร์แบบคอรีเลชัน

จากทฤษฎีการมอดูเลทและคิ่มอดูเลทพื้นฐานที่ได้อธิบายไปแล้วในบทที่ 3 สามารถแสดงแบบจำลองการมอดูเลทและคิ่มอดูเลทในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนรวมอยู่ด้วยดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงแบบจำลองการมอดูเลทและคิ่มอดูเลท
ในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนรวมเข้ามามีสัญญาณมอดูเลท

จากรูปที่ 5.1 พิจารณาสัญญาณที่รับได้ทางคีมอดูเลเตอร์ในช่วงเวลา $0 \leq t \leq T$ ได้ดังนี้

$$D(t) = s(t) + W(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.1)$$

โดยที่ $D(t)$ คือฟังก์ชันของสัญญาณที่คีมอดูเลเตอร์ได้รับ
 $s(t)$ คือฟังก์ชันของสัญญาณมอดูเลทที่ออกจากมอดูเลเตอร์
 $W(t)$ คือฟังก์ชันของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ

จากพื้นฐานของสัญญาณที่รับได้ตามสมการที่ (5.1) เมื่ออุปกรณ์รับเป็นวงจรมอดูเลทแบบคอร์รีเลชัน ดังได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 3.2 จะได้ว่า

$$D_n = \int_0^{T_s} D(t) U_n(t) dt \quad (5.2)$$

$$= \int_0^{T_s} (s(t) + W(t)) U_n(t) dt \quad (5.3)$$

$$= \int_0^{T_s} s(t) U_n(t) dt + \int_0^{T_s} W(t) U_n(t) dt \quad (5.4)$$

$$= s_n + W_n \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (5.5)$$

โดยที่ $U_n(t)$ คือฟังก์ชันฐานของวงจรมอดูเลท
 s_n คือระดับของสัญญาณ $s(t)$ เมื่อผ่านวงจรมอดูเลทแบบคอร์รีเลชันที่มีฟังก์ชันฐานเป็น $U_n(t)$
 W_n คือระดับของสัญญาณรบกวน $W(t)$ เมื่อผ่านวงจรมอดูเลทแบบคอร์รีเลชันที่มีฟังก์ชันฐานเป็น $U_n(t)$
 T_s คือคาบของสัญญาณในหนึ่งรูปคลื่น

ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ s_n และ W_n ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s_n = \int_0^{T_s} s(t) U_n(t) dt \quad (5.6)$$

$$W_n = \int_0^{T_s} W(t) U_n(t) dt \quad (5.7)$$

จากสมการ (5.1)-(5.7) จะเห็นว่าเมื่อรวมฟังก์ชันของสัญญาณรบกวน ($W(t)$) กับสัญญาณมอดูเลต ($s(t)$) แล้ว ฟังก์ชันดังกล่าวจะมีการเปลี่ยนแปลงตามฟังก์ชันของสัญญาณรบกวนไปด้วย ดังนั้นเมื่อนำ $D(t)$ มาดีมอดูเลตแบบคอร์รีเลชัน ระดับของสัญญาณเอาต์พุตของดีมอดูเลต D_n จึงกลายเป็นตัวแปรสุ่มซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตาม W_n

ถ้ากำหนดให้สัญญาณรบกวน $W(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนแบบ AWGN ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ทำให้ W_n ตามสมการที่ (5.7) ย่อมมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ดังนั้นการหาค่าเฉลี่ยเอาต์พุตของดีมอดูเลเตอร์แบบคอร์รีเลชันจึงขึ้นอยู่กับค่า s_n เท่านั้น

$$E[D_n] = E[s_n + W_n] \quad (5.8)$$

$$= s_n + E[W_n] \quad (5.9)$$

$$= s_n \quad (5.10)$$

และสามารถหาค่าแวนเรียนของ D_n ได้ดังนี้

$$\sigma_{D_n}^2 = E[(D_n - s_n)^2] \quad (5.11)$$

$$= E[W_n^2] \quad (5.12)$$

แทนค่าสมการที่ (5.7) ลงในสมการที่ (5.12) จะได้

$$\sigma_{D_n}^2 = E \left[\int_0^{T_s} W(t) U_n(t) dt \int_0^{T_s} W(t') U_n(t') dt' \right] \quad (5.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= E \left[\int_0^{T_s} \int_0^{T_s} U_n(t) U_n(t') W(t) W(t') dt dt' \right] \quad (5.14)$$

$$= \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} U_n(t) U_n(t') E[W(t) W(t')] dt dt' \quad (5.15)$$

$$= \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} U_n(t) U_n(t') R_w(t, t') dt dt' \quad (5.16)$$

โดยที่ $R_w(t, t')$ คือฟังก์ชันออร์โทกอร์รัลเลชันของสัญญาณรบกวน

เมื่อสัญญาณรบกวน ($W(t)$) เป็นกระบวนการสุ่มแบบเกาส์เซียน ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังจะมีค่าเท่ากับ $N_0/2$ และสามารถแสดง $R_w(t, t')$ ได้ดังนี้

$$R_w(t, t') = \frac{N_0}{2} \delta(t-t') \quad (5.17)$$

โดยที่ $\delta(t-t')$ คือเดลต้าฟังก์ชัน

เมื่อแทนค่าสมการ (5.17) ลงใน (5.16) จะได้

$$\sigma_{D_n}^2 = \frac{N_0}{2} \int_0^{T_s} \int_0^{T_s} U_n(t) U_n(t') \delta(t-t') dt dt' \quad (5.18)$$

$$= \frac{N_0}{2} \int_0^{T_s} U_n^2(t) dt \quad (5.19)$$

$$= \frac{N_0}{2} \quad (5.20)$$

จากสมการที่ (5.20) แสดงให้เห็นว่าเอาต์พุตของคิโมดุลเทแบบคอรีรีชั่น D_n จะมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง $N_0/2$ ของ AWGN

กำหนดให้ \mathbf{D} คือเวกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตของคอรีรีเลเตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วยตัวแปรสุ่ม N ตัว $\{D_1, D_2, \dots, D_N\}$ โดยที่ตัวแปรสุ่มแต่ละตัวจะมีความเป็นอิสระเชิงสถิติต่อกัน และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ s_n และแวกเรียนมีค่าเท่ากับ $N_0/2$ ซึ่งจากข้อกำหนดนี้สามารถแสดงฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบมีเงื่อนไขของเวกเตอร์ \mathbf{D} ที่ได้รับเนื่องจากการส่งสัญญาณ B ได้ดังต่อไปนี้

$$P_{\mathbf{D}}(\mathbf{D} | B) = \prod_{n=1}^N P_{D_n}(D_n | B) \quad (5.21)$$

โดยที่ \mathbf{D} คือเวกเตอร์ของสัญญาณเอาต์พุตของคอรีรีเลเตอร์
 B คือสัญญาณที่ถูกส่งจากแหล่งกำเนิด

จากสมการที่ (5.21) เรียกฟังก์ชัน $P_{\mathbf{D}}(\mathbf{D} | B)$ ว่าฟังก์ชันแบบไลค์ลิฮูด (likelihood function) และเรียกช่องสัญญาณที่ทำให้สมการที่ (5.21) เป็นจริงว่าช่องสัญญาณแบบไม่มีหน่วยความจำ (Memoryless channel) จากข้อกำหนดที่ให้ D_n เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับ s_n และค่าแวกเรียนเท่ากับ $N_0/2$ จะได้ว่า

$$P_{D_n}(D_n | B) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left[-\frac{(D_n - s_n)^2}{N_0}\right] \quad (5.22)$$

โดยที่ $n = 1, 2, \dots, N$

แทนค่าสมการที่ (5.22) ลงในสมการที่ (5.21) จะได้

$$P_{\mathbf{D}}(\mathbf{D} | B) = (\pi N_0)^{-N/2} \exp\left[-\frac{\sum_{n=1}^N (D_n - s_n)^2}{N_0}\right] \quad (5.23)$$

5.3 การประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในระบบการมอดูเลตแบบโคฮีเรนต์ BPSK

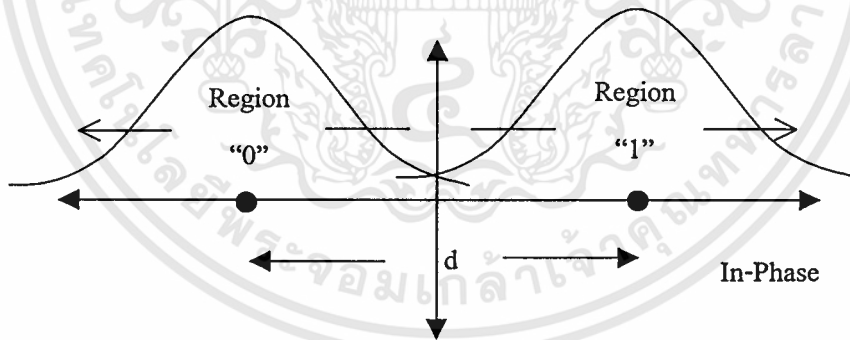
5.3.1 อัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนแบบ AWGN

ในการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดอันเนื่องมาจากการตัดสินใจในระบบของการมอดูเลตแบบ BPSK จะต้องทราบถึงความน่าจะเป็นของการเกิดสัญญาณดิจิทัลแบบเบสแบนด์ ซึ่งความน่าจะเป็นในการเกิดบิต “0” และบิต “1” จะมีค่าเท่ากันคือ 0.5 และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ค่าแวกเรียนเท่ากับ $N_0/2$ จากสมการที่ (5.22) สามารถอธิบายถึงฟังก์ชันแบบโลคัลลิซูด เมื่อสัญญาณบิต “0” ถูกส่ง ได้ดังนี้

$$P_{D_1}(D_1 | "0") = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[-\frac{(D_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0} \right] \quad (5.24)$$

$$P_{D_1}(D_1 | "1") = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[-\frac{(D_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0} \right] \quad (5.25)$$

จากสมการที่ (5.24) และ (5.25) สามารถแสดงการกระจายตัวของฟังก์ชันแบบโลคัลลิซูด ของทั้งสองสัญญาณได้ดังรูป



รูปที่ 5.2 การกระจายตัวความน่าจะเป็นของฟังก์ชันแบบโลคัลลิซูด ของสัญญาณ

จากรูปที่ 5.2 สามารถหาค่ากำลังของสัญญาณเฉลี่ยได้ โดยใช้ความสัมพันธ์

$$P_{av} = \frac{S^2}{2} \quad (5.22)$$

$$= \left(\frac{d}{2}\right)^2 \cdot \frac{1}{2} = \frac{d^2}{8} \quad (5.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ P_{av} คือกำลังของสัญญาณพาหะเฉลี่ย

S คือระดับสัญญาณของคลื่นพาหะ (ในกรณีนี้ มีค่าเท่ากับ $d/2$)

d คือระยะห่างที่สั้นที่สุดระหว่างสัญลักษณ์

จากรูปที่ 5.2 จะเห็นว่าการตัดสินใจจะใช้ขอบเขตของระยะทางเป็นหลัก โดยค่าเทรชโฮล (T_h) ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับใช้ในการแบ่งพื้นที่ เพื่อการตัดสินใจจะมีค่าเท่ากับ $d/2$ โดยถ้า $T_h \geq d/2$ จะตัดสินใจเป็นสัญลักษณ์บิต "1" และ ถ้า $T_h \leq d/2$ จะตัดสินใจเป็นสัญลักษณ์บิต "0" ดังนั้นความผิดพลาดในการตัดสินใจจึงสามารถเกิดขึ้นได้เนื่องจากสัญญาณรบกวนที่แทรกสอดเข้ามาจนทำให้ระดับสัญญาณ D_1 ตกอยู่ในพื้นที่ๆ ผิดพลาดไป เรียกความผิดพลาดดังกล่าวว่า "ความผิดพลาดของการตรวจจับสัญลักษณ์" โดยสามารถแสดงได้ดังนี้

$$P_e = 1 - \frac{1}{2} \left[\int_{-d/2}^{\infty} P_{D_1}(D_1 | "1") dx + \int_{-\infty}^{d/2} P_{D_1}(D_1 | "0") dx \right] \quad (5.24)$$

$$= 1 - \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{-d/2}^{\infty} \exp\left(-\frac{D_1^2}{N_0}\right) dD_1 \quad (5.25)$$

กำหนดให้ $Z = \frac{D_1}{\sqrt{N_0}}$ และ $\text{erfc}(D_1) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{D_1}^{\infty} \exp(-t^2) dt$ จะได้

$$= 1 - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-d/2\sqrt{N_0}}^{\infty} \exp(-Z^2) dZ \quad (5.26)$$

$$= 1 - \frac{1}{2} \text{erfc}\left(-\frac{d}{2\sqrt{N_0}}\right) \quad (5.27)$$

จากสมการที่ (5.23) จะได้ว่า

$$= 1 - \frac{1}{2} \text{erfc}\left(-\sqrt{\frac{P_{av}}{2N_0}}\right) \quad (5.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(-\sqrt{\frac{\text{CNR}}{2}} \right) \quad (5.29)$$

โดยที่ $\text{CNR} = P_{\text{av}} / N_0$

5.3.2 อัตราการเกิดผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

ในกรณีของการหาอัตราการเกิดสัญลักษณ์ผิดพลาด (Symbol Error Rate : P_e) จากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับการวิเคราะห์จากสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนดังต่อไปนี้

$$P_e = 1 - \int_{-d/2}^{\infty} P_{D_1}(D_1) dD_1 \quad (5.30)$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m!} \sqrt{\frac{L_m}{2\pi}} \int_{-d/2}^{\infty} \exp\left(-\frac{L_m D_1^2}{2}\right) dD_1 \quad (5.31)$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\pi}} \int_{-d'}^{\infty} \exp\left(-D_1'^2\right) dD_1' \quad (5.32)$$

โดยที่ $D_1' = D_1 \sqrt{\frac{L_m}{2}}$

$$d' = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{L_m}{2}}$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{2m!} \left[\operatorname{erfc} \left(-\frac{d}{2} \sqrt{\frac{L_m}{2}} \right) \right] \quad (5.33)$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{2m!} \left[\operatorname{erfc} \left(-\sqrt{P_{\text{av}} \cdot L_m} \right) \right] \quad (5.34)$$

จากความสัมพันธ์ $L_m = \frac{A(1+\Gamma)}{\bar{I}(m+\Gamma)}$ แทนค่าลงในสมการที่ (5.34)

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{2^m m!} \left[\operatorname{erfc} \left(-\sqrt{\frac{\operatorname{CNR} \cdot A(1+\Gamma)}{(m \cdot A\Gamma)}} \right) \right] \tag{5.35}$$

โดยที่ $\operatorname{CNR} = P_{av} / \bar{I}$

จากสมการที่ (5.29) และ (5.35) เนื่องจากการมอดูเลตแบบ BPSK ดังนั้นอัตราการเกิดสัญลักษณ์ผิดพลาดจึงมีค่าเท่ากับอัตราการเกิดบิตผิดพลาด

5.4 การประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในระบบการมอดูเลตแบบโคฮีเรนท์ QPSK

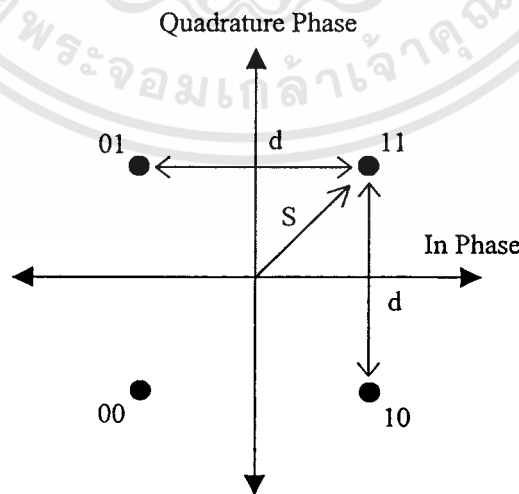
5.4.1 อัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากสัญญาณรบกวน AWGN

สัญญาณมอดูเลตแบบ QPSK สามารถเขียนสมการดังกล่าวได้ดังนี้

$$S(t) = A_I \cos 2\pi f_c t + A_Q \sin 2\pi f_c t \tag{5.36}$$

โดยที่ A_I และ A_Q มีค่าเท่ากับ ± 1

สามารถแสดงคอนสเทเลชันไดอะแกรมได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 5.3 คอนสเทเลชันไดอะแกรมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ QPSK

