

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกจากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อ
ประสิทธิภาพการสื่อสารสัญญาณของระบบ ADSL

ADJACENT SIGNAL CROSSTALK EFFECT ON ADSL TRANSMISSION
PERFORMANCE



วิยะดา ดอกไม้
WIYADA DOKMAI

๑๕
๑๕๖๔๘
๕๕๘๕

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 48955
วัน, เดือน, ปี 13 ส.ค. 2547

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานพ.ศ.2546 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลง ISBN 974-324-821-8 ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADJACENT SIGNAL CROSSTALK EFFECT ON ADSL TRANSMISSION
PERFORMANCE



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2003

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกจากคู่สายข้างเคียง ที่มีต่อประสิทธิภาพการสื่อสารสัญญาณของระบบ ADSL
นักศึกษา	นางสาววิยะดา ดอกไม้
รหัสนักศึกษา	42061191
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ

บทคัดย่อ

Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) ถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลายในระบบสื่อสาร เนื่องจาก ADSL สามารถส่งข้อมูลความเร็วสูงได้มากกว่าโมเดมอนาลอกทั่วไป โดยเชื่อมต่อกับสายคู่ตีเกลียว (twisted pair) เพียง 1 คู่สาย ซึ่งภายในสายคู่ตีเกลียว 1 กลุ่ม จะมีการใช้งานหลากหลาย เช่น ADSL HDSL ISDN เป็นต้น ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก (crosstalk) ขึ้น รายงานฉบับนี้ได้ทำการวิเคราะห์หาผลกระทบของสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกจากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อระบบ ADSL เพื่อนำมาเป็นแนวทางในการปรับปรุงคุณภาพของสัญญาณต่อไป

Thesis Title	Adjacent Signal Crosstalk Effect on ADSL Transmission Performance
Student	Miss Wiyada Dokmai
Student ID	42061191
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Kobchai Dejhan

ABSTRACT

Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) is widely used in communication system, because ADSL can transmit data with higher bit rate than normal analog modem using only one twisted pair. One twisted pair group is applied to use in ADSL HDSL and ISDN. They have the impact to each other which is the most important factor that causes the crosstalk.

So, this paper focuses on the analysis of the adjacent signal crosstalk effecting on ADSL transmission performance. It can impact to ADSL for future improvement of signal quality.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาในเรื่องต่างๆ จาก รศ.ดร.กอบชัย เดชหาญ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จาก ท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณบิดามารดา พี่ๆ และญาติ ที่เป็นกำลังใจให้ผู้วิจัยมีความอดทนและตั้งใจในการ เรียนระดับมหาบัณฑิต

ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้ ทำให้สามารถนำความรู้ที่ได้รับ มาใช้ประโยชน์ในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ขอขอบคุณ พี่ๆ เพื่อน และน้องๆ ทุกท่านที่ช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ ทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จสมบูรณ์ยิ่งขึ้น

ขอขอบคุณทุนอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์ จากบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ขอขอบคุณ บริษัท ทศท คอร์ปอเรชั่น จำกัด มหาชน ที่ให้โอกาสทางด้านการศึกษาแก่พนักงาน พร้อมทั้งสนับสนุนอุปกรณ์ต่างๆ ในการทดสอบ

และสุดท้ายขอขอบคุณค่าและประโยชน์ที่มีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

วิยะดา ดอกไม้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 สมมติฐานการศึกษา.....	1
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	1
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	2
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	2
บทที่ 2 ลักษณะการทำงานของระบบ ADSL.....	3
2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับ ADSL.....	3
2.1.1 สถาปัตยกรรมของ ADSL.....	5
2.1.2 โครงข่าย ADSL.....	5
2.1.2.1 โครงข่าย ADSL.....	5
2.1.2.2 ส่วนประกอบสำคัญของ ADSL.....	6
2.1.2.3 มาตรฐาน ADSL.....	8
2.2 โครงสร้างของ ADSL.....	9
2.2.1 โครงสร้างของ DSLAM.....	9
2.2.1.1 ประเภทของ DSLAM.....	11
2.2.2 โครงสร้างเฟรมของ ADSL.....	12
2.2.2.1 ฟาสดาต้าและอินเตอร์ลีฟดาต้า.....	12
2.2.2.2 ฟาสไบท์.....	14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.2.2.3	ซิงค์ไบท์และบิท SC.....	15
2.2.2.4	บิทชี้หน้า.....	16
2.2.2.5	บิท CRC.....	16
2.3	โอเวอร์เฮดของ ADSL.....	16
2.4	การทำงานของ ADSL.....	17
2.4.1	การรับส่งสัญญาณ ADSL ในทิศทางขาลง.....	17
2.4.2	การขนส่งสัญญาณ ADSL แบบสองทิศทาง.....	19
บทที่ 3	หลักการส่งสัญญาณดิจิทัล.....	21
3.1	พื้นฐานการมอดูเลตและดีมอดูเลต.....	21
3.1.1	สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบบวกร.....	23
3.1.2	ส่วนเผื่อ ช่องต่อ และ ความจุ.....	27
3.2	รหัสเบสแบนด์.....	28
3.2.1	รหัส 2B1Q.....	29
3.2.2	การมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์.....	30
3.2.3	การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล.....	31
3.3	รหัสพาสแบนด์.....	33
3.3.1	การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบควอดเรเจอร์.....	33
3.3.1.1	การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของ QAM.....	36
3.3.2	การมอดูเลตแบบ CAP.....	40
3.3.3	การมอดูเลตควอดเรเจอร์แบบอื่น.....	43
3.3.4	การมอดูเลตแบบมัลติโทน.....	44
บทที่ 4	สายคู่ตีเกลียว.....	49
4.1	สายคู่ตีเกลียว.....	49
4.1.1	การขีดสายส่งสัญญาณ.....	53
4.1.2	การใช้งานและการทำงานของสายตีเกลียว.....	55

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.2 คุณลักษณะของข่ายสายโทรศัพท์.....	56
4.2.1 ข่ายสาย (Feeder Plant).....	58
4.2.2 ข่ายสายกระจาย (Distribution plant).....	58
4.2.3 อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ (Bridged Tap).....	59
4.2.4 โหลดในข่ายสาย.....	60
4.2.5 ระยะทางของข่ายสาย.....	61
4.3 สัญญาณรบกวน.....	62
4.3.1 สัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก.....	62
4.3.1.1 การไขว้แทรกที่เกิดจากด้านเดียวกัน.....	64
4.3.1.2 การไขว้แทรกที่เกิดจากด้านตรงข้าม.....	65
4.4 อุปกรณ์แยกสัญญาณโทรศัพท์.....	66
4.4.1 การเชื่อมต่อโทรศัพท์กับคู่สาย (tele to line).....	67
4.4.2 การเชื่อมต่อ DSL กับคู่สาย (DSL to line).....	67
4.4.3 การเชื่อมต่อโทรศัพท์กับ DSL (tele to DSL).....	67
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	69
บทที่ 6 สรุปผลและวิเคราะห์.....	101
เอกสารอ้างอิง.....	103
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	104
ประวัติผู้เขียน.....	105

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 โอเวอร์เฮดฟังก์ชันเพื่อลดโหมดโอเวอร์เฮดด้วยการรวมฟาสไบท์และซิงค์ไบท์.....	16
2.2 อัตราบิทของช่องสัญญาณย่อย ADSL ตามการกำหนด bearer.....	18
2.3 การทำงานของช่องสัญญาณดูเพล็กซ์ในแต่ละทรานสปอร์ตคลาส.....	19
3.1 รหัส Gray ในการเข้ารหัสของ ISDN และ HDSL.....	30
4.1 รหัสสีของสายทองแดงจำนวน 12 เส้น.....	49
4.2 ตัวอย่างสีของมาตรฐาน ICEA.....	50
4.3 รหัสสีของเคเบิลชนิดคู่.....	51
4.4 คุณลักษณะของสายขนาดต่างๆ.....	52



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 สถาปัตยกรรม ADSL.....	3
2.2 โครงข่าย ADSL.....	5
2.3 ส่วนประกอบสำคัญของโครงข่าย ADSL.....	7
2.4 สถาปัตยกรรมของ DSLAM.....	9
2.5 DSLAM ศูนย์กลางของ ADSL.....	11
2.6 โครงสร้างซูเปอร์เฟรมของ ADSL ที่ด้านส่งของ ATU-C.....	13
2.7 บล็อกอินเตอร์ล๊อปปิงขนาดกว้าง 8 และยาว 4.....	14
2.8 รูปแบบฟาสซิงค์ไบท์ในเครื่องส่ง ATU-C.....	15
3.1 เครื่องส่งของระบบส่งสัญญาณดิจิทัล.....	21
3.2 การตรวจสอบดีมอดูเลตและการถอดรหัส.....	22
3.3 การจำกัดขนาดของสัญญาณด้วยสัญญาณรบกวนเกาส์เซียน.....	23
3.4 ดีมอดูเลต การตรวจสอบ และการถอดรหัส.....	24
3.5 ฟังก์ชันพื้นฐานของ ISDN.....	28
3.6 ฟังก์ชันพื้นฐานของ HDSL.....	28
3.7 รหัส 2B1Q และการมอดูเลตใน AWGN.....	29
3.8 การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลใน PAM.....	32
3.9 โครงสร้างของการมอดูเลตแบบพาสแบนด์.....	32
3.10 บล็อกไดอะแกรมด้านส่งและด้านรับของระบบสื่อสาร.....	33
3.11 ตัวอย่างการส่งบิต 4 บิต ในช่องสัญญาณของระบบ QAM.....	34
3.12 ตัวอย่างของ 4 QAM ในตำแหน่ง 16 QAM ด้วยกำลังงานเฉลี่ยเท่ากัน.....	35
3.13 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QAM.....	36
3.14 (ก) บล็อกไดอะแกรมการมอดูเลตแบบ QAM ในด้านลอจิก.....	37
3.14 (ข) บล็อกไดอะแกรมการดีมอดูเลตแบบ QAM ในด้านการประมวลผลสัญญาณ.....	37
3.15 การมอดูเลตแบบ CAP.....	40
3.16 แนวความคิดการมอดูเลตแบบ QAM.....	44
3.17 การมอดูเลตแบบ IDFT.....	48
4.1 สายคู่ตีเกลียว.....	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.2 สายคู่ตีเกลียวชนิดซีลด์.....	53
4.3 การสร้างกราวนด์ลูปที่ปลายทั้ง 2 ข้างของซีลด์ที่สายส่ง.....	54
4.4 ตัวเก็บประจุเพื่อทำให้เกิดกราวนด์ลูปที่ปลายทั้ง 2 ข้างของซีลด์ที่สายส่ง.....	54
4.5 การใช้วงจรมายแยกวงจรเพื่อป้องกันการเกิดกราวนด์ลูป.....	55
4.6 เคเบิลที่ประกอบด้วยคู่สายซีลด์หลายคู่สาย.....	56
4.7 รูปแบบของการมอดูเลต.....	57
4.8 ข่ายสายโทรศัพท์.....	59
4.9 ความถี่ตอบสนองกรณีที่มีโหลดและไม่มีโหลด.....	60
4.10 ผลกระทบของอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ที่มีต่อการแพร่กระจายพัลส์.....	61
4.11 ระยะทางในการแพร่กระจายขั้วสาย.....	62
4.12 สัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก.....	63
4.13 จำลองการแพร่กระจายของการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายตีเกลียว.....	63
4.14 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกแบบ NEXT และ FEXT.....	64
4.15 อุปกรณ์แยกสัญญาณ.....	66
4.16 อิมพีแดนซ์ในส่วนของ DSL จากโทรศัพท์ไปยังคู่สาย.....	67
5.1 การสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนชนิด Near End Crosstalk..	69
5.2 การสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนชนิด Far End Crosstalk.....	70
5.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL.....	71
5.4 สัญญาณรบกวนชนิด Near End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL.....	72
5.5 สัญญาณรบกวนชนิด Far End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL.....	73
5.6 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN.....	74
5.7 สัญญาณรบกวนชนิด Near End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN.....	75
5.8 สัญญาณรบกวนชนิด Far End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN	76

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้น.....	77
5.10 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้น.....	78
5.11 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้น.....	79
5.12 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk.....	80
5.13 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk	81
5.14 อัตราบิทที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk (FEXT).....	82
5.15 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง.....	83
5.16 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อ ATU-C และ ATU-R มีระยะทางในการใช้งาน 1.5 กิโลเมตร.....	84
5.17 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อ ATU-C และ ATU-R มีระยะทางในการใช้งาน 3.5 กิโลเมตร.....	85
5.18 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อ ATU-C และ ATU-R มีระยะทางในการใช้งาน 4.5 กิโลเมตร.....	86
5.19 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 259 kHz.....	87
5.20 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 263 - 673 kHz.....	88
5.21 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 677 - 1113 kHz.....	89
5.22 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1117- 1553 kHz.....	90
5.23 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1557 - 1600 kHz.....	91
5.24 กราฟแสดงค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 1600 kHz.....	92
5.25 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 233 kHz.....	93

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.26 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 237 - 608 kHz.....	94
5.27 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 612 - 996 kHz.....	95
5.28 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1001 - 1384 kHz.....	96
5.29 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1389- 1600 kHz.....	97
5.30 กราฟแสดงค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 1600 kHz.....	98
5.31 กราฟแสดงค่าบีทในการรับส่งสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร.....	99
5.32 กราฟแสดงค่าบีทในการรับส่งสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร.....	99
5.33 กราฟแสดงค่าบีทในการรับส่งสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 4.5 กิโลเมตร.....	100

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบัน Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) นิยมนำมาใช้งานมากขึ้นเพราะสามารถรับส่งข้อมูลที่อัตราเร็วสูงกว่าโมเด็มทั่ว ๆ ไป และสามารถใช้งานได้ในระยะทางไกล ใช้งานได้ทั้งบริเวณที่พิกอากาศ์หรือแหล่งธุรกิจ โดยอาจจะใช้เชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ในการให้บริการอินเทอร์เน็ต โดยที่ ADSL ต้องเชื่อมต่อกับคู่สายทองแดง ซึ่งลักษณะของสายทองแดงนั้น สายเส้นเล็กหลาย ๆ เส้นจะตีเกลียวเข้าด้วยกันเป็นเคเบิลเส้นใหญ่ที่ภายในมีคู่สายได้มาก 100 – 200 คู่สาย เมื่อนำมาใช้งานย่อมมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นจากคู่สายในเคเบิลเส้นเดียวกัน ประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณจะลดลงโดยเฉพาะการรับส่งข้อมูล จึงต้องทำการวิเคราะห์หาสาเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนไขว้แทรกและหาแนวทางในการลดสัญญาณรบกวนไขว้แทรก ซึ่งสามารถนำไปประกอบการพิจารณาในการวางโครงข่าย ADSL ได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษา วิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกจากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของระบบ ADSL

1.3 สมมติฐานการศึกษา

การใช้คู่สายในเคเบิลเส้นเดียวกันเพื่อรับส่งข้อมูลจากอุปกรณ์ชนิดต่างๆ ต้องเกิดสัญญาณไขว้แทรกขึ้น [1] ซึ่งปัจจัยที่ส่งผลเช่นนี้ย่อมเกิดจากปัจจัยต่างๆ ที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณ เช่น คู่สายทองแดง ระยะทางของสาย อุปกรณ์ที่นำมาต่อรวมเป็นต้น

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

ทฤษฎีของการเกิดสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกในคู่สายทองแดง [1] ได้กล่าวไว้ว่าการเกิดสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกในสายคู่ตีเกลียวนั้นเกิดขึ้นได้ 2 ชนิด คือ สัญญาณรบกวนชนิด Near End Crosstalk และ Far End Crosstalk ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่นำมาเป็นพื้นฐานในการศึกษาและวิเคราะห์หาผลกระทบที่เกิดจากสัญญาณรบกวนนั้น ๆ

1.5 ขอบเขตการวิจัย

งานวิจัยนี้นำเสนอถึงการศึกษาและวิเคราะห์หาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก จากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของ ADSL โดยศึกษาถึงปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการรับส่งสัญญาณ เช่น ระยะทาง จำนวนคู่สาย และความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของอุปกรณ์ใช้งานอื่น เช่น HDSL ISDN ที่ใช้งานอยู่ในเคเบิลเส้นเดียวกัน มีผลต่อประสิทธิภาพการรับส่งสัญญาณอย่างไร โดยใช้ค่าอัตราบิตที่เปลี่ยนแปลงไป และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็นตัวชี้วัดคุณภาพ รายละเอียดของวิทยานิพนธ์เล่มนี้แบ่งออกเป็น 6 บท ในแต่ละบทมีหัวข้อและเนื้อหา ดังนี้

บทที่ 1 เป็นบทนำกล่าวถึงวัตถุประสงค์และขอบเขตของวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 อธิบายลักษณะการทำงานของ ADSL สถาปัตยกรรมของ ADSL และ DSLAM โครงข่าย ADSL และมาตรฐานของ ADSL เพื่อให้เข้าใจการทำงานของอุปกรณ์มากขึ้น

บทที่ 3 อธิบายพื้นฐานการมอดูเลต แสดงรายละเอียดการมอดูเลตชนิดต่างๆ ที่ใช้ใน ADSL

บทที่ 4 อธิบายคุณลักษณะของสายคู่ตีเกลียว รูปแบบของข่ายสาย และสัญญาณรบกวนที่เกิดในสายคู่ตีเกลียวซึ่งมีผลกระทบต่อประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณของ ADSL

บทที่ 5 เป็นผลการทดลองที่ได้จากการใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงานของอุปกรณ์เปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ได้จากการทดสอบอุปกรณ์ใช้งานจริง

บทที่ 6 เป็นบทสรุปซึ่งจะวิเคราะห์ผลการทดลองที่ได้รับและสรุปให้เห็นถึงปัจจัยต่างๆ ที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพการรับส่งสัญญาณมีอะไรบ้างและส่งผลกระทบอย่างไร

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

ในการศึกษาและวิเคราะห์จะทำการศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องเพื่อหาปัจจัยที่ทำให้เกิดประเด็นปัญหาและทำการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งทำการทดสอบจากอุปกรณ์ใช้งานจริงและวิเคราะห์ปัญหาต่างๆ ที่ได้จากผลการทดลอง

บทที่ 2

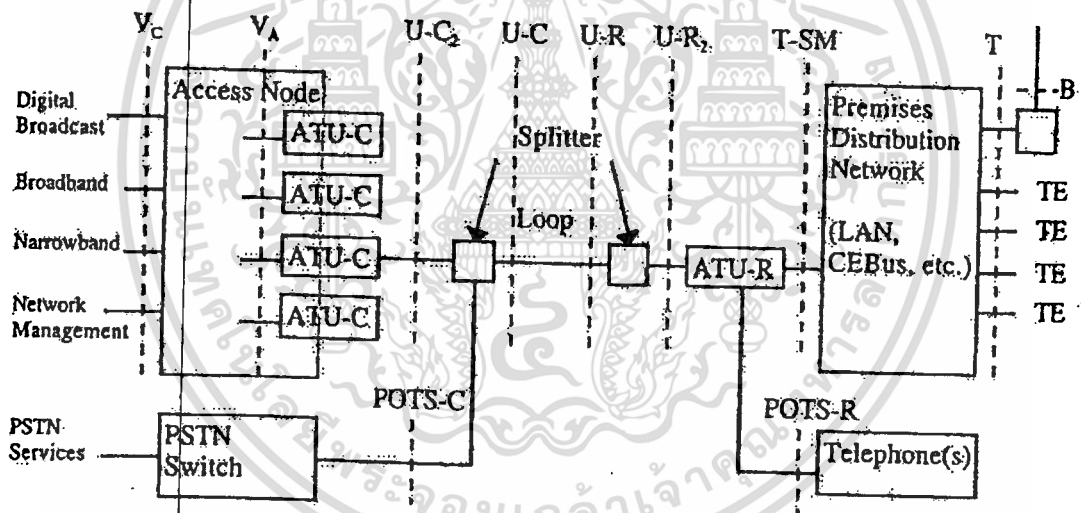
ลักษณะการทำงานของ ADSL

2.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับ ADSL

ADSL เป็นอุปกรณ์ที่มีมาตรฐานที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์อื่นในตระกูล DSL ทั้งเอกสารประกอบการใช้งาน การบริการหลังการขาย และคุณสมบัติที่เปิดกว้าง มีการคาดหวังไว้ว่า การให้บริการในตระกูล DSL หลาย ๆ รูปแบบจะเริ่มต้นที่ ADSL และอาจจะสิ้นสุดที่ ADSL เช่นกัน

2.1.1 สถาปัตยกรรมของ ADSL

สถาปัตยกรรมของ ADSL แสดงให้เห็นถึงการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์หลัก ๆ ที่จำเป็นต่อการใช้งานแสดงดังรูป 2.1



รูปที่ 2.1 สถาปัตยกรรม ADSL

ATU-C	เครื่องส่ง ADSL ด้านชุมสายโทรศัพท์
ATU-R	เครื่องส่ง ADSL ด้านปลายทาง
B	อุปกรณ์รับส่งข้อมูลด้านขาเข้า
DSLAM	DSL Access Multiplexer
POTS-C	การเชื่อมต่อระหว่าง PSTN และอุปกรณ์แยกสัญญาณด้านชุมสายโทรศัพท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POTS-R	การเชื่อมต่อระหว่างโทรศัพท์ และอุปกรณ์แยกสัญญาณด้านปลายทาง
T-SM	อินเตอร์เฟสแบบ T สำหรับโมดูลในการให้บริการ
T	อาจอยู่ภายในโมดูลในการให้บริการ หรือใน ATU-R
U-C	อินเตอร์เฟสแบบ U ด้านชุมสายโทรศัพท์
U-C ₂	อินเตอร์เฟสแบบ U ด้านชุมสายโทรศัพท์ระหว่างอุปกรณ์แยกสัญญาณ และ ATU-C
U-R	อินเตอร์เฟสแบบ U ด้านปลายทาง
U-R ₂	อินเตอร์เฟสแบบ U ด้านปลายทางระหว่างอุปกรณ์แยกสัญญาณและ ATU-R
V _A	อินเตอร์เฟส V ด้านแอดเซสโหนดระหว่าง ATU-C และแอดเซสโหนด
V _C	อินเตอร์เฟส V ด้านชุมสายโทรศัพท์ระหว่างแอดเซสโหนดและเครือข่ายให้บริการ

ลักษณะของ ADSL มีหลายอย่างที่สำคัญ อย่างแรกสังเกตได้ว่าข้อกำหนดที่กำหนดขึ้นมา รองรับบริการให้บริการสัญญาณเสียงระบบอนาลอกที่เรียกว่า plain old telephone service หรือ POTS ในการรับส่งสัญญาณ ADSL มีอุปกรณ์แยกสัญญาณชนิดพิเศษสามารถขนส่งความถี่ พาหะ 4 kHz ของช่องสัญญาณอนาลอกจากชุมสายไปที่ผู้เช่าได้ภายใต้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ ดิจิตอล

เหตุผลต่อไปที่นำมาพิจารณาคือการให้บริการของระบบ ADSL หลาย ๆ รูปแบบ ประกอบ ด้วยการกระจายสัญญาณดิจิตอลและบอร์ดแบนด์ (เช่น วีดีโอและอินเตอร์เน็ตแอดเซส) การจัดการเครือข่ายการให้บริการเหล่านี้อยู่นอกชุมสายโทรศัพท์ (Central Office) และชุมสายท้องถิ่น (Local Exchange) จึงสามารถแก้ปัญหาการคับคั่งในการสวิตซ์ได้ การให้บริการ ADSL ในหลายเส้นทางทำได้โดยใช้ ADSL เครื่องเดียวเป็นแอดเซสโหนดติดตั้งที่ชุมสายโทรศัพท์หรือชุมสายท้องถิ่น แอดเซสโหนดนี้บางครั้งเรียกว่า DSLAM หรือ DSL แอดเซสโมดูล แต่ DSLAM สามารถใช้งานได้กับคู่สาย ADSL แต่โครงสร้างของ DSLAM ที่สมบูรณ์แบบทำให้การทำงานบรรลุผลมาก สถาปัตยกรรมแบบง่าย ๆ ของ ADSL แสดงดังรูป 2.1 รายการอินเตอร์เฟสที่แสดงในรูป 2.1 อธิบายได้ดังนี้ อินเตอร์เฟส B แสดงถึงอุปกรณ์ทางด้านอินพุต เช่น ตัวบ่อนสัญญาณของดาวเทียมในกล่องอุปกรณ์ที่ด้านบนสุด อินเตอร์เฟส T-SM เชื่อมต่อระหว่าง ATU-R และโมดูลในการให้บริการอื่นๆ รวมถึงอุปกรณ์ที่อยู่ใน ATU-R ถ้าไม่มีอินเตอร์เฟส T-SM แล้ว อินเตอร์เฟส T จะรวมอยู่ใน ATU-R โดย ATU-R แต่ละตัวมีอินเตอร์เฟส T มีได้มากกว่าหนึ่ง อินเตอร์เฟส T และมากกว่าหนึ่งประเภท เช่น มีทั้ง อีเธอร์เน็ต 10Base-T และ V.35 อินเตอร์เฟส T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

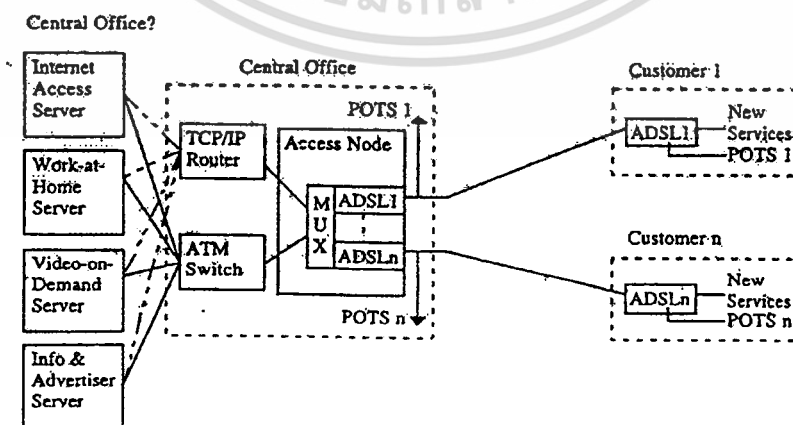
ทำหน้าที่เชื่อมต่อระหว่างเครือข่ายและข่ายสายกระจายไปยังลูกค้าและไม่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์ปลายทาง (TE) ถ้า ATU-R บางรุ่นมีอุปกรณ์ปลายทาง (TE) รวมอยู่ใน ATU-R แล้ว

กรณีที่มีอุปกรณ์แยกสัญญาณรวมอยู่ใน ATU แล้ว ไม่จำเป็นต้องใช้อินเตอร์เฟส U หรือกรณีที่ไม่จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์แยกสัญญาณเนื่องจากอุปกรณ์ที่ผู้ขายพัฒนาขึ้นมา ทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้อินเตอร์เฟส U เช่นกัน แต่กรณีนี้จะทำให้การรับส่งสัญญาณโทรศัพท์ระบบอนาลอกกับสัญญาณดิจิทัลในคู่สายเดียวกันทำไม่ได้ สำหรับอินเตอร์เฟส V นั้นเป็นลจจิกมากกว่าฟิสิคัล โดยเฉพาะอินเตอร์เฟส V_A จะเห็นได้ชัดเจนถ้า DSLAM หรือ ADSL ทำงานเป็นศูนย์กลางหรือเป็นสวิตช์ อินเตอร์เฟส V_C ทำหน้าที่เชื่อมต่อเครือข่ายให้บริการที่เป็นฟิสิคัลหลายรูปแบบ เช่น TCP/IP ATM หรือเครือข่ายในการให้บริการอื่น ๆ การให้บริการลูกค้าของ ADSL ทำได้หลากหลายรูปแบบตามความเหมาะสมของสถาปัตยกรรมและรูปแบบในการกระจายเครือข่ายไปยังลูกค้า โดยใช้คู่สายทองแดงเชื่อมต่อไปยังอุปกรณ์ใช้งาน เช่น PC หรือ โครงข่ายท้องถิ่น (LAN) เช่น อีเทอร์เน็ต สำหรับใช้งานในบ้านซึ่งอุปกรณ์ที่เป็นไปได้คือสายเคเบิลที่เชื่อมต่อไปยังอุปกรณ์ ADSL มาตรฐานรุ่นใหม่นั้นนำสายไฟฟ้าภายในบ้านมาใช้งานโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อรองรับความต้องการใช้งานของลูกค้าให้เพียงพอ

2.1.2 โครงข่าย ADSL

2.1.2.1 โครงข่าย ADSL

เทคโนโลยีของ ADSL ทำให้ PC ที่ใช้งานในที่พักอาศัยโหลดข้อมูลจากเว็บไซต์ได้รวดเร็วขึ้น ADSL เป็นส่วนหนึ่งของสถาปัตยกรรมโครงข่ายที่ใช้กับที่พักอาศัยและผู้ใช้งานที่ทำธุรกิจขนาดเล็ก ด้วยการให้บริการแบบบรอดแบนด์ซึ่งโครงข่ายต้องขนส่งข้อมูลได้เร็วกว่า 1 หรือ 2 Mbps



รูปที่ 2.2 โครงข่าย ADSL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 แสดงโครงข่ายบรอดแบนด์โดยใช้ ADSL ในรูปแบบสถาปัตยกรรมอย่างง่าย ๆ ผู้ใช้งานจำเป็นต้องใช้โมเด็ม ADSL และแจ็ก RJ-11 ซึ่งรองรับโทรศัพท์อนาลอกในที่พักอาศัยที่เป็นสำนักงานขนาดเล็ก พอร์ตอื่น ๆ อาจจะเป็นอีเธอร์เน็ต 10 Base-T ซึ่งเชื่อมต่อกับ PC หรือ TV ที่ใช้สำหรับการให้บริการหลายรูปแบบเช่น อินเทอร์เน็ตความเร็วสูงและวีดีโอออนดีมานด์ หน้าที่ของอุปกรณ์แยกสัญญาณจะแยกการให้บริการ POTS จากการให้บริการดิจิทัล ในหลายกรณีจำเป็นต้องวางคู่สายใหม่ไปยังที่พักอาศัยของลูกค้า แต่โครงข่าย ADSL นั้นใช้คู่สายที่มีอยู่แล้ว ในสหรัฐอเมริกาและหลาย ๆ ประเทศก็ใช้คู่สายที่มีอยู่แล้วเช่นกัน ในชุมสายโทรศัพท์ (CO) หรือชุมสายท้องถิ่น (LE) สัญญาณเสียงระบบอนาลอกจะถูกส่งผ่านไปที่ชุมสายโทรศัพท์โดยอุปกรณ์แยกสัญญาณ ข่ายสายของ ADSL จะสิ้นสุดที่อุปกรณ์ ADSL

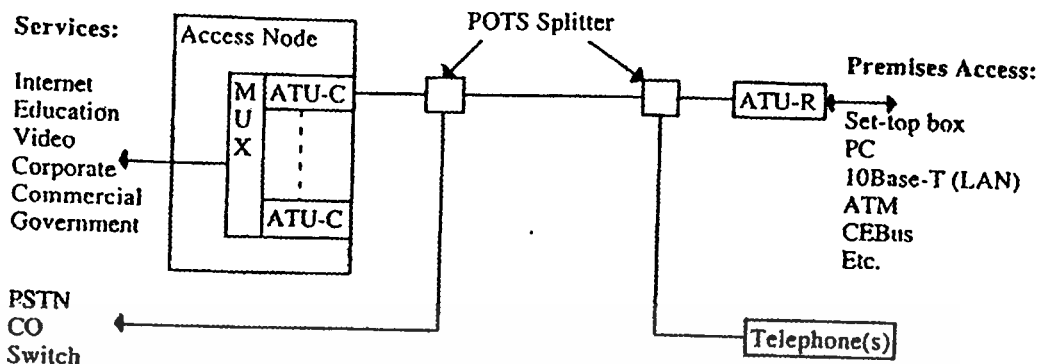
ปลายทางของแอดเซสโหนดจะเชื่อมโยงไปที่โปรโตคอลสำหรับควบคุมการส่งสัญญาณ (TCP/IP) Router หรือ ATM switch ในการให้บริการสามารถเลือกใช้สวิตช์และเราเตอร์ ส่งเกตได้ว่าการให้บริการไม่ว่าจะเป็นที่พักอาศัยหรือชุมสาย ในการเชื่อมต่อส่วนใหญ่เซิร์ฟเวอร์จะติดตั้งข้ามฝั่งถนนโดยใช้เคเบิลระยะสั้น ๆ จากชุมสายโทรศัพท์

การให้บริการประกอบด้วยอินเทอร์เน็ตแอดเซส เซิร์ฟเวอร์สำหรับอินเทอร์เน็ต วีดีโอออนดีมานด์ และ เซิร์ฟเวอร์สำหรับการให้บริการข้อมูลในธุรกิจโฆษณา เช่น ไฟแนนซ์ โดยบริการเหล่านี้อาจใช้งานผ่าน TCP/IP หรือ ATM และ ADSL

2.1.2.2 ส่วนประกอบสำคัญของ ADSL

สถาปัตยกรรมของ ADSL เป็นสถาปัตยกรรมสมบูรณแบบ ดังที่กล่าวถึงในหัวข้อที่ผ่านมา ADSL ทำให้การค้นหาข้อมูลในเว็บเร็วขึ้น มีความเป็นไปได้ที่จะนำ ADSL มาใช้ในที่พักอาศัยและธุรกิจขนาดเล็กด้วยการให้บริการบรอดแบนด์รูปแบบใหม่ และเตรียมไว้สำหรับการให้บริการในระยะทางไกล ๆ ด้วย

รูปที่ 2.3 แสดงรายละเอียดของ ADSL ด้านปลายทาง (ATU-R) สามารถกำหนดรูปแบบการใช้งานเพื่อรองรับความต้องการของลูกค้า อุปกรณ์ทางด้านฟิสิกส์ประกอบด้วย TV และ PC การเชื่อมโยงจาก ATU-R ไปที่อุปกรณ์ปลายทาง เช่น 10 Base-T LAN โครงข่าย ATM ซึ่งเป็นโครงข่ายที่มีความซับซ้อน ก็สามารถทำได้ง่าย ๆ การนำบรอดแบนด์มาใช้โดยเชื่อมต่อไปยังโทรศัพท์อนาลอกระบบเก่าได้โดยไม่ต้องมีการเปลี่ยนแปลงเพราะอุปกรณ์แยกสัญญาณสามารถแยกสัญญาณอนาลอกได้



รูป 2.3 ส่วนประกอบสำคัญของโครงข่าย ADSL

ในชุมสายท้องถิ่นการให้บริการสัญญาณเสียงจะถูกส่งผ่านไปที่ชุมสาย PSTN และจัดเรียงด้วยอุปกรณ์แยกสัญญาณ ข่ายสายของ ADSL จะสิ้นสุดที่แอดเซสโหนดของ ADSL ซึ่งทำการเชื่อมต่อโดยตรงไปที่ชุมสายโทรศัพท์ แอดเซสโหนดคือแอดเซสมัลติเพล็กซ์หรือ DSLAM จะมัลติเพล็กซ์ ADSL หลาย ๆ คู่สายเข้าด้วยกัน โดยที่ซอฟต์แวร์ของชุมสายไม่จำเป็นต้องยกระดับให้สูงขึ้นเพื่อรองรับบริการใหม่ที่เกิดขึ้น เช่น ISDN ข้อดีของ ADSL คือลดความคับคั่งของชุมสายและสายผ่าน สังเกตได้ว่าเส้นทางของ ADSL นั้นยังคงใช้ Digital Cross Connect (DACS) ก่อนที่จะส่งเข้าชุมสายต่อผ่านและส่งไปให้ผู้ให้บริการ ถ้าผู้ให้บริการเตรียมเส้นทาง ADSL ไว้แล้ว การให้บริการจะถูกส่งตรงจากชุมสายโทรศัพท์ไปที่พักอาศัย เส้นทางของ ADSL ถูกเตรียมไว้ผ่านอุปกรณ์มัลติเพล็กซ์และส่งไปในอุปกรณ์ DACS จากนั้น DACS จะส่งไปที่ชุมสายต่อผ่านของระบบ การส่งสัญญาณระดับ T3 จะส่งอัตราบิต 45 Mbps ไปยังผู้ให้บริการอินเทอร์เน็ตและจุดสุดท้ายส่งไปที่เราเตอร์หรือ ATM สวิตช์ ซึ่งตั้งอยู่ห่างจากแอดเซสโหนดเพียงระยะทางไม่กี่ฟุต แพ็กเกตจะอยู่ในเราเตอร์ หรือโครงข่าย ATM สวิตช์ แอดเซสโหนดเน้นตามมาตรฐานการทำงานของ ADSL แอดเซสโหนด ADSL จะทำการรวมบิตและแพ็กเกตทั้งหมดที่จะเข้าและออกจากแอดเซสโหนด

ตัวอย่างในการคำนวณอัตราบิตของ ADSL เช่น มีผู้ใช้บริการ ADSL จำนวน 10 ราย รับสัญญาณขาลงที่อัตราเร็ว 2 Mbps และส่งสัญญาณขาขึ้นที่อัตราเร็ว 64 kbps แม้ว่าการรวมอัตราเร็วบิตสัญญาณขาขึ้นแล้วได้เพียง 640 kbps (10×64 kbps) ก็ตามแต่เพื่อลดความคับคั่งและหลีกเลี่ยงการตัดแพ็กเกตทิ้ง วงจรระหว่างแอดเซสโหนดและโครงข่ายในการให้บริการอินเทอร์เน็ตจะต้องมีอัตราเร็วอย่างน้อย 20 Mbps (10×2 Mbps) ทั้งสองทิศทาง

2.1.2.3 มาตรฐาน ADSL

เทคโนโลยี ADSL นั้นต้องมีมาตรฐานเพียงพอเพราะเทคโนโลยีทั้งหมดได้มาจากการวิจัยและทดลอง เทคโนโลยีจะต้องมีมาตรฐานเพียงพอที่จะทำให้ผู้ใช้งานพอใจ ยอมรับเทคโนโลยีใหม่และตัดสินใจซื้อสินค้า ผู้ใช้งานส่วนใหญ่ต้องการให้เทคโนโลยีของผลิตภัณฑ์มีความคงที่ทั้งลักษณะภายนอกและสมรรถนะการทำงาน และผลิตภัณฑ์ประเภทเดียวกันสามารถใช้ได้กับอุปกรณ์หลาย ๆ อย่าง

ในสหรัฐอเมริกามาตรฐานของ American National Standards Institute (ANSI) ได้อธิบายการทำงานทางฟิสิกส์เลเยอร์ของ ADSL T1.413 ครั้งแรกในปี 1995 มาตรฐานนี้จะอธิบายอย่างชัดเจนว่าอุปกรณ์สื่อสาร ADSL สื่อสารอย่างไรบนคู่สายอนาล็อกแต่ไม่ได้อธิบายสถาปัตยกรรมโครงข่ายและการให้บริการ ADSL หรือการทำงานภายในแอสเซมบลี ADSL และมีการกำหนดส่วนสำคัญ เช่น การเข้ารหัส บีทส่งอย่างไรและโครงสร้างเฟรมเป็นอย่างไร การจัดการระบบของบีทในคู่สายทำได้อย่างไร

ADSL ที่ผลิตขึ้นมาใช้นั้นใช้เทคโนโลยีในการเข้ารหัสชนิด Carrierless Amplitude / Phase modulation (CAP) หรือ Quadrature Amplitude Modulation (QAM) นอกจากนี้ยังมีการมอดูเลตชนิดอื่น ๆ อีกที่ได้ทำการทดลองใช้งานแต่ทั้ง 3 ชนิดที่กล่าวมานิยมใช้มากที่สุด เมื่อคู่สาย 2 คู่ถูกใช้งานแบบฟูลดูเพล็กซ์ ย่านความถี่จะต้องถูกแบ่งออกเป็นแบนด์วิดท์ของสัญญาณขาขึ้นและแบนด์วิดท์ของสัญญาณขาลง โดยใช้การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplex) หรือการขจัดเสียงสะท้อน (Echo cancellation) ซึ่งอาจเกิดขึ้นได้เมื่อผู้พูดสนทนากับฝั่งตรงข้ามแต่มีเสียงสะท้อนกลับมาที่ผู้พูด ทั้งการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (FDM) และการขจัดเสียงสะท้อนสามารถทำงานร่วมกันได้ นั้นหมายถึงแบนด์วิดท์ของ ADSL เป็นแบบอสมมาตรย่านความถี่อาจซ้อนทับกันแต่ไม่ตรงกัน

การกำหนดมาตรฐาน ANSI T1.413 นั้น ADSL ต้องใช้การเข้ารหัสแบบ DMT FDM หรือ การขจัดเสียงสะท้อน (echo canceller) ทำให้การทำงานแบบฟูลดูเพล็กซ์บรรลุผลสำเร็จ FDM เป็นวิธีที่ทนต่อสัญญาณรบกวน แต่การขจัดเสียงสะท้อนไม่มั่นคงต่อผลกระทบของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกที่เกิดจากด้านเดียวกันทำให้เครื่องรับได้รับสัญญาณที่ส่งมาจากคู่สายข้างเคียงหรือเครื่องส่งที่อยู่ในระบบเดียวกัน การหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนไขว้แทรกที่เกิดจากด้านเดียวกัน โดยยอมให้เครื่องรับตัดความถี่ที่เครื่องส่งข้างเคียงทำการส่งอยู่ทิ้ง โดยตัดแบนด์วิดท์ในทิศทางที่เหมือนกัน การขจัดเสียงสะท้อนมีผลกระทบเกิดขึ้นมากในการใช้แบนด์วิดท์ และสามารถใช้ได้ในความถี่ต่ำ ๆ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานดีขึ้น

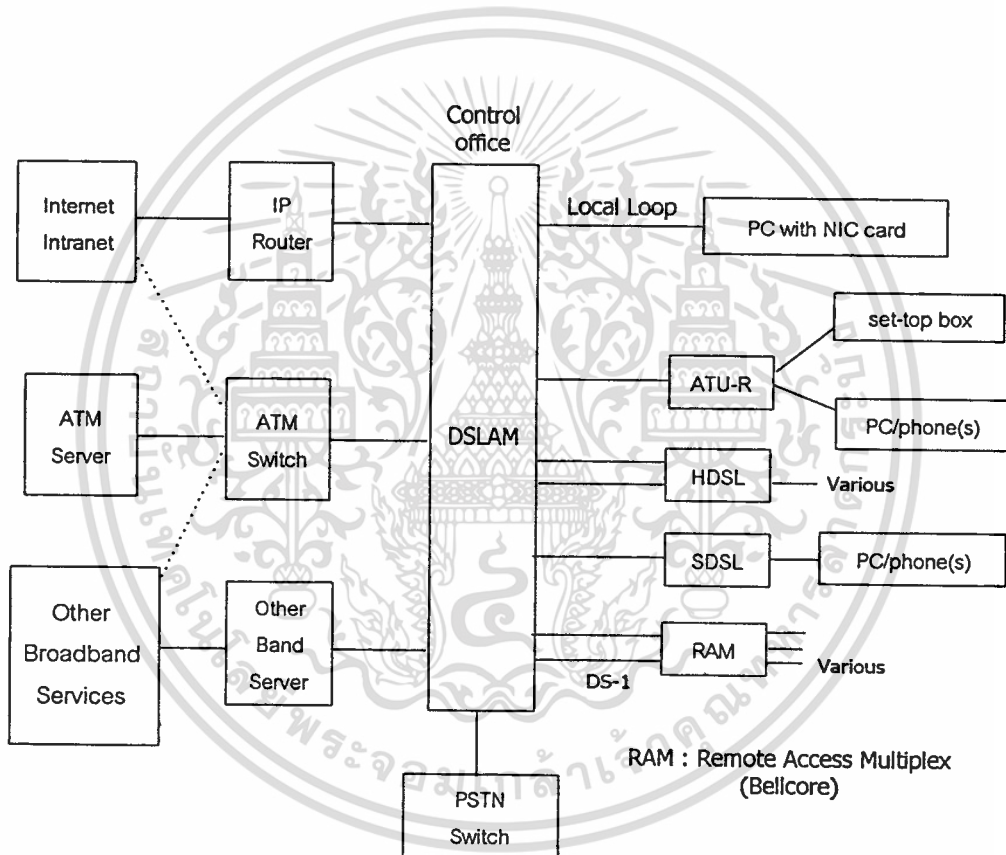
การเข้ารหัส ADSL สามารถทำได้หลายวิธี เช่น 2B1Q CAP QAM หรือ DMT อุปกรณ์ที่ใช้ในการเข้ารหัสแบบ DMT ทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงขององค์ประกอบต่างๆ เช่น ความชื้น และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวน DMT ทนต่อสัญญาณรบกวน เช่น คลื่นวิทยุ AM และทนต่อสัญญาณรบกวนชนิดไวท์แทรกที่เกิดจากคู่สายทองแดงข้างเคียง การเข้ารหัสแบบ CAP นั้น ได้รับการยอมรับโดยนำมาใช้ในการเข้ารหัส ADSL ในมาตรฐาน ANSI T1.413

2.2 โครงสร้างของ ADSL

2.2.1 โครงสร้างของ DSLAM

รูปที่ 2.4 แสดงสถาปัตยกรรมของ DSLAM ในเครือข่าย ADSL ประโยชน์ของ DSLAM นั้นรองรับการให้บริการได้หลายรูปแบบ เช่น อินเทอร์เน็ต ATM และการให้บริการบรอดแบนด์อื่นๆ



รูปที่ 2.4 สถาปัตยกรรมของ DSLAM

DSLAM ติดตั้งไว้ที่ชุมสายโทรศัพท์ทำงานเหมือนผู้ให้บริการ นอกจากนั้นยังทำหน้าที่เป็น Local Exchange Carrier (LEC) บางกรณีที่ต้องการให้บริการระบบอนาลอกด้วยต้องทำการเชื่อมโยง DSLAM เข้ากับชุมสาย PSTN

ในด้านลูกค้า DSLAM สามารถรองรับ DSL จำนวนเท่าไรก็ได้ขึ้นอยู่กับเทคนิคของอุปกรณ์ ข่ายสายที่เตรียมไว้ และการัดสำหรับเชื่อมโยงเครือข่าย (NIC) ของ ADSL ในส่วนของ ATU-R จะติดตั้งการ์ดสำหรับเชื่อมโยงเครือข่ายไว้ภายในอุปกรณ์แล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในด้านผู้ให้บริการ DSLAM จะรองรับ IP Router ATM Switch หรือการให้บริการแบบกว้าง IP Router ซึ่งใช้สำหรับอินเทอร์เน็ต และอินเทอร์เน็ตภายในบริษัท และ ATM Switch สำหรับเซิร์ฟเวอร์ของ ATM สถาปัตยกรรมของ DSLAM รองรับเซิร์ฟเวอร์และการให้บริการผ่านโครงข่าย ATM Switch โดยเชื่อมต่อโครงข่ายเหล่านี้ไปที่โครงข่ายให้บริการของ DSLAM อาจจะเป็น 10Base-T หรืออินเทอร์เน็ตเฟสของ LAN เป็นต้น

DSLAM ไม่มีสวิตช์หรือเราเตอร์แต่มีวิธีมากกว่าหนึ่งวิธีในการมัลติเพล็กซ์ นั่นคือ DSLAM จะรวมสตรีมของบิตในช่องสัญญาณเป็นสัญญาณขาขึ้นส่งจากที่พักอาศัยและสำนักงานขนาดเล็ก และแยกสตรีมบิตขนาดใหญ่จากสัญญาณขาลงที่รับมาจากโครงข่าย IP หรือ ATM DSLAM จะแยกสตรีมบิตในช่องสัญญาณเช่นเดียวกับการมัลติเพล็กซ์จาก DSLAM ไปที่อุปกรณ์ต้องสามารถขนส่งทราฟฟิกทั้งหมดจากลูกค้าได้ การรวมกันของทราฟฟิกขึ้นอยู่กับผลรวมของอัตราบิตด้านอินพุตโดยใช้การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา TDM นอกจากนั้นการมัลติเพล็กซ์ชนิดอื่นที่ใช้ในเครือข่ายเพื่อส่งและรับข้อมูลดิจิทัลที่ต้องนำมาพิจารณาเพราะการทำงานเหนือกว่า TDM คือเทคนิคที่เรียกว่า statistical time division multiplexing หรือ statistical TDM หรือ stat muxing ข้อดีของการมัลติเพล็กซ์แบบ statistical นั้นสามารถใช้งานได้หลายอย่างเช่นสร้างบิตในสตรีมบิตได้ในระยะเวลาสั้นๆ และสามารถใช้แบนด์วิดท์เดียวกันได้ในการใช้งานอื่นๆ ซึ่งเป็นแนวคิดของการสวิตช์กลุ่มข้อมูล การสวิตช์กลุ่มข้อมูลใน statistical TDM นั้นไม่ได้ทำงานที่ละเส้นทางแต่ทำงานที่ละโครงข่าย

DSLAM ที่ใช้ TDM ทำให้รูปร่างแพ็กเก็ตของเซลล์ที่ส่งออกไปไม่มีอุปสรรคและรองรับการ cross connect ในอนาคตได้ทำให้ DSLAM มีราคาสูงและมีประสิทธิภาพมาก

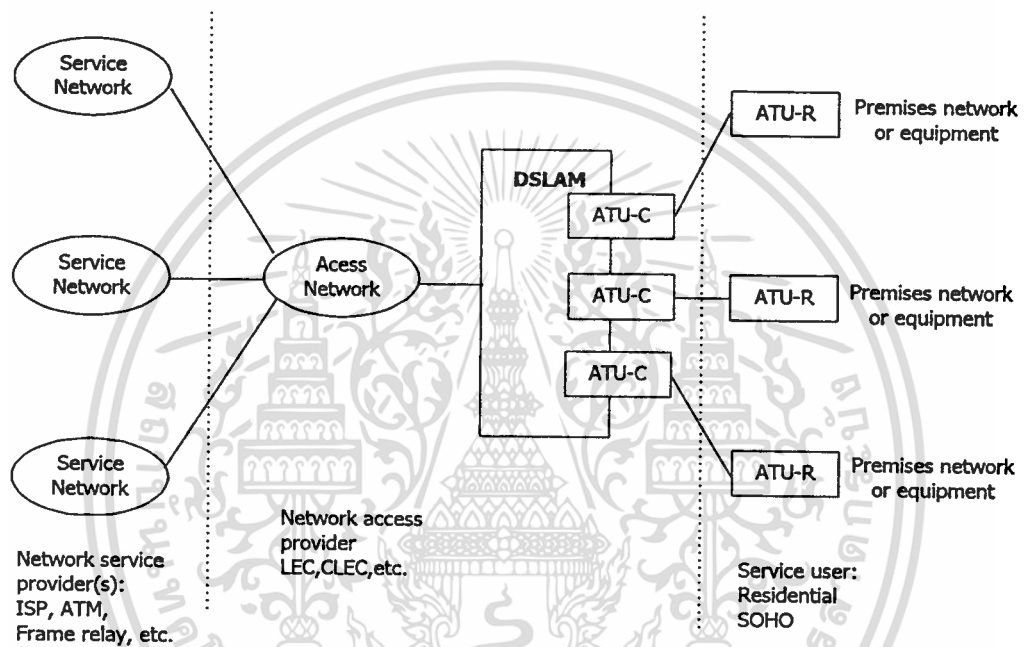
เมื่อพิจารณาสัญญาณขาขึ้นของ DSLAM มี 64 อินพุตและสัญญาณขาขึ้นมีอัตรา 64 kbps เส้นทาง DSLAM ไปยังอุปกรณ์อื่นๆ มีขนาด $64 \times 64 \text{ kbps} = 4096 \text{ kbps}$ หรือ 4.096 Mbps สัญญาณขาลงของ ADSL ทำงานที่ 1.5 Mbps สำหรับสัญญาณขาลง (มาตรฐานอเมริกา) มีเอาต์พุต 64 เอาต์พุตจะมีขนาด $64 \times 1.5 \text{ Mbps}$ มีค่าประมาณ 96 Mbps

ช่องสัญญาณ AS และ LS ในบิตทิงโครโนซของ ADSL จะมีบิตวางรวมอยู่ด้วย ในบางครั้ง DSLAM จะกรองบิตวางในแต่ละเส้นทางของ ADSL และส่งบิตข้อมูลไปที่เราเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีแมสซาชูเซตเรียกแนวคิดนี้ว่า Dynamic Access Multiplex (DAM) ในรูปแบบของแบนด์วิดท์การทำงานของ muxing มีผลต่อระบบมาก แนวคิดนี้เกิดขึ้นจาก Bellcore's Remote Access Multiplex

2.2.1.1 ประเภทของ DSLAM

รูปแบบและฟังก์ชันพื้นฐานของ DSLAM ไม่ครอบคลุมมาตรฐาน ADSL หรือ xDSL แนวคิดพื้นฐานของ DSLAM คือรองรับ ATU-C HTU-C หรืออุปกรณ์อื่นที่คล้ายคลึงกันได้หลายชนิด

การใช้งานของ DSLAM เป็นส่วนสำคัญในสถาปัตยกรรม ADSL ทราฟฟิกทั้งหมดจะถูกส่งไปและรับมาจากผู้ใช้งานผ่าน DSLAM รวมทั้งทราฟฟิกที่ส่งไปและรับมาจากเซิร์ฟเวอร์จะต้องผ่าน DSLAM ด้วย DSLAM จะติดตั้งที่ชุมสายท้องถิ่นเพราะจะต้องเข้าถึงข่ายสาย ตำแหน่งปกติสำหรับผู้ใช้บริการคือ LEC หรือ CLEC ทั้งหมดนี้จำเป็นต้องเข้าถึงข่ายสายที่เชื่อมต่อไปบ้านลูกค้า



รูปที่ 2.5 DSLAM ศูนย์กลางของ ADSL

ในการใช้งานจะแบ่งโครงข่าย ADSL เป็น 3 ส่วน ตามรูป 2.5 ATU-R หรืออุปกรณ์ปลายทาง xDSL เช่น HTU-R จากผู้ใช้บริการส่วนของโครงข่าย ATU-C HTU-C หรืออินเตอร์เฟสอื่นใน DSLAM จากผู้ให้บริการเครือข่ายทำการเชื่อมต่อระหว่างผู้ใช้บริการและผู้ให้บริการ ใน DSLAM จะมี ATU-R จำนวนมากและยังประกอบด้วยจุดเชื่อมต่อเครือข่ายในการให้บริการ เช่น ATM switch หรือ IP router การรองรับเครือข่ายในการให้บริการแต่ละประเภทขึ้นอยู่กับประเภทของอินเตอร์เฟสใน DSLAM ส่วนประกอบของ DSLAM ประกอบด้วยการ์ด ชอฟต์แวร์และฮาร์ดแวร์ สำหรับรองรับ xDSL และรหัสแต่ละประเภท การ์ดจะรวมกันอยู่ในชั้นโดยใช้แหล่งจ่ายไฟร่วมกัน และชั้นจะอยู่ภายในตู้อุปกรณ์ ขนาดของตู้อุปกรณ์จะเป็นตัวกำหนดปริมาณของ DSLAM โดย

การเชื่อมต่อเพื่อเข้าถึงเครือข่ายเช่น ATM หรืออีเธอร์เน็ต 10 หรือ 100 Mbps DSLAM จะรองรับอินเทอร์เน็ตเฟสอนุกรมความเร็วสูง DSLAM สามารถส่งและรับเซล ATM หรือแพ็กเก็ตของ IP ในหลายกรณีและรองรับโพรโทคอลด้วย เช่น IPX PPP FR และโพรโทคอลอื่นๆ

จำนวนของสายสำหรับให้บริการจะเปลี่ยนไปตามจำนวนชั้นในตู้อุปกรณ์ จากจำนวนน้อยกว่า 100 ถึงมากกว่า 1000 ตู้อุปกรณ์ DSLAM จะรองรับ ADSL หรือ xDSL โดยใช้รหัส CAP หรือ DMT ใน DSLAM มีตัวแยกสัญญาณรวมอยู่แล้ว เครือข่ายที่ใช้งานเช่น ATM switch อีเธอร์เน็ต LAN 10 Mbps หรือ 100 Mbps

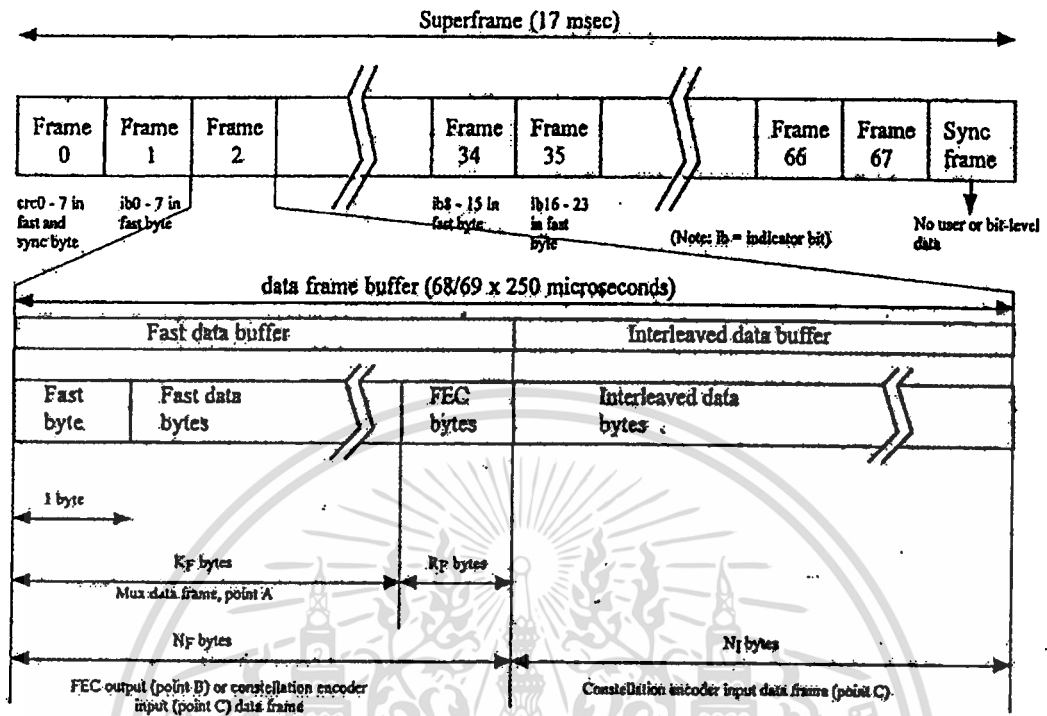
2.2.2 โครงสร้างเฟรมของ ADSL

การจำแนกโครงสร้างเฟรมของ ADSL ที่กำหนดขึ้นครั้งที่ 2 แบ่งเป็น 4 เฟรม คือเฟรม 0,1,2, และ 3 โครงสร้างเฟรม 0 นั้นได้กำหนดไว้ตั้งแต่การจำแนกโครงสร้างครั้งแรก เฟรม 1 นั้นไม่สามารถควบคุมการชิงโครโนซีที่ใช้กับเฟรมชิงโครโนซีได้ เฟรม 2 และ เฟรม 3 นั้น จะลดโอเวอร์เฮดของเฟรมให้น้อยลง โดยการแปลงหรือรวมฟาสไบท์กับชิงคิไบท์ ATU-C ต้องรองรับเฟรมที่ต่ำกว่าได้ ตัวอย่างเช่น ถ้ารองรับเฟรม 2 ต้องรองรับเฟรม 0 และ เฟรม 1 ด้วย เฟรมสุดท้ายใช้ในการควบคุมการเลือกเส้นทางของ ATU-R

รูปที่ 2.6 แสดงซูเปอร์เฟรมของ ADSL พื้นฐานของซูเปอร์เฟรมนั้นมาจากการรวมเฟรมขนาดเล็กเข้าด้วยกัน แต่ละซูเปอร์เฟรม ประกอบด้วยเฟรมจำนวน 68 เฟรม และเฟรมชิงโครโนซีจำนวน 1 เฟรม ใช้เวลาในการส่ง 17 มิลลิวินาที (ms) ความถี่พาหะในการทำงานของ DMT มีค่า 4 kHz ในทางปฏิบัติ 4.3125 kHz แต่ไม่ได้ใช้บริเวณขอบของความถี่ ในแต่ละเฟรมใช้เวลาในการส่ง 250 ไมโครวินาที (μ s) ด้วยเหตุนี้ในทางปฏิบัติไม่ได้ส่งเฟรมชิงโครโนซีซึ่งเป็นโอเวอร์เฮด (1 เฟรมในจำนวนเฟรมทั้งหมด 69 เฟรม) และในการส่งโอเวอร์เฮดจะต้องตามด้วยการส่งเฟรมข้อมูลภายใน 68 หรือ 69 ครั้งใน 250 ไมโครวินาที

2.2.2.1 ฟาสตาต้าและอินเทอร์เน็ตลิฟ

ในระยะแรกการสรุปเรื่องเฟรมของ ADSL นั้นใช้แนวคิดของฟาสตาต้าและอินเทอร์เน็ตลิฟการวางสลับเฟรมข้อมูลเป็นขบวนการเพื่อลดสัญญาณรบกวน วิธีนี้ทำได้โดยกระจายบิตในแบนด์การส่งให้ต่างกัน ดังนั้นกลุ่มของบิตที่เรียงกันมาเป็นลำดับจะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น ซึ่งสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้โดยใช้ Forward Error Correction (FEC) ตัดสินใจว่ามีความผิดพลาดเกิดขึ้นหรือไม่ และทำการแก้ไขให้ถูกต้องโดยอัตโนมัติ ซึ่งมี 2 วิธีที่จะทำให้บรรลุผลสำเร็จคือ บล็อกอินเทอร์เน็ตลิฟและคอนโวลูชันอินเทอร์เน็ตลิฟ ทั้ง 2 วิธีนี้ทำการเปลี่ยนแปลงลำดับบิตที่ส่งไปในสตรีมบิตส่ง และทำ



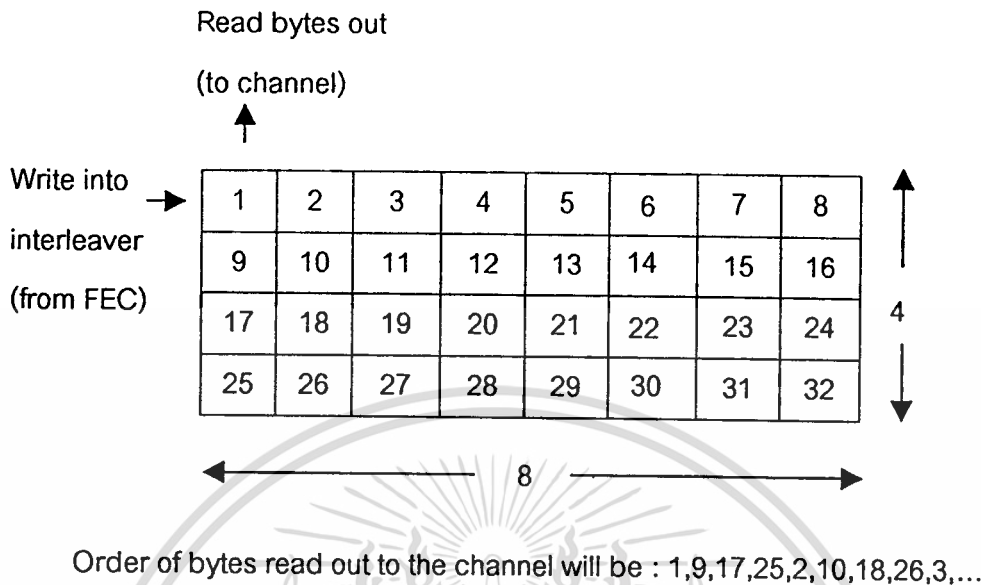
รูป 2.6 โครงสร้างซูเปอร์เฟรมของ ADSL ที่ด้านส่งของ ATU-C

การเรียงสลับบิตใหม่ที่ด้านรับ การวางสลับบิตจะใส่ข้อมูลลงในแอมพลิจูดที่มีขนาดคงที่และส่งออกทางด้านคอลัมน์ดังแสดงในรูป 2.7 คอนโวลูชันอินเตอร์ลีฟนั้น ออฟเซทบิต (ที่เหลื่อมคางหมู่) มีบัพเฟอร์แบบวงกลมทำงานโดยเขียนทางด้านแอมพลิจูดและอ่านทางด้านคอลัมน์คล้ายกับบิตอินเตอร์ลีฟ แต่ต่างกันที่คอนโวลูชันอินเตอร์ลีฟมีการออฟเซทและมีบัพเฟอร์แบบวงกลมทำให้มีความน่าเชื่อถือมากกว่าบิตอินเตอร์ลีฟ ฟาสดาต้าั้นต่างจากอินเตอร์ลีฟดาต้า อินเตอร์ลีฟจะช่วยลดความผิดพลาดที่เกิดจากสัญญาณรบกวน แต่ขบวนการอินเตอร์ลีฟและดีอินเตอร์ลีฟจะเพิ่มระยะเวลาแฝงที่สัมพันธ์กับข้อมูล ฟาสดาต้าั้นจะมี low latency ที่ไวต่อสัญญาณรบกวนเมื่อเปรียบเทียบกับอินเตอร์ลีฟดาต้า อินเตอร์ลีฟดาต้ามีข้อดีกว่าในเรื่องการป้องกันสัญญาณรบกวน เหมาะกับการใช้งานของวีดีโอออนดีมาน

เมื่อ ADSL ถูกนำไปใช้งานกับ ATM มีผลกระทบเพียงเล็กน้อยที่จำเป็นต่อสตรึมข้อมูล ASO และ AS1 ของฟาสดาต้าและอินเตอร์ลีฟดาต้า ในกรณี ASO และ AS1 (อาจจะเป็น LSO และ LS1 ก็ได้) ถูกใช้งานฟาสดาต้าใช้เส้นทางการส่งสัญญาณเส้นทางหนึ่งและอินเตอร์ลีฟดาต้าใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นทางหนึ่ง ซึ่งจะทำให้ง่ายขึ้นและสะดวกต่อการใช้งานเป็นวิธีที่เหมาะสมและดีที่สุดสำหรับการส่งสัญญาณแต่ละประเภท



รูป 2.7 บล็อกอินเตอร์ลีฟขนาดความกว้าง 8 และ ยาว 4

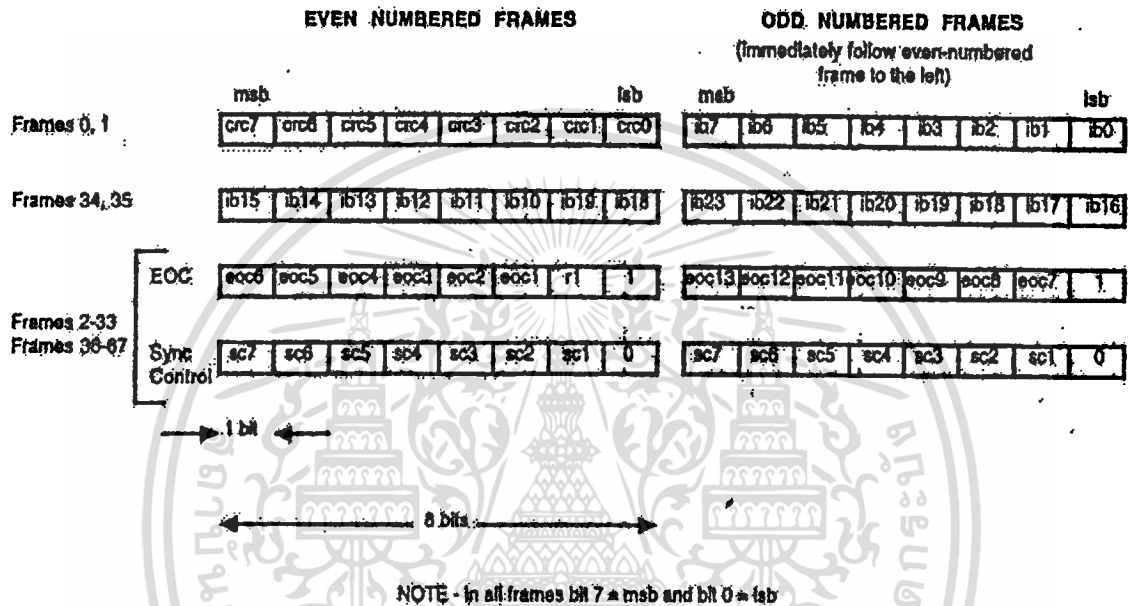
2.2.2.2 ฟาสไบท์

ฟาสไบท์หรือไบท์แรกในฟาสตาต้าบ์เฟอ์ถูกนำมาใช้ในหลายวัตถุประสงค์ ดังรูปที่ 2.7 วัตถุประสงค์โดยทั่วไปเพื่อทำการตรวจสอบ Cyclic Redundancy Check (CRC) , Indicator Bit , Embedded Operation Control (eoc) และ Sync Control (sc) เฟรมที่ 2 ถึงเฟรมที่ 33 และ 36 ถึง 67 บิท eoc และ sc กำหนดโดยค่าของบิทสำคัญน้อยที่สุดของฟาสไบท์ ในการกำหนดครั้งที่ 2 นั้นไม่ต้องใช้โอเวอร์เฮดในการควบคุมการซิงโครไนซ์ (sc) , CRC หรือ ib เฟรมคู่และเฟรมคี่ของฟาสไบท์ใช้ส่งข้อมูล eoc จำนวน 13 บิท ซึ่งประกอบด้วยข้อความที่แสดงให้เห็นว่าไม่มีการซิงโครไนซ์

การประหยัดไบท์ในฟาสไบท์หรือซิงค์ไบท์ไม่มีผลต่อ STM เนื่องจากหลาย ๆ ช่องสัญญาณ ASx ถูกใช้งานเท่ากับจำนวนของช่องสัญญาณ LSx ถ้าช่องสัญญาณถูกใช้งานเพิ่มขึ้น โอเวอร์เฮดจะลดลง หรือเมื่อใช้งาน ATM จำนวนของช่องสัญญาณจะลดลงเช่นกัน (ผลรวมที่ได้ไม่เกิน 4) และการทำงานของซิงโครไนซ์เซชันถูกนำมาใช้ประโยชน์น้อยและนำไปใช้เป็นโอเวอร์เฮดแต่ถ้าช่องสัญญาณไม่เพียงพอสำหรับใช้งานสามารถตัดโอเวอร์เฮดออกได้

รูปแบบพื้นฐาน 2 รูปแบบที่ใช้ในการลดโอเวอร์เฮดคือรูปแบบแรกต้องใช้โอเวอร์เฮดเพียงช่องสัญญาณเดียวในแต่ละทิศทาง หรือรูปแบบที่สองใช้โอเวอร์เฮดในช่องสัญญาณฟาสช่องสัญญาณเดียวและช่องสัญญาณอินเตอร์ลีฟช่องสัญญาณเดียวเท่านั้น ทำให้การใช้งาน ATM สามารถใช้กับเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STM ได้โดยใช้ช่องสัญญาณเพียงช่องเดียวเท่านั้น สังเกตได้ว่าคำว่า "ช่องสัญญาณ" ใช้แทนได้หลายอย่าง เช่น ช่องสัญญาณ (หรือช่องสัญญาณย่อย หรือแบนด์ของพาหะย่อย) การทำงานของ DMT มีแบนด์ใช้งาน 256 ช่อง คือช่องสัญญาณ ASx และ LSx ซึ่งเป็นท่อของข้อมูล ช่องสัญญาณใช้ในโพทโคลทรานสปอร์ตเลเยอร์ ถึงแม้ว่าจะมีชื่อแตกต่างกันแต่ชื่อของช่องสัญญาณส่วนใหญ่จะเรียกตามวัตถุประสงค์ในการใช้งาน



รูปที่ 2.8 รูปแบบฟาสซิงค์ไบท์ในเครื่องส่ง ATU-C (จาก ANSI T1.413)

2.2.2.3 ซิงค์ไบท์และบิต SC

โหมดของโอเวอร์เฮดซิงค์ไบท์จะถูกรวมเข้ากับฟาสไบท์เพื่อเตรียมรูปแบบของเฟรมข้อมูล ในการลดโหมดของโอเวอร์เฮด ฟาสไบท์ใช้สำหรับฟาสบัพเฟออร์และซิงค์ไบท์ใช้สำหรับอินเตอร์ลีฟดาต้าบัพเฟออร์ ตารางที่ 2.1 แสดงฟังก์ชันโอเวอร์เฮดในการลดโหมดโอเวอร์เฮด ซิงค์ไบท์จะเป็นกลไกในการระบุช่องสัญญาณ ASx และ LSx ซึ่งใช้กับฟาสดาต้าบัพเฟออร์หรืออินเตอร์ลีฟบัพเฟออร์ ในโหมดโอเวอร์เฮดแบบเต็มรูปแบบ ซิงค์ไบท์ใช้สำหรับอินเตอร์ลีฟดาต้าในเฟรม 1 ถึง 67 และฟาสดาต้าเฟรม 67