จากรูปที่ 5.2 สามารถหาค่ากำลังของสัญญาณเฉลี่ยได้โดยใช้ความสัมพันธ์

$$P_{av} = \frac{S^2}{2} \quad (5.37)$$

$$= \left[\left[\frac{d}{2} \right]^2 + \left[\frac{d}{2} \right]^2 \right] \cdot \frac{1}{2} \quad (5.38)$$

$$= \frac{d^2}{4} \quad (5.39)$$

โดยที่ P_{av} คือกำลังของสัญญาณพาหะเฉลี่ย

S คือแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะ.

d คือระยะห่างที่สั้นที่สุดระหว่างสัญลักษณ์

และในกรณีที่ความน่าจะเป็นในส่งสัญลักษณ์ทั้งสี่แบบมีค่าเท่ากัน จะสามารถประเมินอัตราการใช้สัญญาณผิดพลาดได้ดังต่อไปนี้

$$P_e = 1 - \int_{-d/2}^{\infty} P_{D_1}(D_1 | "00") dx \cdot \int_{-d/2}^{\infty} P_{D_2}(D_2 | "00") dy \quad (5.40)$$

$$= 1 - \frac{1}{\pi N_0} \int_{-d/2}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{N_0}\right) dx \cdot \int_{-d/2}^{\infty} \exp\left(-\frac{y^2}{N_0}\right) dy \quad (5.41)$$

$$= 1 - \left[\frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-d/2\sqrt{N_0}}^{\infty} \exp(-Z^2) dz \right]^2 \quad (5.42)$$

$$= 1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2\left(-\frac{d}{2\sqrt{N_0}}\right) \quad (5.43)$$

จากสมการที่ (5.39) จะเห็นว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(-\sqrt{\frac{P_{av}}{N_0}} \right) \quad (5.44)$$

$$= 1 - \frac{1}{4} \operatorname{erfc}^2 \left(-\sqrt{\text{CNR}} \right) \quad (5.45)$$

โดยที่ $\text{CNR} = P_{av}/N_0$

5.4.2 อัตราการเกิดผิดพลาดจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

สำหรับการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดสัญลักษณ์ผิดพลาด (Symbol Error Rate : P_e) ที่เกิดจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ สามารถทำได้ในลักษณะเดียวกับกรณีของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนดังนี้

$$P_e = 1 - \int_{-d/2}^{\infty} \int_{-d/2}^{\infty} P_{D_1, D_2}(D_1, D_2) dD_1 dD_2 \quad (5.46)$$

แทนค่า $P_{D_1, D_2}(D_1, D_2)$ ด้วยฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบอิมพัลส์ตามสมการที่ (4.34) ลงในสมการที่ (5.46) จะได้

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m L_m}{2\pi m!} \int_{-d/2}^{\infty} \int_{-d/2}^{\infty} \exp \left[-\frac{(D_1^2 + D_2^2) L_m}{2} \right] dD_1 dD_2 \quad (5.47)$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{4 m!} \operatorname{erfc}^2 \left(-\frac{d}{2} \sqrt{\frac{L_m}{2}} \right) \quad (5.48)$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{4 m!} \operatorname{erfc}^2 \left(-\sqrt{\frac{P_{av} \cdot L_m}{2}} \right) \quad (5.49)$$

จากความสัมพันธ์ $L_m = \frac{A(1+\Gamma)}{\Gamma(m+\Gamma)}$ แทนค่าลงในสมการที่ (5.49)

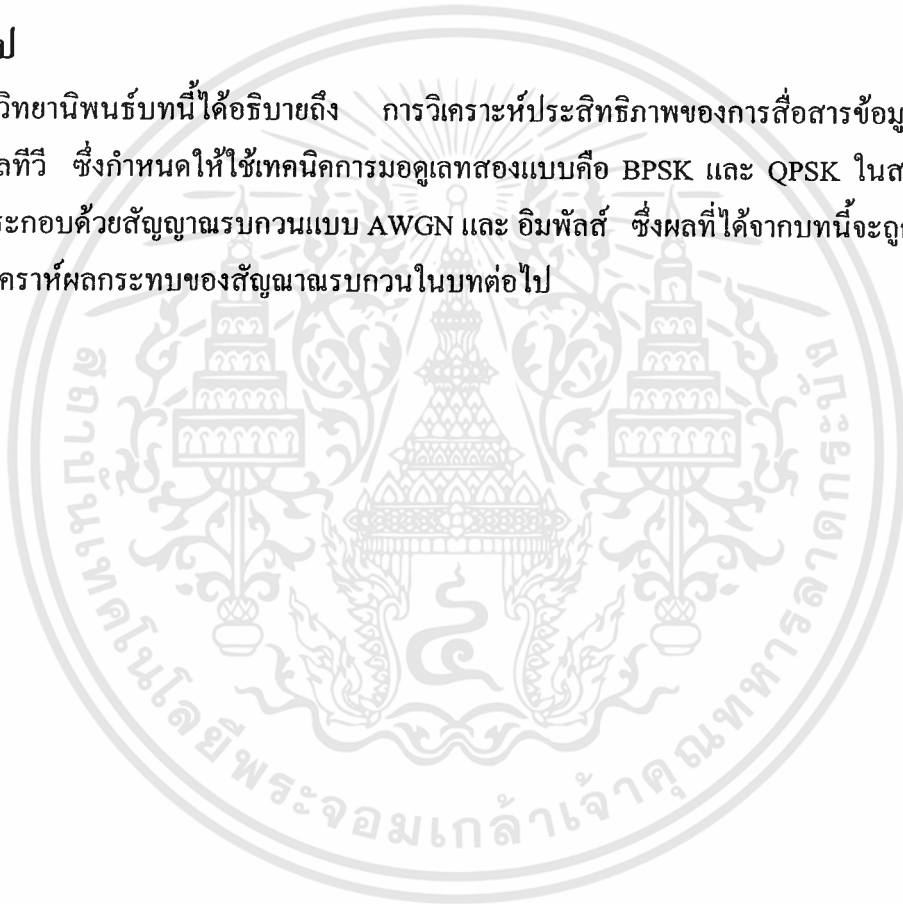
$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{4 m!} \operatorname{erfc}^2 \left(-\sqrt{\frac{\text{CNR} \cdot A(1 + \Gamma)}{2(m + A\Gamma)}} \right) \quad (5.50)$$

โดยกำหนดให้ $\text{CNR} = P_{av} / \bar{I}$

จากสมการที่ (5.45) และ (5.50) เนื่องจากการเข้ารหัสแบบเกรย์ดังรูปที่ 5.3 ดังนั้นจึงทำให้อัตราการเกิดสัญลักษณ์ผิดพลาดมีค่าเท่ากับอัตราการเกิดบิตผิดพลาด

5.5 สรุป

วิทยานิพนธ์นี้ได้อธิบายถึง การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายเคเบิลทีวี ซึ่งกำหนดให้ใช้เทคนิคการมอดูเลตสองแบบคือ BPSK และ QPSK ในสภาวะแวดล้อมที่ประกอบด้วยสัญญาณรบกวนแบบ AWGN และ อิมพัลส์ ซึ่งผลที่ได้จากบทนี้จะถูกนำไปใช้ในการวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณรบกวนในบทต่อไป



บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

6.1 กล่าวนำ

ในบทต่างๆที่ผ่านมาได้กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC แบบจำลองสัญญาณรบกวนในโครงข่าย และการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูล สำหรับในบทนี้จะนำทฤษฎีต่างๆที่ได้กล่าวไปแล้วมาใช้ในการวิเคราะห์หาประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลบนโครงข่ายจริง โดยได้แบ่งการทดลองออกเป็น 2 ขั้นตอนคือ

ส่วนที่ 1. ขั้นตอนการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน

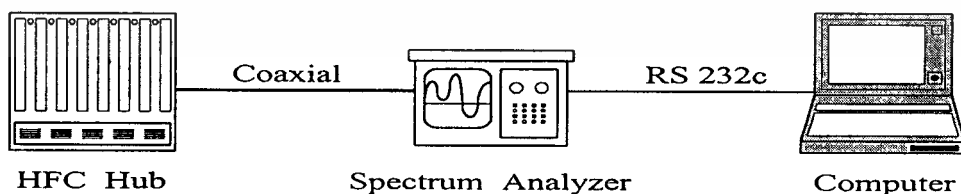
ส่วนที่ 2. วิธีการและรูปแบบในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

6.2 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน

การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจะสามารถแบ่งออกเป็นสองส่วนด้วยกันคือ การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ และในโดเมนเวลา โดยในขั้นต้นของงานวิจัยได้มีการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ขึ้นก่อน โดยมีจุดประสงค์เพื่อกำหนดคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนในโครงข่ายก่อน จากนั้นจึงทำการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลาเพื่อนำผลที่ได้มาทำการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดต่อไป

6.2.1 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ [14]

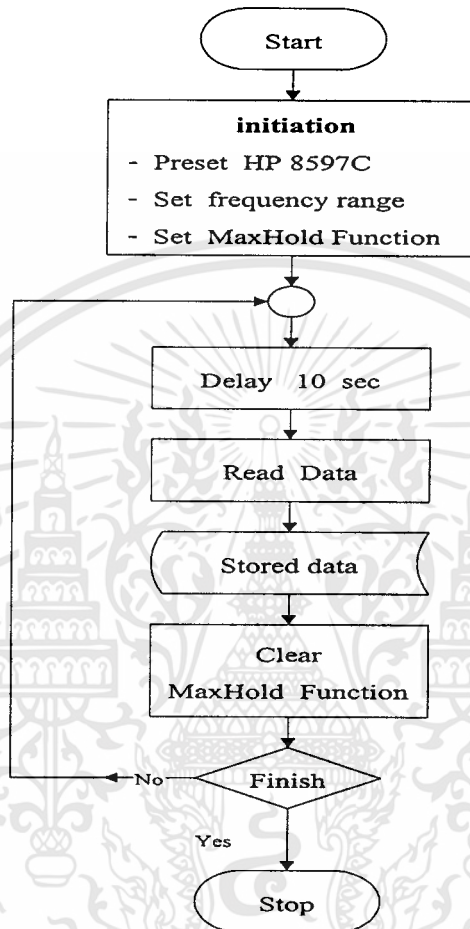
การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจะทำการเก็บจากสถานีย่อยต่างๆ ที่ความถี่ 5 ถึง 45 MHz ซึ่งเป็นช่องสัญญาณย้อนกลับของโครงข่าย HFC โดยสามารถแสดงบล็อคอโดแกรมได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 6.1 บล็อคอโดแกรมการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่

อุปกรณ์ที่ใช้ประกอบไปด้วยเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมของ HP รุ่น HP8591C และคอมพิวเตอร์ โดยจะใช้ RS232C เป็นมาตรฐานในการเชื่อมต่อเพื่อส่งข้อมูลจากเครื่องวิเคราะห์

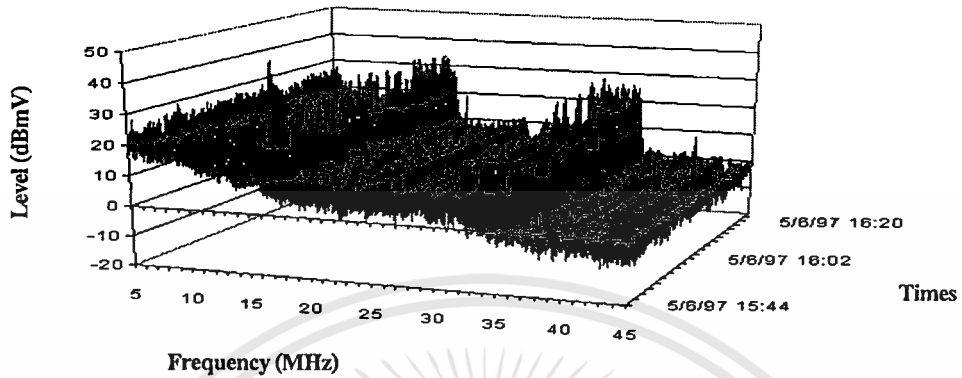
สเปกตรัม มาเก็บไว้ในคอมพิวเตอร์ โดยใช้โปรแกรมที่เขียนขึ้นจากภาษาคิวเบสิก (Quick Basic) เป็นตัวควบคุมเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม และเก็บข้อมูลลงฮาร์ดดิส [15] ฟังก์ชันโปรแกรมดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้



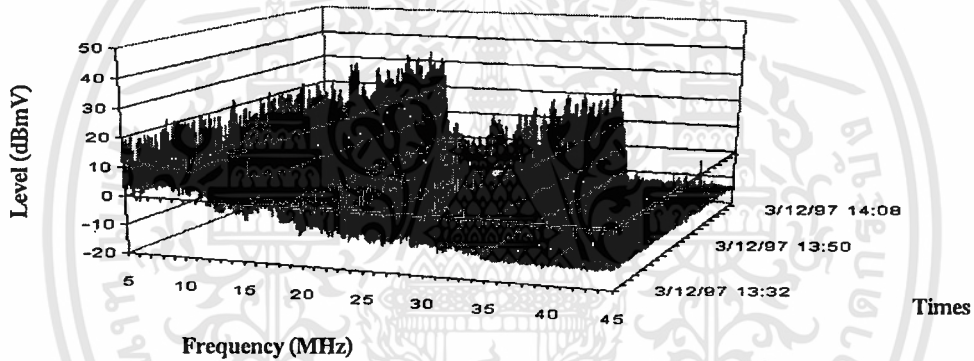
รูปที่ 6.2 ฟังก์ชันการทำงานของโปรแกรมควบคุมเครื่องวิเคราะห์สเปกตรัม

สำหรับการเก็บข้อมูลในแต่ละครั้งจะเก็บทั้งระดับสัญญาณ (dBmv), ความถี่ (MHz) และ วัน/เดือน/ปี/เวลา ในขณะที่ทำการวัด โดยจะทำการวัดทุกๆ 10 วินาที เป็นจำนวน 20,000 ครั้งในแต่ละสถานีย่อย โดยทำการวัดสัญญาณรบกวนที่สถานีย่อย 3 แห่งมาทำการศึกษาลักษณะของสัญญาณรบกวน โดยจำนวนคู่สายของสถานีย่อยที่ 1 (Hub 1.) สถานีย่อยที่ 2 (Hub 2.) และสถานีย่อยที่ 3 (Hub 3.) คือ 21,000 39,000 และ 35,000 คู่สายตามลำดับ โดยข้อมูลที่รวบรวมได้สามารถแสดงในรูปแบบพื้นผิวสามมิติของ ระดับสัญญาณ (dBmv), ความถี่ (MHz) และ วัน/เดือน/ปี/เวลา ที่ทำการวัด ดังแสดงในรูปที่ 6.3 ซึ่งมีลักษณะของเส้นกราฟข้อมูลคล้ายๆกัน ดังจะเห็นได้ว่าในแต่ละรูปกราฟไม่ว่าจะเป็นสถานีย่อยใด ย่านความถี่ที่สามารถใช้งานได้ของทุกๆสถานีย่อยจะอยู่ระหว่าง 20 - 30 MHz โดยที่ตั้งแต่ 5 - 15 MHz จะมีระดับสัญญาณรบกวนที่สูงมากจนไม่สมควรนำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนอินเตอร์เน็ต ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

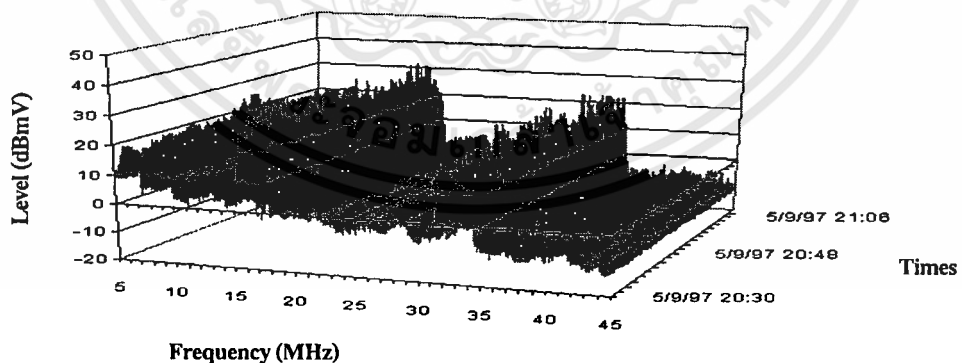
ไปใช้งาน, ส่วนความถี่ 15 - 20 MHz ได้ถูกใช้งานเพื่อบริการอื่นอยู่แล้ว และ ในย่าน 30 - 35 MHz เป็นฮาร์โมนิก ที่สองที่เกิดขึ้นจากสัญญาณในย่าน 15 - 20 MHz



(a) Hub 1.



(b) Hub 2.