ตารางที่ 2.1 โอเวอร์เฮดฟังก์ชันเพื่อลดโหมดโอเวอร์เฮด ด้วยการรวมฟาสไบท์และซิงค์ไบท์

เฟรม	รูปแบบฟาสไบท์ (สำหรับฟาสบัพเฟอร์)	รูปแบบซิงค์ไบท์ (สำหรับอินเตอร์ลิวบัพเฟอร์)
0	ฟาส CRC	อินเตอร์ลิว CRC
1	ib0-7	ib0-7
34	ib8-15	ib8-15
35	ib16-23	ib16-23
4n+2, 4n+3 (เมื่อ n=0..16, n!≠8)	sync หรือ eoc	sync หรือ eoc
4n, 4n+1 เมื่อ n=0...16, n!=0	aoc	aoc

2.2.2.4 บิทชี้หน้า (indicator bits)

บิทชี้หน้าใช้สำหรับตรวจสอบความผิดพลาดและแก้ไขความผิดพลาดให้ถูกต้อง การสูญเสียสัญญาณ ข้อบกพร่องของสถานีปลายทางและข้อมูลอื่น ๆ ที่ทำให้การออกแบบเป็นที่น่าพอใจ หรืออาจจะทำให้ความเป็นไปได้ในการแก้ไขความผิดพลาดสูงขึ้น บิทชี้หน้าของฟาสบัพเฟอร์ในทิศทางสัญญาณขาหลังใช้สำหรับป้องกันความผิดพลาด ลดการสูญเสียของสัญญาณและลดข้อบกพร่องของสถานีปลายทาง

2.2.2.5 บิท CRC

วัตถุประสงค์ของไบท์ Cyclic Redundancy Check (CRC) ใช้ตรวจสอบบิทของสตรีมข้อมูลซึ่งอยู่ในสมการทางคณิตศาสตร์แสดงให้เห็นว่าจะอะไรคือไบท์ก่อนหน้านี้ โดยทั่วไปบิทจำนวน 8 บิทเท่านั้นที่เหมาะสมต่อการใช้งาน ไบท์และความเป็นไปได้ในการเกิดความผิดพลาดไม่สามารถแยกออกจากบิทสุดท้ายได้ อย่างไรก็ตามความผิดพลาดสามารถแยกออกได้ 256 ประเภท การแก้ไขความผิดพลาดสามารถทำได้ถ้าเฟรมนั้นมีความผิดพลาดน้อยกว่า 256 ไบท์ และมี CRC ในเฟรมนั้นด้วย ในหลาย ๆ เฟรมของ HDLC ใช้ไบท์ CRC จำนวน 2 ไบท์ หรือ 16 CRC

2.3 โอเวอร์เฮดของ ADSL

โอเวอร์เฮดของ ADSL รวมอยู่ในอัตราบิทของช่องสัญญาณหรือเท่ากับความจริงที่ขนส่งข่าวสารของผู้ใช้ในการส่งสัญญาณแบบซิมเพล็กซ์ (สัญญาณขาหลัง) และดูเพล็กซ์ (สัญญาณขาขึ้นและเอกสาร์นนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณขาลง) หน้าที่ของโอเวอร์เฮดนั้นมีหลายอย่าง หน้าที่หลักคือซิงโครไนซ์ ช่องสัญญาณ ADSL จะกำหนด AS และ LS จากนั้นบิตเหล่านี้จะถูกใส่ลงในสตรีมของเฟรม ADSL

อีกหน้าที่หนึ่งของโอเวอร์เฮดคือ embedded operations channel (eoc) และ operation control channel (occ) ซึ่งใช้กำหนดรูปแบบใหม่ให้กับสถานีปลายทางและปรับอัตราบิตให้เหมาะสม การตรวจสอบความผิดพลาดโดยใช้ Cyclic Redundancy Check (CRC) บิตที่กำหนดขึ้นเพื่อใช้สำหรับการบริหารและบำรุงรักษา (OAM) และบิตที่ใช้สำหรับแก้ไขความผิดพลาด (FEC) ความผิดพลาดบางอย่างสามารถแก้ไขได้ โดยไม่ต้องส่งสัญญาณใหม่ บิตโอเวอร์เฮดของ ADSL จะถูกส่งไปในทิศทางสัญญาณขาขึ้นและสัญญาณขาลงที่อัตรา 32 kbps ในทิศทางสัญญาณขาลงอัตราบิตสูงสุดมีค่า 128 kbps และต่ำสุด 64 kbps ค่าดีฟอลท์กำหนดไว้สูงสุด 96 kbps ในทิศทางสัญญาณขาขึ้นอัตราบิตสูงสุดมีค่า 64 kbps และต่ำสุด 32 kbps ค่าดีฟอลท์กำหนดไว้สูงสุด 64 kbps

ในบางกรณีบิตโอเวอร์เฮดจะฝังอยู่ในอัตราบิตของเฟรม ADSL และไม่เพิ่มแบนด์วิดท์ของผู้ใช้บริการ โอเวอร์เฮดสามารถเพิ่มอัตราบิตได้ในหนึ่งทิศทาง ตัวอย่างเช่น ขนส่งข้อมูลคลาส 1 ที่อัตรา 6.144 Mbps สัญญาณขาลงสูงสุด 192 kbps และต่ำสุด 128 kbps อัตราบิตโอเวอร์เฮดในช่องสัญญาณดูเพล็กซ์ขนส่งคลาส 1 อัตราบิตจะเพิ่มขึ้นจาก 6.144 Mbps เป็น 6.976 Mbps (ค่าสูงสุด) หรือ 6.336 Mbps (ค่าต่ำสุด) ในการขนส่งคลาสอื่น ๆ ค่าดีฟอลท์ของโอเวอร์เฮดคือ 6.912 Mbps

แนวคิดหลักของโอเวอร์เฮดใน ADSL นั้นใช้สำหรับซิงโครไนซ์เซชัน ซึ่งมีหน้าที่สำคัญเพราะบิตที่ส่งออกไปจะไวต่อการหน่วงเวลาเช่น การให้บริการภาพและเสียง ซิงโครไนซ์จะช่วยให้การส่งข้อมูลในช่องสัญญาณมีประสิทธิภาพดีขึ้น

2.4 การทำงานของ ADSL

2.4.1 การรับส่งสัญญาณ ADSL ในทิศทางขาลง

อินเตอร์เฟสของ ADSL รองรับได้มากกว่าหนึ่งบิตสตรีมในการขนส่งข้อมูลและสามารถส่งได้หลายประเภท เช่น เฟรมทรานสปอร์ต บิตสตรีมใน ADSL แบ่งออกสูงสุด 7 ช่องสัญญาณสำหรับขนส่งในเวลาเดียวกันหรือเรียกได้ว่า bearer ช่องสัญญาณจำนวน 4 ช่องสามารถขนส่งข้อมูลขาไปยังลูกค้าได้ ช่องสัญญาณทั้ง 4 ช่องนี้จะถูกกำหนดเป็นช่องสัญญาณ AS0 ถึง AS3 เมื่อเพิ่มช่องสัญญาณขึ้นอีก 3 ช่องอาจจะส่งได้ทั้งสองทิศทาง ทั้งสัญญาณขาขึ้นและสัญญาณขาลง ช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นเรียกว่า LS0 ถึง LS2 ช่องสัญญาณขนส่งนี้เป็นช่องสัญญาณลอจิก และบิตทั้งหมดจะถูกส่งไปพร้อมกันในช่องสัญญาณของ ADSL โดยไม่ต้องใช้แบนด์วิดท์

จำนวนเท่าของ 32 kbps อาจจะไม่ใช้แนวความคิดที่ดีพอ โดยเฉพาะในระหว่างการทำงาน ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของ ADSL ที่สร้างทรานสปอร์ตคลาสขึ้นมา 4 ช่อง สำหรับขนส่งสัญญาณ ขาลงทิศทางเดียว แนวความคิดนี้ได้ใช้เป็นพื้นฐานของการเพิ่มจำนวนเท่าของ 1.536 Mbps (ใช้ส่งอัตราบิท T1) ทรานสปอร์ตคลาสจะเป็น 1.536 Mbps 4.608 Mbps และ 6.144 Mbps ช่องสัญญาณขนส่งแบบดูเพล็กซ์สามารถขนส่งช่องสัญญาณควบคุมและช่องสัญญาณ ISDN (BRI และ 384 kbps) ได้ ทำให้สังเกตได้ว่า ADSL ไม่จำกัดทรานสปอร์ตคลาสในการขนส่งข้อมูล

อุปกรณ์ ADSL นั้นจะสร้างช่องสัญญาณย่อยหลาย ๆ ช่อง ทรานสปอร์ตคลาสสูงสุดมีอัตราเร็ว 6.144 Mbps ดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตาราง 2.2 อัตราบิทของช่องสัญญาณย่อย ADSL ตามการกำหนด bearer

ช่องสัญญาณย่อย	อัตราเร็วข้อมูลของช่องสัญญาณย่อย	ค่าของ n_x
AS0	$n_0 \times 1.536 \text{ Mbps}$	$n_0=0,1,2,3$ หรือ 4
AS1	$n_1 \times 1.536 \text{ Mbps}$	$n_1=0,1,2$ หรือ 3
AS2	$n_2 \times 1.536 \text{ Mbps}$	$n_2=0,1$ หรือ 2
AS3	$n_3 \times 1.536 \text{ Mbps}$	$n_3=0$ หรือ 1

ทรานสปอร์ตคลาส 1 มีจุดมุ่งหมายเพื่อใช้ในระยะสั้น ๆ ซึ่งให้ความจุของสัญญาณขาลงสูง ขึ้น คลาสนี้สามารถขนส่งสัญญาณขาลงได้ 6.144 Mbps และรวมช่องสัญญาณขนส่งได้ 1-4 ช่องสัญญาณ อัตราบิทจะเป็นจำนวนเท่าของ 1.536 Mbps ซึ่งสามารถเพิ่มอัตราบิทได้ถึง 6.144 Mbps ทรานสปอร์ตคลาส 1 กำหนดรูปแบบได้ดังนี้

- ช่องสัญญาณขนาด 4.608 Mbps จำนวน 1 ช่อง และช่องสัญญาณ 1.536 Mbps จำนวน 1 ช่อง
- ช่องสัญญาณขนาด 3.072 Mbps จำนวน 2 ช่อง
- ช่องสัญญาณ 3.072 Mbps จำนวน 1 ช่องและช่องสัญญาณ 1.536 Mbps จำนวน 2 ช่อง
- ช่องสัญญาณขนาด 1.536 Mbps จำนวน 4 ช่อง

ทรานสปอร์ตคลาส 2 สามารถส่งสัญญาณขาลงที่อัตราบิท 4.608 Mbps คลาสย่อยเป็นการรวมช่องสัญญาณ 1-3 ช่อง อัตราบิทจะเป็นจำนวนเท่าของ 1.536 Mbps AS3 ไม่จำเป็นต้องใช้ในทรานสปอร์ตคลาส 2 และสามารถเพิ่มอัตราบิทได้ถึง 4.608 Mbps ซึ่งกำหนดรูปแบบได้ดังนี้

- ช่องสัญญาณขนาด 4.608 Mbps จำนวน 1 ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ช่องสัญญาณขนาด 3.072 Mbps จำนวน 1 ช่อง และช่องสัญญาณขนาด 1.536 Mbps จำนวน 1 ช่อง
- ช่องสัญญาณขนาด 1.536 Mbps จำนวน 3 ช่อง

ทรานสปอร์ตคลาส 3 ขนส่งสัญญาณขาลงได้ 3.072 Mbps คลาสนี้รวมช่องสัญญาณได้ 1 - 2 ช่องสัญญาณ อัตราบิตจะเป็นจำนวนเท่าของ 1.536 Mbps ในคลาส 3 นี้ไม่ต้องใช้ AS2 และ AS3 และสามารถเพิ่มอัตราบิตได้ถึง 3.072 Mbps กำหนดรูปแบบได้ดังนี้

- ช่องสัญญาณ 3.072 Mbps จำนวน 1 ช่อง
- ช่องสัญญาณ 1.536 Mbps จำนวน 2 ช่อง

ทรานสปอร์ตคลาส 4 เหมาะสำหรับใช้ในระยะเวลาทางไกล ๆ ขนส่งช่องสัญญาณได้ความจุต่ำสุดของสัญญาณขาลง ช่องสัญญาณนี้มีอัตราบิต 1.536 Mbps ใช้เฉพาะ AS0 เท่านั้น

2.4.2 การขนส่งสัญญาณ ADSL แบบสองทิศทาง

นอกจากช่องสัญญาณขาลงแบบทิศทางเดียวแล้วยังมีช่องสัญญาณขาขึ้นทิศทางเดียวที่ต้องศึกษาด้วยแต่สามารถขนส่งได้สองทิศทางมากกว่า 3 ช่องสัญญาณในเวลาเดียวกัน ช่องสัญญาณจำนวน 1 ช่องจะเป็นช่องสัญญาณควบคุมคือช่องสัญญาณ C ทำหน้าที่ขนส่งสัญญาณข่าวสารเพื่อเลือกการให้บริการและการเรียกออก สัญญาณที่ส่งจากผู้ไปโครงข่ายสำหรับช่องสัญญาณขาลงทิศทางเดียวก็ขนส่งในช่องสัญญาณนี้ และช่องสัญญาณ C สามารถขนส่งสัญญาณสำหรับช่องสัญญาณดูเพล็กซ์ได้ด้วย

ช่องสัญญาณ C ทำงานที่ 16 kbps โดยขนส่งในคลาส 4 และ 2M-3 ข่าวสารที่ช่องสัญญาณ C ขนส่งจะเป็นส่วนของโอเวอร์เฮดในเฟรม ADSL ทรานสปอร์ตคลาสอื่น ๆ ใช้ช่องสัญญาณ C ขนาด 64 kbps และข่าวสารจะขนส่งในช่องสัญญาณดูเพล็กซ์ LSO

ตารางที่ 2.3 การทำงานของช่องสัญญาณดูเพล็กซ์ในแต่ละทรานสปอร์ตคลาส

ทรานสปอร์ตคลาส	ทางเลือกของดูเพล็กซ์	การทำงานของช่องสัญญาณ ใน ADSL
1 หรือ 2M-1 (ค่าต่ำสุด)	รูปแบบ 1:160 kbps+384 kbps	LS1,LS2
2,3 หรือ 2M-2 (ค่ากลาง)	รูปแบบ 2:576 kbps เท่านั้น รูปแบบ 1:160 kbps เท่านั้น	LS2 เท่านั้น LS1 เท่านั้น
4 หรือ 2M-3 (ค่าสูงสุด)	รูปแบบ 2:384 kbps เท่านั้น 160 kbps เท่านั้น	LS2 เท่านั้น LS1 เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณ C ในระบบ ADSL นั้นสามารถขนส่งได้สองทางเลือกในช่องสัญญาณแบบสองทิศทาง LS1 มีอัตราบิต 160 kbps และ LS2 อัตราบิต 384 kbps หรือ 576 kbps โครงสร้างที่แท้จริงของช่องสัญญาณแบบสองทิศทางนั้นจะเปลี่ยนไปตามทรานสปอร์ตคลาสและกำหนดจากช่องสัญญาณซิมเพล็กซ์ โครงสร้างของช่องสัญญาณดูเพล็กซ์แสดงดังตารางที่ 2.3

เมื่อทราบส่วนประกอบและการทำงานของ ADSL แล้ว สิ่งสำคัญที่ควรทราบคือการมอดูเลตในระบบ ADSL ซึ่งจะอธิบายในบทต่อไป

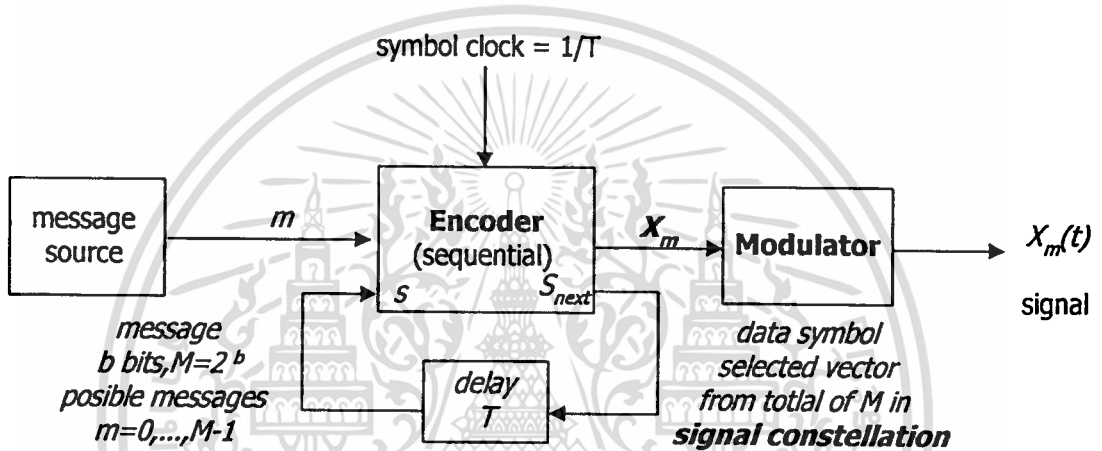


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการส่งสัญญาณดิจิทัล

3.1 พื้นฐานการมอดูเลตและดีมอดูเลต

ในการรับส่งสัญญาณมีพื้นฐานมาจากระบบอนาลอก โดยเฉพาะคู่สายโทรศัพท์ที่เป็นระบบอนาลอก วัตถุประสงค์ของการมอดูเลตใน DSL เพื่อเปลี่ยนสตรีมบิตอินพุทของ DSL เป็นสัญญาณอนาลอกให้เหมาะสมกับสายส่งสัญญาณ



รูปที่ 3.1 เครื่องส่งของระบบส่งสัญญาณดิจิทัล

รูปที่ 3.1 แสดงเครื่องส่งของระบบส่งสัญญาณแบบดิจิทัล เครื่องส่งจะเปลี่ยนแต่ละกลุ่มของบิต b จากสตรีมบิตดิจิทัลเป็นหนึ่งใน 2^b และ X_m แทนการเข้ารหัส แต่ละกลุ่มของบิต b ประกอบด้วยข่าวสาร m ที่ $M = 2^b$ ค่า m ที่เป็นไปได้คือ $m=0, \dots, M-1$ ข้อมูลจะเป็นเวกเตอร์ N มิติ X_m และกลุ่มของเวกเตอร์ M จะอยู่ในรูปกลุ่มสัญญาณ ขบวนการมอดูเลตจะเปลี่ยนเวกเตอร์ข้อมูลเป็นสัญญาณอนาลอกที่ต่อเนื่องทางเวลา $\{X_m(t)\}_{m=0, \dots, M-1}$ แทนข่าวสารซึ่งสัมพันธ์กับกลุ่มของบิต b ค่า m จะสัมพันธ์กับ X_m ซึ่งจะพิจารณาแบบสุ่ม ให้ $1/M$ เป็นค่าเวลาที่ใช้ในการส่งข้อความ การเข้ารหัสจะเป็นลำดับ กรณีที่จับคู่ข่าวสารกับข้อมูล ข้อมูลสามารถเปลี่ยนไปตามเวลาโดยสภาวะของการเข้ารหัสจะสัมพันธ์กับสถานะบิต v ของข้อมูลก่อนหน้า ซึ่งสถานะนั้นอาจจะเป็นค่า 2^v เมื่อ $v=0$ ในการเข้ารหัสจะมีเพียงสถานะเดียวเท่านั้น

การมอดูเลตแบบลิเนียร์นั้นใช้กลุ่มของ N ฟังก์ชันพื้นฐานเป็นการตั้งฉากของพลังงาน $\{\phi_n(t)\}_{n=1:N}$ ซึ่งไม่ขึ้นกับการส่งข่าวสาร ฟังก์ชันพื้นฐานของการตั้งฉากมีดังนี้

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_n(t) \varphi_l^*(t) dt = \begin{cases} 1 & n = l \\ 0 & n \neq l \end{cases} \quad (3.1)$$

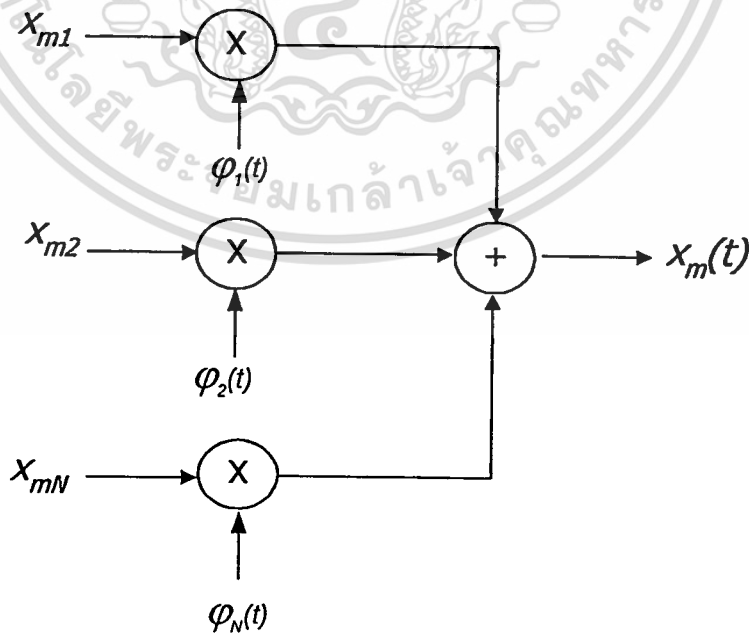
ฟังก์ชันพื้นฐานของลำดับที่ n จะสัมพันธ์กับรูปสัญญาณที่เกิดขึ้น โดยลำดับที่ n ของ X_m รหัสที่แตกต่างกันกำหนดโดยการเลือกฟังก์ชันพื้นฐานและการเลือกเวกเตอร์ของกลุ่มสัญญาณ X_m เมื่อ $m = 0, \dots, M-1$ รูปที่ 3.2 แสดงฟังก์ชันของการมอดูเลตแบบลิเนียร์ในแต่ละคาบเวลาของ T วินาที การมอดูเลตจะสอดคล้องกับเวกเตอร์ข้อมูล X_{mn} และเพิ่มทวิคูณสัมพันธ์กับ $\varphi_1(t), \dots, \varphi_N(t)$ ตามลำดับ ก่อนที่จะรวมกันเป็นสัญญาณมอดูเลตในรูป $X_m(t)$ รูปสัญญาณนี้จะเป็นอินพุทของช่องสัญญาณ

พลังงานเฉลี่ย ε_x ของสัญญาณส่งสามารถคำนวณค่าเฉลี่ยกำลังสองของการอินทิเกรต $x(t)$ ดังนี้

$$\varepsilon_x = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} |X_m(t)|^2 dt \right\} \quad (3.2)$$

สามารถหาค่าเฉลี่ยกำลังสองของเวกเตอร์ข้อมูลโดย

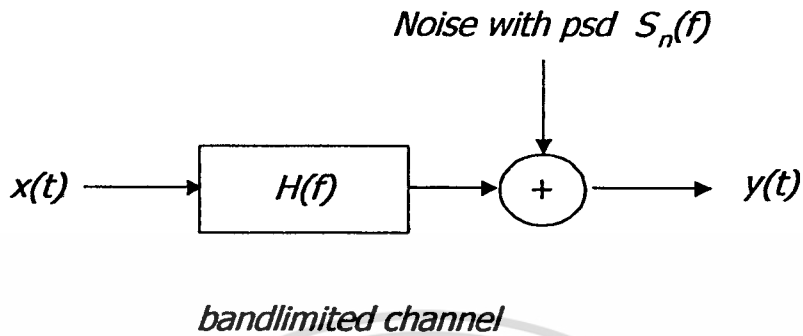
$$\varepsilon_x = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \|X_m\|^2 \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.2 การตรวจสอบดีมอดูเลต และการถอดรหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานในการส่งสัญญาณดิจิทัลคือ $S_x = E_x/T$ กำลังของอนาล็อก P_x คือกำลังของดิจิทัลที่เอาต์พุทของต้นทางหารด้วยอิมพีแดนซ์ทางอินพุทของช่องสัญญาณ



รูปที่ 3.3 การจำกัดขนาดช่องสัญญาณด้วยสัญญาณรบกวนแบบกวนเกาส์เซียน

ช่องสัญญาณในรูป 3.3 แสดงวงจรกรองแบบจำกัดแถบของสัญญาณด้านส่งจะถูกส่งผ่านวงจรกรองที่ทรานส์ฟอร์มฟังก์ชัน $H(f)$ และสัญญาณรบกวนแบบกวนเกาส์เซียนแบบบวกที่ค่าเฉลี่ยศูนย์และค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม $S_n(f)$ การออกแบบควรจะวิเคราะห์ระบบการส่งสัญญาณให้เหมาะสม

$$\left[H(f) \rightarrow \frac{H(f) \sigma}{S_n^s(f)} \right] \quad (3.4)$$

ผลกระทบของรูปร่างเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนแบบกวนเกาส์เมื่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนมีค่า σ^2

3.1.1 สัญญาณรบกวนแบบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise)

ในการรับส่งสัญญาณดิจิทัลต้องศึกษาข้อมูลเรื่องสัญญาณรบกวนแบบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (AWGN) ด้วย แบบจำลองช่องสัญญาณสำหรับการส่งสัญญาณในรูปแบบง่ายๆ อาจถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนแบบบวกได้ ช่องสัญญาณนี้มีค่า $|H(f)| = 1$ หมายถึงไม่มีการจำกัดวงจรกรองแบบจำกัดแถบในช่องสัญญาณ ถ้าเกิดความผิดเพี้ยนในช่องสัญญาณค่า $|H(f)| = 1$ และ $\sigma^2 = 0$ ในช่องสัญญาณที่ผิดเพี้ยนเครื่องรับสามารถกู้ข้อมูลหลักคืนได้ โดยเอาต์พุทวงจรกรองของช่องสัญญาณ $y(t) = x(t)$ ด้วยกลุ่มของ N ที่ขนานกับวงจรกรองแมตซ์ มีผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ $\phi_n(-t)$ การสุ่มเอาต์พุทของวงจรกรองที่เวลา $t = T$ แสดงดังรูป 3.4 และการกู้เวกเตอร์

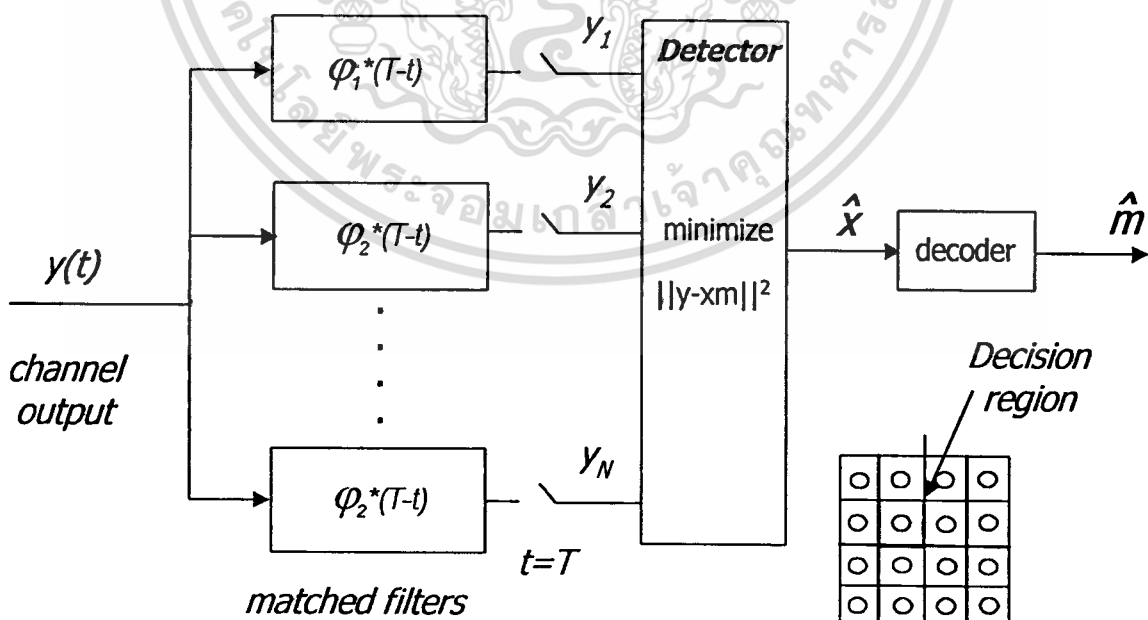
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลกลับคืนสภาพเดิมเรียกว่าดีมอดูเลต การส่งสัญญาณดิจิทัลสองทิศทางทำได้โดยใช้วิธีการมอดูเลตและดีมอดูเลตซึ่งเรียกสั้นๆ ว่าโมเดมและในทางตรงกันข้ามกับการเข้ารหัสทางด้านอินพุทเวกเตอร์ทางเอาท์พุทของดีมอดูเลตเรียกว่าการถอดรหัส

ด้วยค่าสัญญาณรบกวนที่ไม่เป็นศูนย์ เวกเตอร์ทางเอาท์พุทของดีมอดูเลต y ไม่จำเป็นต้องเท่ากับอินพุทของการมอดูเลต x ขบวนการที่ใช้ในการตัดสินใจให้ข้อมูลใกล้เคียงกับค่า y เรียกว่าการตีเทกต์เมื่อสัญญาณรบกวนเป็นเกาส์เซียนขาว การดีมอดูเลตแสดงดังรูป 3.4 การตีเทกต์ใช้เพื่อเลือกค่า \hat{x} ให้เหมาะสมกับค่าเวกเตอร์ X_m และให้ใกล้เคียงกับค่า y ในรูปของระยะทางของเวกเตอร์

$$\hat{m} = i \text{ ถ้า } \|y - x_i\| \leq \|y - x_j\| \text{ เมื่อ } j \neq i, i, j = 0, \dots, M - 1 \quad (3.5)$$

ตีเทกเตอร์ที่รู้จัก เช่น maximum likelihood detector มีความเป็นไปได้ในการเกิดความผิดพลาดค่าต่ำสุดประมาณ $\frac{1}{2}$ ดีเทกเตอร์ชนิดนี้เหมาะสมในการใช้งานที่สุดเมื่อสัญญาณรบกวนเป็นแบบเกาส์เซียนสีขาวและช่องสัญญาณมีการจำกัดแบนด์แคบมาก เอาท์พุทของวงจรรองแมตซ์ที่ได้จะไม่ขึ้นกับสัญญาณรบกวน และค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณรบกวนมีค่า σ^2 ดังนั้นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) คือ



รูปที่ 3.4 ดีมอดูเลต การตรวจสอบ และการถอดรหัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$SNR = \frac{\epsilon_x / N}{\sigma^2} \quad (3.6)$$

วิธีการตรวจสอบเพื่อกำหนดระยะของ y นั้น กำหนดจากการตีเทกต์แบบ maximum likelihood (ML) ในการกำหนดค่าหรือความสัมพันธ์ของบิต b เรียกว่าระยะตัดสินใจ

ความผิดพลาดจะเกิดขึ้นเมื่อ $\hat{m} \neq m$ ค่า y จะใกล้เคียงกับค่าแวกเตอร์ที่แตกต่างมากกว่าแวกเตอร์ที่ถูกต้อง ค่าความผิดพลาดนั้นเกิดจากค่าสัญญาณรบกวนที่มีค่ามาก ดังนั้นค่า y ในการตัดสินใจที่จุด X_j เมื่อ $j \neq m$ จึงไม่เท่ากับด้านส่ง ความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้ของช่องสัญญาณ AWGN จึงน้อยกว่าหรือเท่ากับสัญญาณรบกวนที่มากกว่าครึ่งหนึ่งของระยะทางระหว่างกลุ่มของสัญญาณ 2 จุด ค่า d_{\min} คือค่าระยะทางต่ำสุดระหว่าง 2 จุด ซึ่งสามารถคำนวณได้ง่ายๆ โดย

$$d_{\min} = \min_{i \neq j} \|X_i - X_j\| \quad (3.7)$$

กลุ่มของแวกเตอร์จะมีจำนวนใกล้เคียงกับค่าต่ำสุดของระยะทางหรือมีค่ามากกว่าค่าต่ำสุดของระยะทาง N_m ค่าเฉลี่ยของ nearest neighbors คือ

$$N_e = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} N_m \quad (3.8)$$

ค่าความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้ (Probability of error) มีค่า

$$P_e \cong N_e Q \left[\frac{d_{\min}}{2\sigma} \right] \quad (3.9)$$

ฟังก์ชัน Q ที่ใช้ใน DSL แสดงดังสมการ 3.10 ค่า $Q(x)$ อาจเกิดขึ้นได้เมื่อการผันแปร $\sigma^2 = 1$ ค่าของตัวแปรสุ่มเกาส์เซียนมีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์เนื่องจากตัวแปรมากเกินไปกว่าค่า x

$$Q(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-u^2/2} du \quad (3.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชัน Q คำนวณโดยวิธีการรวมตัวเลข การอินทิเกรตตัวเลข ในการคำนวณหน่วยเป็นเฮิร์ตซ์ ได้ดังนี้

$$Q(x) = 5 \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2}) \quad (3.11)$$

การเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องส่งในรูปแบบที่มีมิติต่างกัน จากการวัดประสิทธิภาพการทำงานได้ค่าความเป็นไปได้ในการเกิดความผิดพลาดดังนี้

$$\bar{P}_e = P_e/N \quad (3.12)$$

และค่าพลังงานหาได้จาก

$$\bar{\epsilon}_x = \epsilon_x / N \quad (3.13)$$

ค่า SNR = $\bar{\epsilon}_x / \sigma^2$ สัมพันธ์กับ P_b ซึ่งเป็นอัตราบิตผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้

$$\bar{P}_b = \frac{N_b}{b} Q\left[\frac{d_{\min}}{2\sigma}\right] \quad (3.14)$$

เมื่อ N_b คือจำนวนค่าเฉลี่ยของบิตผิดพลาดในแต่ละความผิดพลาด

$$N_b = \sum_{m=0}^{m-1} \frac{1}{M} \sum_{j \neq m} n_b(m, j) \quad (3.15)$$

และ $n_b(m, j)$ คือจำนวนของการเข้ารหัสที่เกิดบิตผิดพลาด การถอดรหัสของข่าวสาร m ที่ไม่ถูกต้องมีค่าเท่ากับ j

ในการให้บริการ DSL การวัดความผิดพลาดในหนึ่งวินาทีที่สายส่งอาจจะเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ ความผิดพลาดในหนึ่งวินาทีคือในหนึ่งวินาทีที่มีบิตผิดพลาดเกิดขึ้นหนึ่งบิตหรือมากกว่านั้น เมื่อนำการแก้ไขบิตผิดพลาดในการส่งสัญญาณมาใช้งานอาจจะไม่เกิดบิตผิดพลาดขึ้น หรืออาจทำให้เกิดบิตผิดพลาดจำนวนมากก็เป็นได้ ในการสมมติค่าบิตผิดพลาดที่เกิดในช่องสัญญาณไบนารีที่อาจเกิดขึ้นได้ คือ $\bar{P}_b = p$ จำนวนบิตใน T คือ $\tilde{N} = RT$ อาจเกิดความผิดพลาดได้ บล็อกของบิตที่อาจจะเกิดความผิดพลาดได้ภายในหนึ่งวินาทีคือ

$$P_{es} = \sum_{k=1}^{\tilde{N}} \binom{\tilde{N}}{k} P^k (1-P)^{\tilde{N}-k} \approx \tilde{N}_p \quad (3.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความผิดพลาดที่อาจจะเกิดขึ้นได้คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ดังสมการที่ 3.17 เรียกว่าเปอร์เซ็นต์ของ error free seconds

$$P_{EFS} = (1 - P_{es}) \times 100\% \quad (3.17)$$

การแก้ความผิดพลาดไปหน้า (Forward Error Correction) ผลรวมของความผิดพลาดไม่สามารถแก้ไขได้โดยใช้รหัสในการแก้ไขความผิดพลาดซึ่งเป็นสิ่งสำคัญต่อระบบ

3.1.2 ส่วนเผื่อ ช่องต่อ และความจุ (Margin Gap and Capacity)

ในการออกแบบวิธีการส่งสัญญาณ ให้สัมพันธ์กับช่องสัญญาณสำหรับส่งสัญญาณให้ง่ายขึ้น ส่วนเผื่อ ช่องต่อและความจุจะสัมพันธ์กับหลักการทางคุณลักษณะ โดยปกติใช้รหัสที่มีคุณสมบัติเรื่องช่องต่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ช่องต่อ $\Gamma = \Gamma(P_o, C)$ คือฟังก์ชันความเป็นไปได้ที่อาจเกิดความผิดพลาด P_o และรหัส C ช่องต่อจะเป็นสิ่งวัดประสิทธิภาพของวิธีส่งสัญญาณ จะสัมพันธ์กับประสิทธิภาพในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนสีขาวแบบบวกและหลายครั้งทีค่าคงที่มีระยะกว้างมากกว่าค่าของ b (bits/symbol) ส่วนใหญ่จำนวนของรหัสจะอยู่ในรูปของอัตราบิตดังสมการต่อไปนี้

$$\bar{b} = \frac{1}{2} \log_2 \left[1 + \frac{SNR}{\Gamma} \right] \quad (3.18)$$

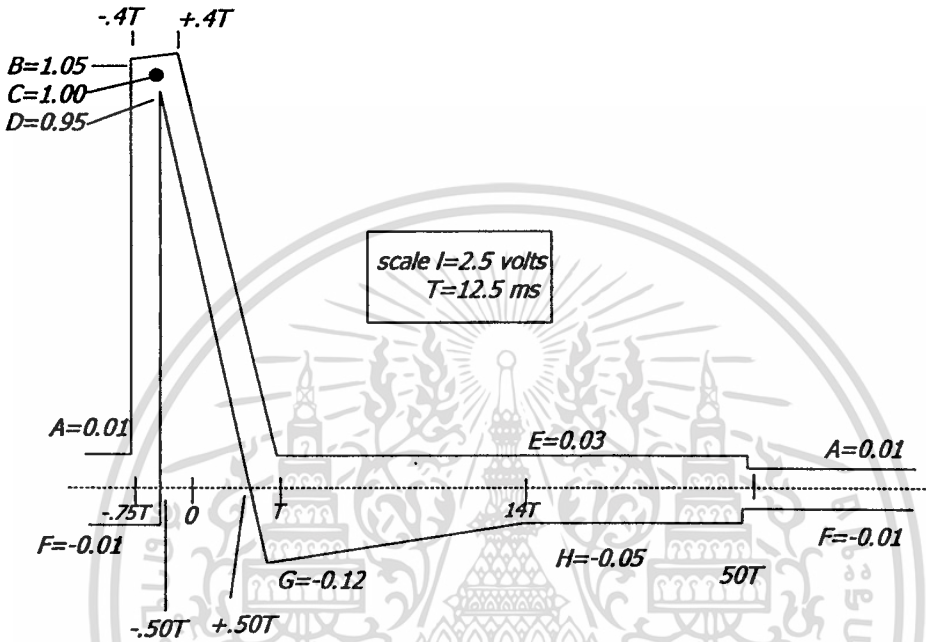
การคำนวณหาอัตราเร็วข้อมูลด้วยคุณลักษณะของรหัสโดยช่องว่าง Γ ในการออกแบบจำเป็นต้องทราบ ระยะห่าง และ SNR ในช่องสัญญาณ AWGN รหัสที่เหมาะสมที่สุดทำให้ระยะช่องว่าง $\Gamma = 1$ (0 dB) จะได้อัตราข้อมูลหรือเรียกว่าความจุช่องสัญญาณสูงสุด รหัสที่เหมาะสมที่สุดจำเป็นต้องจำกัดเรื่องความซับซ้อนและความล่าช้าในการเข้ารหัส ถอดรหัส การออกแบบที่เหมาะสมต่ออัตราเร็วของ DSL ต้องมีระยะช่องว่างต่ำสุด 1 ถึง 2 dB

หลายครั้งการออกแบบระบบสื่อสารสัญญาณต้องคงความน่าเชื่อถือในการเกิดความผิดพลาดค่า margin ของการออกแบบต้องทำให้การทำงานมีประสิทธิภาพ ค่า margin สามารถคำนวณได้ดังนี้

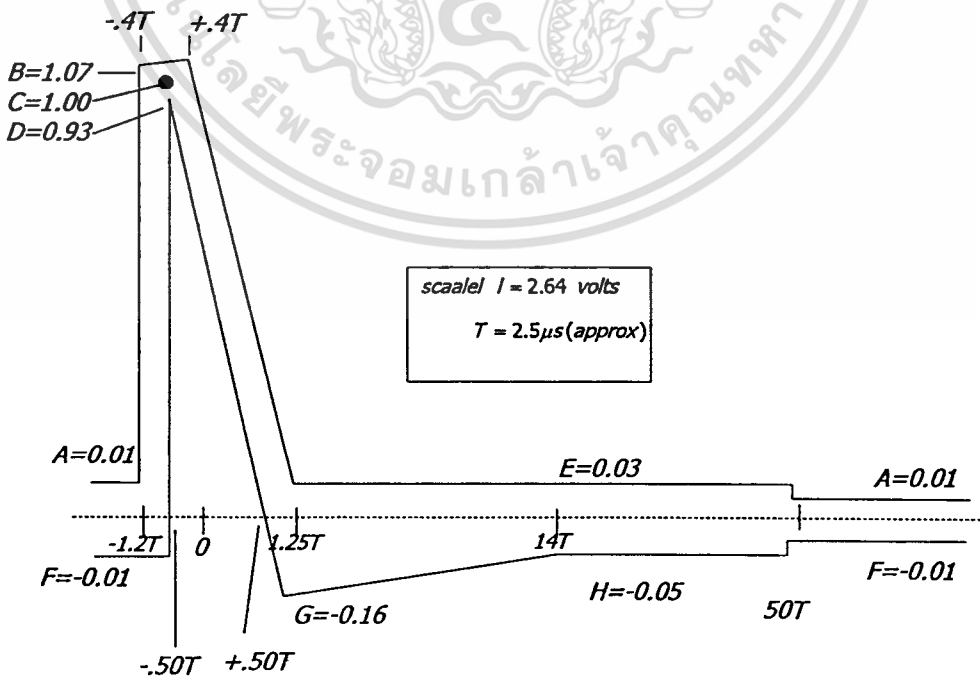
$$\gamma_m = \frac{SNR}{\Gamma(2^{25} - 1)} \quad (3.19)$$

3.2 รหัสเบสแบนด์

รหัสเบสแบนด์แตกต่างจากรหัสพาสแบนด์ รหัสเบสแบนด์สามารถส่งพลังงานได้ที่ DC ($f=0$) ขณะที่รหัสพาสแบนด์ส่งที่สเปกตรัมความถี่ห่างจาก DC รหัสเบสแบนด์ใน DSL ค่า $N=1$ และใช้ตั้งแต่ DSL ในยุคแรก



รูปที่ 3.5 ฟังก์ชันพื้นฐานของ ISDN



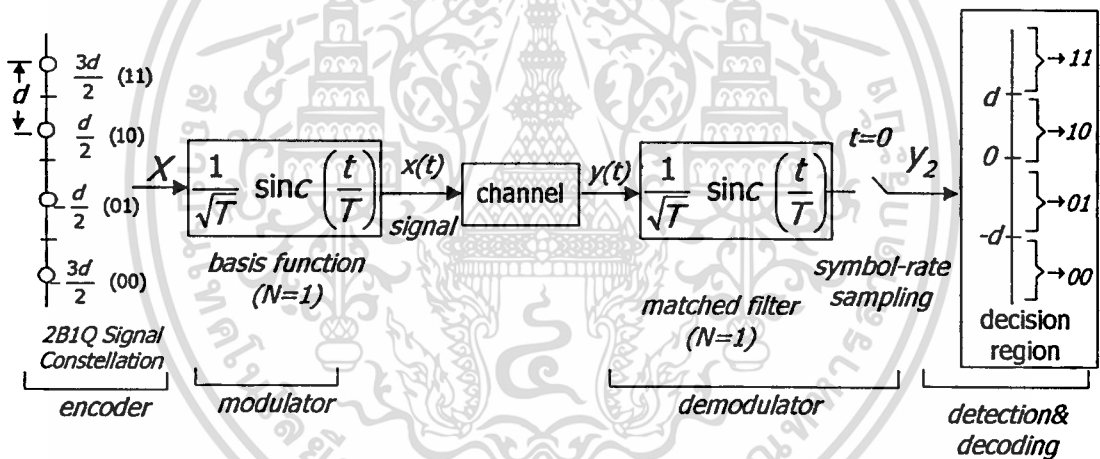
รูปที่ 3.6 ฟังก์ชันพื้นฐานของ HDSL

3.2.1 รหัส 2B1Q

รหัสเบสแบนด์ 2B1Q ถูกนำมาใช้มากใน DSL รหัส 2B1Q แสดงในรูป 3.7 ตามทฤษฎีใช้ฟังก์ชันพื้นฐานดังนี้

$$\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3.20)$$

ความสำเร็จในการส่งข้อมูลไม่ขึ้นกับคาบเวลา ดังนั้นการมอดูเลตในหัวข้อ 3.1 เมื่อ $N=1$, $b=2$, $M=4$ และเข้ารหัส memoryless ในอุดมคติในช่องสัญญาณไม่มีการบิดเพี้ยน สอดคล้องกับวงจรกรองแบบแมตซ์ในเครื่องรับซึ่งไม่ขึ้นกับความสำเร็จในการส่งสัญญาณ และส่งผ่านไปโดยจำกัดความบิดเพี้ยนในช่องสัญญาณ พัลส์มาร์คที่ทดลองจนได้รับการยอมรับเรื่องความบิดเพี้ยนของสัญญาณให้มีความบิดเพี้ยนต่ำสุดซึ่งมีในมาตรฐานของ ISDN และ HDSL ในรูป 3.5 แสดง mask ของ ISDN และรูป 3.6 แสดง mask ของ HDSL การใช้งานจะถูกจำกัดเมื่อความถี่สูงขึ้น



รูปที่ 3.7 รหัส 2B1Q และการมอดูเลตใน AWGN

กลุ่มของสัญญาณ 2B1Q ที่แสดงในรูป 3.7 จำนวนของบิตในกลุ่มนี้คือ $b=2$ และแต่ละกลุ่มของบิตจะมีค่า 1 ใน 4 ค่าที่แสดงในรูป 3.7 เมื่อค่าหนึ่งมิติของ X สามารถคำนวณได้ เช่น $X = 2m-3$ $m=0,1,2,3$ รหัส 2B1Q นั้นหาได้จาก 2 บิต ใน 4 บิต รหัสเบสแบนด์คล้ายกับ 2B1Q ในเรื่องการรองรับการบิดเพี้ยน เครื่องรับจะต้องชดเชยการบิดเพี้ยนจากหม้อแปลง การเข้ารหัสแบบ 2B1Q ใน HDSL และ ADSL แสดงดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 รหัส Gray ในการเข้ารหัสของ ISDN และ HDSL

m	Bit Combination	ISDN(HDSL) Signal Level (volts)
3	10	2.5(2.7)
2	11	0.833(0.9)
1	01	-0.833(-0.9)
0	00	-2.5(-2.7)

จุดประสงค์ของการวิเคราะห์คุณลักษณะฟังก์ชันเอาท์พุทความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของการส่งสัญญาณเมื่อใช้ฟังก์ชันพื้นฐานมาจากด้วยการเพิ่มอัตราขยายและสมมติให้ $\sqrt{T}=1/\sqrt{f_0}$

$$PSD_{2B1Q}(f) = K_{2B1Q} \frac{2}{f_0} \frac{\left[\sin \left[\frac{\pi f}{f_0} \right] \right]^2}{\left[\frac{\pi f}{f_0} \right]^2} \frac{1}{\left[1 + \left[\frac{f}{f_{3dB}} \right]^{2n} \right]} \quad (3.21)$$

เมื่อ $K_{2B1Q} = (5/9) (V_p^2/R)$ สำหรับ ISDN ให้ $R = 135 \Omega$, $n = 2$, $v_p = 2.5 \text{ v}$, $f_0 = f_{3dB} = 80 \text{ kHz}$ ดังนั้นอัตราเร็วข้อมูลคือ 160 kbps สำหรับ HDSL ให้ $n = 4$, $v_p = 2.7 \text{ v}$, $f_0 = 392 \text{ kHz}$, $f_{3dB} = 196 \text{ kHz}$ อัตราเร็วข้อมูลในแต่ละคู่สายคือ 784 kbps

ความเป็นไปได้ในการเกิดความผิดพลาดที่ได้จากช่องสัญญาณ AWGN คือ

$$P_e = P_b = 1.5Q \left[\frac{\sqrt{SNR}}{5} \right] \quad (3.22)$$

3.2.2 การมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์ (Pulse Amplitude Modulation)

ลักษณะทั่วไปของ 2B1Q ในการมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์ (PAM) เหมือนกับฟังก์ชันพื้นฐานการมอดูเลตใน 2B1Q ค่า $M = 2^b$ ค่าระยะห่างประมาณศูนย์ $b = 1, \dots, \alpha$ จำนวนมิติของ $N = 1$ และ PAM ใช้การเข้ารหัส memoryless ด้วย $x = 2m - (M-1)$, $m = 0, \dots, M-1$ หรือรหัสอื่นเช่นรหัส gray ใน 2B1Q และตารางที่ 3.1 ค่ากำลังส่งที่เพิ่มขึ้นประมาณ 6 dB จำเป็นสำหรับกลุ่มของตำแหน่งที่สัมพันธ์กับแต่ละบิตที่เพิ่มขึ้นในกลุ่ม PAM ถ้าประสิทธิภาพยังคงเหมือนเดิม PAM 8 ระดับในบางครั้งเรียกว่า 3B1Q เช่นเดียวกับมาตรฐานที่ใช้ใน HDSL หรือ HDSL-2 สำหรับ 3B1Q ใน HDSL-2 คือ 517.3 kHz ดังนั้นอัตราบิตคือ 1.552 Mbps สำหรับ HDSL-2 หากใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

trellis 1 มิติ ระยะช่องว่าง 9.8 dB จะลดลงมาประมาณ 5.5 dB เหลือ 4.3 dB หรือมากกว่านั้น ระยะขอบที่ต้องการจะลดลง 3 dB ใน HDSL-2 การสูญเสียจากทฤษฎีจะลดลงต่ำสุด 7.3 dB ขนาดจะดีกว่า HDSL กำลังงานของเครื่องส่งนอกที่ความต้านทาน R คือ

$$P_x = \frac{\epsilon_x}{TR} = \frac{M+1}{3(M-1)} \frac{V_p^2}{TR} \quad (3.23)$$

เมื่อ $T = 1/f_o$ คือคาบเวลา R คืออิมพีแดนซ์ของสาย (100-135 Ω) และ $V_p = (M-1)d_{min}/2$ คือค่าสูงสุดของแรงดัน ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของเครื่องส่งสัญญาณคือ

$$PSD_{PAM}(f) = K_{PAM} \frac{2}{f_o} \frac{\left[\sin \left[\frac{\pi f}{f_o} \right] \right]^2}{\left[\frac{\pi f}{f_o} \right]^2} \frac{1}{\left[1 + \left[f / f_{3dB} \right]^{2n} \right]} \quad (3.24)$$

$$\text{เมื่อ } K_{PAM} = \frac{M+1}{3(M-1)} \frac{V_p^2}{R}$$

และ f_{3dB} เท่ากับความถี่คutoffของการกรองทางด้านส่งลำดับที่ n อัตราข้อมูลคือ $\log_2(M)/T$ bps ความผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นได้คือ

$$P_e = P_b = 2(1-1/M) Q \left[\sqrt{\frac{3SNR}{M^2-1}} \right] \quad (3.25)$$

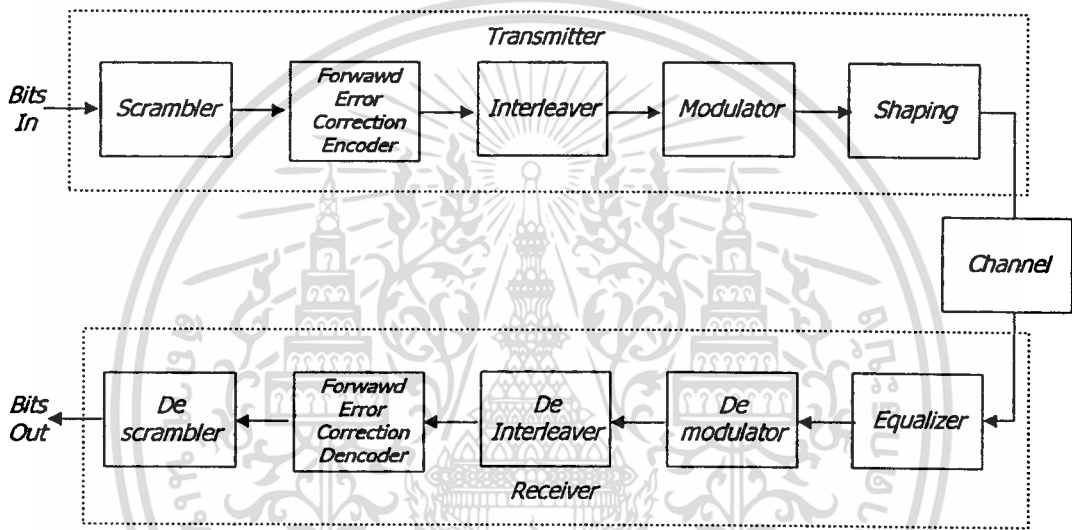
3.2.3 การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล

ระบบ PAM ใช้การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล ช่องสัญญาณอาจจะตรงกันข้ามกัน การเข้ารหัสชนิดนี้จะไม่มีความกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบ PAM แต่จะยอมให้มีการแก้ไขการถอดรหัสของเฟสที่ตรงกันข้ามกับการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล หนึ่งในนิยามของ PAM แทนการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ 0 หมายถึงไม่มีการเปลี่ยนแปลง 1 หมายถึงมีการเปลี่ยนแปลงดังนั้นสำหรับการเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียล การเข้ารหัสจะกระทำเป็นลำดับ การเข้ารหัสแบบดิฟเฟอเรนเชียลแสดงดังรูปที่ 3.8 บล็อกของ D แทนการหน่วงเวลาแบบฟิลลิปลอบ

เมื่อทำการถอดรหัสมีบิตคงเหลือ $b-1$ เปรียบเทียบกับการถอดรหัสสัญญาณ PAM ความผิดพลาดจะเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า

3.3 รหัสพาสแบนด์

บล็อกของการมอดูเลตแสดงถึงการแปลงบิตทางด้านอินพุตให้เป็นรูปคลื่นและส่งไปในช่องสัญญาณ บล็อกดีมอดูเลตที่ด้านรับจะรับรูปคลื่นและแปลงให้อยู่ในรูปของบิตที่เหมือนกับรูปคลื่นทางด้านส่งมากที่สุด แนวความคิดหลักคือการสร้างบิตที่เอาท์พุทของดีมอดูเลตให้เหมือนกับอินพุทของมอดูเลต



รูปที่ 3.10 บล็อกไดอะแกรมด้านส่งและด้านรับของระบบสื่อสาร

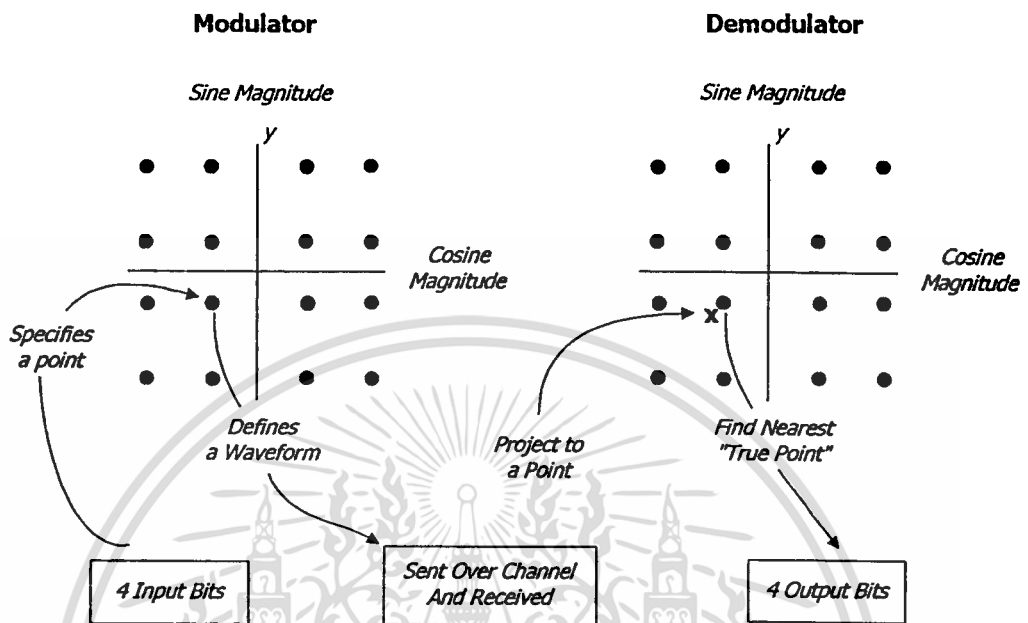
รูปที่ 3.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมภาคส่งและภาครับ ซึ่งไม่ได้ใช้เฉพาะ CAP/QAM หรือ DMT เท่านั้นแต่ใช้ในระบบสื่อสารทั่วไป ความสัมพันธ์ของบล็อกทางด้านส่งจะสัมพันธ์กับบล็อกทางด้านรับ

3.3.1 การมอดูเลตแอมพลิจูดแบบควอดเรเจอร์ (Quadrature Amplitude Modulation)

QAM ใช้คลื่นไซน์และคลื่นโคไซน์ที่มีความถี่เดียวกันในการส่งข้อมูล คลื่นถูกส่งบนช่องสัญญาณเดียวในเวลาเดียวกัน และขนาดของคลื่นที่ขนส่งข่าวสารจะถูกส่งไปอย่างน้อยหนึ่งคาบเวลาหรือมากกว่า คลื่นจะถูกส่งออกไปเพื่อขนส่งกลุ่มบิต ก่อนที่บิตกลุ่มใหม่จะถูกส่งออกไป (ผลที่ได้คือขนาดใหม่ของสัญญาณไซน์และโคไซน์) การมอดูเลตแบบ QAM ถูกนำมาใช้งานนานหลายปีและเป็นพื้นฐานของโมเดมย่านเสียงหลายๆ ชนิดรวมทั้ง V.34 ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างของระบบมอดูเลตแบบ QAM สามารถส่งข้อมูล 4 บิตในแต่ละ QAM ดังแสดงใน
รูป 3.11



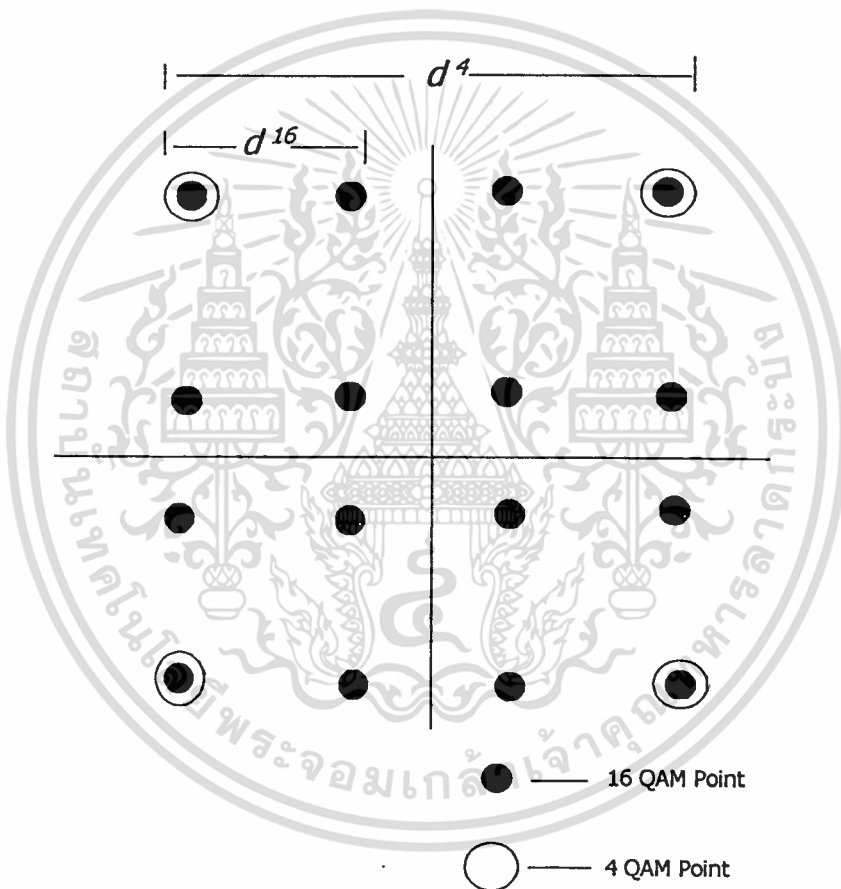
รูปที่ 3.11 ตัวอย่างการส่งบิต 4 บิต ในช่องสัญญาณของระบบ QAM

บิตข้อมูลจำนวน 4 บิตจะถูกส่งไปจับคู่กับกลุ่มของ QAM หนึ่งตำแหน่งใน 16 ตำแหน่ง สังเกตว่าบิตข้อมูลจำนวน 4 บิตที่รวมเข้ากับตำแหน่งใดตำแหน่งหนึ่งใน 16 ตำแหน่งนั้น ตำแหน่งที่รวมบิตกับตำแหน่งนั้นจะมีลักษณะเฉพาะต่างจากตำแหน่งอื่น แกน x และแกน y ของตำแหน่งที่บิตถูกจับคู่จะเป็นตัวกำหนดแอมพลิจูดของสัญญาณโคไซน์และไซน์ที่ส่งไปในช่องสัญญาณ ทั้งภาคส่งและภาครับจะมีวิธีการกำหนดการจับคู่ระหว่างบิตและตำแหน่งเข้าด้วยกัน

หลังจากสัญญาณไซน์และโคไซน์ถูกส่งไปในช่องสัญญาณแล้ว ภาครับจะทำให้สัญญาณกลับสู่สภาพเดิมและทำการประมาณค่าขนาดของสัญญาณให้ใกล้เคียงกับด้านส่ง ขนาดของสัญญาณที่แสดงทางด้านรับจะเหมือนกับที่ใช้ในด้านส่ง แกน x แทนขนาดของคลื่นโคไซน์ แกน y แทนขนาดของคลื่นไซน์ สัญญาณรบกวน ความผิดเพี้ยนในช่องสัญญาณและอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้รับการยอมรับ จะป้องกันตำแหน่งของสัญญาณทางด้านรับจากการตกลงมาจากตำแหน่งที่ต้องการ ที่ด้านรับจะเลือกตำแหน่งที่ใกล้เคียงกับตำแหน่งที่ตรงกับตำแหน่งทางด้านส่งมากที่สุด เป็นวิธีการของ QAM ตำแหน่งที่ถูกเลือกจะจับคู่กับบิต 4 บิต โดยใช้วิธีการจับคู่เช่นเดียวกับด้านส่งแต่มีทิศทางตรงกันข้ามกัน ถ้าสัญญาณรบกวนที่ด้านรับมีมากเกินไป ตำแหน่งจะผิดพลาดมากเป็นผลให้การประมาณค่าตำแหน่งเดิมมีความผิดพลาด

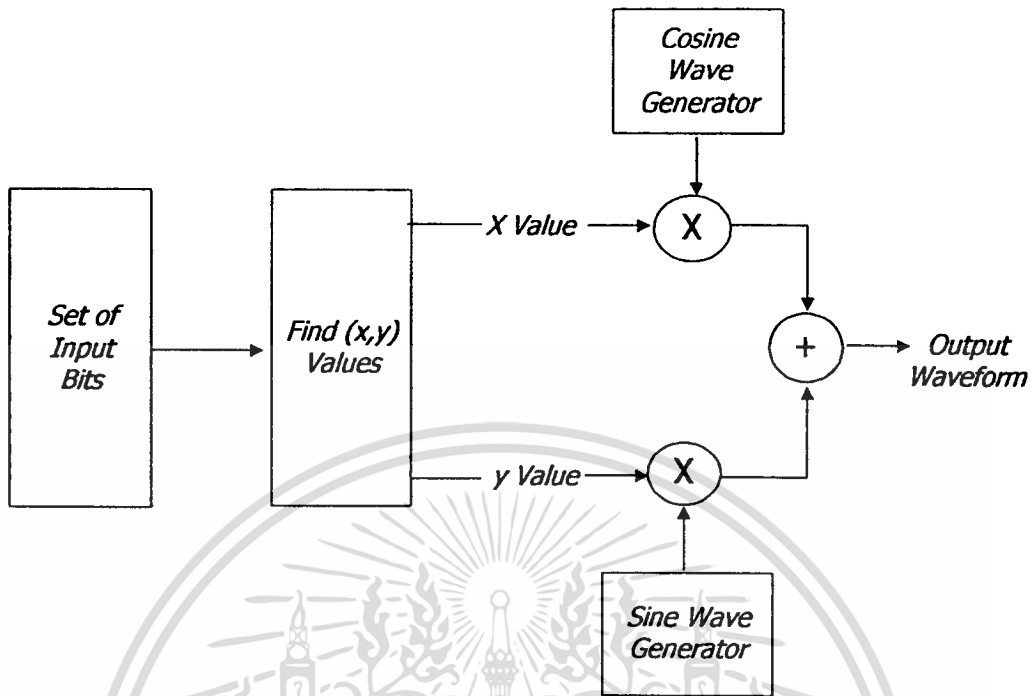
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างนี้เรียกว่า 16 QAM เพราะตำแหน่งมี 16 ตำแหน่ง จำนวนบิตสามารถส่งไปในแต่ละ QAM ถ้าใช้ 2 บิตในการส่งจำเป็นต้องใช้ตำแหน่ง QAM จำนวน 4 ตำแหน่ง และการมอดูเลตนี้เรียกว่า 4 QAM รูปที่ 3.12 แสดงการมอดูเลตแบบ 4 QAM ใน 16 QAM ค่าเฉลี่ยของกำลังงานในแต่ละกลุ่มสัญญาณมีค่าประมาณเท่าๆ กัน ระยะทางระหว่างตำแหน่งใน 4 QAM (d_4) จะมีมากกว่าระยะทางระหว่างตำแหน่งของ 16 QAM (d_{16}) ในช่องสัญญาณเดียวกัน การใช้ 4 QAM จึงมีสัญญาณรบกวนมากและเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาดมากกว่าใช้ 16 QAM หรืออาจกล่าวได้ว่า 16 QAM มีค่า SNR สูงกว่า 4 QAM



รูปที่ 3.12 ตัวอย่างของ 4 QAM ในตำแหน่ง 16 QAM ด้วยค่ากำลังงานเฉลี่ยเท่ากัน

บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QAM แสดงในรูป 3.13 การมอดูเลตแอมพลิจูดของคลื่นพาหะโคไซน์ เรียกว่า อินเฟส หรือ "I" การมอดูเลตแอมพลิจูดของคลื่นพาหะไซน์เรียกว่า ควอดเรเจอร์หรือ Q



รูปที่ 3.13 บล็อกไดอะแกรมของการมอดูเลตแบบ QAM

3.3.1.1 การคำนวณทางคณิตศาสตร์ของ QAM

การตั้งฉากระหว่างสัญญาณไซน์และโคไซน์ เพื่อใช้ในการส่งข้อมูลไปในช่องสัญญาณเดียวกัน เมื่อพิจารณาในคาบเวลาเดียวกันของคลื่นแต่ละคลื่น การตั้งฉากสามารถเขียนได้ตามสมการ 3.26

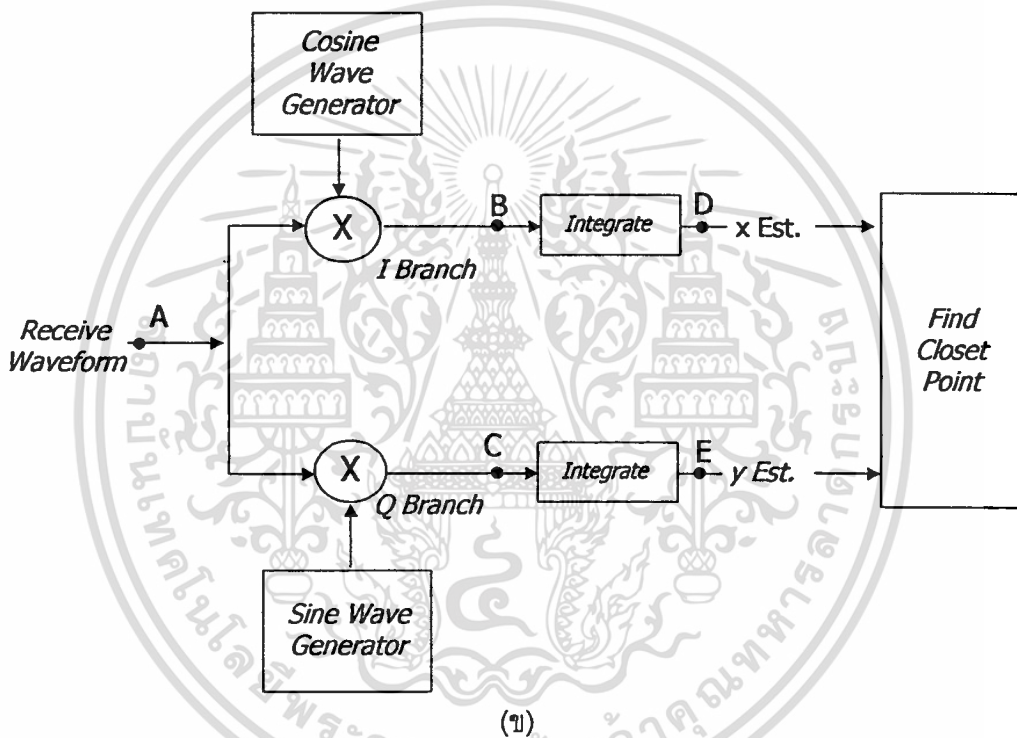
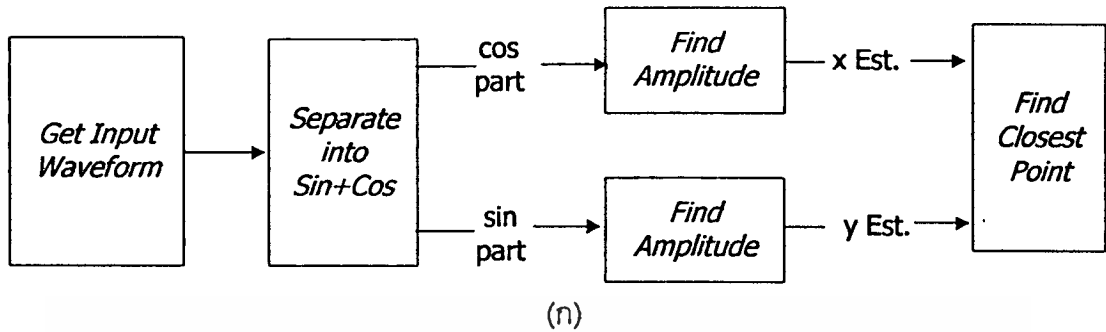
$$\int_0^{\tau} \sin\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right) \cos\left(\frac{2\pi t}{\tau}\right) dt = 0 \quad (3.26)$$

ในสมการ 3.26 นั้น τ คือคาบเวลาของสัญญาณไซน์และโคไซน์ เนื่องจากคุณสมบัติในการตั้งฉากของคลื่นสัญญาณไซน์และโคไซน์บางครั้งเรียกว่า ฟังก์ชันพื้นฐาน ตัวอย่างของการมอดูเลตแบบ QAM แสดงดังรูป 3.14

อินพุทของบล็อกมาจากช่องสัญญาณและเอาท์พุทจะส่งไปที่เครื่องรับ สมมติว่าช่องสัญญาณไม่มีการสูญเสียและคาบเวลาที่ด้านรับมีค่าถูกต้องดังนั้นไม่ยากที่จะเขียนสมการของแต่ละตำแหน่งจากรูปที่ 3.14 สำหรับสัญลักษณ์ i ในสมการ 3.27 แสดงรูปสัญญาณอินพุทที่จุด A

$$V_A(t) = X_i \cos(\omega t) + Y_i \sin(\omega t) \quad (3.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 (ก) บล็อกการมอดูเลตแบบ QAM ในด้านลอจิก