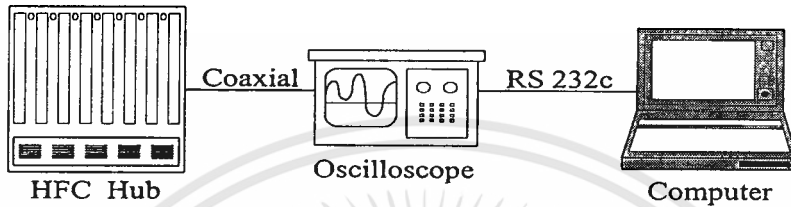
(c) Hub 3.

รูปที่ 6.3 กราฟพื้นผิว 3 มิติของสัญญาณรบกวนที่ Hub ต่างๆ โดยที่
 (a) สัญญาณรบกวนที่ Hub 1 (b) สัญญาณรบกวนที่ Hub 2
 (c) สัญญาณรบกวนที่ Hub 3

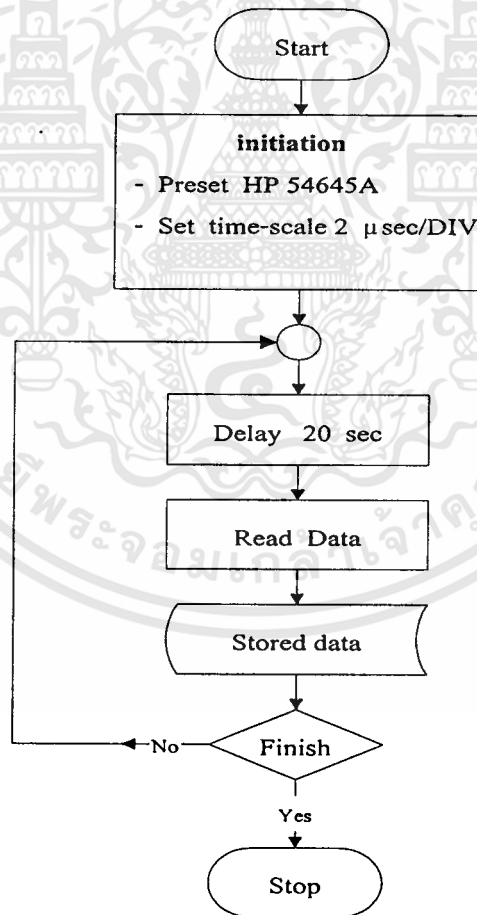
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.2 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลา

สำหรับการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลา จะทำลักษณะเดียวกับการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ โดยใช้ออสซิลอสโคปของ HP รุ่น HP54645 [16] แทนเครื่องวิเคราะห์ความถี่ และใช้โปรแกรมที่เขียนขึ้นจากภาษา C [17] ในการควบคุมออสซิลอสโคป ซึ่งการเก็บรวบรวมข้อมูลและผังการทำงานของโปรแกรมแสดงได้ดังรูปที่ 6.4 และ 6.5 ตามลำดับ



รูปที่ 6.4 บล็อกโคดอะแกรมการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนเวลา



รูปที่ 6.5 ผังการทำงานของโปรแกรมควบคุมออสซิลอสโคป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.4 และ 6.5 โปรแกรมดังกล่าวจะควบคุมออสซิลอสโคปให้ปรับสเกลหน้าจอไปที่ $2 \mu\text{sec} / \text{DIV}$ และจัดส่งข้อมูลไปยังคอมพิวเตอร์ทุกๆ 20 วินาที เป็นจำนวน 5,000 ครั้ง ในแต่ละครั้งจะทำการบันทึก เวลา วัน เดือน ปี ที่ทำการวัด และระดับของสัญญาณรบกวนในหน่วยมิลลิโวลต์ ซึ่งมีทั้งหมด 2,000 ค่าต่อหนึ่งหน้าจอ นั่นคือมีอัตราการสุ่มสัญญาณเท่ากับ 100 MHz จากนั้นข้อมูลทั้งหมดที่รวบรวมได้จะถูกวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB

6.3 วิธีการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน [18]

6.3.1 ขั้นตอนการวิเคราะห์ระดับสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆของแต่ละวัน

การวิเคราะห์ดังกล่าวมีจุดประสงค์ เพื่อหาความถี่ของอัตราการเกิดอิมพัลส์ในแต่ละช่วงเวลาของวัน ซึ่งสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมการวิเคราะห์สัญญาณได้ดังรูปที่ 6.6

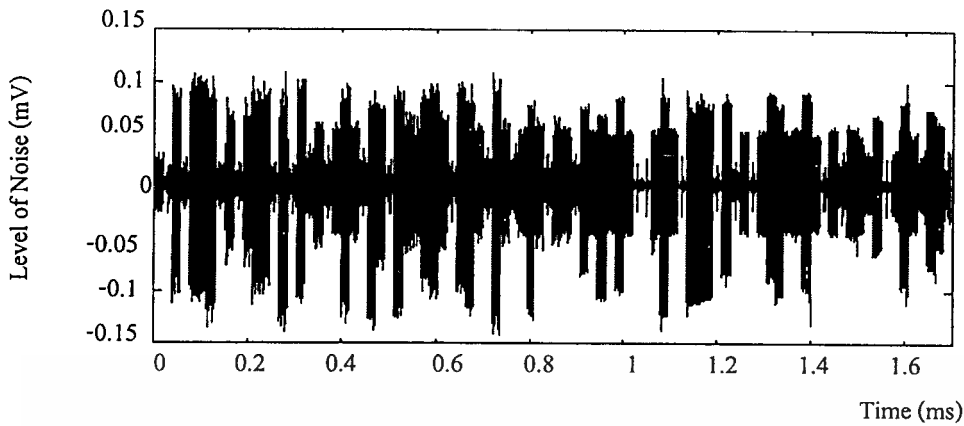


รูปที่ 6.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์ระดับสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ

จากรูปที่ 6.6 สัญญาณรบกวนที่รวบรวมได้จะถูกนำมาผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ย่าน 5-42 MHz และเอนเวโลปดีเทคเตอร์(ED & clipping) โดยใส่ค่าสมบรูณ์และนำมาผ่านโลพาสฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาเฉพาะเอนเวโลปของสัญญาณรบกวน จากนั้นข้อมูลดังกล่าวจะถูกนำมาคลิปปิงโดยใช้เทรชโฮลด์ที่กำหนดขึ้นจากการสังเกต แล้วทำการนับจำนวนเอนเวโลปดังกล่าวในช่วงเวลาทุกๆ ครั้งชั่วโมง ซึ่งผลที่ได้คือความถี่ของอัตราการเกิดอิมพัลส์ในทุกๆ ครั้งชั่วโมง

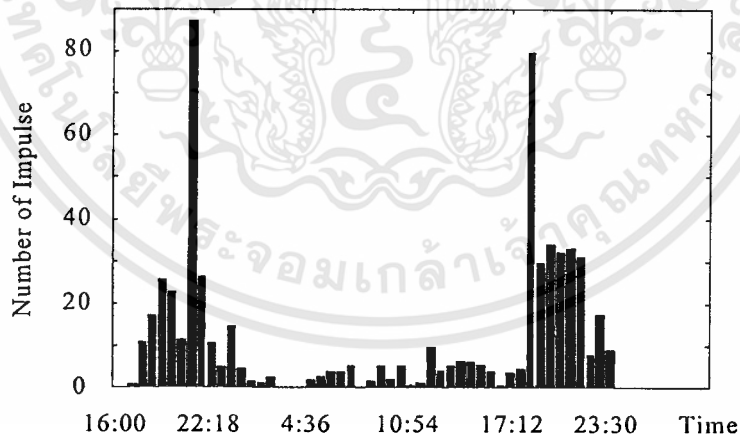
6.3.2 ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ

ข้อมูลสัญญาณที่รวบรวมได้ จะถูกนำมาแบ่งออกเป็น 50 ส่วน โดยแต่ละส่วนจะใช้เวลาในการบันทึก 30 นาที ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.7



รูปที่ 6.7 ตัวอย่างของสัญญาณที่บันทึกไว้ในช่วงเวลา 30 นาที

จากรูปที่ 6.7 จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนจะมีการแบ่งระดับออกเป็น 2 ส่วน คือสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ โดยที่สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนจะมีค่าแอมพลิจูดอยู่ในช่วง -0.025 ถึง 0.025 mV สำหรับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีแอมพลิจูดอยู่ในช่วง -0.13 ถึง 0.1 mV ดังนั้นจึงกำหนดค่าเทรชโฮลด์ในการแบ่งแยกสัญญาณรบกวนเท่ากับ 0.05 mV ซึ่งเป็นค่ากลางระหว่างแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน จากนั้นเมื่อทำการคลิปปิง และนับตามขั้นตอนในรูปที่ 6.6 โดยผลที่ได้สามารถแสดงดังรูปที่ 6.8

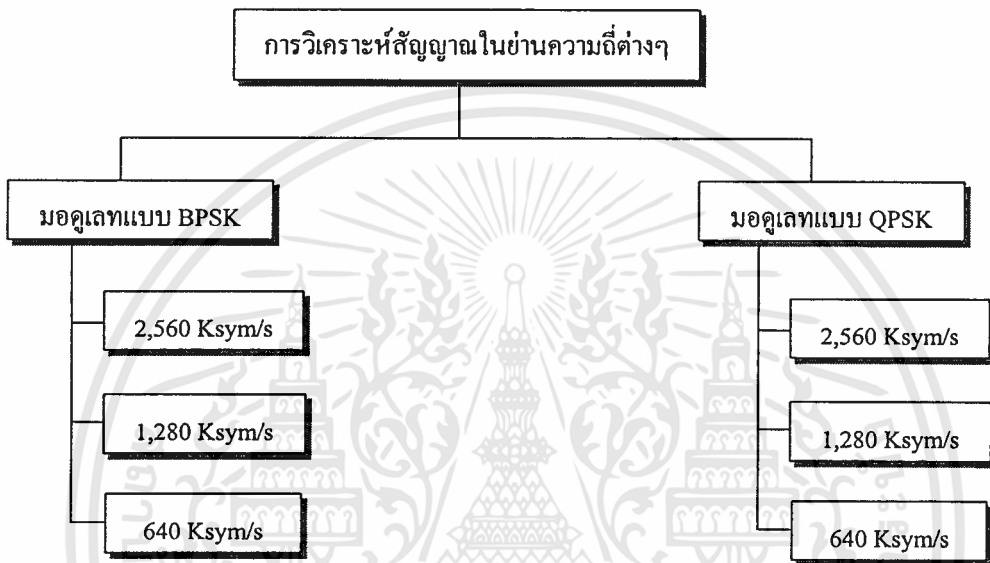


รูปที่ 6.8 จำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้น ณ เวลาต่างๆ ในหนึ่งวัน

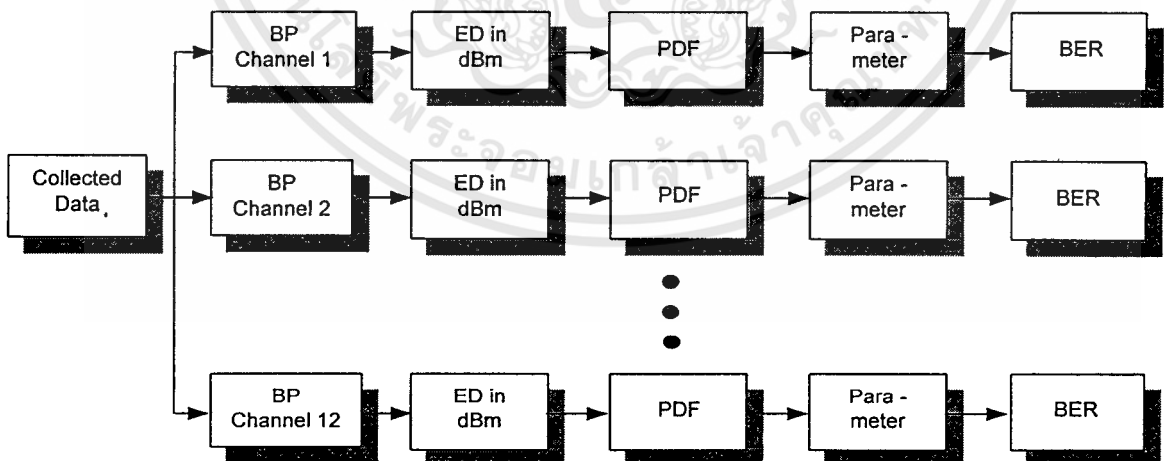
จากรูปที่ 6.8 จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่วัดได้จะเกิดขึ้นมากในช่วงเวลาประมาณ 17:00 น ถึง 24:00 น ของในแต่ละวัน

6.3.3 ขั้นตอนการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในช่องสัญญาณย่านความถี่ต่างๆ

โดยมีจุดประสงค์ในการวิเคราะห์ เพื่อหาผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่ ย่านความถี่นั้นๆ โดยจะพิจารณาการมอดูเลท 2 วิธีคือ BPSK และ QPSK ที่ความเร็วในการส่ง ข้อมูล 2,560 Ksym/sec เนื่องจากในการใช้งานจริงจะใช้ความเร็วในการมอดูเลทสูงสุด และเลือก ความเร็วใกล้เคียงอีก 2 ระดับคือ 1,280 และ 640 Ksym/sec เพื่อทำการเปรียบเทียบ ซึ่งสามารถ แสดงบล็อกไดอะแกรมขั้นตอนการวิเคราะห์ได้ดังรูปที่ 6.9



รูปที่ 6.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณต่างๆ



รูปที่ 6.10 บล็อกไดอะแกรมแสดงการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาด

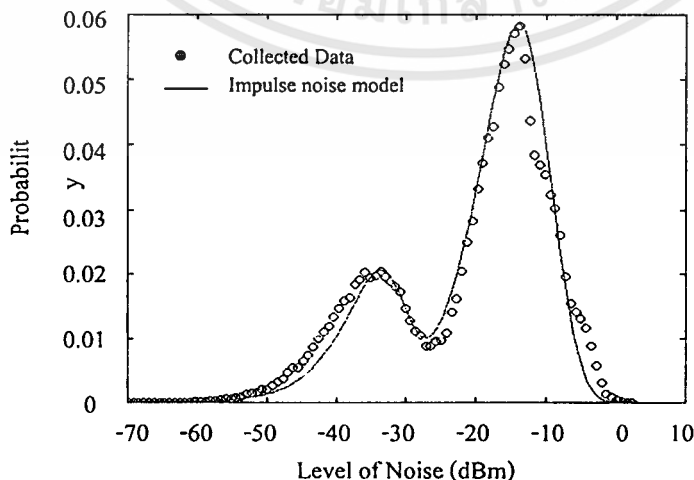
จากนั้นในแต่ละความเร็วของการมอดูเลททั้ง 2 แบบจะถูกนำมาวิเคราะห์เพื่อหาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดตามรูปที่ 6.10 จากรูปดังกล่าวสามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

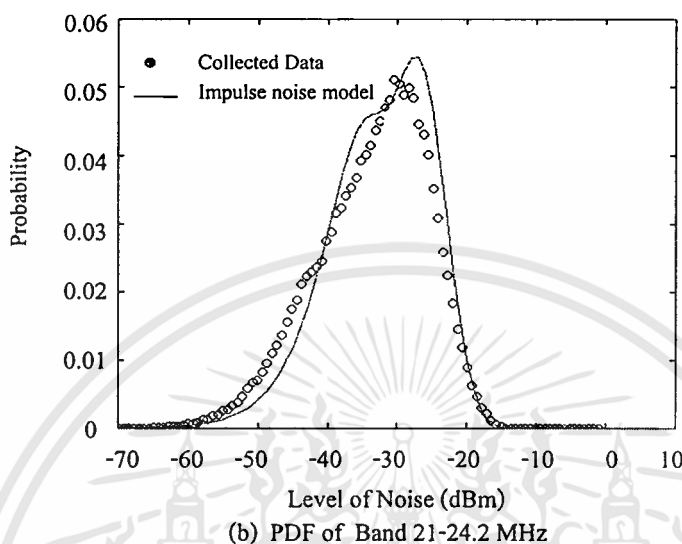
1. ข้อมูลทั้งหมดจะถูกนำมาผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ในย่านความถี่ต่างๆ โดยที่แบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์ที่จะนำมากรองจะขึ้นอยู่กับความเร็วของการส่งสัญญาณ (ดังตารางที่ 2.1)
2. ข้อมูลที่ได้มาแปลงให้อยู่ในรูปของ dBm แล้วจึงนำมาผ่านโลพาสฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่แอมพลิจูดของสัญญาณ
3. ทำการหาฮิสโตแกรมแล้วจึงนำมาบนออร์เมลไลซ์ เพื่อหาฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น
4. เทียบหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม โดยใช้สมการที่ (4.27) มาปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์แล้วคำนวณค่าระยะทางผิดพลาดระหว่าง สมการดังกล่าวและข้อมูลที่ถูกรวมออร์เมลไลซ์ จากนั้นเลือกชุดพารามิเตอร์ที่มีค่าระยะทางผิดพลาดรวมน้อยที่สุด ตามหลักการหาเส้นโค้งกระชับ(Curve Fitting) [19]
5. คำนวณหาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดจากการมอดูเลตด้วยวิธีต่างๆ