(ข) บล็อกการดีมอดูเลตแบบ QAM ในด้านการประมวลผลสัญญาณ

ตามสมการ 3.26 ตัวแปร X_i คือแอมพลิจูดของสัญญาณโคไซน์ ที่เข้ารหัสทางด้านส่ง และ Y_i คือแอมพลิจูดของสัญญาณไซน์ที่เข้ารหัสด้านส่ง หลังจากผ่านบล็อกการคูณที่จุด B และ C สัญญาณที่ได้แสดงดังสมการ 3.28 และ 3.29

$$V_B(t) = X_i \cos^2(\omega t) + Y_i \sin(\omega t) \cos(\omega t) \quad (3.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c(t) = X, \cos(\omega t) \sin(\omega t) + Y, \sin^2(\omega t) \quad (3.29)$$

สัญญาณที่จุด B และ C จะผ่านไปยังบล็อกรวมอินทิเกรต ทำการรวมบล็อกในคาบเวลาเดียว และจะเริ่มใหม่อีกครั้ง ในรูปที่ 3.13 เป็นตัวอย่างเอาท์พุทของการอินทิเกรต ที่จุดสุดท้ายของคาบเวลาอินทิเกรต สัญญาณที่จุด D และ E สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการที่ 3.30 และ 3.31

$$V_D(t) = \int_0^{\tau} V_B(t) dt \quad (3.30)$$

$$\int_0^{\tau} X, \cos^2(\omega t) + Y, \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$\int_0^{\tau} X, \cos^2(\omega t) dt + \int_0^{\tau} Y, \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

$$= \frac{\tau X}{2} + 0 = \frac{\tau X}{2}$$

$$V_E(t) = \int_0^{\tau} V_C(t) dt \quad (3.31)$$

$$\int_0^{\tau} X, \cos(\omega t) \sin(\omega t) + Y, \sin^2(\omega t) dt$$

$$\int_0^{\tau} X, \cos(\omega t) \sin(\omega t) dt + \int_0^{\tau} Y, \sin^2(\omega t) dt$$

$$= 0 + \frac{\tau Y}{2} + 0 = \frac{\tau Y}{2}$$

สังเกตว่ามีเทอมที่เป็น 0 ในสมการ 3.30 และ 3.31 เพราะคุณสมบัติในการตั้งฉากของสัญญาณไซน์และโคไซน์ เอาท์พุทของดีมอดูเลตซึ่งประกอบด้วยค่าประมาณขนาดของสัญญาณไซน์และโคไซน์ที่ด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติฐานในการวิเคราะห์พัลส์ที่ภาคมอดูเลตก่อนที่จะทำการคูณด้วยพัลส์รูปไซน์และโคไซน์ พัลส์ในคาบเวลาเดียวกันจะรวมแอมพลิจูดเข้าด้วยกัน วงจรกรองอาจจะใช้เพื่อปรับรูปสัญญาณ พัลส์ก่อนทำการรวมฟังก์ชันเข้าด้วยกัน จุดมุ่งหมายของขั้นตอนนี้เพื่อลดขนาดแบนด์วิดของ สัญญาณทางด้านส่งด้วยการใช้วงจรกรองความถี่สูง ถ้าวงจรกรองสัญญาณมีผลตอบสนอง $p(t)$ การส่งสัญญาณ I จะแสดงได้ตามสมการ

$$V(t) = X_1 p(t - i\tau) \cos(\omega t) + Y_1 p(t - i\tau) \sin(\omega t) \quad (3.32)$$

การมอดูเลตแบบ QAM นั้น N คือวิธีการมอดูเลตแบบ 2 มิติ มีฟังก์ชันพื้นฐาน 2 รูปแบบ (ที่ เวลา $t = 0$)

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \varphi(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (3.33)$$

$$\varphi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}} \varphi(t) \sin(2\pi f_c t)$$

เมื่อ $\varphi(t)$ คือฟังก์ชันของการมอดูเลตแบบเบสแบนด์เหมือนไซน์ หรือรากที่สองของพัลส์ โคไซน์ขาขึ้น กราฟโดเมนเชิงเวลาและเชิงความถี่ของพัลส์โคไซน์ขาขึ้น รูปร่างของพัลส์จะเพิ่มขึ้น โดยการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของไซน์และโคไซน์ให้ห่างจากค่าของเบสแบนด์ เพื่อหลีกเลี่ยงค่า ดีไซน์ออร์ท ของการเชื่อมต่อร่วมหม้อแปลงในสายคู่ตีเกลียว เนื่องจากพัลส์ QAM รองรับการลดทอน หลายอย่างใน DSL การนำ QAM มาใช้นิยมมากในโมเดมย่านความถี่เสียง คุณลักษณะของสาย ส่งที่ต้องนำมาพิจารณาคือการเปลี่ยนแปลงที่ค่าแบนด์วิดท์น้อยกว่า 3-4 kHz การหลีกเลี่ยงไฟฟ้า กระแสตรงและวิธีที่จะทำให้เครื่องรับสัญญาณทนต่อความซับซ้อน

การส่งสัญญาณแบบ QAM มีรูปแบบสมการดังนี้

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sum_k x_{1,k} \varphi(t - kT) \cos(2\pi f_c t) - x_{2,k} \varphi(t - kT) \sin(2\pi f_c t) \quad (3.34)$$

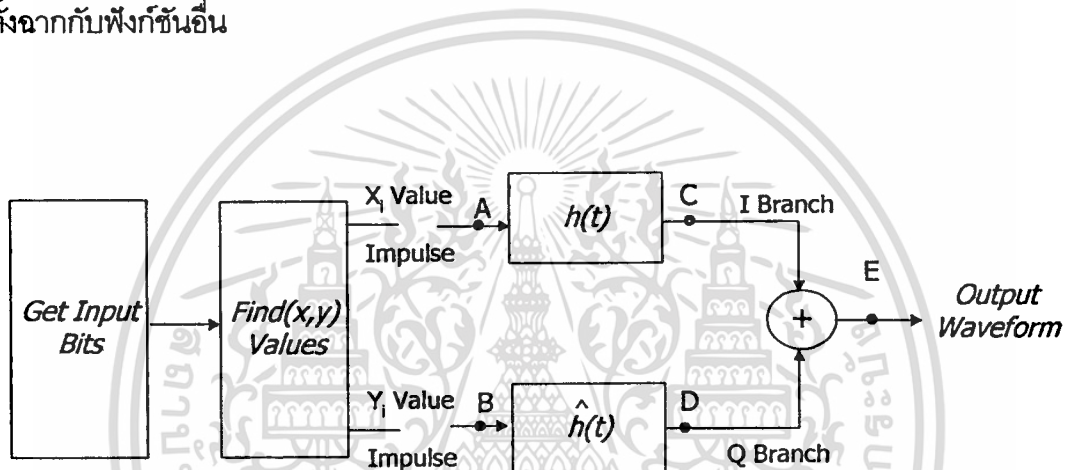
ข้อสังเกตอย่างหนึ่งของฟังก์ชันไซน์ขอยด์คือไม่สามารถหักล้างได้ด้วย kT ซึ่ง k th หมายถึง ฟังก์ชันไซน์ขอยด์และตัวเลือกที่เป็นไปได้ของความถี่พาหะซึ่งสัมพันธ์กับอัตราข้อมูล ภายในคาบ เวลาเดียวกันฟังก์ชันของ QAM อาจเกิดขึ้นไม่เหมือนกัน นั่นคือฟังก์ชันพื้นฐานของ QAM โดย ปกติจะไม่ส่งสัญญาณเป็นคาบ $X_n(t)$ ไม่เท่ากับ $X_n(t+kT)$ แม้ว่าจะทำการส่งข้อมูลซ้ำ พัลส์

เบสแบนด์จะทำการส่งข้อมูลซ้ำทุกคาบเวลา ไม่ได้มีผลต่อการส่งสัญญาณไม่เป็นคาบเท่านั้นแต่การใช้ฟังก์ชันเป็นคาบมีวิธีที่ง่ายขึ้น เรียกว่า CAP ซึ่งจะอธิบายในหัวข้อต่อไป

3.3.2 การมอดูเลตแบบ CAP

เช่นเดียวกับการมอดูเลตแบบ QAM การมอดูเลตแบบ CAP นั้น ใช้การเข้ารหัสบิตข้อมูลทางด้านส่งและทำการถอดรหัสทางด้านรับ ค่า x และ y เป็นผลจากขบวนการเข้ารหัสที่ใช้กระบวนการกรองดิจิทัล การมอดูเลตแบบ CAP แสดงให้เห็นดังรูป 3.15

การมอดูเลตแบบนี้มี 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นอินเฟส และส่วนที่เป็นควอดเรเจอร์ ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองดิจิทัล คือผลการแปลงฮิลแบร์ต ฟังก์ชัน 2 ฟังก์ชันในรูปแบบฮิลแบร์ตจะตั้งฉากกับฟังก์ชันอื่น



รูปที่ 3.15 การมอดูเลตแบบ CAP

โดยทั่วไปแล้วฮิลแบร์ตคู่ใช้ในการมอดูเลตแบบ CAP วิธีการของ CAP ในปัจจุบันใช้รูปสัญญาณไซน์และโคไซน์ในการส่งพัลส์ โดยเฉพาะการมอดูเลตแบบ CAP ซึ่งใช้วงจรกรองดิจิทัลแทนวงจรควอดเรเจอร์และอินเฟส เมื่อเปรียบเทียบการมอดูเลตแบบ CAP กับการมอดูเลตแบบ QAM พิจารณาแรงดันที่จุดอ้างอิงตามรูป 3.14 สมมติให้การมอดูเลตใช้วิธีการเข้ารหัสวิธีเดิมขนาดของกลุ่มสัญญาณเท่ากัน และอัตราการเข้ารหัสเหมือนกับการมอดูเลตแบบ QAM สัญญาณในแต่ละจุดสามารถเขียนได้ตามสมการ 3.35 และ 3.36

$$V_A(t) = X_i \delta(i\tau) \quad (3.35)$$

$$V_B(t) = Y_i \delta(i\tau) \quad (3.36)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนของสัญญาณอิมพัลส์ไม่ต่อเนื่องทั้งสองจะกระตุ้นวงจรกรองแบบดิจิทัลในการมอดูเลต ถ้าให้ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองในภาคมอดูเลต เอกลักษณ์ของวงจรกรองทั้งสองถูกแทนด้วยคอนโวลูชันอย่างง่าย อินพุทแสดงดังสมการ 3.37 และ 3.38

$$V_c(t) = X, \delta(i\tau) * \hat{h}(t) \quad (3.37)$$

$$= \int_0^a X, \delta(i\alpha) \hat{h}(t - \alpha) d\alpha$$

$$= X, h(t - i\tau)$$

$$V_d(t) = Y, \delta(i\tau) * \hat{h}(t) \quad (3.38)$$

$$= \int_0^a Y, \delta(i\alpha) \hat{h}(t - \alpha) d\alpha$$

$$= Y, h(t - i\tau)$$

เอกลักษณ์ของการมอดูเลต เนื่องจาก 1 ได้ผลลัพธ์ดังสมการ 3.39

$$V_E(t) = X, h(t - i\tau) + Y, \hat{h}(t - i\tau) \quad (3.39)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ 3.39 กับเอกลักษณ์ของการมอดูเลตแบบ QAM ตามสมการที่ 3.32 สังเกตว่าสมการทั้งสองจะเหมือนกันถ้าสมการ 3.40 และ 3.41 เป็น

$$h(t - i\tau) = p(t - i\tau) \cos(\omega t) \quad (3.40)$$

$$\hat{h}(t - i\tau) = p(t - i\tau) \sin(\omega t) \quad (3.41)$$

ในการออกแบบระบบกำหนดให้ $\omega\tau = \pi$ ดังนั้นสมการ 3.40 และ 3.41 สามารถเขียนได้ตามสมการ 3.42 และ 3.43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h(t - i\tau) = p(t - i\tau)\cos(\omega t - i\tau) \quad (3.42)$$

$$\hat{h}(t - i\tau) = p(t - i\tau)\sin(\omega t - i\tau) \quad (3.43)$$

ค่า i ในสมการทั้งสองแทนค่าคงที่ ผลตอบสนองอิมพัลส์ทางเวลาของวงจรกรองไม่ขึ้นกับค่า i ดังนั้นสมการจะเปลี่ยนเป็นสมการ 3.44 และ 3.45

$$h(t) = p(t)\cos(\omega t) \quad (3.44)$$

$$\hat{h}(t) = p(t)\sin(\omega t) \quad (3.45)$$

Carrierless Amplitude/Phase modulation (CAP) นั้น Wanner ตั้งข้อสังเกตว่าการมอดูเลตคลื่นพาหะใน QAM มีมากเกินไปเนื่องจากพื้นฐานการมอดูเลตมี 2 มิติ และการเลือกค่าที่ถูกต้องของฟังก์ชันพื้นฐาน 2 ฟังก์ชันที่ปราศจากไฟฟ้ากระแสตรง ฟังก์ชันพื้นฐานของ CAP แสดงดังนี้

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}}\varphi(t)\cos(2\pi f_c t)$$

$$\varphi_2(t) = -\sqrt{\frac{2}{T}}\varphi(t)\sin(2\pi f_c t)$$

(3.46)

รูปแบบสมการที่สมบูรณ์คือ

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sum_k x_{1,k}\varphi(t - kT)\cos(2\pi f_c[t - kT]) - x_{2,k}\varphi(t - kT)\sin(2\pi f_c[t - kT]) \quad (3.47)$$

รูปแบบนี้เป็นความสำเร็จในการส่งสัญญาณ 1 มิติ และเป็นแนวคิดของรูปแบบฟังก์ชันพื้นฐานไม่มีความถี่พาหะ f_c เป็นตัวแปรที่แสดงค่ากลางของพาสแบนด์ ที่ใช้ในการส่งสัญญาณในรูปของ carrierless ในขณะที่แอมพลิจูดและเฟสของ $X(t)$ ถูกมอดูเลตด้วยรูปแบบพื้นฐาน 2 มิติ ระบบสื่อสารสัญญาณ CAP ไม่ใช่มาตรฐานใน DSL แต่มีการนำมาใช้งานบ้าง เมื่อเปรียบเทียบการทำงานพื้นฐานของ CAP และ QAM มีการทำงานที่เสมอภาคกันไม่ว่าจะเป็นการส่งสัญญาณและความ

ข้อข้อของเครื่องรับที่เหมือนกัน อาจมีวิธีการที่แตกต่างกันเพียงเล็กน้อยเท่านั้น ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DVAC และ ATM FORUM ได้กำหนดมาตรฐานของ CAP เพื่อรับส่งสัญญาณในสายคู่ตีเกลียวคลาส 5 ในระยะทางสั้นๆ ไม่เกิน 50 เมตร เช่นเดียวกับในระบบ LAN 10BaseT อีเทอร์เน็ต

3.3.3 การมอดูเลตควอดเรเจอร์แบบอื่นๆ

VSB เป็นรูปแบบหนึ่งของการมอดูเลตแบบ QAM เมื่อความถี่พาหะอยู่ไม่ไกลจากศูนย์กลาง จำเป็นต้องมอดูเลตแบบหนึ่งมิติ ฟังก์ชันพื้นฐานคือ

$$\varphi(t) = \left(\frac{1}{T}\right) [\phi(t) (\cos 2\pi f_c t) - \check{\phi}(t) \sin(2\pi f_c t)] \quad (3.48)$$

ส่วนหนึ่งของควอดเรเจอร์ใช้พื้นฐานการแปลงฮิลแบร์ต

$$\check{\phi}(t) = \frac{1}{\pi t} * \phi(t) \quad (3.49)$$

เพราะระบบดังกล่าวเป็นแถบข้างเดียว (single side band) อัตราเร็วมีค่าเป็น 2 เท่าของ QAM แต่มีแบนด์วิดเหมือนเดิม ในการส่งจะส่ง 1 มิติเท่านั้นไม่ใช่ 2 มิติ ดังนั้น VSB และ QAM มีการทำงานที่เสมอภาคกันแต่มีวิธีที่แตกต่างกันเล็กน้อย

ฟังก์ชันพื้นฐานของ VSB แตกต่างจากฟังก์ชันพื้นฐานแถบข้างเดียวใช้ฟังก์ชัน $\phi(t)$ และการแปลงฮิลแบร์ตถูกประมาณค่าด้วยฟังก์ชันสมมาตรและสัมพันธ์กับความถี่พาหะที่เลือก คือ

$$\phi_1(f_c - f) + \phi_2(f + f_c) = \sqrt{T} \quad (3.50)$$

ฟังก์ชันพื้นฐานจะเป็น

$$\varphi(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} [\phi_1(t) \cos(2\pi f_c t) - \phi_2(t) \sin(2\pi f_c t)] \quad (3.51)$$

offset QAM (OQAM) เป็นการมอดูเลตแบบ 2 มิติ กำลังงานในการส่งสัญญาณอินเฟสและควอดเรเจอร์จะเกิดการหน่วงเวลาครึ่งหนึ่งของคาบเวลาซึ่งสัมพันธ์กับตัวเลข QAM มีฟังก์ชันพื้นฐานดังนี้

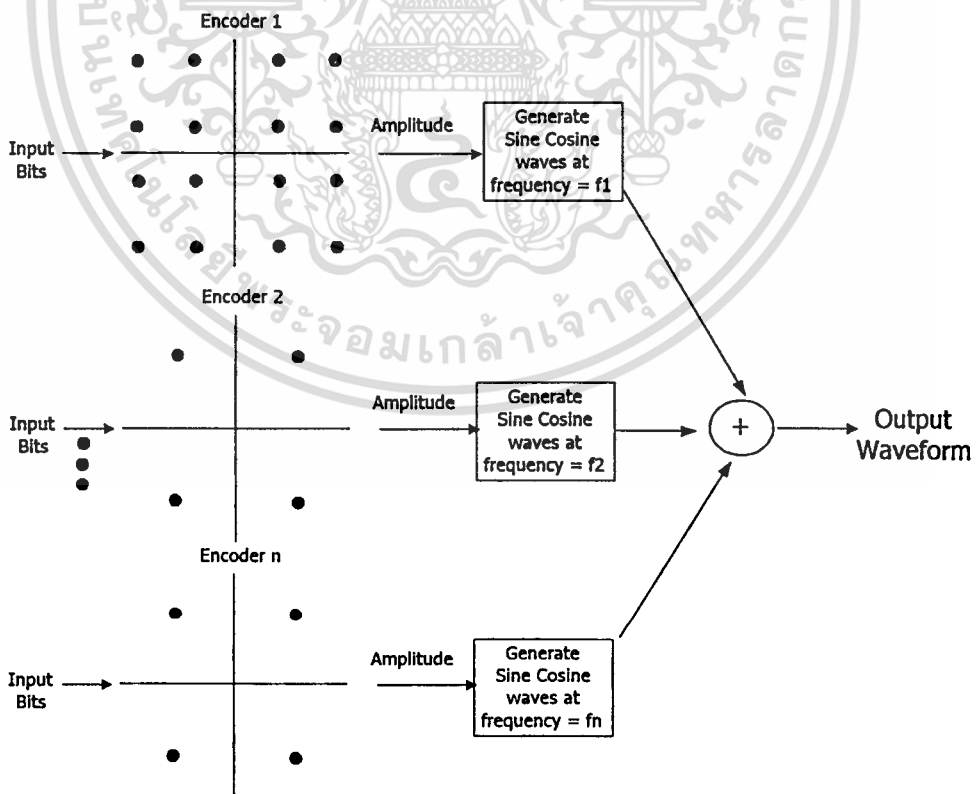
$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}}\varphi(t)\cos(2\pi f_c t) \quad (3.52)$$

$$\varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}}\varphi(t - T/2)\sin(2\pi f_c t)$$

3.3.4 การมอดูเลตแบบมัลติโทน (Multitone Modulation)

การมอดูเลตแบบมัลติโทนเป็นพื้นฐานของการมอดูเลตแบบ DMT ใน ADSL การมอดูเลตชนิดนี้อาจเรียกว่า orthogonal frequency division multiplex (OFDM)

DMT สร้างจากแนวคิดของ QAM ในแนวคิดที่การเข้ารหัสมีมากกว่าหนึ่งกลุ่มสัญญาณ กลุ่มของบิตที่เข้ารหัสทางด้านรับใช้การเข้ารหัสเป็นกลุ่ม ค่าเอาต์พุตจากการเข้ารหัสกลุ่มสัญญาณคือแอมพลิจูดของรูปสัญญาณไซน์และโคไซน์ ในการเข้ารหัสแต่ละกลุ่มใช้ความถี่ไซน์และโคไซน์แตกต่างกันไป คลื่นไซน์และโคไซน์ทั้งหมดถูกรวมเข้าด้วยกันแล้วส่งไปบนช่องสัญญาณ การมอดูเลตแบบ DMT ใช้แนวความคิดของการมอดูเลตแบบ QAM ดังแสดงในรูป 3.16



รูปที่ 3.16 แนวความคิดของการมอดูเลตแบบ QAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติว่าที่ด้านรับสามารถแยกความถี่ที่แตกต่างกันของไซน์และโคไซน์ แต่ละกลุ่มของรูปสัญญาณไม่ขึ้นกับการถอดรหัส เช่นเดียวกับการถอดรหัสของ QAM สามารถถอดรหัสได้และบิทเอร์ร่าที่รับมาจากการถอดรหัสกลุ่มสัญญาณ

แนวความคิดในการใช้ความถี่ที่แตกต่างกันเพื่อส่งข้อมูลไม่ใช่ลักษณะของ DMT โทรท์คัมและวิทยุนำเทคนิคนี้มาใช้งานเช่นกัน ความแตกต่างของ DMT คือทุกช่องสัญญาณเป็นส่วนสำคัญในเครื่องรับขณะที่รูปแบบอื่นๆ มีส่วนสำคัญเพียงช่องสัญญาณเดียวเท่านั้น ความถี่ของช่องสัญญาณที่ใช้ใน DMT เรียกว่า frequency bin หรือ bin, tone หรือ DMT tone และช่องสัญญาณย่อย

รูปสัญญาณในแต่ละช่องสัญญาณจะแยกจากกัน ถ้าไม่ใช่กรณีนี้การถอดรหัสในแต่ละช่องสัญญาณจะทำได้ยาก เพราะคลื่นไซน์และโคไซน์ในแต่ละช่องสัญญาณจะเป็นค่าผิดพลาดซึ่งอาจมาจากช่องสัญญาณอื่น สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งของ DMT คือความถี่ไซน์และโคไซน์ที่ใช้ในแต่ละช่องสัญญาณจะเพิ่มขึ้นทวีคูณจากความถี่ปกติ และคาบเวลา τ จะแปรผกผันกับความถี่ปกติ ความถี่ปกตินี้จะอ้างอิงจากความถี่พื้นฐาน จากการวิเคราะห์การทำงานของ QAM สิ่งที่จะต้องพิจารณาคือคลื่นไซน์และโคไซน์ที่ความถี่พื้นฐานในรูปฟังก์ชันพื้นฐาน เพื่อให้แน่ใจว่าสัญญาณรบกวนจะไม่เกิดขึ้นระหว่างช่องสัญญาณ สิ่งหนึ่งที่ต้องแสดงให้เห็นคือคลื่นไซน์และโคไซน์จากช่องสัญญาณหนึ่งจะต้องตั้งฉากกับคลื่นไซน์และโคไซน์จากช่องสัญญาณอื่น การตั้งฉากนี้เป็นไปได้ดังสมการ 3.53, 3.54 และ 3.55

$$\int_0^{\tau} \cos(n\omega_r t) \cos(m\omega_r t) dt = 0 \quad (3.53)$$

$$\int_0^{\tau} \cos(n\omega_r t) \sin(m\omega_r t) dt = 0 \quad (3.54)$$

$$\int_0^{\tau} \sin(n\omega_r t) \sin(m\omega_r t) dt = 0 \quad (3.55)$$

ค่า n และ m เป็นตัวเลขที่แตกต่างกัน และ ω_r คือความถี่ของความเร็วเชิงมุม การทำงานเป็นไปตามสมการที่ 3.53-3.55 ตามลำดับ

ถ้า $n = m$ ดังนั้นเทอมแรกจะลู่เข้าหา $\frac{1}{2} \tau$ เป็นผลจากสมการ 3.30 ความสัมพันธ์ของสมการ 3.54 และ 3.55 ดังแสดงทั้งสองสมการต่างกันในสมการ 3.54 จะตั้งฉากแม้กรณีที่ $n = m$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นการดีมอดูเลตแบบ DMT ในการตั้งฉากของสัญญาณไซน์และโคไซน์ที่ความถี่ต่างกันจะเท่ากับสัญญาณไซน์และโคไซน์ที่ความถี่เดียวกัน ขั้นตอนการมอดูเลตและดีมอดูเลตในรูปที่ 3.16 เป็นวิธี brute-force ของการสร้างและตรวจสอบใน DMT เพื่อให้เข้าใจง่ายขึ้นจะพิจารณาผลรวมของไซน์และโคไซน์ที่เวลา τ สมการรูปสัญญาณสามารถเขียนได้ดังสมการ 3.57

$$\int_0^{\tau} \cos(n\omega_r t) \cos(m\omega_r t) \quad (3.56)$$

$$= \int_0^{\tau} \frac{1}{2} \cos((n-m)\omega_r t) + \frac{1}{2} \cos((n+m)\omega_r t) dt$$

$$= \left[\frac{\sin((n-m)\omega_r t)}{2\omega_r(n-m)} + \frac{\sin((n+m)\omega_r t)}{2\omega_r(n+m)} \right]_0^{\tau}$$

$$= \frac{\sin\left((n-m)\frac{2\pi}{\tau}\tau\right)}{2\omega_r(n-m)} + \frac{\sin\left((n+m)\frac{2\pi}{\tau}\tau\right)}{2\omega_r(n+m)}$$

$$= \frac{\sin((n-m)2\pi)}{2\omega_r(n-m)} + \frac{\sin((n+m)2\pi)}{2\omega_r(n+m)}$$

$$= 0 \text{ เมื่อ } n \text{ และ } m \text{ เท่ากับค่าคงที่ และ } n \neq m$$

$$s(t) = \begin{cases} \frac{Xn \cos(n\omega_r t) + Yn \sin(n\omega_r t)}{2} & \text{for } 0 < t \leq \tau \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.57)$$

สัญญาณจะแทนช่องสัญญาณเดี่ยวหรือช่องสัญญาณจำนวน n ถ้า $s(t)$ ถูกสุ่มตัวอย่าง $2 \cdot N \cdot f$, ค่าของสัญญาณที่ได้ดังสมการ 3.58 จะไม่เป็นศูนย์

$$\begin{aligned}
 s_k &= X_n \cos\left(n\omega_r \frac{k}{2Nf_r}\right) + Y_n \sin\left(n\omega_r \frac{k}{2Nf_r}\right) \\
 &= X_n \cos\left(\frac{\pi nk}{N}\right) + Y_n \sin\left(\frac{\pi nk}{N}\right) \text{ for } 0 < k \leq 2N
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

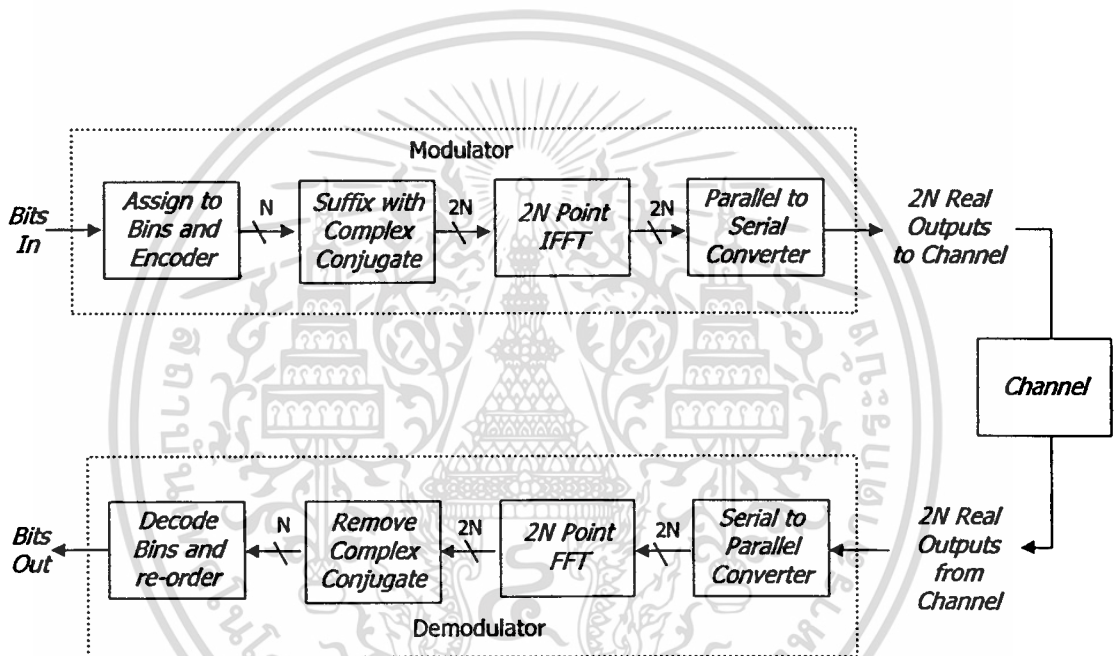
ในระบบ DMT นั้น N จะแสดงช่องสัญญาณขนาดใหญ่ในด้านส่งสัญญาณ สัญญาณนี้จะอยู่ที่ความถี่ของ Nf_r เนื่องจากทฤษฎีในควิสต์ อัตราการสุ่มของระบบต้องมากกว่าความถี่สูงสุดของระบบสองเท่า อัตราที่ถูกเลือกคือ $2Nf_r$ ถ้าทำการแปลงฟูเรียร์แบบต่อเนื่อง (DFT) ของ s_k โดยใช้ตำแหน่ง $2N$ ในการแปลง ผลที่ได้ดังสมการ 3.59

$$\begin{aligned}
 S_m &= \sum_{k=0}^{2N} \left(X_n \cos\left(\frac{\pi nk}{N}\right) + Y_n \sin\left(\frac{\pi nk}{N}\right) \right) e^{-\frac{j2\pi km}{2N}} \\
 &= \begin{cases} N(X_n - jY_n) & \text{เมื่อ } m = n \\ N(X_n + jY_n) & \text{เมื่อ } m = 2N - n \\ 0 & \text{กรณีอื่นๆ} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

เนื่องจาก DFT จะสลายสัญญาณในโดเมนความถี่ ผลที่ได้จากสมการ 3.59 จึงไม่ผิดปกติ การแทนค่า $2N$ เป็นการเปลี่ยนแปลงกำลังงานของสัญญาณ ค่าที่เกิดขึ้นในโดเมนความถี่ระหว่าง 2 ตำแหน่งจะไม่ใช่ศูนย์เพราะโดเมนความถี่นั้นความถี่ที่แสดงหลังจากการเปลี่ยนแปลงจะแสดงสเปกตรัม 2 ส่วน สำหรับค่าจริงทั้งหมดในโดเมนเวลาประกอบด้วย s_k ที่ตำแหน่ง $2N$ จะแสดงคอนจูเกตเชิงซ้อนแบบสมมูลที่บริเวณกึ่งกลางจุด ความถี่ทางด้านบวกและด้านลบจะเหมือนกันซึ่งเป็นผลมาจากการแปลงฟูเรียร์ ค่า 0 ที่ได้จากสมการ 3.59 เป็นผลมาจากไม่มีกำลังงานที่ความถี่ของตำแหน่งนั้น สมการ 3.59 แสดงการตั้งฉากของไซน์และโคไซน์ที่ความถี่แตกต่างกันจะเท่ากับสัญญาณไซน์และโคไซน์ที่ความถี่เดียวกัน

ผลจากสมการที่ 3.59 ได้เสนอแนวทางอื่นของ DMT เพื่อจับคู่เอาต์พุตของกลุ่มสัญญาณในการเข้ารหัสเข้ากับแอมพลิจูดของไซน์และโคไซน์ เอาต์พุตสามารถจับคู่กับจำนวนเชิงซ้อนในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวกเตอร์ ค่าที่ได้จากแกน x หรือโคไซน์แทนจำนวนจริงของจำนวนเชิงซ้อน และค่า y หรือขนาดของไซน์จะแสดงจำนวนจินตภาพ ถ้าเอาท์พุทของการเข้ารหัสกลุ่มสัญญาณคือลำดับในเวกเตอร์ ดังนั้นแต่ละตำแหน่งของเวกเตอร์จะแทนหนึ่งในช่องสัญญาณ DMT ถ้าช่องสัญญาณจำนวน N มีอยู่ในระบบของ DMT เวกเตอร์ของเชิงซ้อนเท่ากับ N ปัจจัยที่เป็นส่วนประกอบคอนจูเกตเชิงซ้อนของเวกเตอร์ สามารถเพิ่มไปในเวกเตอร์เหล่านี้ได้ เช่นเวกเตอร์ใหม่มีสังยุคเชิงซ้อนแบบสมมาตร การแปลงฟูเรียร์กลับแบบต่อเนื่องบนเวกเตอร์ใหม่นี้จะสร้างจำนวนจริงในโดเมนเวลาโดยมีลำดับเทียบเคียงกับจุดเริ่มของการมอดูเลตแบบ DMT ในรูป 3.16 และ 3.17 แสดงวิธีการใหม่ของการมอดูเลตแบบ DMT



รูปที่ 3.17 การมอดูเลตแบบ IDFT

ในรูป 3.17 แสดงการตีมอดูเลตแบบ DMT จะเห็นการเปลี่ยนแปลงจากการมอดูเลตโดยใช้ IDFT แทน DFT ด้วยเหตุผลของ DFT จะถูกส่งจากโดเมนเวลาไปโดเมนความถี่ เนื่องจากที่โดเมนความถี่เป็นค่าจริง เอาท์พุทของ DFT เป็นคอนจูเกตเชิงซ้อนแบบสมมาตร ครึ่งหนึ่งของเอาท์พุทจำเป็นต่อการถอดรหัสของกลุ่มสัญญาณ อีกวิธีหนึ่งที่นิยมใช้ในการมอดูเลตและตีมอดูเลตคือ FFT และ IFFT การเปลี่ยนแปลงอัลกอริทึมของ DFT และ IDFT นี้เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณ

พื้นฐานการมอดูเลตในบทนี้เป็นส่วนสำคัญในการทำงานของ ADSL และอีกสิ่งหนึ่งที่สำคัญเช่นกันเป็นสื่อที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณหลังจากมอดูเลตและตีมอดูเลตแล้วคือสายคู่ตีเกลียวซึ่งจะอธิบายในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การส่งสัญญาณผ่านสายคู่ตีเกลียว

สายคู่ตีเกลียวเป็นเคเบิลที่นิยมใช้กันมากที่สุดในระบบโทรศัพท์และโทรคมนาคม สายคู่ตีเกลียวประกอบด้วย สายทองแดง 2 เส้น ตีเกลียวประมาณ 20 รอบต่อฟุต แสดงดังรูปที่ 4.1 โดยทั่วไปสายโทรศัพท์ประกอบด้วย ตัวนำเป็นสายทองแดงแข็ง เส้นผ่านศูนย์กลางขนาด 24 AWG และเป็นสายคู่ตีเกลียว เคเบิล 2 คู่สาย มีเปลือกห่อหุ้ม มีรหัสสี 4 สี คือ แดง, เขียว, ดำ และ เหลือง สำหรับการใช้งานโทรศัพท์พื้นฐานนั้นต้องการใช้สายทองแดงเพียง 2 เส้นเท่านั้น

4.1 สายคู่ตีเกลียว

เคเบิลหลาย ๆ คู่สายใช้รหัสสี 2 สี ในหนึ่งคู่จะมีสีมาตรฐานหนึ่งสี ตารางที่ 4.1 แสดงมาตรฐานของเบลเดนสำหรับเส้นเดี่ยว ตารางที่ 4.2 เป็นรหัสสีของ Insulated Cable Engineers Association (ICEA) ตารางที่ 4.3 แสดงรหัสสีของเคเบิลชนิดคู่

ตารางที่ 4.1 รหัสสีของสายทองแดงจำนวน 12 เส้น

สายทองแดง	สี
เส้นที่ 1	ดำ
เส้นที่ 2	ขาว
เส้นที่ 3	แดง
เส้นที่ 4	เขียว
เส้นที่ 5	น้ำตาล
เส้นที่ 6	น้ำเงิน
เส้นที่ 7	ส้ม
เส้นที่ 8	เหลือง
เส้นที่ 9	ม่วง
เส้นที่ 10	เทา
เส้นที่ 11	ชมพู
เส้นที่ 12	น้ำตาลเข้ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 ตัวอย่างสีของมาตรฐาน ICEA

สายทองแดง	สี	สายทองแดง	สี
เส้นที่ 1	ดำ	เส้นที่ 26	ส้ม/ดำ/ขาว
เส้นที่ 2	ขาว	เส้นที่ 27	น้ำเงิน/ดำ/ขาว
เส้นที่ 3	แดง	เส้นที่ 28	ดำ/แดง/เขียว
เส้นที่ 4	เขียว	เส้นที่ 29	ขาว/แดง/เขียว
เส้นที่ 5	ส้ม	เส้นที่ 30	แดง/ดำ/เขียว
เส้นที่ 6	น้ำเงิน	เส้นที่ 31	เขียว/ดำ/ส้ม
เส้นที่ 7	ขาว/ดำ	เส้นที่ 32	ส้ม/ดำ/เขียว
เส้นที่ 8	แดง/ดำ	เส้นที่ 33	น้ำเงิน/ขาว/ส้ม
เส้นที่ 9	เขียว/ดำ	เส้นที่ 34	ดำ/ขาว/ส้ม
เส้นที่ 10	ส้ม/ดำ	เส้นที่ 35	ขาว/แดง/ส้ม
เส้นที่ 11	น้ำเงิน/ดำ	เส้นที่ 36	ส้ม/ขาว/น้ำเงิน
เส้นที่ 12	ดำ/ขาว	เส้นที่ 37	ขาว/แดง/น้ำเงิน
เส้นที่ 13	แดง/ขาว	เส้นที่ 38	ดำ/ขาว/เขียว
เส้นที่ 14	เขียว/ขาว	เส้นที่ 39	ขาว/ดำ/เขียว
เส้นที่ 15	น้ำเงิน/ขาว	เส้นที่ 40	แดง/ขาว/เขียว
เส้นที่ 16	ดำ/แดง	เส้นที่ 41	เขียว/ขาว/น้ำเงิน
เส้นที่ 17	ขาว/แดง	เส้นที่ 42	ส้ม/แดง/เขียว
เส้นที่ 18	ส้ม/แดง	เส้นที่ 43	น้ำเงิน/แดง/เขียว
เส้นที่ 19	น้ำเงิน/แดง	เส้นที่ 44	ดำ/ขาว/น้ำเงิน
เส้นที่ 20	แดง/เขียว	เส้นที่ 45	ขาว/ดำ/น้ำเงิน
เส้นที่ 21	ส้ม/เขียว	เส้นที่ 46	แดง/ขาว/น้ำเงิน
เส้นที่ 22	ดำ/ขาว/แดง	เส้นที่ 47	เขียว/ส้ม/แดง
เส้นที่ 23	ขาว/ดำ/แดง	เส้นที่ 48	ส้ม/แดง/น้ำเงิน
เส้นที่ 24	แดง/ดำ/ขาว	เส้นที่ 49	น้ำเงิน/ส้ม/แดง
เส้นที่ 25	เขียว/ดำ/ขาว	เส้นที่ 50	ดำ/ส้ม/แดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 รหัสสีของเคเบิลชนิดคู่

คู่สายที่	สี	คู่สายที่	สี
1	ดำ&แดง	20	ขาว&เหลือง
2	ดำ&ขาว	21	ขาว&น้ำตาล
3	ดำ&เขียว	22	ขาว&ส้ม
4	ดำ&น้ำเงิน	23	น้ำเงิน&เหลือง
5	ดำ&เหลือง	24	น้ำเงิน&น้ำตาล
6	ดำ&น้ำตาล	25	น้ำเงิน&ส้ม
7	ดำ&ส้ม	26	น้ำตาล&เหลือง
8	แดง&ขาว	27	น้ำตาล&ส้ม
9	แดง&เขียว	28	ส้ม&เหลือง
10	แดง&น้ำเงิน	29	ม่วง&ส้ม
11	แดง&เหลือง	30	ม่วง&แดง
12	แดง&น้ำตาล	31	ม่วง&ขาว
13	แดง&ส้ม	32	ม่วง&เขียวเข้ม
14	เขียว&ขาว	33	ม่วง&ฟ้า
15	เขียว&น้ำเงิน	34	ม่วง&เหลือง
16	เขียว&เหลือง	35	ม่วง&น้ำตาล
17	เขียว&น้ำตาล	36	ม่วง&ดำ
18	เขียว&ส้ม	37	เทา&ขาว
19	ขาว&น้ำเงิน		

คุณสมบัติของสายตีเกลียวที่ออกแบบมาเพื่อส่งข้อมูล มีขนาดระหว่าง 22 AWG และ 26 AWG (หน่วยวัดของ American Wire Gauge) AWG เป็นตัวเลขที่แสดงถึงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางกลางของสายทองแดง ขนาดของสายทองแดงที่มีใช้งานแสดงดังตารางที่ 4.4 คุณลักษณะของสายขนาดต่าง ๆ เช่น ความต้านทาน น้ำหนักของสาย สายที่มีค่า AWG มาก จะมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางน้อยและความต้านทานสูง จากตัวอย่างสายขนาด 22 AWG มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 25.3 มิลลิเมตร (25.3/1000 นิ้ว) หรือ 0.0253 นิ้ว และสายขนาด 24 AWG มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 20.1 มิลลิเมตร หรือ 0.0201 นิ้ว ค่าความต้านทานของสายขนาด 22 AWG มีค่า 16.14 Ω ต่อระยะทาง 10000 ฟุต และสายขนาด 24 AWG มีค่าความต้านทาน 25.67 Ω ต่อระยะทาง 1000 ฟุต สำหรับการใช้งานระยะทางไกลมากๆ เคเบิลขนาด 22 AWG จะถูกพิจารณาในการนำมาใช้งาน

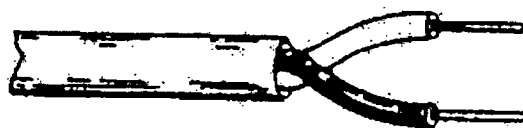
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากกว่าเคเบิลขนาด 24 AWG หรืออาจกล่าวได้ว่า เนื่องจากสายขนาด 24 AWG มีค่าความต้านทานสูง ต้องพิจารณาเรื่องการลดทอนสัญญาณมากกว่าสายขนาด 22 AWG เมื่อเปรียบเทียบระยะทางในการส่งเท่ากัน การเลือกใช้สายขนาด 22 AWG จึงช่วยลดผลกระทบเรื่องความต้านทานของสายในขณะที่รับส่งสัญญาณได้

ตารางที่ 4.4 คุณสมบัติของสายขนาดต่าง ๆ

ขนาดของสาย (AWG)	เส้นผ่านศูนย์กลาง (มิลลิเมตร)	เส้นรอบวง (มิลลิเมตร)	ยกกำลังสอง (นิ้ว)	25° C (77° F)	65° C (149° F)	น้ำหนัก/ 100ฟุต (ปอนด์)	กระแส (แอมป์)	โอห์ม/ 10000 ฟุต ที่ 20° C
18	40	1620	0.00128	6.51	7.51	4.92	2.93	5.064
19	36	1290	0.00101	8.21	9.48	3.90	2.32	6.385
20	32	1020	0.000802	10.4	11.9	3.09	1.84	8.051
21	28.5	810	0.000636	13.1	15.1	2.45	1.46	10.15
22	25.3	642	0.000505	16.5	19.0	1.94	1.16	12.80
23	22.6	509	0.000400	20.8	24.0	1.54	0.918	16.14
24	20.1	404	0.000317	26.2	30.2	1.22	0.728	20.36
25	17.9	320	0.000252	33.0	38.1	0.970	0.575	25.67
26	15.9	254	0.000200	41.6	48.0	0.769	0.458	32.37
27	14.2	202	0.000158	52.5	60.6	0.610	0.363	40.81
28	12.6	160	0.000126	66.2	76.4	0.484	0.288	51.47

สายโทรศัพท์รุ่นเก่าถูกจำกัดอัตราบิตประมาณ 24,000 กิโลบิตต่อวินาที เช่น High bit rate digital subscriber line (HDSL) ส่งสัญญาณไปในคู่สายที่อัตราบิต 2.048 Mbps (E1) ในคู่สายจำนวน 2 คู่สาย คุณสมบัติของเฟรมและการส่งสตรีมบิต 2.048 Mbps ประกอบด้วยสัญญาณ 64 kbps จำนวน 32 ช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.1 สายคู่ตีเกลียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.1 การซีลด์สายส่งสัญญาณ

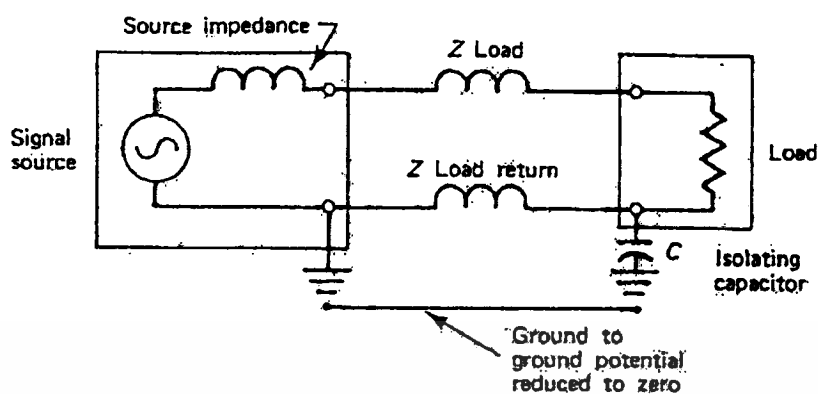
การซีลด์เป็นส่วนสำคัญที่ทำให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์มีค่าต่ำ สัญญาณต่อสัญญาณรบกวนคือจำนวนแรงดันหรือกำลังของสัญญาณต่ออัตราแรงดันหรือกำลังของสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อติดตั้งอุปกรณ์ใหม่หรือเคลื่อนย้ายเคเบิลและอุปกรณ์ ต้องทำการทดสอบกราวนด์ของเคเบิลและอุปกรณ์ด้วยเพื่อให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดีขึ้น

ซีลด์หุ้มโลหะของเคเบิลต้องมีกราวด์ห่อหุ้มเพื่อป้องกันกำลังของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่แพร่กระจายจากเคเบิลหรือได้รับจากภายนอก การซีลด์จะได้ผลมากเมื่อทำการซีลด์สายทุกเส้น การซีลด์ลวดตัวนำจะช่วยลดการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในเคเบิลและป้องกันการรบกวนจากเคเบิลข้างเคียง แต่ไม่สามารถป้องกันสัญญาณไขว้แทรกระหว่างสายภายในเคเบิลเส้นเดียวกันได้ การซีลด์สายคู่ตีเกลียวเพื่อลดการได้รับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าและการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าโดยใช้โลหะถักเป็นตาข่ายดังแสดงในรูปที่ 4.2

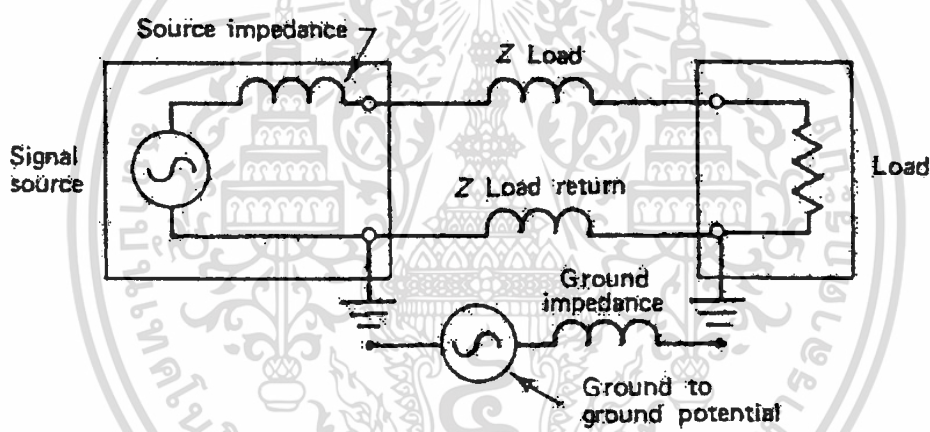


รูปที่ 4.2 สายคู่ตีเกลียวชนิดซีลด์

การซีลด์จะมีผลอย่างมากในการสื่อสารเมื่อต่อกราวด์ที่แหล่งจ่ายเท่านั้น แต่ถ้าจะให้การซีลด์มีผลต่อการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากการส่งข้อมูลไปในคู่สายและการรับสนามแม่เหล็กไฟฟ้าจากคู่สายอื่นต้องทำการซีลด์คู่สายแต่ละคู่ ตัวอย่างของเคเบิลในหลายจุดมีผลกระทบต่อการแพร่กระจายสนามแม่เหล็กไฟฟ้าภายในเคเบิลและป้องกันการรบกวนจากเคเบิลข้างเคียง การลงกราวด์ที่ปลายทั้ง 2 ด้านของซีลด์ จะสร้างเส้นทางให้กระแสไฟฟ้าวิ่งผ่านกราวด์ระหว่างอุปกรณ์ที่ต้นทางและปลายทาง ดังรูป 4.3 เส้นทางของกระแสไฟฟ้าระหว่างอุปกรณ์เรียกว่ากราวด์ลูปและผลของความแตกต่างระหว่างศักยทางไฟฟ้า(แรงดัน)ของอุปกรณ์ต้นทางและปลายทางเรียกว่าแรงดันซึ่งมีค่าสูงหลายโวลต์ เนื่องจากกระแสไหลไปในซีลด์ที่มีความต้านทานต่ำ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในสายส่ง



รูปที่ 4.3 การสร้างกราวด์ลูปที่ปลายทั้ง 2 ข้างของซีลด์ที่สายส่ง



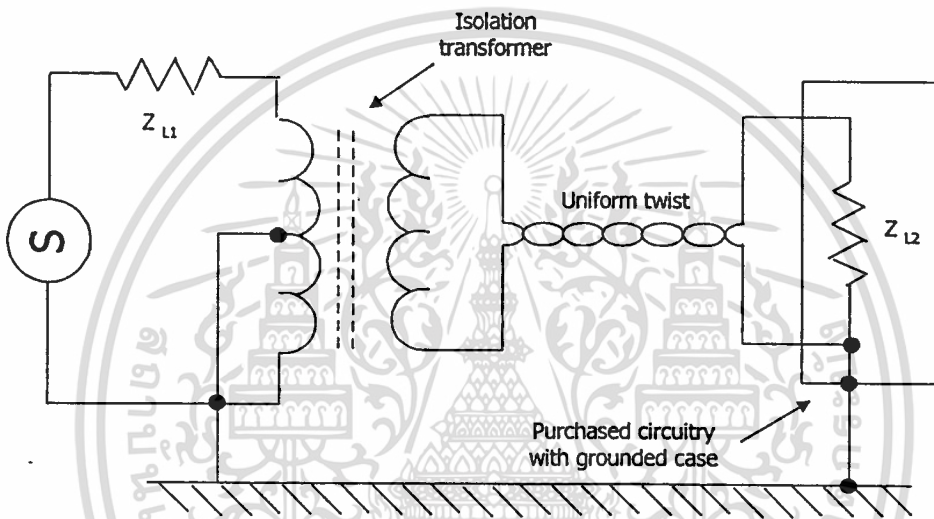
รูปที่ 4.4 ใช้ตัวเก็บประจุเพื่อทำให้เกิดกราวด์ที่ด้านต้นทางและปลายทาง

การซีลด์เคเบิลต้องซีลด์ที่แหล่งจ่ายเท่านั้น แต่อุปกรณ์บางอย่างต้องลงกราวด์ด้วยเพื่อให้ทำงานได้ดีขึ้น วิธีหนึ่งที่แก้ปัญหานี้ได้และผลลัพธ์เหมือนกับการลงกราวด์ที่ปลายทั้งสองด้านของเคเบิลคือการใส่ตัวเก็บประจุระหว่างจุดต่อกราวด์ลงดินและกราวด์ของอุปกรณ์ดังรูป 4.4 ตัวเก็บประจุจะต้านทานแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เกิดจากแรงดันกราวด์ลูปขณะที่มีการส่งค่าการเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็กไฟฟ้าไปที่กราวด์ วิธีแก้ปัญหาวีธีอื่นที่อาจนำมาแก้ปัญหारेื่อกกราวด์ได้คือการใช้วงจรขยายแยกวงจร ดังแสดงในรูปที่ 4.6 วงจรขยายแยกวงจรนั้นจะไม่มีการเชื่อมต่อกันระหว่างอินพุตและเอาต์พุตและไม่มีเส้นทางกราวด์ลูปย้อนกลับมาระหว่างอุปกรณ์ใช้งานทำให้คู่สายที่มีการซีลด์คุณภาพดี ๆ นั้นมีราคาสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัจจุบันเคเบิลต้องมีความยืดหยุ่นพอสมควรโดยการพิจารณาลักษณะเฉพาะดังนี้

1. เส้นผ่านศูนย์กลางและความแข็งของลวดตัวนำ
2. คุณสมบัติของฉนวน
3. การตีเกลียวของคู่สาย
4. การใช้กระดาษโลหะบางซีลด์ทุกคู่สาย
5. การใช้ฉนวนภายนอกซีลด์เคเบิลทั้งเส้น



รูปที่ 4.5 การใช้วงจรขยายแยกวงจรเพื่อป้องกันการเกิดกราวด์ลูป

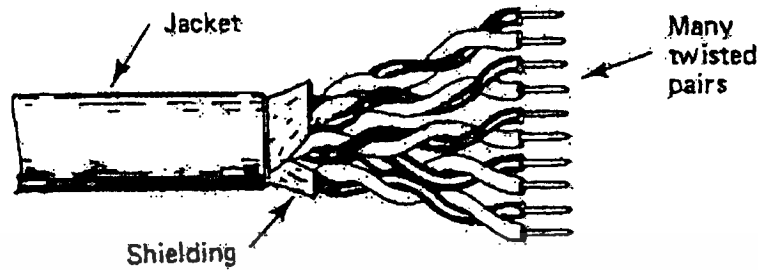
การซีลด์ที่ไม่สมบูรณ์แบบมีผลกระทบอย่างมากต่อการส่งสัญญาณ มีผลทำให้สัญญาณรบกวนในสายส่งมีค่าสูง ขนาดของสัญญาณเรียกว่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สัญญาณอนาล็อกและสัญญาณข้อมูลจะสัมพันธ์กับค่าของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้ไม่ว่าจะเป็นคู่สายซีลด์หรือไม่ซีลด์สามารถรวมกลุ่มอยู่ในเคเบิลเส้นเดียวกันด้วยคู่สายขนาด 100 คู่สาย รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะวงจรขยายแยกวงจร

4.1.2 การใช้งานและการทำงานของสายตีเกลียว

ในระยะแรกสายตีเกลียวถูกนำมาใช้กับการส่งสัญญาณเสียงทางโทรศัพท์ สายแต่ละคู่สายสามารถส่งสัญญาณเสียงได้มากกว่า 1 ช่องสัญญาณ โดยส่งความถี่เสียงระหว่าง 20-3000 Hz ไปในความถี่พาหะย่านความถี่สูง ความถี่พาหะจะมีค่าความถี่ที่สูงขึ้น ซึ่งเป็นตัวนำข้อมูลส่งไปในสาย ในแต่ละพาหะจะมีความถี่แตกต่างกันไป สัญญาณเสียงจะถูกมอดูเลตไปกับความถี่พาหะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเสียงที่แตกต่างกันภายในย่านความถี่เดียวกันจะไม่รบกวนกัน รูปที่ 4.6 เป็นเคเบิลที่ประกอบด้วยคู่สายหลายคู่สาย



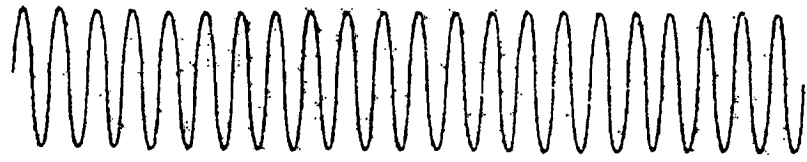
รูปที่ 4.6 เคเบิลที่ประกอบด้วยคู่สายชีลด์หลายคู่สาย

การนำสัญญาณเสียงผสมไปกับความถี่พาหะเรียกว่าการมอดูเลต การเปลี่ยนแปลงพาหะเนื่องจากการมอดูเลตสามารถเปลี่ยนขนาดความถี่หรือเฟสได้ ดังรูปที่ 4.7 แสดงวิธีมอดูเลตทั้ง 3 วิธี รูปที่ 4.7(ก) แสดงความถี่พาหะ สัญญาณจะมอดูเลตกับความถี่พาหะก่อนส่งออกไป รูปที่ 4.7(ข) แสดงแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะที่เปลี่ยนไปตามสัญญาณที่นำมามอดูเลต เรียกว่าการมอดูเลตทางแอมพลิจูด รูปที่ 4.7(ค) เป็นการมอดูเลตทางความถี่ พาหะจะมีความถี่เปลี่ยนไปตามสัญญาณที่นำมามอดูเลต รูปที่ 4.7(ง) แสดงการมอดูเลตทางเฟส เฟสของพาหะจะเปลี่ยนไปตามสัญญาณที่นำมามอดูเลต การมอดูเลตทำให้ช่องสัญญาณความถี่แต่ละช่องสัญญาณมีลักษณะเฉพาะ สถานีวิทยุและช่องสัญญาณโทรทัศน์นิยมใช้วิธีการที่เรียกว่ามัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

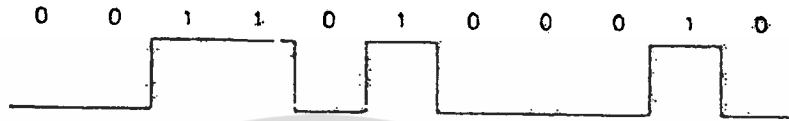
คู่สายหนึ่งคู่สามารถส่งสัญญาณเสียงพร้อมกันได้หลายช่องสัญญาณโดยใช้สัญญาณพาหะความถี่สูง ซึ่งข้อเสียของสัญญาณพาหะความถี่สูงคือ สัญญาณจะถูกลดทอนเป็นจำนวนมากสำหรับ xDSL ใช้กับสายคู่ที่เกลียวได้โดยมีข้อจำกัดเรื่องระยะทางในการใช้งาน สามารถส่งทั้งสัญญาณเสียง ข้อมูลดิจิทัลและสัญญาณภาพไปในคู่สายได้

4.2 คุณสมบัติของข่ายสายโทรศัพท์

โครงสร้างของข่ายสายโทรศัพท์แสดงดังรูปที่ 4.7 เป็นการเชื่อมต่อระหว่างผู้ให้บริการและลูกค้า ในการออกแบบ Plain old Telephone Service (POTS) ต้องการให้ประหยัดและมีความน่าเชื่อถือ ข่ายสายถูกนำมาใช้กับ DSL มีการออกแบบแตกต่างกันไป การออกแบบใช้งานข่ายสายนั้นเปลี่ยนแปลงไปเล็กน้อยจาก 20 ปีที่ผ่านมา การเปลี่ยนแปลงหลัก ๆ คืออายุการใช้งานที่มากขึ้นและระยะทางในการใช้งานลดลง



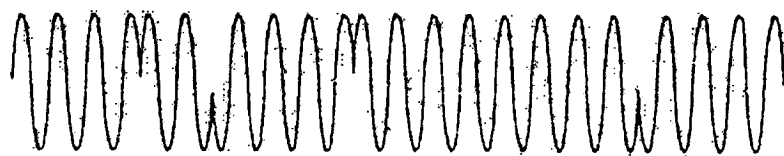
(ก) ความถี่พาหะ



(ข) การมอดูเลททางแอมพลิจูด



(ค) การมอดูเลททางความถี่



(ง) การมอดูเลททางเฟส

รูปที่ 4.7 รูปแบบของการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความหมายของลูปคือ คู่สายโทรศัพท์ที่เชื่อมโยงจากชุมสาย (central office) ไปบ้านลูกค้า โดยเริ่มจากกระแสที่ไหลผ่านข่ายสายจากชุมสายโทรศัพท์ส่งผ่านสายทองแดงหนึ่งเส้นและรับที่สายทองแดงอีกหนึ่งเส้น เมื่อ 100 ปีที่แล้วข่ายสายโทรศัพท์ออกแบบมาด้วยจุดมุ่งหมายแรกคือ การให้บริการเสียงและจุดมุ่งหมายที่ 2 คือ มีราคาถูก สัญญาณเสียงจะถูกส่งไปกับสัญญาณพาหะ เช่นสัญญาณอนาล็อกแบนด์วิดท์ 3.4 kHz

4.2.1 ข่ายสาย (Feeder Plant)

ชุมสายขนาดใหญ่รองรับคู่สายโทรศัพท์ได้มากกว่า 100000 คู่สาย จุดสิ้นสุดของคู่สายโทรศัพท์ทั้งหมดจะอยู่ที่ Main Distributing Frame (MDF) ในชุมสายโทรศัพท์ ข่ายสายจากชุมสายจะถูกเชื่อมโยงไปพื้นที่ให้บริการดังแสดงในรูป 4.7 ซึ่งรองรับได้ 1500-3000 คู่สาย

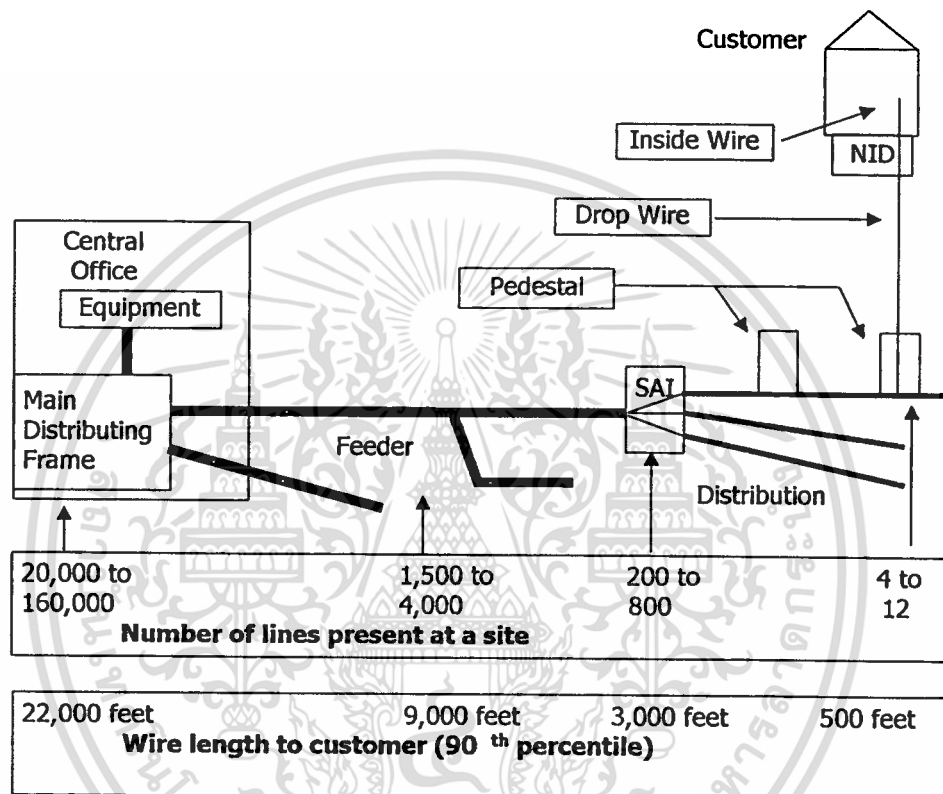
ข่ายสายประกอบด้วยสายคู่ตีเกลียวห่อหุ้มด้วยเปลือกหุ้มเคเบิล ในบางพื้นที่ของยุโรปและเอเชียคู่สายจะถูกตีเกลียวเข้าด้วยกัน 4 คู่สาย ตีเกลียวรวมเป็นหนึ่งกลุ่มเรียกว่าควอด สายลักษณะนี้มีข้อเสียคือเกิดสัญญาณไขว้แทรกสูงระหว่างสาย 4 เส้น ภายในชุมสายโทรศัพท์นั้นเคเบิลจากอุปกรณ์ชุมสาย และอุปกรณ์สื่อสัญญาณจะเชื่อมโยงไปที่ MDF ซึ่งเป็นเฟรมขนาดใหญ่เป็นจุดเชื่อมต่อระหว่างสายจากอุปกรณ์ชุมสายกับสายที่กระจายไปภายนอก หรืออาจกล่าวได้ว่า MDF เป็นจุดเชื่อมต่อสายจากลูกค้ากับอุปกรณ์ชุมสาย ปกติเคเบิลที่ออกจากชุมสายจะฝังไปตามท่อใต้ดิน และในเคเบิลแต่ละเส้นมีคู่สายประมาณ 10000 คู่สาย ซึ่งเรียกว่าสายส่ง สายส่งจะเชื่อมต่อกับสายกระจาย (distribution cable) ที่จุดเชื่อมต่อสายเรียกว่า Serving Area Interface (SAI), หรืออาจเรียก Serving Area Concept box (SAC box), crossbox, flexibility point, primary cross connection point (PCP) SAI ประกอบด้วยจุดสำหรับเชื่อมต่อสายขนาดเล็กทำหน้าที่เชื่อมต่อกับสายกระจายจำนวนมาก SAI มีระยะห่างจากลูกค้าได้มากที่สุด 3000 ฟุต และรองรับคู่สายได้ 1500-3000 คู่สาย การกระจายจาก SAI ไปยังผู้เช่าบางครั้งเรียกว่าข่ายสายกระจาย

4.2.2 ข่ายสายกระจาย (Distribution plant)

สายกระจายที่มีขนาดประมาณ 25-1000 คู่สายนั้นการเชื่อมโยงสายกระจายไปบ้านพักอาศัยหรือพื้นที่ธุรกิจขนาดเล็กใช้สายกระจาย (drop wire) เคเบิลที่กระจายอยู่จะเชื่อมต่อกับสายกระจายผ่านแท่นสำหรับเชื่อมต่อสาย ซึ่งเป็นจุดสิ้นสุดของการกระจายเคเบิล รูปแบบของสายกระจายขนาด 22 AWG มีประมาณ 2-3 คู่สาย สายกระจายจะเชื่อมต่อกับสายภายในผ่าน Network Interface Device (NID) โดย NID ประกอบด้วยอุปกรณ์ป้องกันแรงดันเกิน และแจ็กเป็นจุดแบ่งระหว่างเครือข่ายของชุมสายโทรศัพท์และบ้านผู้เช่า NID จะถูกติดตั้งไว้ภายนอกที่อยู่อาศัย ในบางประเทศก็ใช้ Network Terminating Equipment (NTE) เป็นจุดแยกระหว่างชุมสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และบ้านลูกค้า NTE อาจเป็นอุปกรณ์ DSL ที่ติดตั้งที่บ้านลูกค้า เคเบิลกระจายจะถูกรวมเข้าด้วยกันเป็นกลุ่ม กลุ่มละ 25 50 หรือ 100 คู่สาย การตีเกลียวของคู่สายภายในกลุ่มเดียวกันเป็นผลให้เกิดสัญญาณรบกวนไขว้แทรกภายในกลุ่มเดียวกันค่อนข้างมากกว่าการรบกวนไขว้แทรกที่เกิดจากคู่สายที่อยู่ต่างกลุ่มกัน เคเบิลที่เชื่อมต่อไปที่ชุมสายโทรศัพท์อาจจะมากถึง 10000 คู่สาย ปัจจุบันการออกแบบเคเบิลเริ่มที่ระยะทางสั้น ๆ ก่อน และคาดว่าในภายหลังความต้องการใช้คู่สายต่อที่อยู่อาศัยหนึ่งแห่งจะมีมากกว่า 1 คู่สาย



รูปที่ 4.8 ข่ายสายโทรศัพท์

4.2.3 อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ (Bridged Tap)

การใช้งานในบางประเทศ จะมีเคเบิลเชื่อมต่อกันระหว่างสาขาเรียกว่า bridge tap ดังรูป 4.8 อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์นั้นเป็นการเชื่อมต่อคู่สายที่ปลายด้านหนึ่งของลูปและไม่สิ้นสุดที่ปลายอีกด้านหนึ่ง ในอเมริกานั้นประมาณ 80% ใช้อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ บางเส้นทางมีอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์หลาย ๆ จุดในลูป อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์อาจต่ออยู่บริเวณปลายทางหรือที่จุดกึ่งกลางของเส้นทาง เหตุผลนี้ทำให้อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ถูกนำมาใช้งานเพื่อสำรวจคู่สายให้กับลูกค้าได้ตลอดเส้นทางที่เคเบิลผ่านแต่ประเทศในยุโรปส่วนใหญ่ไม่นิยมใช้อุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ ผลกระทบที่มีสัญญาณจากการเชื่อมต่ออุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ในจุดที่ไม่ใช่ปลายทางนั้นเป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณและเกิดความผิดเพี้ยนขึ้น ใน DSL หลาย ๆ ชนิดจึง

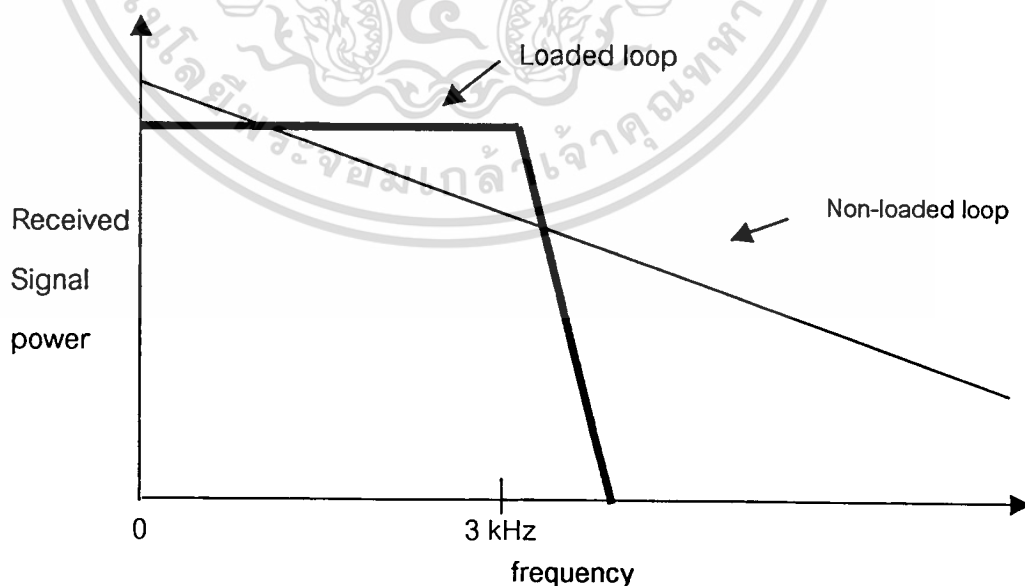
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีอีควาไลซ์แบบปรับตัว (adaptive equalizer) และการขจัดเสียงสะท้อน (echo canceler) เพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ การสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์จะมีค่าสูงเมื่อเกิดการสะท้อนจากอุปกรณ์ต่อแยก หนึ่งในสี่ส่วนของความยาวคลื่นที่ใช้ในการส่งสัญญาณความถี่เป็นเหตุให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น 3-6 dB การสะท้อนของความยาวคลื่นจะต่างเฟสกับความถี่ของสัญญาณเดิม 180 องศา และสัญญาณบางส่วนจะถูกขจัดไป

DSL ใช้ได้กับอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์หลาย ๆ ตัว และรวมสัญญาณที่สูญเสียเนื่องจากระยะทางและสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ไว้ใน การสูญเสียของระบบ ผลกระทบของอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์จะเห็นได้ชัดเจนที่ความถี่หลาย ๆ ค่า