6.3.4 ผลการวิเคราะห์ในช่องสัญญาณต่างๆ

จากผลของจำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในแต่ละวันดังรูปที่ 6.8 เลือกช่วงเวลา 20:00 น ถึง 20:30 น มาทำการวิเคราะห์ โดยพิจารณาถึงผลการมอดูเลตทั้งสองแบบคือ BPSK และ QPSK ที่ความเร็วในการส่งข้อมูล 2,560 , 1,280 และ 640 Ksym/sec ข้อมูลในช่วงเวลาดังกล่าวจะถูกนำมาผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่แบนด์วิดท์ 3,200 , 1,600 และ 800 KHz (ดังตารางที่ 2.1) เริ่มจาก 5 MHz จนถึง 41 MHz จากนั้นข้อมูลดังกล่าวจะถูกนำมาหาฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นและเปรียบเทียบกับแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ตามหัวข้อ 4.5 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

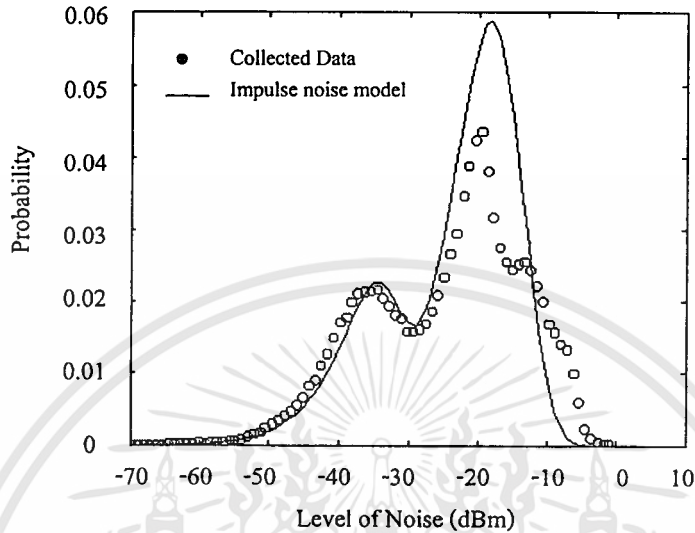


(a) PDF of Band 5-8.2 MHz

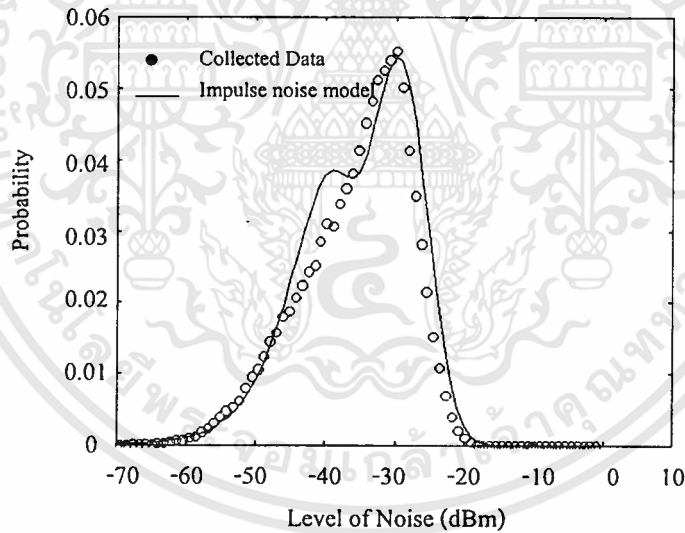


รูปที่ 6.11 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้
เทียบกับแบบจำลอง เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการส่งข้อมูลที่มีความเร็ว 2,560 Ksym/sec
(a) PDF of Band 5 - 8.2 MHz (b) PDF of Band 21 - 24.2 MHz

จากรูปที่ 6.11 (a) จะเห็นว่าในช่องสัญญาณ 5 – 8.2 MHz (แทนด้วยสัญลักษณ์ “o”) ระดับสัญญาณรบกวนจะแยกออกจากกันเป็นสองส่วน และมีความสูงของจุดยอดที่แตกต่างกันอย่างชัดเจน โดยระดับของสัญญาณรบกวนจะแตกต่างกันเท่ากับ 20 dBm ซึ่งจากรูปสามารถอธิบายได้ว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์(ยอดสูง)ในช่องสัญญาณดังกล่าวจะมีระดับสูงและมีความน่าจะเป็นของการเกิดสูง เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน(ยอดสั้น) สำหรับรูปที่ 6.11 (b) ในช่องสัญญาณ 21 – 24.2 MHz จะเห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวน จะมีจุดยอดจุดเดียวโดยมีระดับสัญญาณรบกวนที่จุดยอดสูงที่สุดเท่ากับ -28 dBm เนื่องจากมีระดับและความน่าจะเป็นในการเกิดที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับช่องสัญญาณที่ 5 – 8.2 MHz จากนั้นพิจารณาถึงช่องสัญญาณที่มีความเร็ว 1.28 Msym/sec จะสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้



(a) PDF of Band 5-6.6 MHz



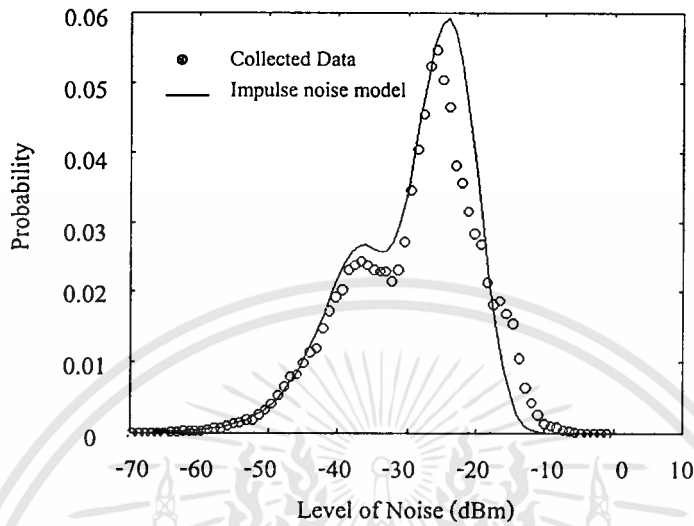
(b) PDF of Band 21-22.6 MHz

รูปที่ 6.12 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ เทียบกับแบบจำลอง เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการส่งข้อมูลที่ความเร็ว 1,280 Ksym/sec
(a) PDF of Band 5 – 6.6 MHz (b) PDF of Band 21 – 22.6 MHz

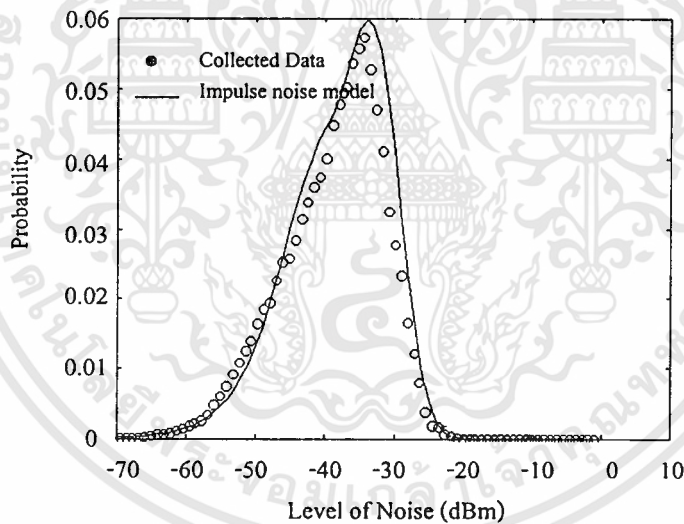
จากรูปที่ 6.12 (a) จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ 5 – 6.6 MHz จะมีรูปร่างใกล้เคียงกับรูปที่ 6.11 (a) โดยระดับความแตกต่างระหว่างสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และอิมพัลส์จะมีค่าเท่ากับ 15 dBm สำหรับรูปที่ 6.12 (b) ในช่องสัญญาณ 21 – 22.6 MHz จะมีรูปร่างใกล้เคียงกับรูปที่ 6.11 (b) โดยระดับความแตกต่างระหว่างสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และอิมพัลส์จะมีค่าเท่ากับ 15 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เคียงกับรูปที่ 6.11 (b) โดยมีจุดยอดสูงสุดอยู่ที่ระดับ -30 dBm สำหรับช่องสัญญาณที่ความเร็ว 640 Ksym/sec สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 6.13



(a) PDF of Band 5-5.8 MHz



(b) PDF of Band 21-21.8 MHz

รูปที่ 6.13 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ เทียบกับแบบจำลอง เมื่อใช้ช่องสัญญาณที่มีการส่งข้อมูลที่มีความเร็ว 640 Ksym/sec
(a) PDF of Band 5 – 5.8 MHz (b) PDF of Band 21 – 21.8 MHz

จากรูปที่ 6.13 (a) จะเห็นว่าสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณ 5–5.8 MHz จะมีระดับความแตกต่างระหว่างสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และอิมพัลส์จะมีค่าเท่ากับ 10 dBm สำหรับรูปที่ 6.13 (b) ในช่องสัญญาณ 21 – 21.8 MHz จะมีจุดยอดสูงสุดอยู่ที่ระดับ -35 dBm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 6.11–6.13 จะแสดงให้เห็นแนวโน้มการลดลงของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณที่ความเร็วต่ำ และในช่องสัญญาณที่ความถี่สูงขึ้น ดังจะเห็นได้ว่าในช่องสัญญาณที่ความถี่ต่ำ ระดับสัญญาณแบ่งออกเป็นสองขอยอดอย่างชัดเจน อีกทั้งยังมีระดับของสัญญาณสูงกว่าในช่องสัญญาณความถี่สูง และเมื่อความเร็วในการส่งข้อมูลมีค่าลดลงความแตกต่างของระดับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน และสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ก็จะมีค่าน้อยลงตามไปด้วย

สำหรับเส้นทึบในรูปแบบเป็นกราฟที่ได้จากสมการแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิกตามสมการที่ (4.27) ซึ่งจะเห็นว่าค่าที่ได้จากการวัดและจากสมการจะมีค่าใกล้เคียงกัน ดังนั้นเมื่อกำหนดพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะสามารถแทนฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณที่เกิดขึ้นในแต่ละช่องสัญญาณตลอดย่านความถี่บนเส้นทางกลับ ในการส่งข้อมูลที่มีความเร็วต่างๆ ได้ดังตารางที่ 6.1-6.3

ตารางที่ 6.1 พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ในกรณีที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 2.56 Msym/sec

ย่านความถี่ในช่องสัญญาณย่อย (MHz)	พารามิเตอร์				ความผิดพลาดในการเทียบหาพารามิเตอร์
	A	$\Gamma \times 10^2$	$\sigma_G^2 \times 10^{-3}$	$\bar{I} \times 10^{-3}$	
5 - 8.2	1.5	1	0.4	40.4	0.3144
8.2 - 11.4	1.3	3	0.4	13.7	0.4762
11.4 - 14.6	1.2	9	0.35	4.24	0.4658
14.6 - 17.8	1.2	10	0.15	1.65	0.4005
17.8 - 21	1.2	10	0.15	1.65	0.3549
21 - 24.2	1	14	0.2	1.63	0.3257
24.2 - 27.4	1	14	0.15	1.22	0.3569
27.4 - 30.6	1	14	0.15	1.22	0.3189
30.6 - 33.8	0.9	15	0.15	1.15	0.3375
33.8 - 37	1	15	0.15	1.15	0.3137
37 - 40.2	1	15	0.15	1.15	0.3686
40.2 - 43.4	1	15	0.15	1.15	0.3358

ตารางที่ 6.2 พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้
ในกรณีที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 1.28 Msym/sec

ย่านความถี่ในช่อง สัญญาณย่อย (MHz)	พารามิเตอร์				ความผิดพลาดในการ เทียบหาพารามิเตอร์
	A	$\Gamma \times 10^{-2}$	$\sigma^2_{\Gamma} \times 10^{-3}$	$\bar{I} \times 10^{-3}$	
5 – 6.6	1.5	2	0.3	15.3	0.4619
8.2 – 9.8	1.5	2	0.15	7.65	0.3718
11.4 – 13	1.1	10	0.2	2.2	0.4353
14.6 – 16.2	1.1	9	0.1	1.21	0.2730
17.8 – 19.4	1.2	9	0.07	0.85	0.3007
21 – 22.6	1.2	9	0.08	0.97	0.3222
24.2 – 25.8	0.9	18	0.1	0.65	0.2993
27.4 – 29	1.2	9	0.05	0.60	0.2736
30.6 – 32.2	1.5	9	0.05	0.60	0.2338
33.8 – 35.4	1.2	9	0.05	0.60	0.2959
37 – 38.6	1.4	9	0.05	0.60	0.2837
40.2 – 41.8	1.4	9	0.05	0.60	0.2785

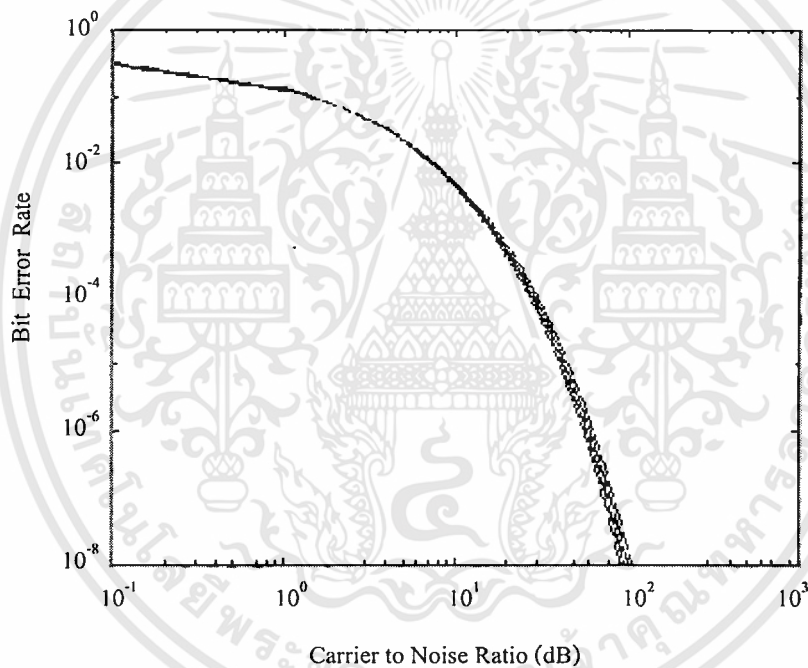
ตารางที่ 6.3 พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบกับสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้
ในกรณีที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 640 Ksym/sec

ย่านความถี่ในช่อง สัญญาณย่อย (MHz)	พารามิเตอร์				ความผิดพลาดในการ เทียบหาพารามิเตอร์
	A	$\Gamma \times 10^{-2}$	$\sigma^2_{\Gamma} \times 10^{-3}$	$\bar{I} \times 10^{-3}$	
5 – 5.8	1.5	4	0.15	3.9	0.3409
8.2 – 9	1.5	0.8	0.06	7.56	0.3548
11.4 – 12.2	1.7	15	0.15	1.15	0.4372
14.6 – 15.4	1.4	6	0.03	0.53	0.3685
17.8 – 18.6	1.5	12	0.045	0.42	0.2838
21 – 21.8	1.5	12	0.045	0.42	0.3036
24.2 – 25	1.7	15	0.045	0.345	0.2512
27.4 – 28.2	1.7	15	0.045	0.345	0.2711
30.6 – 31.4	1.9	15	0.045	0.345	0.2565
33.8 – 34.6	1.9	15	0.045	0.345	0.3197
37 – 37.8	1.9	15	0.045	0.345	0.2538
40.2 – 41	1.9	15	0.045	0.345	0.2578

จากตารางที่ 6.1 ถึง 6.3 จะเห็นว่าในช่องสัญญาณที่ความถี่สูงขึ้นพารามิเตอร์ σ_c^2 จะมีค่าน้อยลง ส่วนพารามิเตอร์ Γ จะมีค่ามากขึ้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัญญาณรบกวนในย่านความถี่สูง (14-41 MHz) จะมีการกระจายตัวของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นน้อยกว่าในย่านความถี่ต่ำ (5-14 MHz) จากค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวสามารถนำมาคำนวณหาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในกรณีที่ใช้การมอดูเลตด้วยวิธีต่างๆดังนี้

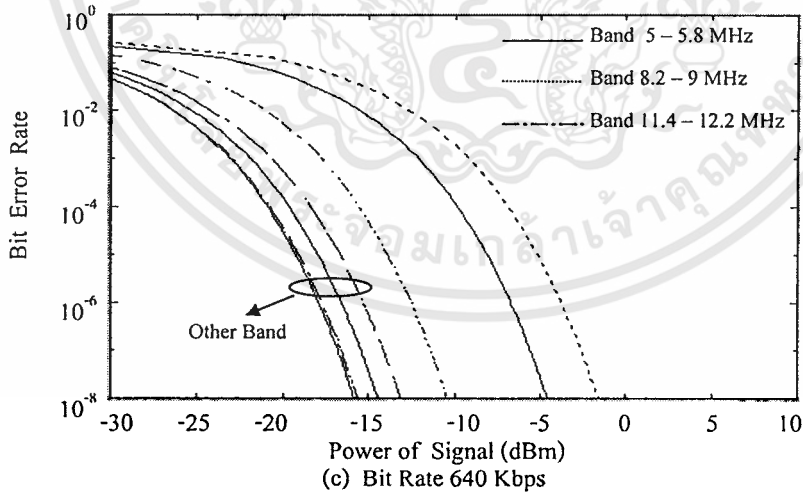
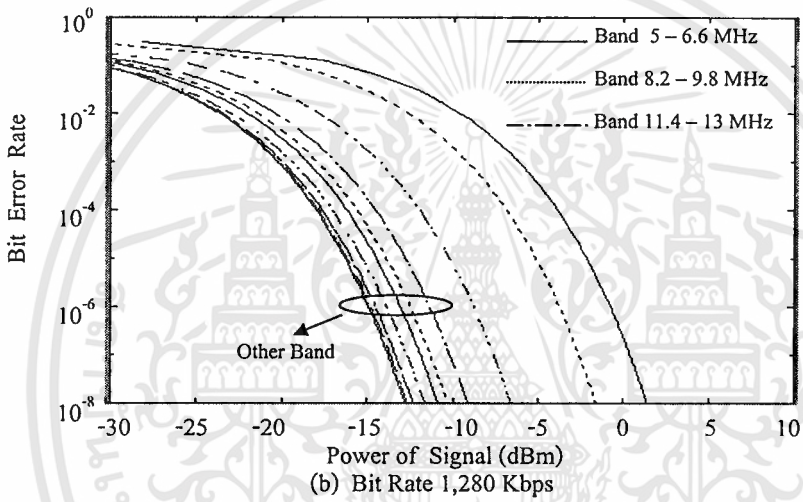
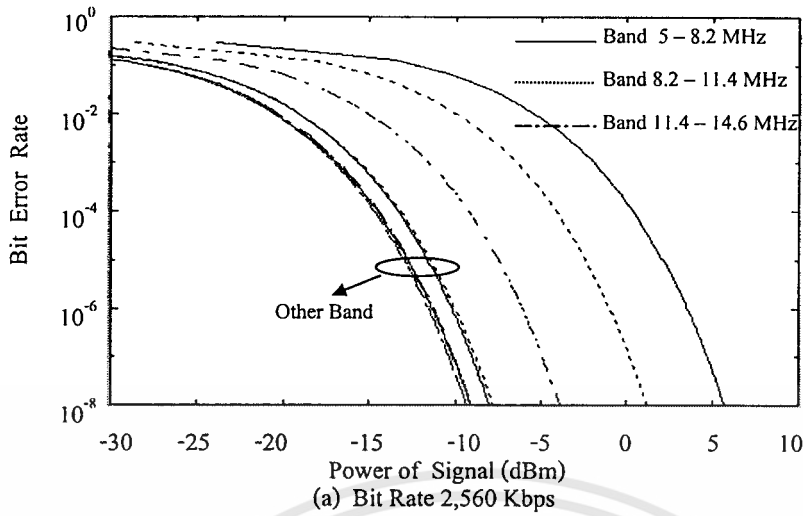
6.3.4.1 ผลอัตราการเกิดบิตผิดพลาดเมื่อใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

จากหัวข้อ 4.3.2 สามารถคำนวณค่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาด เมื่อเทียบกับสัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน(Carrier to Noise Ratio : CNR) ในแต่ละช่องสัญญาณ และความเร็วในการส่งข้อมูลทั้งสามระดับ ได้ดังรูปที่ 6.14



รูปที่ 6.14 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ สัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน เมื่อใช้วิธีการมอดูเลตแบบ BPSK

จากรูปที่ 6.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER และ CNR ของช่องสัญญาณต่างๆ และความเร็วในการส่งข้อมูลทั้งสามระดับ จะเห็นว่ารูปกราฟของแต่ละช่องสัญญาณ และความเร็วทั้งสามระดับจะมีลักษณะใกล้เคียงกัน โดยค่า BER จะมีค่าลดลงเมื่อค่า CNR มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวอย่างเช่นในกรณีที่ต้องการค่า BER ที่ 10^{-8} จะต้องส่งสัญญาณที่ทำให้ค่า CNR ที่ปลายทางมีค่าเท่ากับ 100 dB จากนั้นพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER และ กำลังของสัญญาณพาหะ(ในหน่วย dBm) ได้ดังรูปที่ 6.15

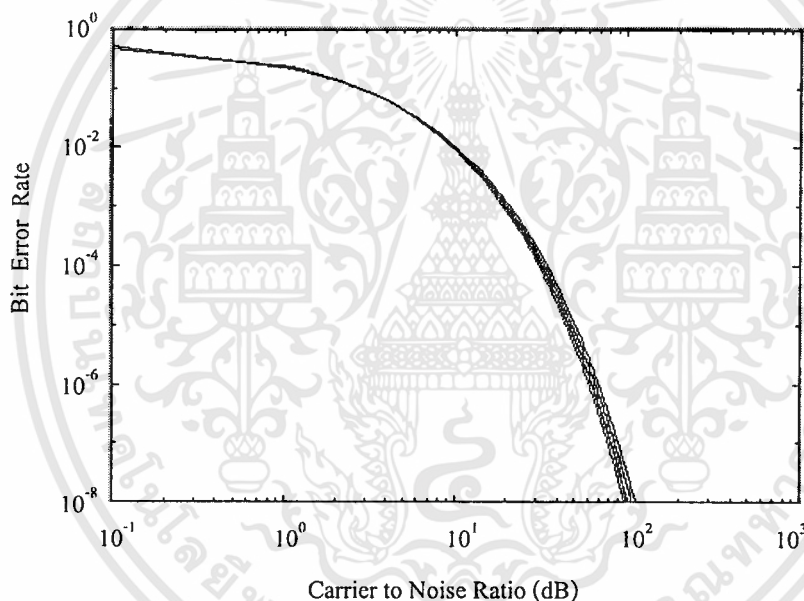


รูปที่ 6.15 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับกำลังของคลื่นพาหะ เมื่อใช้การมอดูเลทแบบ BPSK
 (a) ที่ความเร็ว 2,560 Kbps (b) ที่ความเร็ว 1,280 Kbps
 (c) ที่ความเร็ว 640 Kbps

จากรูปที่ 6.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER กับกำลังของสัญญาณพาหะ จะเห็นว่า ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะเกิดขึ้นมากในย่านความถี่ต่ำ และจะลดลงเมื่อมีการเปลี่ยนช่องสัญญาณที่พิจารณาไปสู่ย่านความถี่ที่สูงขึ้น ดังจะเห็นได้จากช่องสัญญาณที่มีย่านความถี่สูงขึ้นค่าของ BER จะลดลงเมื่อใช้กำลังส่งของสัญญาณที่มีค่าคงที่ทั้งนี้เนื่องจากกำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดจะมีค่าลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น

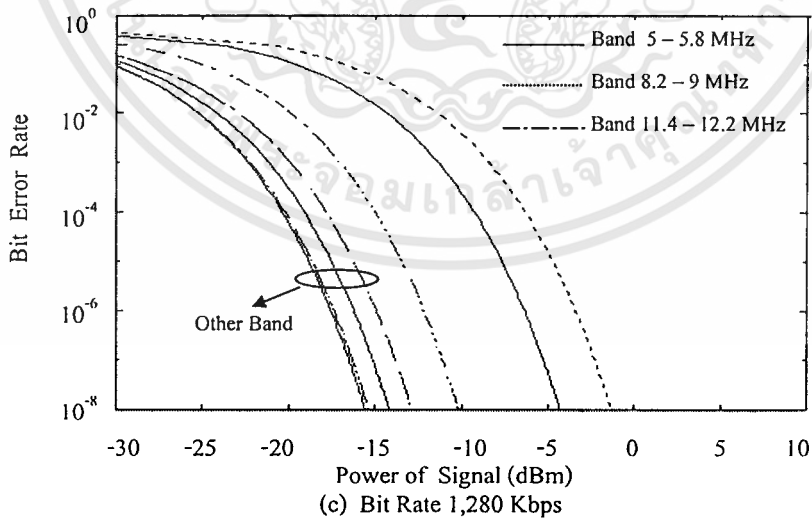
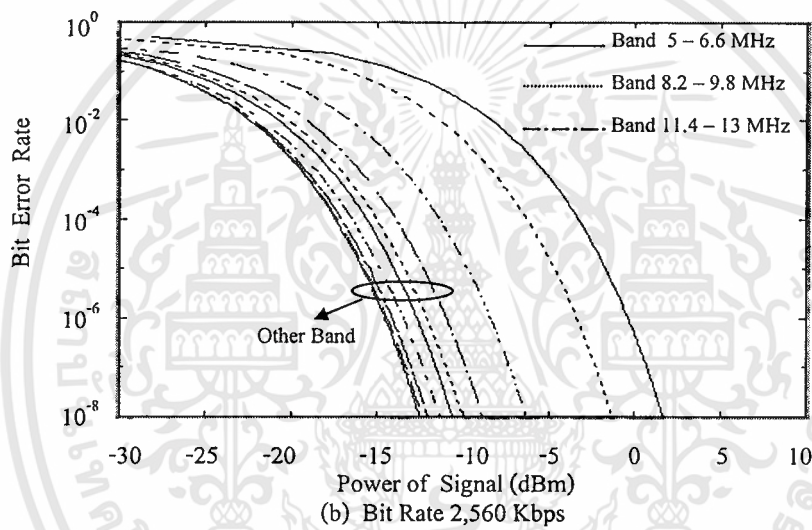
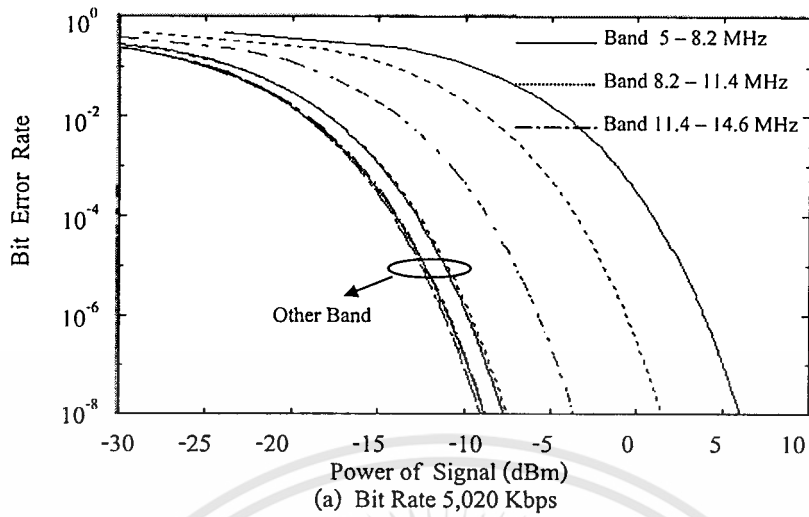
6.3.4.2 ผลอัตราการเกิดบิตผิดพลาดเมื่อใช้การมอดูเลตแบบ QPSK

จากหัวข้อ 4.4.2 สามารถคำนวณค่าอัตราการเกิดบิตผิดพลาด เมื่อเทียบกับสัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน(Carrier to Noise Ratio : CNR) ในแต่ละช่องสัญญาณ และความเร็วในการส่งข้อมูลทั้งสามระดับได้ดังรูปที่ 6.16



รูปที่ 6.16 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ สัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน เมื่อใช้การมอดูเลตแบบ QPSK

จากรูปที่ 6.16 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER และ CNR ของช่องสัญญาณต่างๆ และความเร็วในการส่งข้อมูลทั้งสามระดับ จะเห็นว่ารูปกราฟของแต่ละช่องสัญญาณ และความเร็วทั้งสามระดับจะมีลักษณะใกล้เคียงกัน โดยค่า BER จะมีค่าลดลงเมื่อค่า CNR มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวอย่างเช่นในกรณีที่ต้องการค่า BER ที่ 10^{-8} จะต้องส่งสัญญาณที่ทำให้ค่า CNR ที่ปลายทางมีค่าเท่ากับ 100 dB จากนั้นพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER และ กำลังของสัญญาณพาหะ(ในหน่วย dBm) ได้ดังรูปที่ 6.17



รูปที่ 6.17 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดผิดพลาด (BER) เทียบกับกำลังของกำลังคลื่นพาหะ เมื่อใช้การมอดูเลตแบบ QPSK

(a) ที่ความเร็ว 5,020 Kbps (b) ที่ความเร็ว 2,560 Kbps (c) ที่ความเร็ว 1,280 Kbps

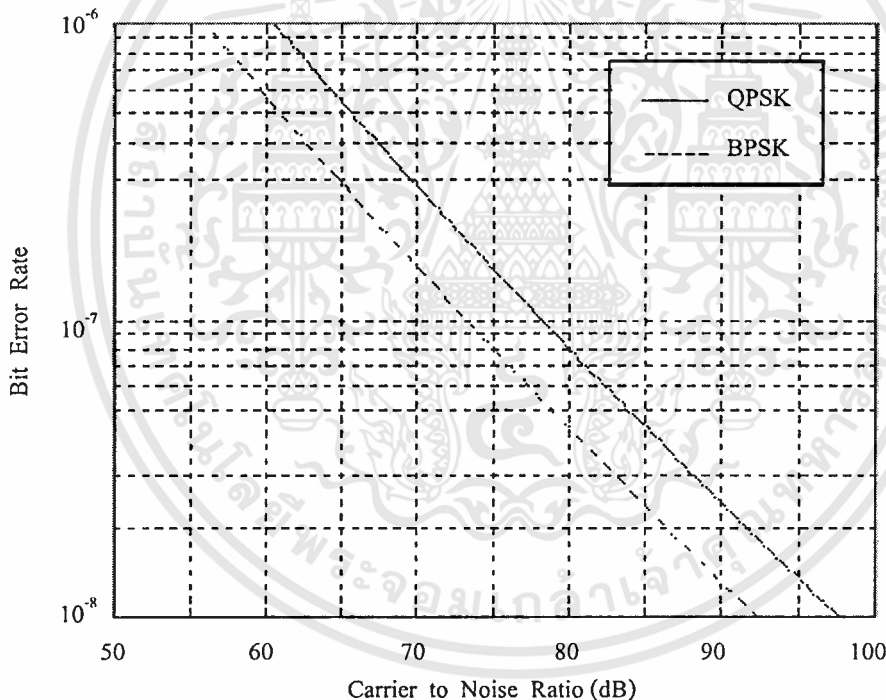
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 6.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER กับกำลังของสัญญาณพาหะ จะเห็นว่า ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะเกิดขึ้นมากในย่านความถี่ต่ำ และจะลดลงเมื่อมีการเปลี่ยนช่องสัญญาณที่พิจารณาไปสู่ย่านความถี่ที่สูงขึ้น ดังจะเห็นได้จากช่องสัญญาณที่มีย่านความถี่สูงขึ้นค่าของ BER จะลดลงเมื่อใช้กำลังส่งของสัญญาณที่มีค่าคงที่ทั้งนี้เนื่องจากกำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดจะมีค่าลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น