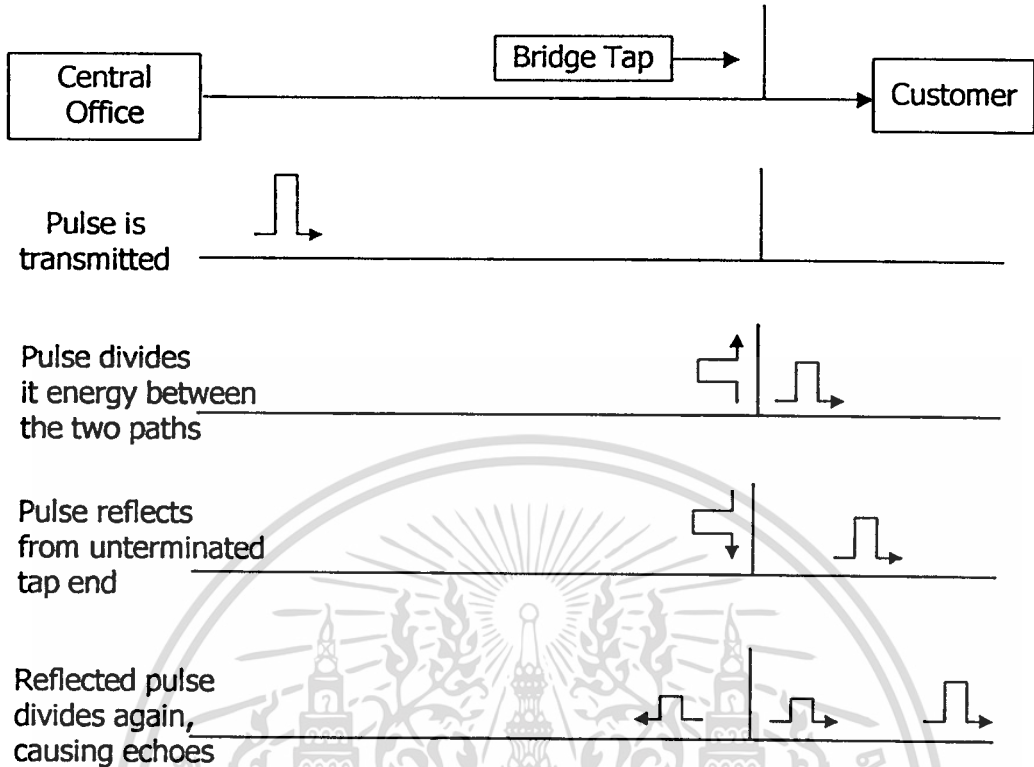
4.2.4 โหลดในข่ายสาย

ข่ายสายที่มีระยะทางมากกว่า 5.5 กิโลเมตร (18 kft) ทำให้เกิดการสูญเสียของสัญญาณที่ความถี่มากกว่า 1 kHz มีค่ามากพอที่จะทำให้การรับส่งสัญญาณเสียงไม่สามารถยอมรับได้จึงจำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำ (ขนาด 88 mH) ที่ระยะทาง 1.8 กิโลเมตร (6 kft) ซึ่งเป็นผลให้เกิดการสูญเสียที่ย่านความถี่เหนือความถี่เสียง ด้วยเหตุผลนี้ DSL ไม่สามารถใช้งานได้ในขณะที่ข่ายสายต่อโหลดไว้ รูปที่ 4.9 แสดงความถี่ตอบสนองกรณีที่มีโหลดและไม่มีโหลด ในอเมริกา 10-15 % ของข่ายสายนิยมใช้ขดลวดการโหลด (Loading coil) ในปี 1970 ก่อนที่จะมีการใช้งาน digital loop carrier นั้น 20% ของข่ายสายต้องมีโหลด ในการใช้งานของ DSL มีระยะทางน้อยกว่า 5.5 กิโลเมตรไม่จำเป็นต้องใช้ขดลวดการโหลด ในยุโรปข่ายสายที่มีระยะเกินกว่า 5.5 กิโลเมตรพบน้อยมากจึงไม่ต้องใช้ขดลวดการโหลดเช่นกัน



รูปที่ 4.9 ความถี่ตอบสนองกรณีที่มีโหลดและไม่มีโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



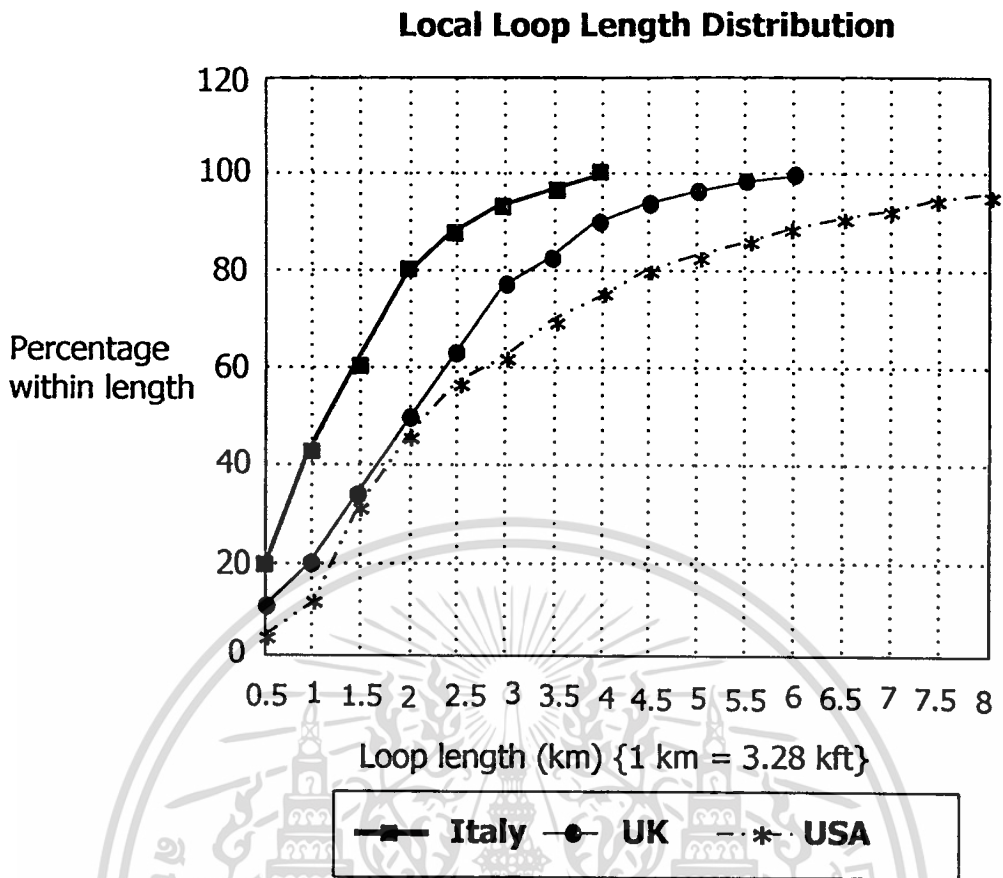
รูปที่ 4.10 ผลกระทบของอุปกรณ์ต่อแยกแบบบริดจ์ที่มีต่อการแพร่กระจายพัลส์

4.2.5 ระยะทางของข่ายสาย

ที่ตั้งของชุมสายควรตั้งอยู่ใกล้ลูกค้ามากที่สุด ครั้งหนึ่งของจำนวนลูกค้าในอเมริกาและสหราชอาณาจักรมีระยะทางจากชุมสายไปบ้านลูกค้าน้อยกว่า 2 กิโลเมตร ดังรูป 4.11 แสดงระยะทางการใช้ข่ายสายทองแดงในแต่ละประเทศ ข่ายสายสำหรับใช้ในธุรกิจจะมีระยะทางไกลมากและข่ายสายที่ใช้ในบ้านพักอาศัยจะมีระยะทางไกลมาก ข่ายสายในอเมริกาจะมีระยะทางไกลกว่าข่ายสายของประเทศอื่น สังเกตได้จากการหาค่าเฉลี่ยของแต่ละประเทศ เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของข่ายสายเช่นชุมสายในอเมริกามีข่ายสายที่มีระยะทางน้อยกว่า 2.5 กิโลเมตรน้อยมาก และในบางชุมสายข่ายสายจะสำรองได้ด้วย digital loop carrier ข่ายสายทองแดงที่มีระยะทางมากกว่า 30.5 กิโลเมตร มีจำนวนน้อยมาก

DLC ถูกนำมาใช้งานมากขึ้นเพื่อลดผลกระทบเรื่องระยะทางของข่ายสาย วิธีนี้สามารถนำมาใช้กับรูปแบบของอาคารรุ่นใหม่ที่ตั้งอยู่ห่างจากชุมสาย ในบางพื้นที่ที่เกิดขึ้นใหม่นิยมใช้ DLC หรือ remain switch modules (RSM) ระยะทางในการกระจายข่ายสายจะเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ โดยระยะทางจะโดยลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 ระยะทางในการแพร่กระจายสาย

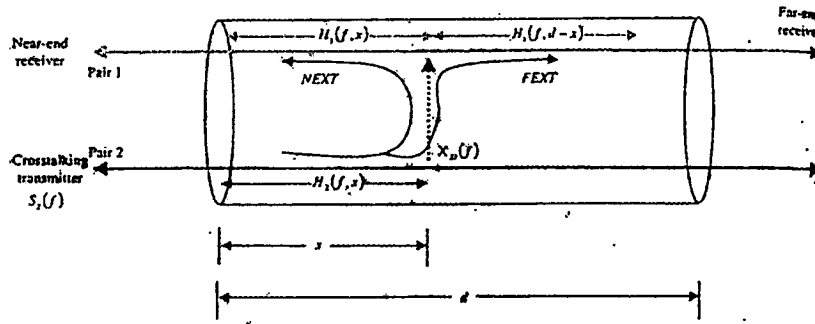
4.3 สัญญาณรบกวน

4.3.1 สัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก

สัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกใน DSL เกิดขึ้นเนื่องจากการแพร่กระจายแม่เหล็กไฟฟ้าในสายคู่ตีเกลียว สนามแม่เหล็กและสนามไฟฟ้าจะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำกับสายคู่ตีเกลียวใกล้เคียง ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณรบกวน 2 ชนิดที่เกิดใน DSL

สัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกเป็นสัญญาณรบกวนที่มีค่าสูงในสายคู่ตีเกลียวและสิ่งสำคัญยังทำให้ประสิทธิภาพของ DSL ลดลง เมื่อไม่สามารถกำจัดและหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกได้ รูปที่ 4.13 แสดงการเชื่อมต่อระหว่างคู่สายทั้งสองในสายตีเกลียวกลุ่มเดียวกันและสายตีเกลียวต่างกลุ่ม ความเหนี่ยวนำร่วม M และ E ระหว่างสายทำให้การควบคุมสายคู่ตีเกลียวนั้นทำได้ลำบาก เนื่องจากสิ่งที่ต้องควบคุมคือ ความเหนี่ยวนำร่วมและความจุไฟฟ้า นอกจากนั้นคุณลักษณะของโลหะทำให้การเปลี่ยนแปลงของความเหนี่ยวนำร่วม และความจุไฟฟ้าที่ความถี่ต่าง ๆ มีมากกว่าการเปลี่ยนแปลงของ RLC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

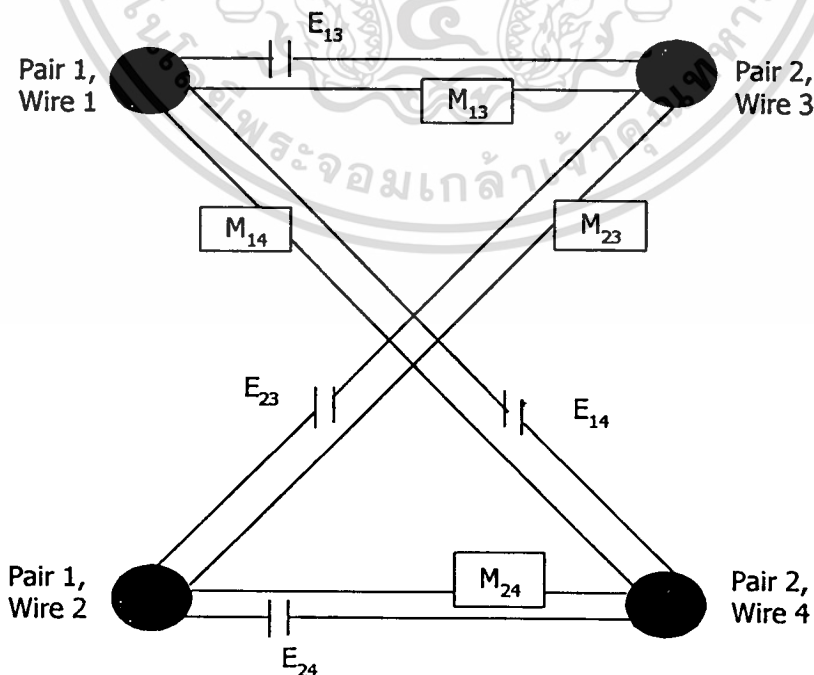


รูปที่ 4.12 สัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรก

การเปลี่ยนแปลงของแรงดันระหว่างคู่สายที่ 2 และคู่สายที่ 1 $X_{21}(f)$ เกิดขึ้นได้จากปัจจัย 2 ส่วน คือ M และ E

$$N_{p1}(f, x) = X_{21}(f) 2\pi j f V_{p2}(f, x) \quad (4.1)$$

เมื่อ $N_{p1}(f, x)$ คือแรงดันที่เกิดจากการเหนี่ยวนำโลหะในคู่สายที่ 1 ที่ความถี่ f ตำแหน่ง x ระหว่างการส่งสัญญาณในเคเบิลและ $V_{p2}(f, x)$ คือแรงดันที่เกิดจากการไขว้แทรกของคู่สายที่ 2 ค่า $2\pi j f$ แทนการเปลี่ยนแปลงของแรงดันหรือกระแสที่เกิดจากคู่สายอื่น ซึ่งจะทำให้เหนี่ยวนำแรงดันและกระแสในคู่สายแรกคล้ายกับฟังก์ชันสัญญาณรบกวนต่อระยะทางจากคู่สายที่ 1 ไปคู่สายที่ 2 รวมทั้งสัญญาณรบกวนจากคู่สายในเคเบิลไปรบกวนคู่สายอื่น

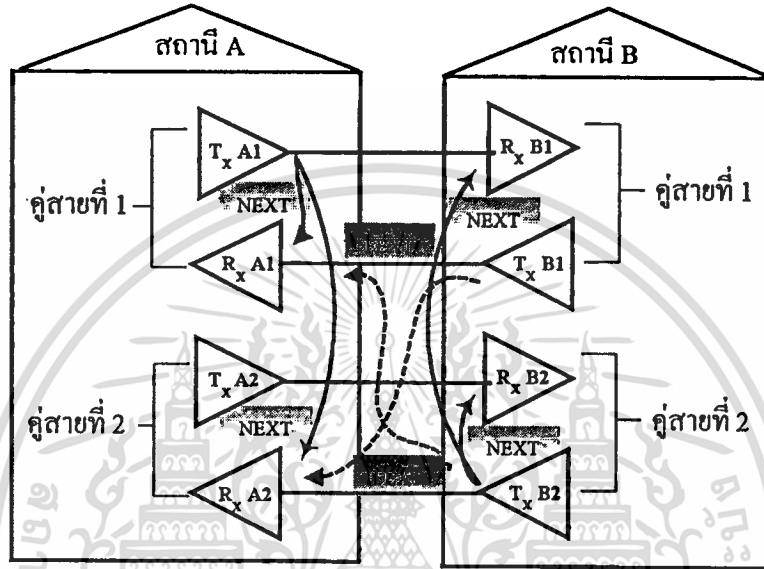


รูปที่ 4.13 จำลองการแพร่กระจายของการเชื่อมต่อร่วมระหว่างสายตีเกลียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.1 การไขว้แทรกที่เกิดจากด้านเดียวกัน (Near End Crosstalk)

การไขว้แทรกที่เกิดจากด้านเดียวกันเกิดจากการไขว้แทรกระหว่างการส่งสัญญาณจากด้านส่ง (Tx A1) ของสถานี A ในคู่สายที่ 1 ไปยังด้านรับ (Rx B1) ที่สถานี B แต่สัญญาณนี้ข้ามไปรบกวนสัญญาณทางด้านรับของสถานี A (Rx A2) ในคู่สายที่ 2 ที่รับสัญญาณมาจากด้านส่ง (Tx B2) เป็นการรบกวนที่เกิดขึ้นในสถานีเดียวกัน ดังแสดงในรูป 4.14



รูปที่ 4.14 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกแบบ NEXT และ FEXT

ผลรวมของการไขว้แทรกจากคู่สาย 2 คู่สายมีค่าตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น

$$N(f, d) = \int_0^d X_{21}(f) 2\pi j f V_{p2}(f) T_2(f, x) T_1(f, x) dx \quad (4.2)$$

เมื่อ $V_{p2}(f)$ คือ อินพุตของคู่สายที่ 2 โดย T_2 คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนระหว่างระยะทาง x ของคู่สายที่ 2 และ $T_1(f, x)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของคู่สายที่ 1 ฟังก์ชันถ่ายโอนที่แทรกสอดไปในคู่สายนั้น สมมติให้สิ้นสุดที่จุด x

$$\begin{aligned} |N(f, d)|^2 &= (4\pi^2 f^2) |X_{21}(f)|^2 |V_{p2}(f)|^2 \int_0^d e^{-4\alpha x} dx \\ &= (4\pi^2 f^2) |X_{21}(f)|^2 |V_{p2}(f)|^2 \left[\frac{1 - e^{-4\alpha d}}{4\alpha} \right] \end{aligned} \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติให้สายคู่ตีเกลียวมีค่า $\alpha = \zeta \sqrt{f}$ และเทอมของเอ็กซ์โพเนนเชียลมีค่าน้อยมาก เช่นเดียวกับระยะทางของคู่สาย (d) จะได้สมการ

$$|N(f, d)|^2 = |N(f)|^2 = \left[\frac{\pi^2 f^{1.5}}{\zeta} \right] |X_{21}(f)|^2 |V_{p2}(f)|^2 \quad (4.4)$$

การเพิ่มขึ้นจากการเชื่อมต่อกับ $f^{1.5}$ เป็นค่าสมมติฐานเกี่ยวกับข้อสรุปของสาย เหมือนกับคุณลักษณะของสายที่เหมือนกันและตำแหน่งที่ไม่เปลี่ยนแปลง แบบจำลองของสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกนั้นจะซับซ้อนมาก ค่ากำลังของความถี่ที่เหมาะสมมีค่าใกล้เคียง 1.5 หรืออาจกล่าวได้ว่าอยู่ในย่าน 1.3 ถึง 1.7 ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่ได้จากการทดลอง

วิศวกรได้หาค่าเฉลี่ยของการเชื่อมต่อร่วมหลาย ๆ คู่สายใน ADSL ได้ดังสมการ

$$\sum_n |X_n(f)|^2 \approx k' \quad (4.5)$$

สมการการเชื่อมต่อร่วมของคู่สาย 50 คู่สายมีค่าดังนี้

$$S_n(f) = K_{next} f^{1.5} S_2(f) \quad (4.6)$$

ค่า k_{next} ที่ได้จากการกำหนดของ ANSI คือ

$$k_{next} = 10^{-13} (N/49)^{0.6} \quad (4.7)$$

เมื่อ N คือจำนวนของคู่สายใช้งานที่ต่อกับอุปกรณ์ในการให้บริการคล้ายคลึงกับ ADSL

4.3.1.2 การไขว้แทรกที่เกิดจากด้านตรงข้าม (Far End Crosstalk)

การไขว้แทรกที่เกิดจากด้านตรงข้าม (FEXT) แบบจำลองของ FEXT จะควบคู่ไปกับแบบจำลองของ NEXT

$$F(f, d) = \int_0^d X_{21}(f) 2\pi j f V_{p2}(f) T_2(f, x) T_1(f, d-x) dx \quad (4.8)$$

เมื่อ T_1 คือระยะทางของคู่สายจากจุดเชื่อมต่อไปยังด้านรับของฝั่งตรงข้ามและ T_2 คือระยะจากเครื่องส่งไปยังจุดเชื่อมต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า FEXT จะเพิ่มขึ้น เมื่อค่าความถี่ของสัญญาณทางด้านส่งยกกำลังสอง

$$|F(f, d)|^2 = (4\pi^2 f^2) |X_{21}(f)|^2 |V_{p2}(f)|^2 \int_0^d e^{-2\alpha d} dx \quad (4.9)$$

$$= (4\pi^2 f^2) |X_{21}(f)|^2 |V_{p2}(f)|^2 d e^{-2\alpha d}$$

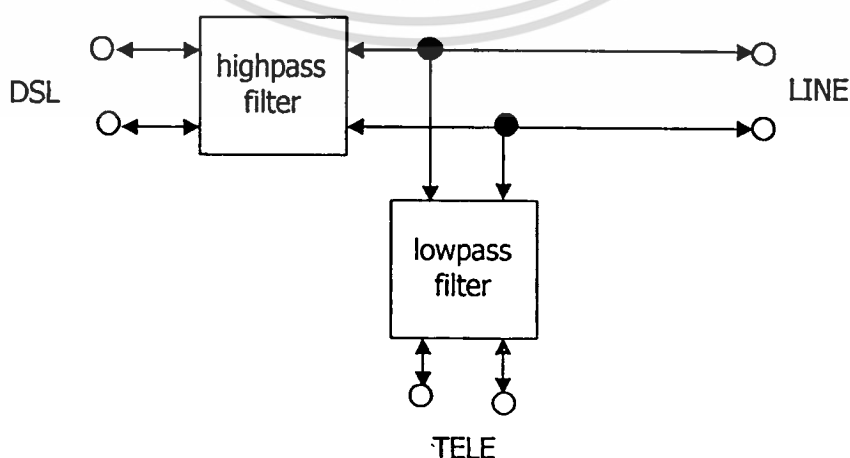
ฟังก์ชันเอกโพเนนเชียลในสมการ 4.9 เป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันของคู่สายเดี่ยวแทนได้ด้วยสมการ $|T(f, d)|^2$ โดยสมมติให้ทั้งสองสมการเหมือนกัน และแทนองค์ประกอบสมการอินทิเกรตที่ซับซ้อนในสมการ 4.8 นอกจากนั้นฟังก์ชันเชื่อมต่อกัน $|X_{21}(f)|^2$ จะเปลี่ยนไปตามความถี่อาจจะมีขนาด 10 ถึง 20 dB หรือมากกว่านี้ที่ความถี่สูงขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อรวมสัญญาณรบกวนรอบวงไขว้แทรกเข้าด้วยกันคำนวณได้ดังสมการที่ 4.10 ค่า FEXT ที่ ANSI ยอมรับคือ

$$S_r(f) = k_{\text{fext}} f^2 d |H(f, d)|^2 S_2(f) \quad (4.10)$$

เมื่อ d คือระยะทางมีหน่วยเป็นฟุต $|T(f, d)|^2$ คือทรานเฟอร์ฟังก์ชันจากอินพุทของสาย (เมื่อสัญญาณรบกวนแทรกเข้ามา) สำหรับระยะทางของสายส่งสัญญาณที่ได้จากการสำรวจ $S_2(f)$ คือความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมที่อินพุทของสาย และ $k_{\text{fext}} = (N/49)^{0.6} \times 9 \times 10^{-20}$

4.4 อุปกรณ์แยกสัญญาณโทรศัพท์

รูปที่ 4.15 แบ่งหน้าที่ของอุปกรณ์แยกสัญญาณโทรศัพท์ออกเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรกรองความถี่สูงผ่าน วงจรกรองความถี่สูงมีอยู่ภายในเครื่องส่ง DSL ในขณะที่วงจรกรองความถี่ต่ำอาจแยกจากเครื่องรับส่ง DSL หรืออาจอยู่ภายในเครื่องส่ง DSL หรือเครื่องโทรศัพท์

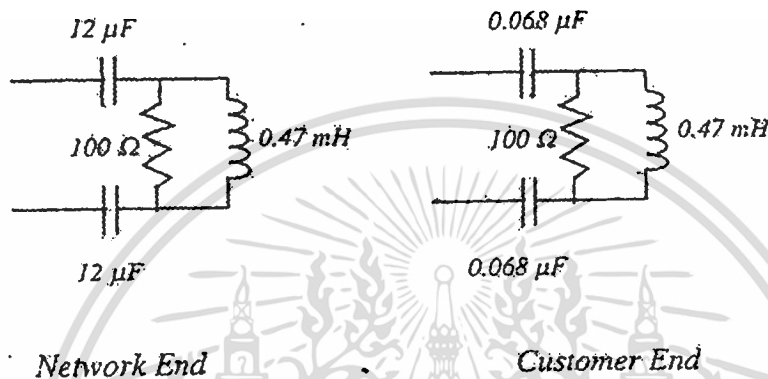


รูปที่ 4.15 อุปกรณ์แยกสัญญาณ (splitter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การเชิงพาณิชย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.1 การเชื่อมต่อโทรศัพท์กับคู่สาย (tele-to-line)

สัญญาณ DSL จะไม่ปรากฏที่ส่วนของโทรศัพท์ซึ่งสัญญาณโทรศัพท์ก็จะไม่ปรากฏที่ส่วนของ DSL วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะลดทอนสัญญาณความถี่ต่ำและส่งผ่านไปส่วนของโทรศัพท์ วงจรกรองความถี่สูงผ่านนั้นอิมพีแดนซ์จะมีค่าสูงเมื่อเริ่มขนานไปกับความจุไฟฟ้า ในย่านความถี่ต่ำของ POTS/ISDN อิมพีแดนซ์จะมีค่าต่ำ ในย่านความถี่สูงของ DSL อุปกรณ์แยกสัญญาณในส่วนของ DSL มีความต้านทานโหลด 100-135 Ω ดังแสดงในรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 อิมพีแดนซ์ในส่วนของ DSL จากโทรศัพท์ไปยังคู่สาย

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะทำการลดทอนเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นที่ ring และ trip-ring และแรงดันอื่นๆ ใน POTS หรือ PSTN สัญญาณภาวะชั่วคราวของ ring จะเป็นตัวกำหนดจำนวนของแถบหยุดที่ถูกตัดทิ้งโดยวงจรกรองความถี่ต่ำของอุปกรณ์แยกสัญญาณ นอกจากนั้นยังต้องการตัดความถี่สูงของ DSL ด้วย ทั้งนี้เพราะสัญญาณสามารถปรับเปลี่ยนค่าจาก 10-100 โวลท์ และที่ความถี่สูงขึ้นเป็นผลมาจากภาวะชั่วคราวซึ่งสามารถทำลายเครื่องรับ DSL ได้

4.4.2 การเชื่อมต่อ DSL กับคู่สาย (DSL-to-line)

การเชื่อมต่อ DSL กับคู่สาย (DSL-to-line) เป็นการเชื่อมต่อ DSL กับคู่สายด้วยวงจรกรองความถี่สูง ดังแสดงในรูป 4.15 วัตถุประสงค์ของวงจรกรองเพื่อป้องกันกำลังงานของสัญญาณ DSL ที่ความถี่ต่ำจากแถบผ่านของสัญญาณ POTS หรือ ISDN ในขณะเดียวกันก็ป้องกันความถี่ต่ำของ POTS และ ป้องกันสัญญาณกระดิ่งเข้ามาที่เครื่องรับ DSL ด้วย

4.4.3 การเชื่อมต่อโทรศัพท์กับ DSL (TELE-to-DSL)

การเชื่อมต่อโทรศัพท์กับ DSL (TELE-to-DSL) เป็นการเชื่อมต่อระหว่างโทรศัพท์กับ DSL ผ่านอุปกรณ์แยกสัญญาณตามอุดมคตินั้นจะไม่มีสัญญาณ แถบหยุดของวงจรกรองความถี่สูง

ผ่าน จะสอดคล้องกับแถบหยุดซึ่งจะแทรกการสูญเสีย 60-80 dB นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากที่กล่าวมาทำให้ทราบคุณลักษณะของสายและข่ายสายของ ADSL ซึ่งเป็นส่วนประกอบในการใช้งาน ADSL และบทต่อไปเป็นผลการทดลองที่เกิดจากการจำลองการทำงานของ ADSL โดยโปรแกรม MATLAB และการทดลองจากอุปกรณ์ใช้งานจริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

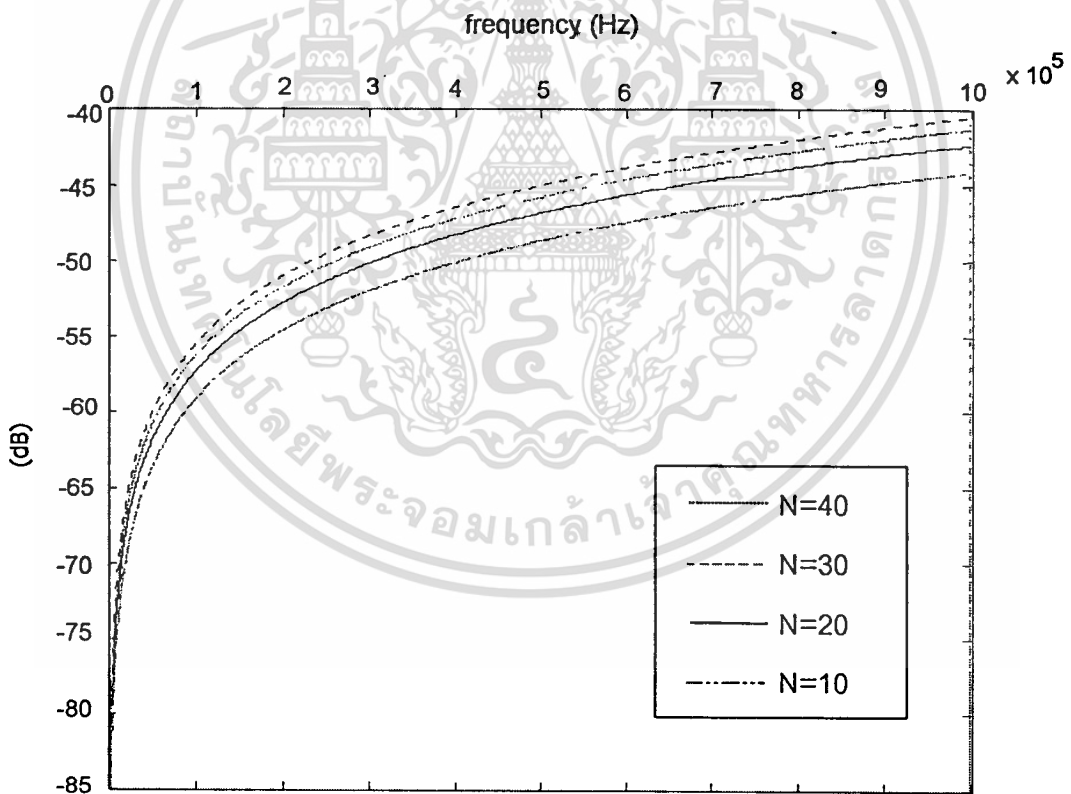
บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

บทนี้แสดงให้เห็นถึงผลกระทบจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกของคู่สายข้างเคียงที่มีต่อประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของระบบ ADSL โดยส่วนแรกใช้ MATLAB จำลองการทำงานของ ADSL และส่วนที่สองเป็นผลที่ได้จากการทดสอบจากอุปกรณ์

การใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงาน

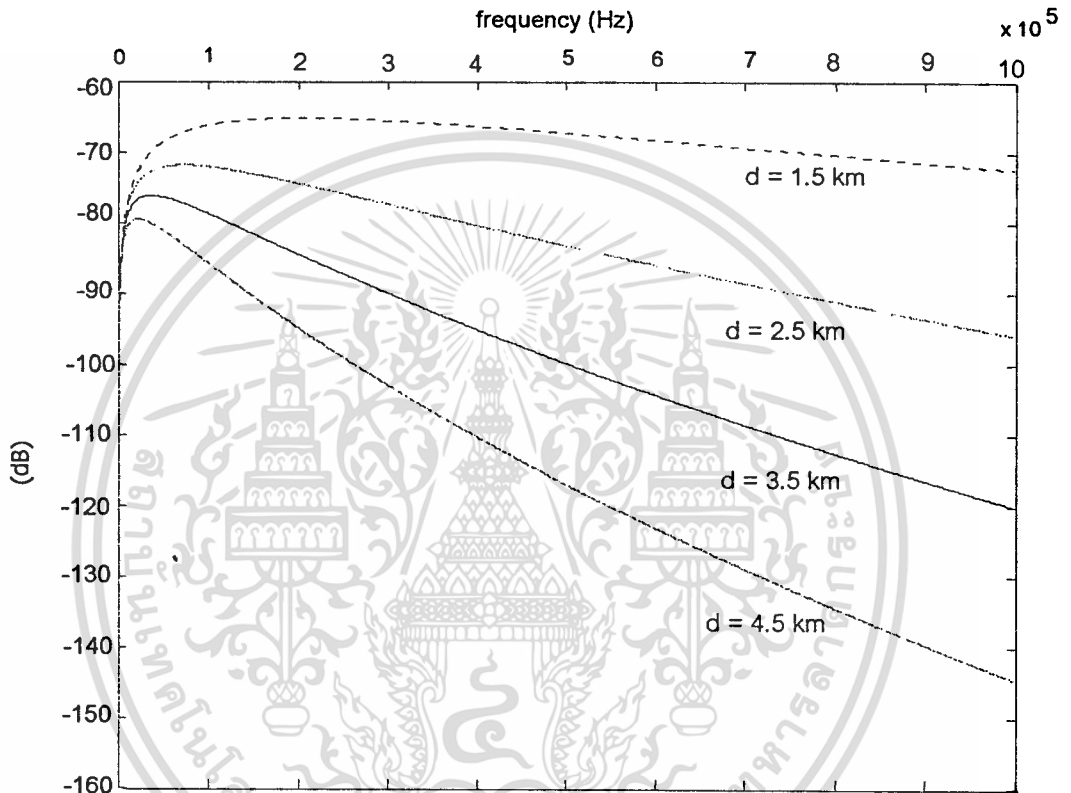
ทำการจำลองการทำงานของ ADSL โดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อหาผลกระทบของสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของอุปกรณ์ที่ใช้งานในคู่สายข้างเคียง และหาค่าอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกซึ่งแสดงถึงประสิทธิภาพในการทำงานของ ADSL ได้ผลการทดลองดังรูป 5.1 – 5.14



รูปที่ 5.1 การสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk (NEXT)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

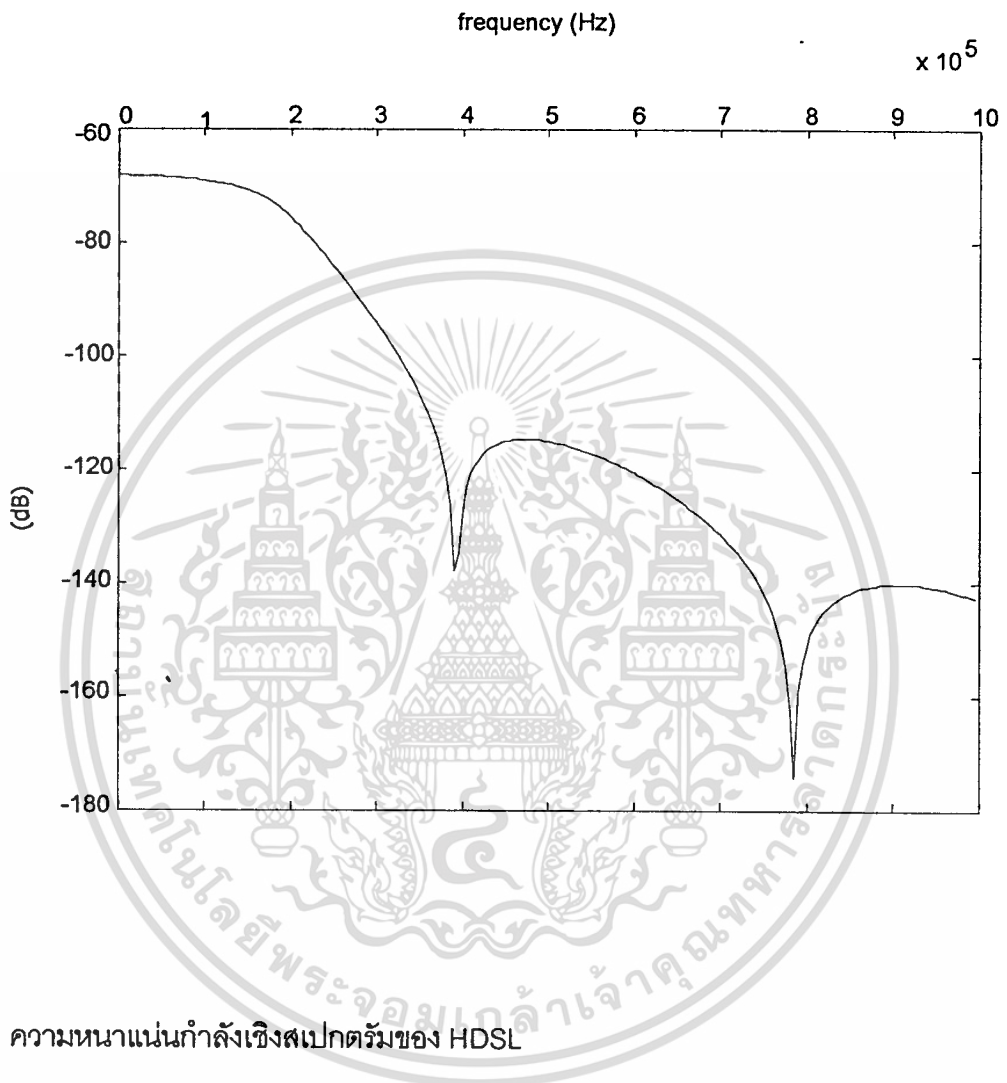
ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT กับความถี่และจำนวนคู่สายใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า N แทนจำนวนคู่สายใช้งานมีจำนวน 10 20 30 และ 40 คู่สาย ตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.1 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น และจำนวนคู่สายใช้งานเพิ่มขึ้น ค่าการสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT จะมีค่าลดลง