6.3.4.3 ผลการเปรียบเทียบอัตราการเกิดบิตผิดพลาดเมื่อใช้

การมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK

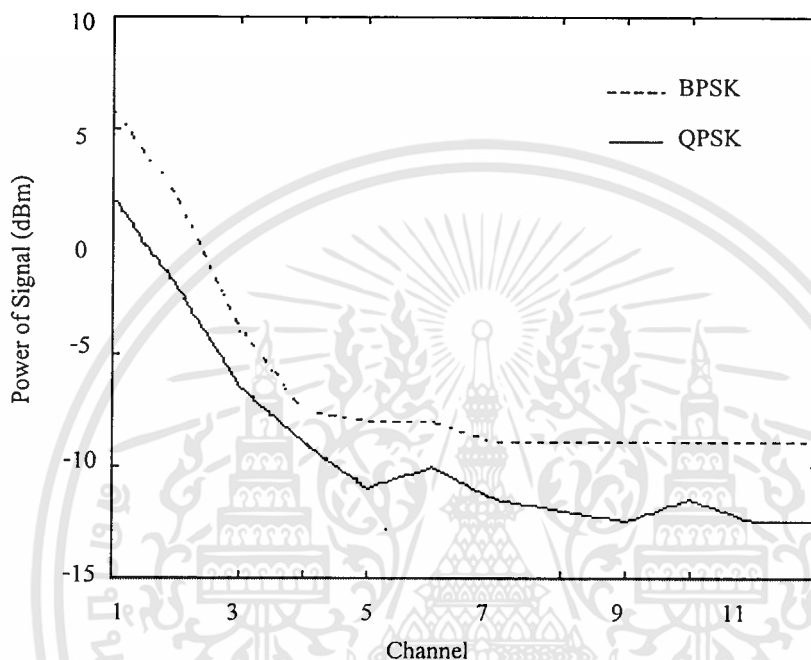
จากการวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดของการมอดูเลตทั้งสองชนิด ผลที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก และมีแนวโน้มในการเกิดบิตผิดพลาดที่สอดคล้องกัน โดยสามารถแสดงความแตกต่างระหว่างการมอดูเลตทั้งสองแบบได้ดังรูปที่ 6.18



รูปที่ 6.18 การเปรียบเทียบอัตราการเกิดบิตผิดพลาดระหว่างการมอดูเลตแบบ BPSK และ QPSK

จากรูปที่ 6.18 แสดงความแตกต่างระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาดของการมอดูเลตทั้งสองแบบ โดยเส้นที่แทนการมอดูเลตแบบ QPSK และเส้นที่แทนการมอดูเลตแบบ BPSK ที่ความเร็ว 2.56 Mbps ซึ่งจะเห็นว่า การมอดูเลตแบบ QPSK จะต้องการค่า CNR ในการส่งข้อมูลสูง

กว่าการมอดูเลตแบบ BPSK ในกรณีที่ต้องการ BER ที่เท่ากัน โดยความแตกต่างจะมีค่าเท่ากับ 5 dB ทั้งนี้หมายความว่า การมอดูเลตแบบ BPSK มีความต้านทานต่อการเกิดความผิดพลาดมากกว่า การมอดูเลตแบบ QPSK แต่เมื่อพิจารณาถึงกำลังของสัญญาณรบกวนที่มีความแตกต่างกันเมื่อใช้ ความเร็วในการส่งข้อมูลต่างกัน จะสามารถเทียบกำลังที่ต้องใช้ในการส่งข้อมูลที่บิตเรทเท่ากันของ สัญญาณมอดูเลตทั้งสองชนิดได้ดังรูปที่ 6.19



รูปที่ 6.19 กำลังคลื่นพาหะที่ต้องใช้ในช่องสัญญาณต่างๆ เมื่อต้องการ BER เท่ากับ 10^{-8}

จากรูปที่ 6.19 แสดงกำลังของคลื่นพาหะของการมอดูเลตทั้งสองชนิด ที่ช่องสัญญาณ ต่างๆ ในกรณีที่ต้องการค่า BER เท่ากับ 10^{-8} โดยเส้นทึบแทนการมอดูเลตแบบ QPSK และเส้นประ แทนการมอดูเลตแบบ BPSK ที่ความเร็ว 2.56 Mbps จากรูปจะเห็นว่าในช่องสัญญาณแรกจะ ต้องใช้กำลังในการส่งสัญญาณมากเป็นพิเศษ และการมอดูเลตที่เหมาะสมที่สุดในกรณีนี้คือการ มอดูเลตแบบ QPSK เนื่องจากใช้กำลังในการส่งสัญญาณน้อยกว่าการมอดูเลตแบบ BPSK ในกรณี ที่ใช้ความเร็วในการส่งข้อมูลเท่ากัน ทั้งนี้แสดงให้เห็นว่าการมอดูเลตแบบ BPSK จะมีความทน ทานต่อการเกิดความผิดพลาดสูงกว่าการมอดูเลตแบบ QPSK แต่ถ้าพิจารณาถึงความเร็วที่ QPSK ทำได้ (สูงกว่า BPSK 2 เท่า) การมอดูเลตแบบ QPSK จึงมีความเหมาะสมกว่า

6.4 สรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้อธิบายถึงการทดลอง และผลการทดลอง โดยแบ่งเป็น 4 ส่วนคือ การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน ขั้นตอนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆ และ ผลที่ได้จากการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณต่างๆ โดยจากข้อมูลที่ได้ทั้งหมดสามารถบอกได้ว่าในช่วงเวลา 17:00 น ถึง 24:00 น ของทุกๆวัน จะมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แทรกเข้ามาในโครงข่ายมากที่สุด โดยจะมีความน่าจะเป็นในการเกิดสูงในช่องสัญญาณย่านความถี่ต่ำ และความน่าจะเป็นจะลดลงในช่องสัญญาณย่านความถี่สูง ซึ่งหมายความว่าในกรณีที่กำลังส่งของสัญญาณเท่ากัน ช่องสัญญาณในย่านความถี่ต่ำจะมีค่า BER มากกว่าช่องสัญญาณย่านความถี่สูง นอกจากนั้นค่า BER จะมีค่าน้อยลงเมื่อเลือกใช้การมอดูเลทแบบ QPSK ในกรณีที่ให้กำลังของสัญญาณและความเร็วในการมอดูเลทเท่ากับการมอดูเลทแบบ BPSK



บทที่ 7

บทสรุป

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอแนวทางในการวิเคราะห์อัตราการเกิดบิตผิดพลาด และผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อการสื่อสารข้อมูลของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC บนเส้นทางกลับ โดยใช้วิธีการวิเคราะห์ระบบสื่อสารแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ในสถานะแวกซ์ลอมแบบอิมพัลส์ของ Shinichi Miyamoto และ Masaaki Katayama เป็นแนวทางในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพดังกล่าว และกำหนดให้ระบบการสื่อสารข้อมูลเป็นไปตามมาตรฐานของ DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications) และ IEEE 802.14

7.1 วิธีการทดลอง

การทดลองได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนดังนี้

7.1.1 การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน

การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจะทำการเก็บจากสถานีย่อยในโครงข่าย โดยใช้เครื่องวิเคราะห์ความถี่ทำการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนในโดเมนความถี่ จากหลายๆสถานีย่อยเพื่อพิจารณาลักษณะเฉพาะของสัญญาณรบกวนในโครงข่าย จากนั้นใช้ออสซิลโลสโคป และคอมพิวเตอร์เป็นอุปกรณ์หลัก และใช้โปรแกรมภาษา C ในการควบคุมออสซิลโลสโคปให้เก็บข้อมูลและส่งกลับมาเก็บไว้ในฮาร์ดดิส เพื่อนำมาวิเคราะห์ในขั้นตอนต่อไป

7.1.2 การวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

การวิเคราะห์สัญญาณรบกวนจะนำเอาสัญญาณรบกวนที่เก็บรวบรวมไว้ข้างต้น มาทำการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งการวิเคราะห์จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ

1. การวิเคราะห์ระดับของสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆในแต่ละวัน

การวิเคราะห์ดังกล่าวมีจุดประสงค์เพื่อหาความถี่ของการเกิดอิมพัลส์ในแต่ละช่วงเวลา โดยจะนำสัญญาณรบกวนที่ได้มาทำการนับจำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในทุกๆ ครึ่งชั่วโมง

จากข้อมูลดังกล่าวสามารถอธิบายได้ว่า ในช่วงเวลา 17:00 น ถึง 24:00 น ของในแต่ละวัน จะมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แทรกเข้ามาในโครงข่ายมากที่สุด

2. การวิเคราะห์เพื่อหาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดในช่องสัญญาณต่างๆ

การวิเคราะห์ดังกล่าวมีจุดประสงค์เพื่อหาผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่ช่องสัญญาณย่านความถี่ต่างๆ โดยจะพิจารณาถึงการมอดูเลต 2 วิธี (BPSK และ QPSK) ที่ความเร็วในการส่งข้อมูลต่างกัน 3 ระดับ

จากการวิเคราะห์สามารถอธิบายได้ว่า ความน่าจะเป็นในการเกิดสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะมีมากในช่องสัญญาณย่านความถี่ต่ำ และจะลดลงในช่องสัญญาณที่มีย่านความถี่สูง ซึ่งหมายความว่าในกรณีที่กำลังส่งของสัญญาณมีค่าเท่ากัน ช่องสัญญาณในย่านความถี่ต่ำจะมีค่า BER สูงกว่าช่องสัญญาณในย่านความถี่สูง ทั้งนี้เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ CNR จะมีค่าใกล้เคียงกันในทุกๆ ช่องสัญญาณ แต่กำลังของสัญญาณรบกวนรวมจะมีค่าน้อยลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น นอกจากนี้ค่า BER จะมีค่าน้อยลงเมื่อเลือกใช้การมอดูเลตแบบ QPSK ในกรณีที่ให้กำลังของสัญญาณและความเร็วในการมอดูเลตเท่ากับการมอดูเลตแบบ BPSK

7.2 ข้อสังเกต ปัญหาที่พบในการทดลอง และข้อเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้พยายามอธิบายถึงคุณลักษณะเฉพาะของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC บนเส้นทางกลับ ซึ่งมีการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนจากภายนอกเข้ามายังช่องสัญญาณย่านความถี่ต่ำค่อนข้างมาก จนทำให้ประสิทธิภาพของการสื่อสารข้อมูลในช่องสัญญาณดังกล่าวลดลง ผลการวิเคราะห์พบว่าการมอดูเลตแบบ BPSK จะมีความทนทานต่อความผิดพลาดสูงกว่าการมอดูเลตแบบ QPSK แต่ไม่มีความเหมาะสมในการนำมาใช้ เนื่องจากเมื่อพิจารณาถึงบิตเรทที่เท่ากัน การมอดูเลตแบบ BPSK จะต้องใช้แบนด์วิดท์ในช่องสัญญาณสูงกว่าแบบ QPSK ถึง 2 เท่า ซึ่งทำให้สัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณมีกำลังสูงขึ้น ดังนั้นการมอดูเลตแบบ BPSK จึงต้องใช้กำลังในการส่งที่สูงกว่าการมอดูเลตแบบ QPSK

เอกสารอ้างอิง

1. Kraisin S., "Hybrid Fiber Coaxial Network for Interactive Multimedia Applications," International Teletraffic seminar, pp. 26-0 to 26-10, 1995.
2. Raskin D., Stoneback D. **Broadband Return Systems for Hybrid Fiber/Coax Cable TV Networks.** New Jersey : Prentice Hall, Inc. 1998.
- 3 **Radio Frequency Interface Specification,** DOCSIS Interim Specification for Data Over Cable Service Interface, March 21, 1997.
- 4 **Cable-TV access method and physical layer specification,** IEEE Project 802.14/a Draft 2 Revision 2, July 31, 1997.
5. Morgan B., Green J. and Kahn D., "Solving Return Path Problems," NCTA Technical papers, pp. 195-201, 1996.
6. Eugene J. C., Stephen J. and Wilbur R.V., "Time and Frequency Domain Characteristics of Man-Made Radio Noise Affection HF- Communications Sits," IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, VOL. EMC-21, NO.3, pp.182-189, August 1979.
7. Shinichi M., Masaaki K., Norihiko M., "Performance Analysis of QAM Systems Under Class A Impulsive Noise Environment," IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, VOL. 37, NO.2, pp. 260-267, May 1995.
8. Proakis J.G., **Digital Communications.** Singapore : McGraw-Hill, Inc. 1983
9. Biran A., Breiner M., **MATLAB for Engineers.** Great Britain : Addison-Wesley Publishing Company Inc. 1995.
10. Goodman J.W., **Statistical Optics.** Canada : John Wiley & Sons, Inc. 1985.
11. Middleton D., "Statistical-Physic Models of Electromagnetic Interference," IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, VOL. EMC-19, NO.3, pp.106-127, August 1977.
12. Jong-soo S., "Impact of Non-Gaussian Impulsive Noise on the Performance of High-Level QAM," IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, VOL. 31, NO.2, pp. 177-180, May 1989.
13. Berry L.A., "Understanding Middleton's Canonical Formula for Class A Noise," IEEE Transactions on electromagnetic compatibility, VOL. EMC-23, NO.4, pp.337-344, November 1981.

14. ชวลิต ชันไพบูลย์ ไกรสิน ส่วงวัฒนา และ อธิรัชชัย อรุณศรีแสงไชย., “การกำหนดคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนในช่วงสัญญาณย้อนกลับในโครงข่าย HFC เชิงสถิติ” วิศวกรรมลาดกระบัง ปีที่ 15 ฉบับที่ 1, สิงหาคม 2541.
15. **HP8590E – series and L – series Spectrum Analyzers and HP8591C Cable TV Analyzer, Programmer’s Guide, August 1995.**
16. **HP54645A 100 MHz MegaZoom Oscilloscope, Programmer’s Guide, August 1995.**
17. ธันวา ศรีประโมง. การเขียนโปรแกรมภาษาซีสำหรับวิศวกรรม. พิมพ์ครั้งที่ 4. กรุงเทพฯ : โครงการตำราวิชาการ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร. 2539.
18. ชวลิต ชันไพบูลย์. ไกรสิน ส่วงวัฒนา และ อธิรัชชัย อรุณศรีแสงไชย., “ความผิดพลาดของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่าย HFC อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 12-13 พฤศจิกายน 2541.
19. ภัทรา โรจนไพบูลย์. ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข. พิมพ์ครั้งที่ 2 เชียงใหม่ : โครงการตำราภาควิชาคณิตศาสตร์ คณะวิทยาศาสตร์ มหาวิทยาลัยเชียงใหม่. 2537.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

โปรแกรมสำหรับเก็บรวบรวมข้อมูล

1. โปรแกรมสำหรับเก็บรวบรวมข้อมูลในโดเมนความถี่

'Main program

```

CLS
OPEN "COM1:9600,N,8,1" FOR RANDOM AS #1
'DIM TRACE#(401)
PRINT #1, "IP;"
PRINT #1, "TDF P;"
PRINT #1, "CONTS;"
PRINT #1, "FA 5MHz;", "FB 45MHz;"
PRINT #1, "RL 55DM;"
LOCATE 12, 34: PRINT "Setup spectrum"
PRINT #1, "TS;"

```

'Download data

```

a$ = "C:\tcl\com\"
INPUT "Output file = ", b$
c$ = a$ + b$
OPEN c$ FOR OUTPUT AS #2

FOR d = 1 TO 20000
    PRINT #1, "MXMH TRA;", "TS;"
    GOSUB delay
    PRINT #1, "SNGLS;"
    PRINT #1, "TRA?;"
CLS

```

```

BEEP
PRINT #2, "*****";
PRINT #2, " "; DATE$; " ";
PRINT #2, " "; TIME$; " ";
PRINT #2, "*****";

FOR I = 1 TO 401
    INPUT #1, TRACE#(I)
    PRINT #2, USING "###.##"; TRACE#(I)
    PRINT " ";
    PRINT USING "###.##"; TRACE#(I);
NEXT I

BEEP
PRINT #1, "CONTS;"
NEXT d

CLOSE #1
CLOSE #2
END

'Delay

```

delay:

```

CLS
LOCATE 12, 28: PRINT "Waiting for download data"
LOCATE 9, 28: PRINT " "; DATE$
t$ = RIGHT$(TIME$, 2)
mm = VAL(t$)
X = 5
mm1 = mm + X      'set delay time

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DO

a\$ = RIGHT\$(TIMES\$, 2)

bb = VAL(a\$)

cc = mm1 - bb

IF cc > X THEN

cc = cc - 60

END IF

LOCATE 15, 28: PRINT " "; cc

LOCATE 10, 28: PRINT " "; TIMES

LOOP UNTIL cc <= 0

RETURN



2. โปรแกรมสำหรับเก็บรวบรวมข้อมูลในโดเมนเวลา

```

#include<bios.h>
#include<stdio.h>
#include<stdlib.h>
#include<conio.h>
#include<dos.h>
#include<ctype.h>
#include<string.h>
#include<dir.h>

#define DTR 0x01           // Data Terminal Ready
#define RTS 0x02          // Ready To Send
#define COM1PORT 0x3F8    // Pointer to Location of COM1 port
#define COM2PORT 0x2F8    // Pointer to Location of COM2 port
#define COM1 0
#define COM2 1
#define DATA_READY 0x100
#define FALSE 0
#define TRUE !FALSE
#define SETTINGS (0xE0|0x00|0x03|0x00) //9600,N,8,1

/* Function prototypes */

void sendsccommand(char*);
void initialize(void);
void capture(void);
void get_preamble(void);
void get_waveform(void);
void open_file(void);

```

```

/* Global Variables */

FILE *fp, *pe;

int loop, data, status;

int far* RS232_Addr;

/* Determine port location of COM1. 0x40:0x00 = COM1 I/O port address
    0x40:0x02 = COM2 I/O port address */

void main(void)
{
    long int record;
    long int loopm;

    record = 0;
    clrscr();
    open_file();
    printf(" Enter your record :>> ");
    scanf("%d", &record);
    clrscr();
    printf(" Initialize your scope \n");
    initialize();
    // delay(2000);
    // printf("%d\n", record);
    // getch();

    for(loopm = 0; loopm < record; loopm++)
    {
        clrscr();

        printf(" Capture waveform from scope \n");
    //   getch();

        capture();

        if(loop == 0) get_preamble();

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

    get_waveform();

    clrscr();

    printf(" wait for download \n");
//   printf(" %d\n", loopm);
//   delay(2000);           // delay 2 s
}

fclose(fp);
fclose(pe);
}

/*****
/*  open_file is function with used to create file output to save data  */
*****/

void open_file(void)
{
    char input_file[100];

    chdir("\\tc\\com");
    printf(" Enter your file name(c:\\tc\\com\\) :>> ");
    scanf("%s", &input_file);
    if(((fp = fopen(input_file, "wb"))==NULL))
        printf("Cannot open this File !\n %s\n", input_file);
    if(((pe = fopen("get_pre.dat", "wb"))==NULL))
        printf("Cannot open this File !\n %s\n", "get_pre.dat");
}

/*****
/*  initialize - this function initializes both the interface and the
/*          scope to know state.          */
*****/

void initialize(void)
{

```

```

/* initilize serial com port in 9600:N,8,1 */
RS232_Addr = (int far*)MK_FP(0x0040, COM1PORT);
bioscom(0,SETTINGS, COM1);

/* sends commands to intialize scope */
sendscommand("**RST\n");
sendscommand(":ANALOG1:PROBE x1\n");
sendscommand(":ANALOG1:COUPLING DC\n");
sendscommand(":ANALOG1:RANGE 8e-3\n");
sendscommand(":TIMEBASE:RANGE 50e-3\n");
}

/*****
/* capture - this function prepares the scope for data acquisition */
/* and then uses the DIGITIZE MACRO to capture some data. */
*****/
void capture(void)
{
sendscommand(":STOP\n");
sendscommand(":ACQUIRE:TYPE NORMAL\n");
sendscommand(":ACQUIRE:COMPLETE 100\n");
sendscommand(":WAVEFORM:FORMAT BYTE\n");
sendscommand(":WAVEFORM:POINTS NORMAL\n");
sendscommand(":DIGITIZE ANALOG1\n");
}

/*****
/* get_preamble - this function used to get preamble of wave data */
*****/
void get_preamble(void)
{
int out;

```

```

char buffer[1];

out = 0;

sendscommand(":WAVEFORM:PREAMBLE?\n");

for(loop = 0;loop < 86;loop++)
{
    outportb(*RS232_Addr+4, DTR|RTS);
    status = bioscom(3,0,COM1);
    if(status & DATA_READY);
    out = bioscom(2,0,COM1);
    buffer[0] = out;
    buffer[1] = 0;
    printf("%s", &buffer[0]);
    fprintf(pe, "%s", &buffer[0]);
    if(loop > 3){if(out == 10) goto exit;}
}
exit:
}

/*****
/*  get_waveform - this function used to receive wave data form osc.  */
/*          and save it to computer.          */
*****/

void get_waveform(void)
{
    unsigned long point = 1900;
    int out;
    float out1;
    char buffer[1];

    out = 0;
    clrscr();

```

```

printf(" wait for download \n");
sendsccommand(":WAVEFORM:DATA?\n");
for(loop = 0;loop < point;loop++)
{
    outportb(*RS232_Addr+4,DTR|RTS);
    out = bioscom(2,0,COM1);
    data = toascii(out);
    buffer[0] = data;
    buffer[1] = 0;
    out1 = out;
    if(loop > 20) {if(out == 10) goto exit;}
//    printf("%f ", out1);
    if(loop > 9) fprintf(fp, "%f ", out1);
}
exit:
fprintf(fp,"\n");
sendsccommand(":RUN\n");
}

/*****
/*  sendsccommand - this function interface to the RS232 port  */
*****/

void sendsccommand(char *string)
{
    int i_string, l_string, loop;

    l_string = strlen(string);
    for(loop=0;loop < l_string;loop++)
    {
        outportb(*RS232_Addr+4, DTR|RTS);
        status = bioscom(3,0,COM1);
        if(status & DATA_READY);

```

```
i_string = *(string+loop);  
printf("%s\n", &string[loop]);  
// getch();  
bioscom(1,i_string,COM1);  
}  
}
```



ภาคผนวก ข

โปรแกรมสำหรับวิเคราะห์ข้อมูล

1. โปรแกรมวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาด

```

function [ber, power] = ber_loop(para, cnr);
ber = zeros(12, 1000);
s = zeros(12, 1);
ome = I_bar(para);
power1 = powerdB(ome, cnr);
power = 10*log10(power1);

for i = 1:12
    [ber(i, :), s(i,:)] = ber(para(i, 1), para(i, 2), para(i, 3), cnr);
end

figure(1)

for l = 1:12
    loglog(cnr, ber(l,:), axis([1e-1 1e3 1e-8 1]));
    hold on
end

figure(2)

semilogy(power(1,:), ber(1,:), '-');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(2,:), ber(2,:), '-');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(3,:), ber(3,:), '-');axis([-30 10 1e-8 1]);

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

hold on
semilogy(power(4,:), ber(4,:), '--');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(5,:), ber(5,:), '-');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(6,:), ber(6,:), ':');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(7,:), ber(7,:), '-. ');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(8,:), ber(8,:), '--');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(9,:), ber(9,:), '-');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(10,:), ber(10,:), ':');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(11,:), ber(11,:), '-. ');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold on
semilogy(power(12,:), ber(12,:), '--');axis([-30 10 1e-8 1]);
hold off

```

2. โปรแกรมการเทียบหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม

```

dB = -80: 0.01: 9.99;
[dB, f_x] = im_noise(1.5, 0.15e-3, 4e-2, dB);
figure(1);
plot(dB, f_x, '.k'), axis([-70 10 0 0.06]);
hold on
plot(x_axis(1,:), nor640k(1,:), 'o'), axis([-70 10 0 0.06]);
%y = nor2_56M(1,:);
%x = x_axis(1,:);
%break
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% e_min %%%%%%%%%
sum_d = 0;

for a = 1: 80
    y = nor640k(1, a);
    x = x_axis(1, a);
    %y = y(1,a);
    %x = x(1,a);
    dpre = 1000;

    for aa = 1: 9000
        yy = f_x(1, aa);
        xx = dB(1, aa);
        d = sqrt((x-xx)^2 + (y-yy)^2);

        if d < dpre
            dmin = d;
        end

        %dpre = dmin;
        dpre = dmin^2;

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
        %pause
    end
    %a, dpre
    %pause
    sum_d = dpre + sum_d;
end

sum_d
```



ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์แล้ว

1. ผลงานวิจัยเรื่อง “การกำหนดคุณลักษณะของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณย้อนกลับของโครงข่าย HFC เชิงสถิติ” ได้นำเสนอและลงตีพิมพ์ในวารสารลาดกระบัง ปีที่ 15 ฉบับที่ 1 ประจำเดือนสิงหาคม 2541
2. ผลงานวิจัยเรื่อง “ความผิดพลาดของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่าย HFC อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ” ได้นำเสนอและลงตีพิมพ์ในการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 21 มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี



ความผิดพลาดของการสื่อสารข้อมูลในโครงข่าย HFC อันเนื่องมาจากสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์บนเส้นทางกลับ

Bit Error Rate Performance of HFC Network in the Presence of Impulse Noise on the Return Paths

ชาวิต ชันไพบูลย์ ไกรสิน ส่วงวัฒนา อธิวิชัย อรุณศรีแสงไชย

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

3-2 ถ.ฉลองกรุง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

โทร. (662) 739-0961 E-Mail: s8061234@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อการสื่อสารข้อมูลดิจิทัลบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC (Hybrid Fiber Coaxial) ในรูปของอัตราการเกิดบิตผิดพลาด (Bit Error Rate : BER) โดยทำการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจากโครงข่ายเคเบิลทีวีจริงเพื่อนำมาวิเคราะห์หาอัตราการเกิดบิตผิดพลาดตามแบบจำลองสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิก ในย่านความถี่ และช่วงเวลาต่าง ๆ กัน การมอดูเลตและดีมอดูเลตในที่นี้กำหนดให้เป็นแบบ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ตามมาตรฐานของการสื่อสารข้อมูลบนเส้นทางกลับในโครงข่ายเคเบิลทีวีของ DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications) ผลที่ได้แสดงความสัมพันธ์ของค่า BER ที่เป็นสัดส่วนผกผันกับค่าสัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน (Carrier to Noise Ratio : CNR) ซึ่งบ่งบอกว่าช่องสัญญาณในย่านความถี่สูง (14-41 MHz) จะมีค่า BER น้อยกว่าช่องสัญญาณในย่านความถี่ต่ำ (5-14 MHz) เนื่องจากมีระดับของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่ต่ำกว่า

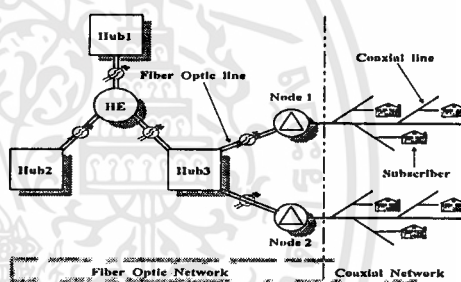
Abstract

This paper investigates the effect of impulse noise interference on BER (Bit Error Rate) performance in the return path of the HFC Network. Noise data in the return path is collected from a HFC network and analyzed for BER with reference to class-A impulse noise model in different frequency band at different time. An QPSK modulation scheme is assumed following the DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications) standard. The result indicates an inverse proportionally between BER and CNR. BER performance is better in the high frequency band (14-41 MHz) than the low frequency band (5-14 MHz) due to lower impulse noise.

1. บทนำ

โครงข่าย HFC เป็นโครงข่ายที่ถูกพัฒนาจากโครงข่ายเคเบิลทีวี ซึ่งเป็นการทำงานร่วมกันระหว่างโครงข่ายใยแก้วนำแสงและโครงข่ายโคแอกเซียล ดังรูปที่ 1. ในปัจจุบันระบบรับส่งข้อมูลดิจิทัลความเร็วสูง

ในโครงข่าย HFC ถูกกำหนดเป็นมาตรฐานโดยกลุ่มของบริษัทที่ทำงานเกี่ยวกับโครงข่ายดังกล่าวในชื่อมาตรฐาน DOCSIS (Data Over Cable Service Interface Specifications) [1] จากมาตรฐานดังกล่าวกำหนดให้ผู้ใช้สามารถส่งข้อมูลกลับไปยังสถานีปลายทาง (HeadEnd: HE) โดยใช้เส้นทางกลับ (Return Path) ในย่านความถี่ 5-42 MHz และใช้วิธีการมอดูเลตแบบ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) ที่บิตเรต 5 Mbps และแบนด์วิดท์ 3 MHz ต่อหนึ่งช่องสัญญาณ



รูปที่ 1. สถาปัตยกรรมของโครงข่าย HFC

โดยทั่วไปในทางปฏิบัติจะมีการรบกวนของสัญญาณรบกวนจากภายนอกเข้ามาในโครงข่ายอยู่เสมอ (Ingress Interference) เช่นจากเครื่องรับโทรทัศน์, การจุดระเบิดของหัวเทียนรถยนต์ ฯลฯ สัญญาณรบกวนดังกล่าวจะมีกำลังของสัญญาณสูงกว่าสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Gaussian Noise) มากเราเรียกสัญญาณรบกวนดังกล่าวนี้ว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ (Impulse Noise) [2]

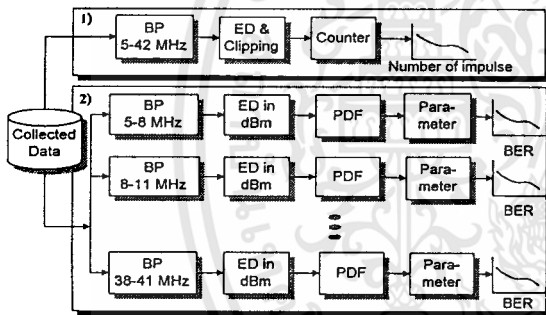
บทความนี้จึงได้นำเสนอผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อการสื่อสารข้อมูลดิจิทัลบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC โดยทำการเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในโครงข่ายจริงมาทำการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อหาจำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในเวลาต่างๆตลอดวัน และอัตราการเกิดบิตผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลตแบบ QPSK [3] ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ดังกล่าวจะมีประโยชน์อย่างมากในการออกแบบ และกำหนดประสิทธิภาพของระบบดังกล่าวในกรณีที่มีการแทรกแซงของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์เกิดขึ้น

2. การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวน

การเก็บรวบรวมสัญญาณรบกวนจะทำการเก็บที่สถานีย่อย (Hub) โดยใช้ฮอสซิลโคปของ HP รุ่น HP54645A, คอมพิวเตอร์ และโปรแกรมที่เขียนขึ้นจากภาษา C ในการควบคุมฮอสซิลโคปให้ปรับสเกลหน้าจอไปที่ 20 ไมโครวินาทีต่อหนึ่งหน้าจอ อัตราการสุ่มสัญญาณเท่ากับ 100 MHz และจัดส่งข้อมูลที่วัดได้จากหน้าจอทุกๆ 20 วินาที เป็นจำนวน 5,000 ครั้ง ในหน่วยมิลลิโวลต์ จากนั้นข้อมูลถูกรวบรวมได้ทั้งหมดจะถูกนำมาวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในหัวข้อต่อไป

3. ขั้นตอนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

การวิเคราะห์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2 โดยแบ่งเป็นสองส่วน คือ 1) การวิเคราะห์ระดับของสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาต่างๆในแต่ละวัน เพื่อหาความถี่ของอัตราการเกิดอิมพัลส์ในแต่ละช่วงเวลา 2) การวิเคราะห์หาอัตราการเกิดผิดพลาดในแต่ละย่านความถี่ เพื่อหาผลกระทบของสัญญาณรบกวนต่อการสื่อสารข้อมูลในย่านความถี่นั้นๆ



รูปที่ 2. บล็อกไดอะแกรมแสดงขั้นตอนการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

จากรูปที่ 2. บล็อกที่ 1) สัญญาณที่รวบรวมได้จะถูกนำมากรองโดยดิจิทัลแบนด์พาสฟิลเตอร์ย่าน 5-42 MHz (BP 5-42 MHz) ที่ได้สร้างขึ้นจากฟังก์ชัน Elliptic จากนั้นนำข้อมูลที่ได้อ่านให้กับส่วนเอเดนเวโลปดีเทคเตอร์ (ED & clipping) โดยใส่ค่าสมบรูณ์และกรองด้วยดิจิทัลโลพาสฟิลเตอร์ ซึ่งจะได้อเอนเวโลปของสัญญาณรบกวน และนำมาคลิปปิงเพื่อหาจำนวนเอเดนเวโลปที่มีระดับสูงกว่าค่าเรสโฮลด์ที่กำหนดขึ้น ขั้นตอนสุดท้ายจะใช้ส่วน Counter ทำการนับจำนวนเอเดนเวโลปดังกล่าวในช่วงเวลาทุกๆครึ่งชั่วโมง ผลที่ได้คือความถี่ของอัตราการเกิดอิมพัลส์ในทุกๆครึ่งชั่วโมง

สำหรับบล็อกที่ 2) ข้อมูลทั้งหมดจะถูกนำมากรองโดยดิจิทัลแบนด์พาสฟิลเตอร์ในย่านความถี่ต่างๆที่มีแบนด์วิธเท่ากับ 3 MHz [1] ตามมาตรฐานของ DOCSIS ข้อมูลที่ได้จะถูกนำมาแปลงหน่วยให้เป็น dBm แล้วจึงนำมาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำเพื่อกรองเอาแต่เอเดนเวโลปของสัญญาณดังกล่าว (ส่วน ED in dBm) จากนั้นทำการหาฮิสโตแกรม และ

นอร์แมลไลซ์ เพื่อหาฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (ส่วน PDF) ซึ่งสามารถเทียบหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ($\Lambda, \Gamma, \sigma_G^2$) ได้ตามสมการที่(1) จากนั้นเราสามารถนำพารามิเตอร์ดังกล่าวไปประเมินผลของอัตราการเกิดผิดพลาด(BER) ได้

3.1 แบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

จากแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิกสามารถเขียนฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ได้ดังสมการที่ (1) [4]

$$f_I(I) = \sum_{m=0}^{\infty} \left[\frac{\Lambda^m}{m!} \exp(-\Lambda) \right] \left[L_m D \exp(DI - L_m e^{DI}) \right] \quad (1)$$

โดยที่ I คือ กำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดในหน่วย dBm (สัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียนรวมกับสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์), Λ คือ คณิตของการซ้อนทับ (Overlap Index) ซึ่งหมายถึงค่าเฉลี่ยของการเกิดอิมพัลส์ต่อวินาทีคูณค่าเฉลี่ยของช่วงเวลาในการเกิดอิมพัลส์, $D = (\ln 10) / 10$, $L_m = \Lambda(1 + \Gamma) / \Gamma(m + \Lambda\Gamma)$, \bar{I} คือค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนทั้งหมด, $\Gamma = \sigma_G^2 / \Omega$, σ_G^2 คือ ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน, และ Ω คือ ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์

จากสมการดังกล่าวจะเห็นว่าเราสามารถแทนช่องสัญญาณในย่านความถี่ต่างๆด้วยพารามิเตอร์หลักสามตัวคือ $\Lambda, \Gamma, \sigma_G^2$ ซึ่งจะนำมาใช้ต่อไปในการวิเคราะห์อัตราการเกิดผิดพลาด

3.2 การหาค่าอัตราการเกิดผิดพลาด

จากการเทียบฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้ กับแบบจำลองของ Middleton ทำให้ได้พารามิเตอร์หลักสามตัวเพื่อนำมาคำนวณหาอัตราการเกิดผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการมอดูเลทแบบ QPSK และจากแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์สามารถแปลงให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วม (Joint Probability Density Function) ในเทอมขององค์ประกอบอินทิเกรต และควอแดรเจอร์เฟส ได้ดังสมการที่ (2) [3]

$$f_{x,y}(x,y) = e^{-\Lambda} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\Lambda^m L_m}{m! 2\pi} \exp\left(-\frac{L_m(x^2 + y^2)}{2}\right) \quad (2)$$

โดยที่ x และ y คือ องค์ประกอบอินทิเกรต และควอแดรเจอร์เฟสตามลำดับ จากสมการที่ (2) เราสามารถนำมาคำนวณหาค่าอัตราการเกิดผิดพลาดได้ดังต่อไปนี้ [3]

Bit Error Rate

$$= 1 - \int_{-d/2}^{\infty} \int_{-d/2}^{\infty} f_{x,y}(x, y) dx dy$$

$$= 1 - e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! 4} \operatorname{erfc}^2 \left(-\sqrt{\frac{P \cdot A(1 + \Gamma)}{2 \cdot \Gamma(m + A\Gamma)}} \right) \quad (3)$$

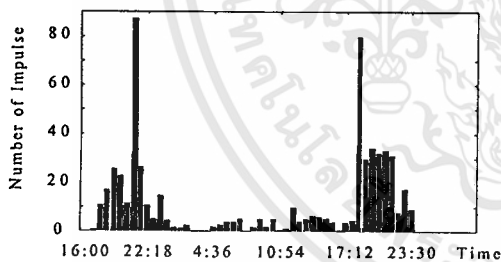
โดย P คือกำลังของสัญญาณพาหะค่าเท่ากับ $d^2/4$, d คือระยะห่างระหว่างสัญลักษณ์ที่ใกล้ที่สุดในคอนสเทเลชันโคออร์เดต และกำหนดให้

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

จากสมการที่ 3 พารามิเตอร์หลักทั้งสามจะถูกแทนที่ลงในสมการดังกล่าว จากนั้นใช้โปรแกรม MATLAB คำนวณค่า Bit Error Rate ที่เกิดขึ้นโดยทำการปรับเปลี่ยนค่ากำลังของสัญญาณพาหะ(P) และค่าสัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน(CNR) ซึ่งมีค่าเท่ากับ P/Γ ซึ่งจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ BER เทียบกับกำลังของสัญญาณพาหะ และ BER เทียบกับสัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน เพื่อใช้ในการอธิบายถึงลักษณะเฉพาะของช่องสัญญาณย้อนกลับในโครงข่าย HFC ต่อไป

4. ผลการวิเคราะห์สัญญาณรบกวน

4.1 ผลของจำนวนอิมพัลส์ในช่วงเวลาต่างๆ

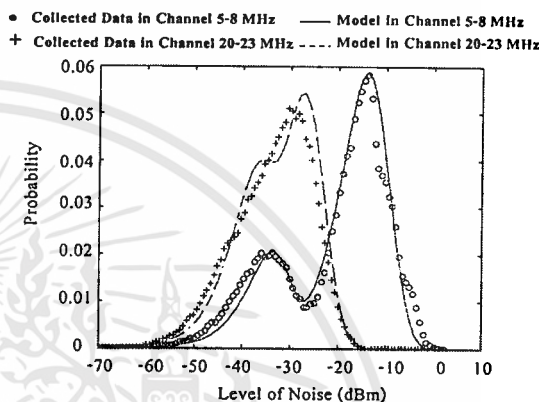


รูปที่ 4. จำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้น ณ เวลาต่างๆ ในหนึ่งวัน

จากข้อมูลสัญญาณรบกวนที่รวบรวมได้ จะถูกแบ่งออกเป็น 50 ส่วน โดยแต่ละส่วนจะใช้เวลาในการบันทึกทั้งสิ้น 30 นาที และกำหนดค่าเรสโวลูชันไว้ที่ 0.075 mV ซึ่งเป็นค่ากลางระหว่างแอมพลิจูดสูงสุดของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ และสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน ผลที่ได้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4. ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ที่วัดได้จะเกิดมากในช่วงเวลาประมาณ 17:00 น ถึง 24:00 น ของในแต่ละวัน

4.2 ผลการวิเคราะห์อัตราการเกิดบิตผิดพลาด

จากผลของจำนวนอิมพัลส์ที่เกิดขึ้นในแต่ละวันที่ได้จากหัวข้อ 4.1 เลือกช่วงเวลา 20.00 น ถึง 20.30 น มาประเมินอัตราการเกิดบิตผิดพลาด โดยข้อมูลในช่วงเวลาดังกล่าวจะถูกนำมาผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่มีแบนด์วิดท์ 3 MHz เริ่มจาก 5 MHz จนถึง 41 MHz จากนั้นข้อมูลดังกล่าวจะถูกนำมาหาฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น ซึ่งสามารถแสดงตัวอย่างของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นในช่องสัญญาณย่านความถี่ 5-8 MHz และ 20-23 MHz ได้ดังรูปที่ 5.



รูปที่ 5. ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น(PDF) ของสัญญาณรบกวนที่เก็บรวบรวมไว้ เทียบกับแบบจำลอง

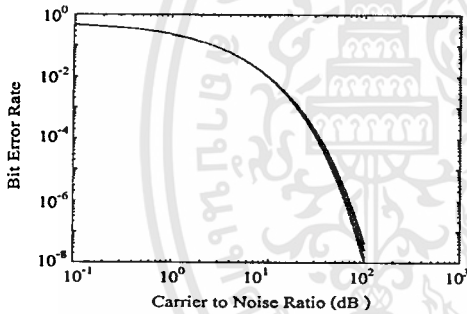
จากรูปที่ 5. จะเห็นว่าในช่องสัญญาณ 5-8 MHz (แทนด้วย "o") ระดับของสัญญาณรบกวนจะแยกออกจากกันเป็นสองส่วน และมีความสูงของจุดยอดที่แตกต่างกันอย่างชัดเจน ซึ่งอธิบายได้ว่าสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์(ยอดสูง)ในช่องสัญญาณดังกล่าวจะมีระดับสูงและมีความน่าจะเป็นของการเกิดสูง เมื่อเทียบกับสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน(ยอดสั้น) สำหรับในช่องสัญญาณ 20-23 MHz (แทนด้วย "+") จะเห็นว่าระดับของสัญญาณรบกวน และความสูงของจุดยอดมีความแตกต่างกันน้อยมาก เนื่องจากมีระดับและความน่าจะเป็นของการเกิดที่ต่ำกว่าเมื่อเทียบกับช่องสัญญาณ 5-8 MHz สำหรับเส้นทึบและเส้นประที่แสดงดังรูปเป็นกราฟที่ได้จากสมการที่ (1) เมื่อกำหนดพารามิเตอร์ที่เหมาะสมจะสามารถแทนฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในแต่ละช่องสัญญาณตลอดย่านความถี่บนเส้นทางกลับได้ ดังแสดงในตารางที่ 1.

จากตารางที่ 1. จะเห็นว่าในช่องสัญญาณที่ความถี่สูงขึ้น พารามิเตอร์ A , σ_0 จะมีค่าน้อยลงและ Γ จะมีค่าเพิ่มมากขึ้น ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณย่านความถี่สูง (14-41 MHz) จะมีการกระจายตัวของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นน้อยกว่าในย่านความถี่ต่ำ (5-14 MHz) ดังจะเห็นได้จากรูปที่ 5. และค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนทั้งหมดในช่องสัญญาณย่านความถี่สูงจะมีค่าน้อยกว่าในย่านความถี่ต่ำ จากพารามิเตอร์ในตารางที่ 1. เราสามารถนำมาคำนวณหา

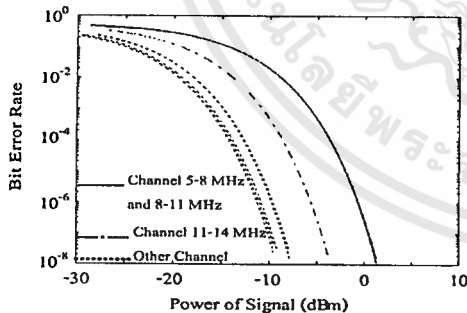
อัตราการเกิดบิตผิดพลาดในแต่ละช่องสัญญาณได้จากหัวข้อที่ 3.2. ซึ่งผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 6.

ตารางที่ 1. พารามิเตอร์ที่ได้จากการเปรียบเทียบข้อสัญญาณรบกวนที่รวบรวมไว้

ย่านความถี่ในช่องสัญญาณ (MHz)	พารามิเตอร์			
	A	$\Gamma \times 10^{-2}$	C_0 (μW)	\bar{I} (μW)
5 - 8	1.5	1	0.4	13.7
8 - 11	1.3	3	0.4	13.4
11 - 14	1.2	9	0.35	4.24
14 - 17	1.2	10	0.15	1.65
17 - 20	1.2	10	0.15	1.65
20 - 23	1	14	0.2	1.62
23 - 26	1	14	0.15	1.22
26 - 29	1	14	0.15	1.22
29 - 32	0.9	15	0.15	1.11
32 - 35	1	15	0.15	1.11
35 - 38	1	15	0.15	1.11
38 - 41	1	15	0.15	1.11



a) Bit Error Rate versus Carrier to Noise Ratio



b) Bit Error Rate versus Power of Signal

รูปที่ 6. ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการเกิดบิตผิดพลาด(BER) เทียบกับ
 (a) สัดส่วนคลื่นพาหะต่อสัญญาณรบกวน (CNR)
 (b) กำลังของสัญญาณพาหะ

จากรูปที่ 6 (a) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER และ CNR ของช่องสัญญาณต่างๆ จะเห็นว่ารูปกราฟของแต่ละช่องสัญญาณมีลักษณะใกล้เคียงกัน โดยค่า BER จะมีค่าลดลงเมื่อค่า CNR มีค่าเพิ่มขึ้น

ทั้งนี้แสดงให้เห็นว่า BER ไม่ได้ขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณรบกวนโดยตรงแต่ขึ้นอยู่กับค่า CNR ในช่องสัญญาณนั้น สำหรับรูปที่ 6 (b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า BER กับกำลังของสัญญาณพาหะ จากความสัมพันธ์แสดงให้เห็นว่า ผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์จะเกิดขึ้นมากในย่านความถี่ต่ำ และจะลดลงเมื่อมีการเปลี่ยนช่องสัญญาณไปสู่ย่านความถี่ที่สูงขึ้น ดังจะเห็นได้จากช่องสัญญาณในย่านความถี่สูงค่าของ BER จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับช่องสัญญาณในย่านความถี่ต่ำ โดยใช้กำลังส่งของสัญญาณที่มีค่าเท่ากัน

5. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอผลกระทบของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์ต่อการสื่อสารข้อมูลดิจิทัลบนเส้นทางกลับของโครงข่ายเคเบิลทีวีแบบ HFC โดยใช้ข้อมูลที่รวบรวมจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในโครงข่ายจริงมาทำการวิเคราะห์ เพื่อหาพารามิเตอร์ในแบบจำลองของสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์คลาสสิก ซึ่งพารามิเตอร์ดังกล่าวสามารถใช้เป็นตัวแทนของช่องสัญญาณต่างๆ บนเส้นทางกลับของโครงข่าย เพื่อนำมาวิเคราะห์หาค่า BER

จากข้อมูลดังกล่าวสามารถบอกได้ว่าในช่วงเวลา 17:00 น ถึง 24:00 น ของทุกวันจะมีสัญญาณรบกวนแบบอิมพัลส์แทรกเข้ามาในโครงข่ายมากที่สุด โดยมีระดับและความน่าจะเป็นของการเกิดสูงในช่องสัญญาณย่านความถี่ต่ำ ระดับและความน่าจะเป็นดังกล่าวจะมีค่าลดลงในย่านความถี่สูง(ดังรูปที่ 5) ซึ่งหมายความว่าในกรณีที่มีกำลังส่งของสัญญาณเท่ากันช่องสัญญาณในย่านความถี่ต่ำจะมีค่า BER มากกว่าช่องสัญญาณในย่านความถี่สูง ทั้งนี้เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่าง BER กับ CNR จะมีรูปแบบเป็นลักษณะเดียวกันในทุกๆช่องสัญญาณและกำลังของสัญญาณรบกวนทั้งหมดจะมีค่าลดลงตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น ผลที่ได้จากงานวิจัยนี้สามารถนำไปใช้ในการออกแบบและกำหนดประสิทธิภาพของระบบการสื่อสารข้อมูลในโครงข่าย HFC บนเส้นทางกลับ

เอกสารอ้างอิง

- [1] Radio Frequency Interface Specification, DOCSIS Interim Specification for Data Over Cable Service Interface, March 21, 1997.
- [2] D. Raskin, and D. Stoneback, "Broadband Return Systems for Hybrid Fiber/Coax Cable TV Networks" Prentice Hall, 1998.
- [3] S. Miyamoto, M. Katayama and N. Morinaga, "Performance Analysis of QAM Systems Under Class A Impulsive Noise Environment," IEEE Trans. Electromagn. Compat., VOL. EMC-37, NO.2, pp.260-267, May, 1995.
- [4] A. Berry, "Understanding Middleton's Canonical Formula for Class A Noise," IEEE Trans. Electromagn. Compat., VOL EMC-23, NO.4, pp.337-344, Nov. 1981.

ประวัติผู้เขียน

นายชวลิต ชันไพบูลย์ เกิดเมื่อวันที่ 2 กรกฎาคม 2515 ที่จังหวัดพิษณุโลก สำเร็จการศึกษาวissenschaftบัณฑิต สาขาฟิสิกส์ จากมหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ปีการศึกษา 2536 เคยเป็นผู้ช่วยนักวิจัยในโครงการ “มอดูเลเตอร์และดีมอดูเลเตอร์ย่านความถี่วิทยุสำหรับโครงข่ายเคเบิลทีวี” โดยการสนับสนุนจากศูนย์เทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์แห่งชาติ (NECTEC)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้