รูปที่ 5.2 การสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk (FEXT)

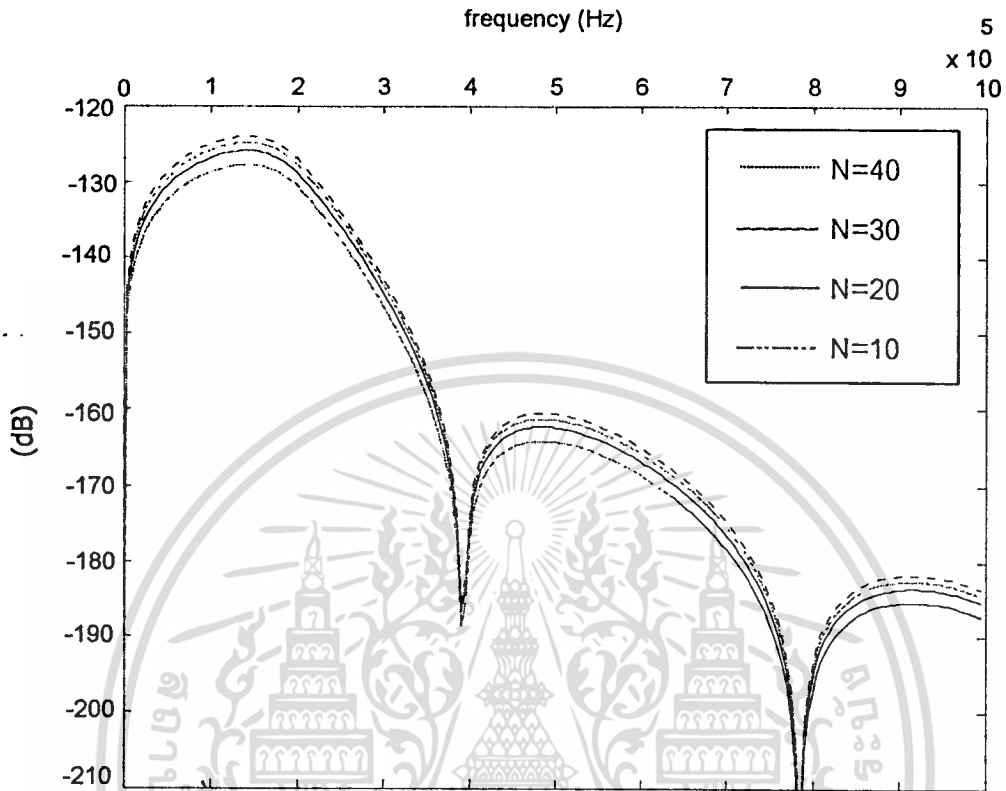
ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT กับความถี่และระยะทางในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า d แทนระยะทางระหว่าง ATU-C และ ATU-R มีค่า 1.5 2.5 3.5 และ 4.5 กิโลเมตรตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.2 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น และระยะทางในการใช้งานเพิ่มขึ้น ค่าการสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT จะมีค่าเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



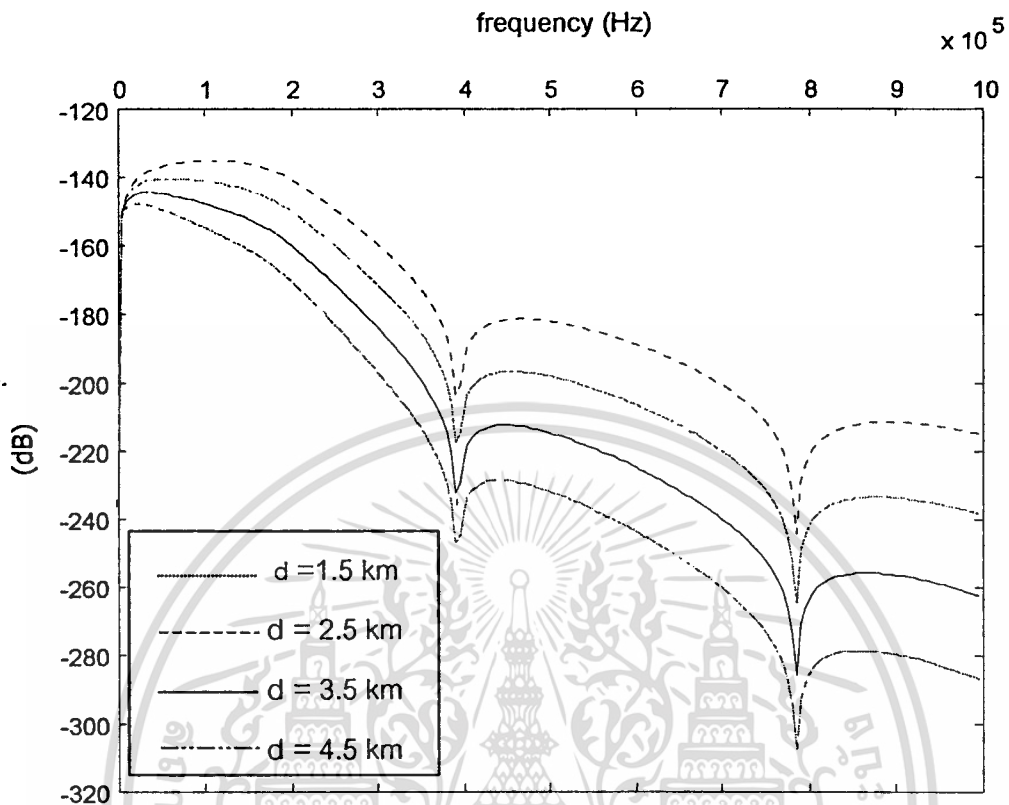
รูปที่ 5.3 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density) ของ HDSL กับความถี่ในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.3 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น การสูญเสียเนื่องจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL จะมีค่าเพิ่มขึ้น



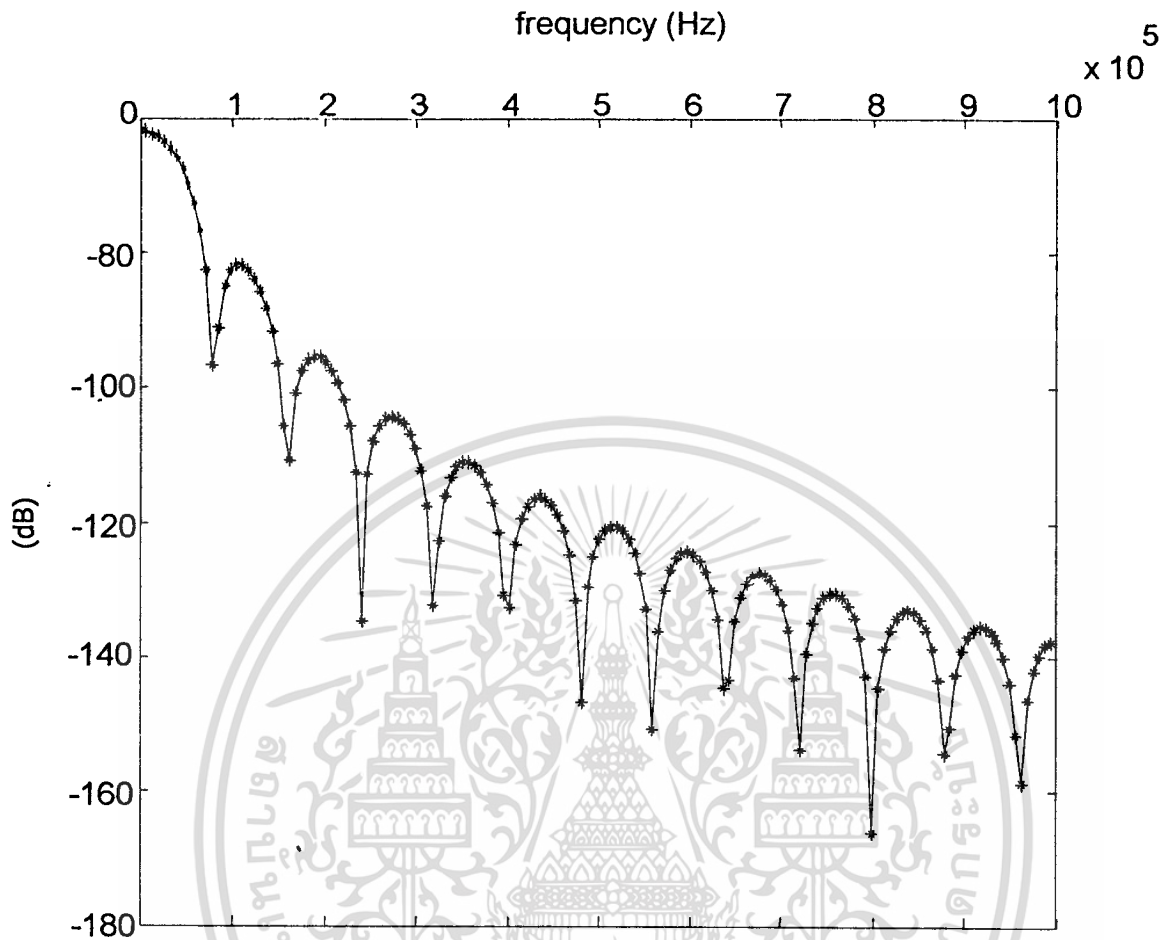
รูปที่ 5.4 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL กับความถี่และจำนวนคู่สายใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า N แทนจำนวนคู่สายใช้งานมีค่า 10 20 30 และ 40 คู่สายตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.4 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและจำนวนคู่สายใช้งานลดลงทำให้ค่าสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL จะมีค่าสูงขึ้น



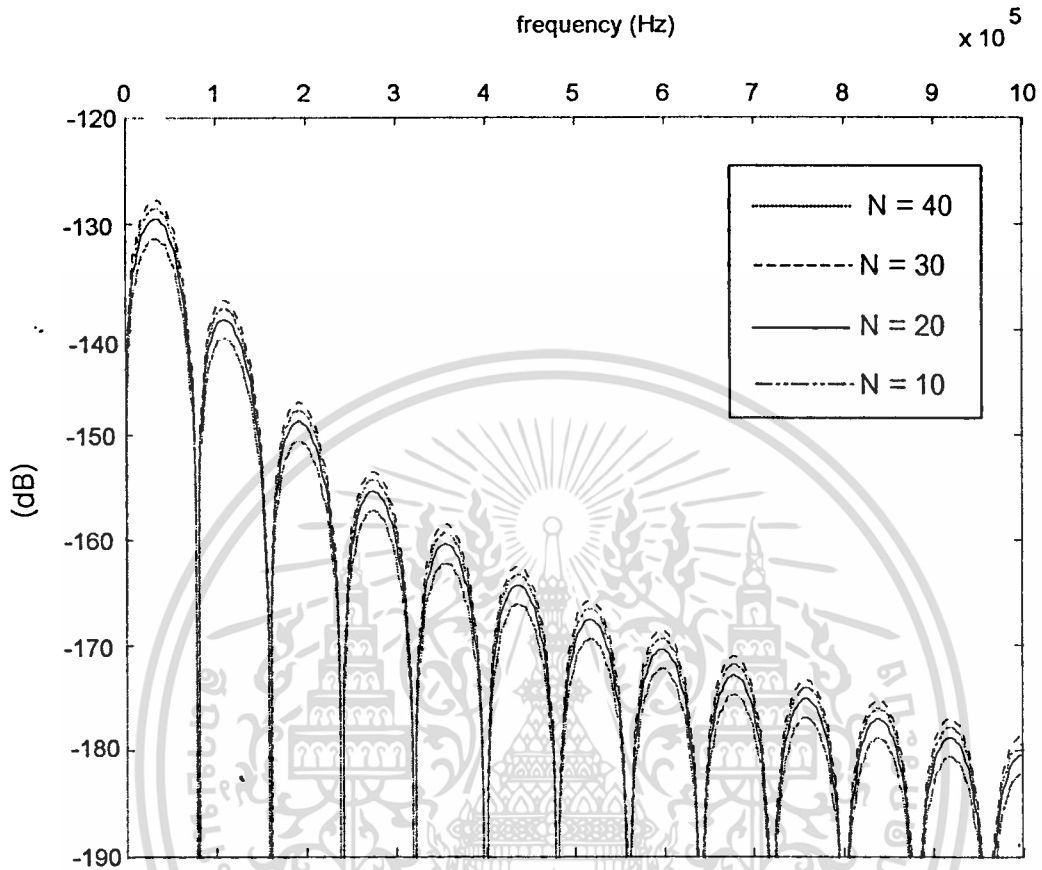
รูปที่ 5.5 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL กับความถี่และระยะทางในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งาน มีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า d แทนระยะทางใช้งานระหว่าง ATU-C และ ATU-R มีค่า 1.5 2.5 3.5 และ 4.5 กิโลเมตร ตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.5 เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นและระยะทางในการใช้งานเพิ่มขึ้นค่าสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL จะมีค่าสูงขึ้น



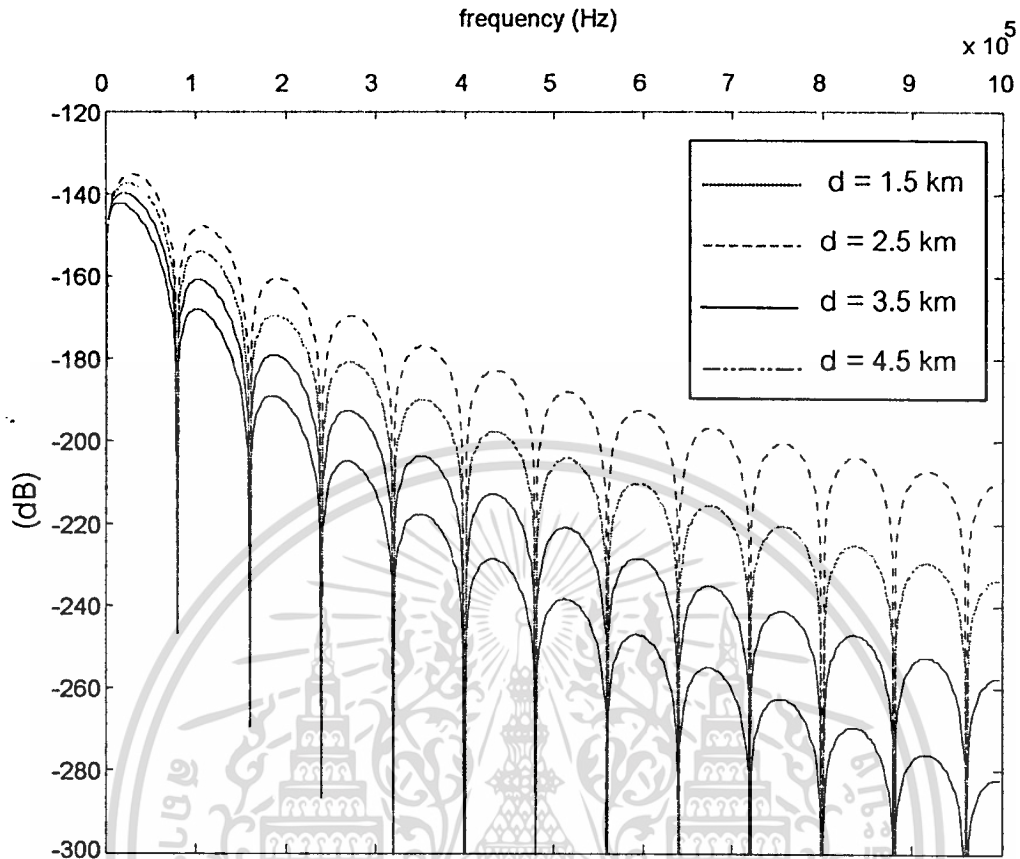
รูปที่ 5.6 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density) ของ ISDN กับความถี่ในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.6 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น การสูญเสียเนื่องจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN จะมีค่าเพิ่มขึ้น



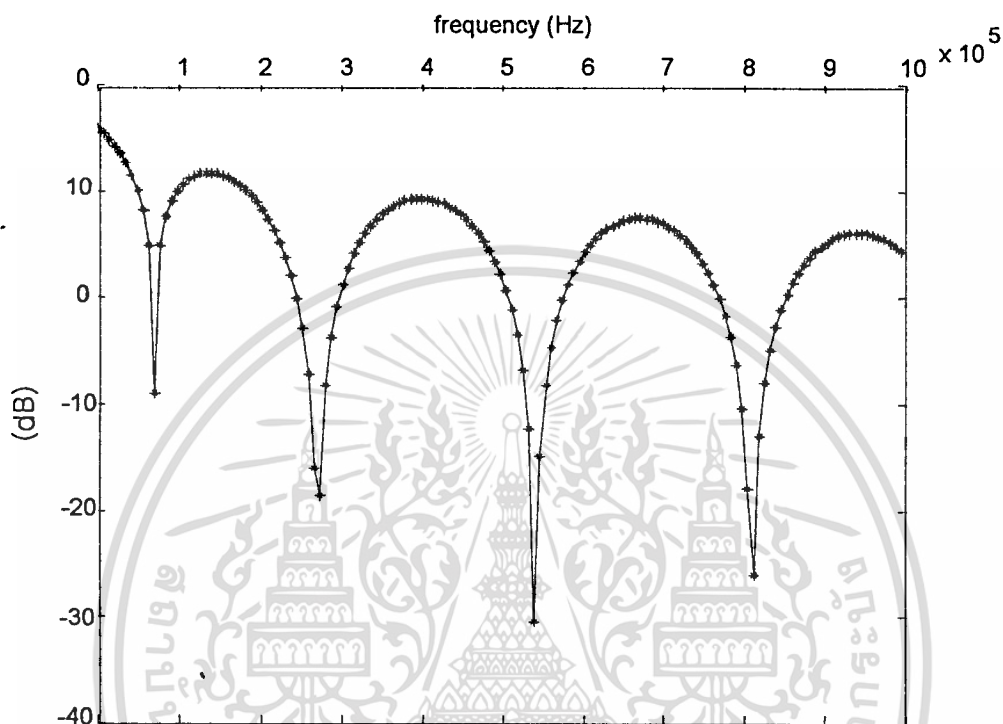
รูปที่ 5.7 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN กับความถี่และจำนวนคู่สายใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า N แทนจำนวนคู่สายใช้งานมีค่า 10 20 30 และ 40 คู่สายตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 - 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.7 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและจำนวนคู่สายใช้งานลดลงทำให้ค่าสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN มีค่าสูงขึ้น



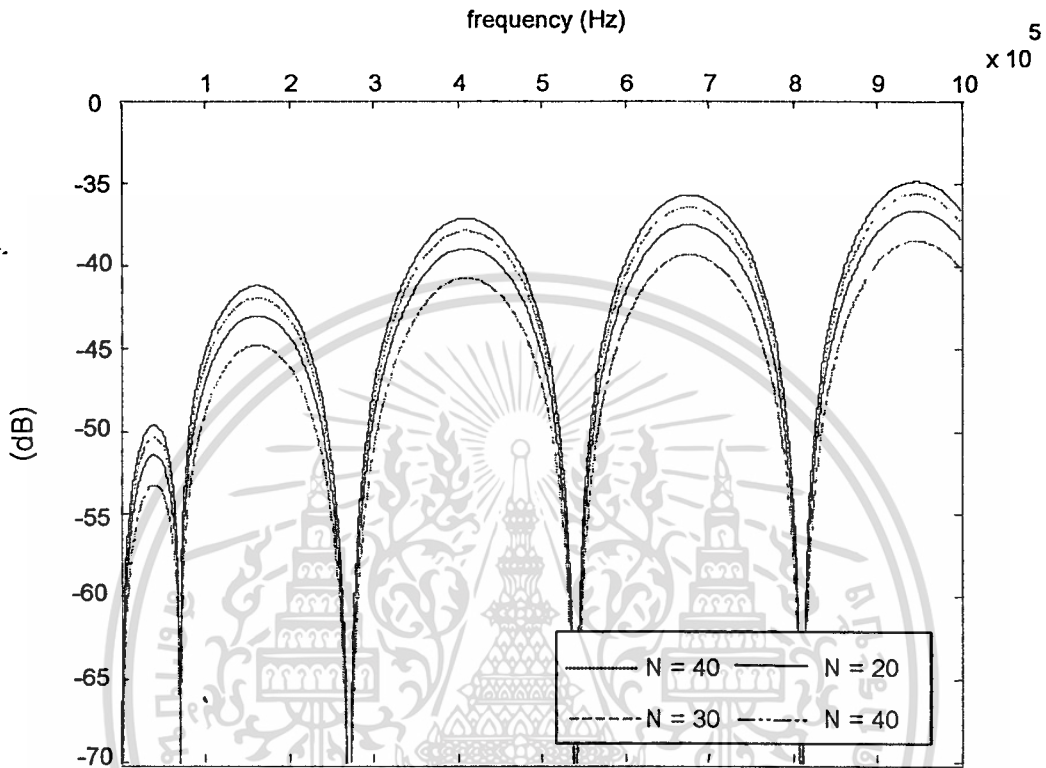
รูปที่ 5.8 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN กับความถี่และระยะทางในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า d แทนระยะทางใช้งานระหว่าง ATU-C และ ATU-R มีค่า 1.5 2.5 3.5 และ 4.5 กิโลเมตร ตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.8 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและระยะทางในการใช้งานเพิ่มขึ้นค่าสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN จะมีค่าสูงขึ้น



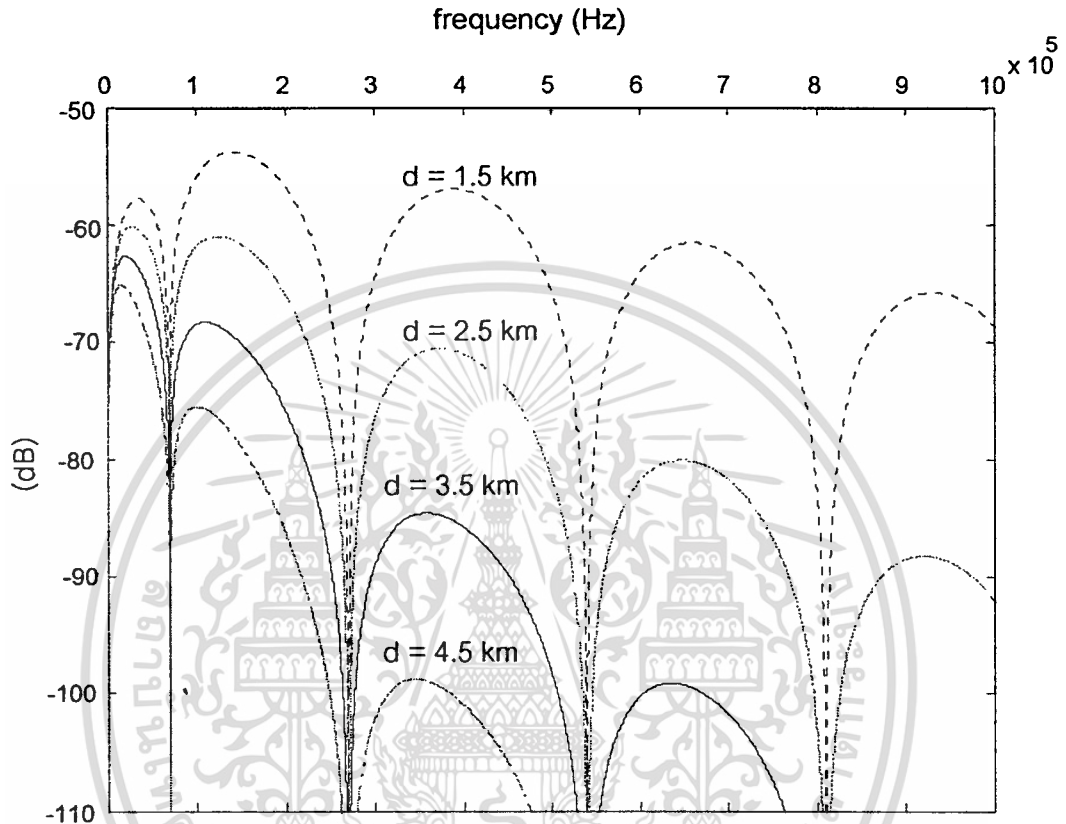
รูปที่ 5.9 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้น

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density) ของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้นกับความถี่ในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.9 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น การสูญเสียเนื่องจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้นจะมีค่าเพิ่มขึ้น



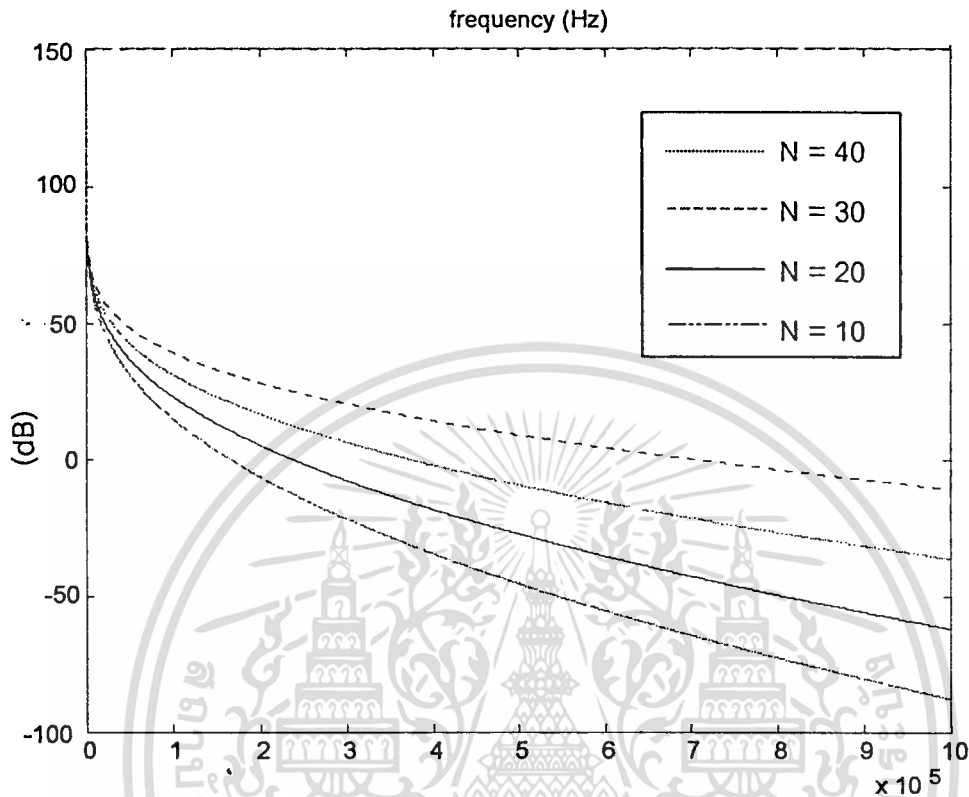
รูปที่ 5.10 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้น

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้นกับความถี่และจำนวนคู่สายใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า N แทนจำนวนคู่สายใช้งานมีค่า 10 20 30 และ 40 คู่สายตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.10 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและจำนวนคู่สายใช้งานลดลงทำให้ค่าสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้นมีค่าลดลงเล็กน้อย



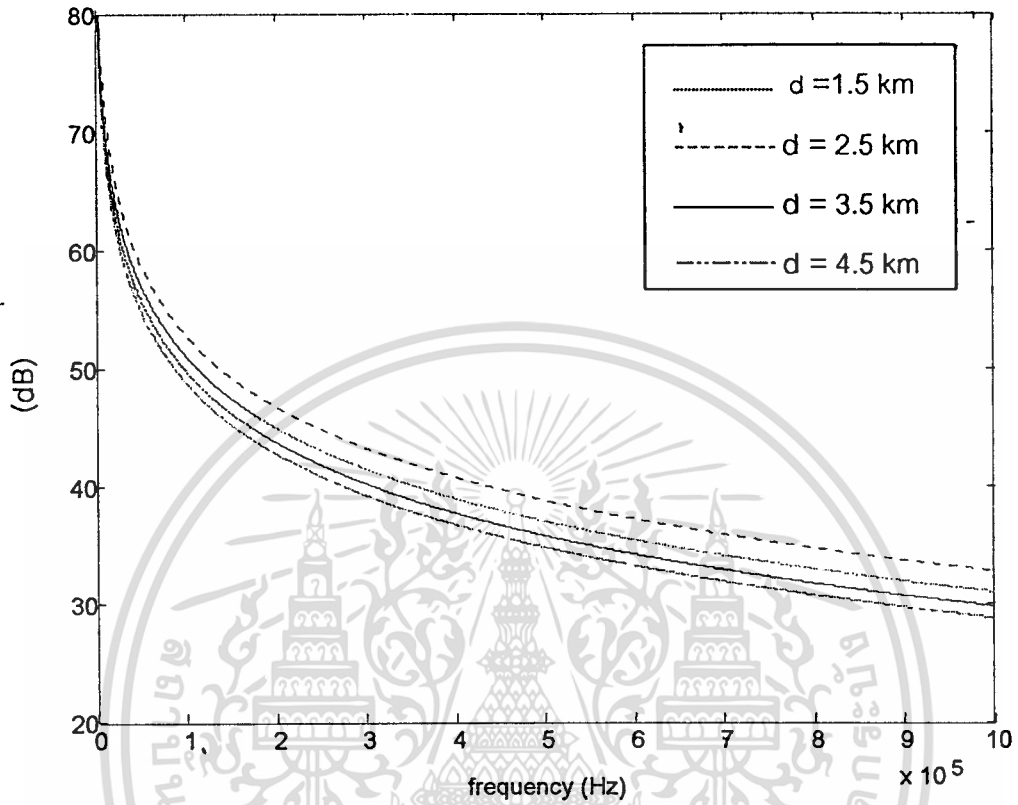
รูปที่ 5.11 สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้น

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้นกับความถี่และระยะทางในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า d แทนระยะทางใช้งานระหว่าง ATU-C และ ATU-R มีค่า 1.5 2.5 3.5 และ 4.5 กิโลเมตร ตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.11 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและระยะทางในการใช้งานเพิ่มขึ้นค่าสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT ที่เกิดจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ADSL ด้านสัญญาณขาขึ้นจะมีค่าเพิ่มขึ้น



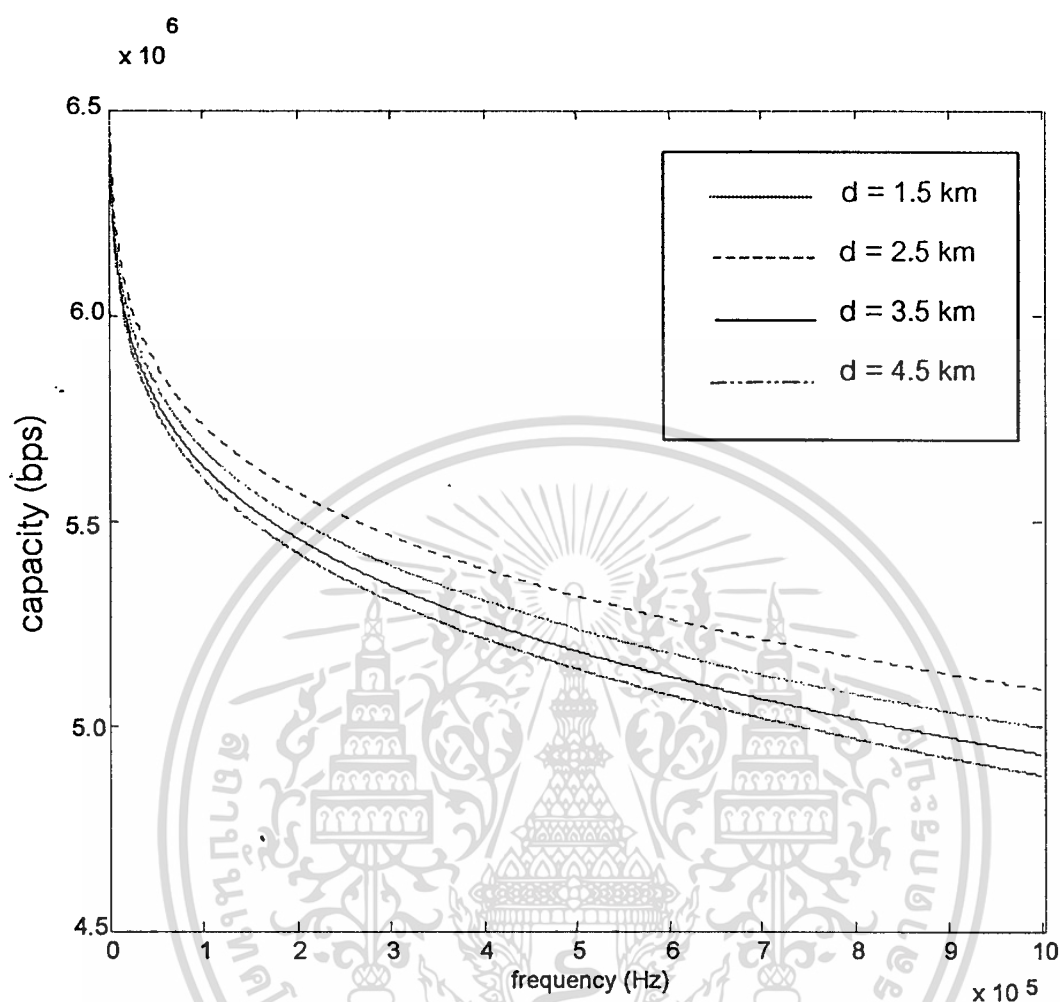
รูปที่ 5.12 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า N แทนจำนวนคู่สายใช้งานมีค่า 10 20 30 และ 40 คู่สาย ตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.12 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและจำนวนคู่สายใช้งานลดลงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT จะมีค่าลดลง



รูปที่ 5.13 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า d แทนระยะทางใช้งานระหว่าง ATU-C และ ATU-R มีค่า 1.5 2.5 3.5 และ 4.5 กิโลเมตร ตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.13 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้นและระยะทางในการใช้งานเพิ่มขึ้น ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT จะมีค่าลดลง

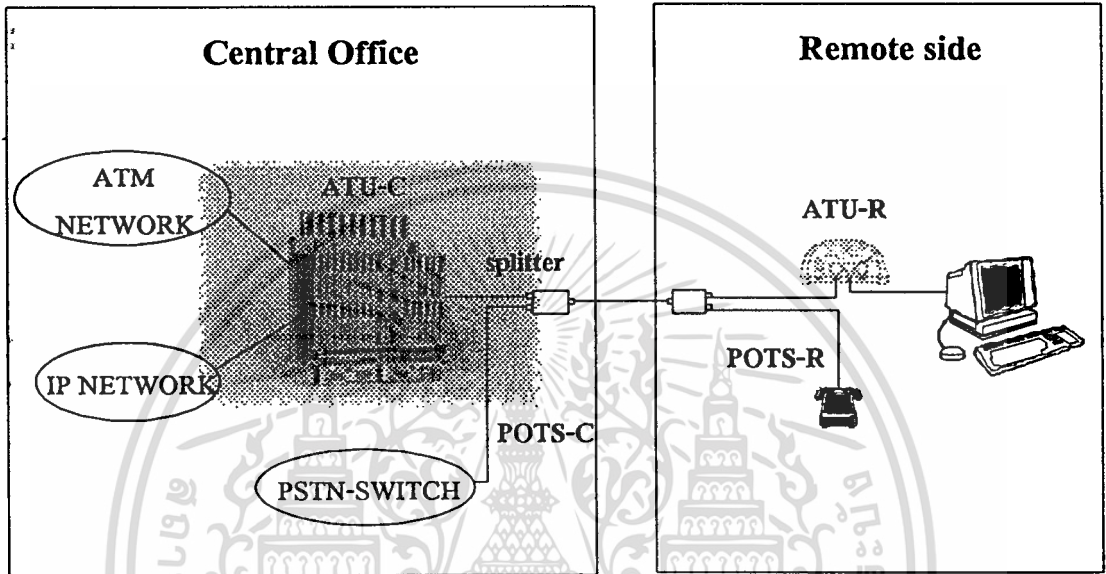


รูปที่ 5.14 อัตราบิตที่เป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk (FEXT)

ผลการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราบิตในการรับส่งสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปเพราะสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด FEXT กับความถี่และระยะทางในการใช้งาน เมื่อกำหนดให้คู่สายใช้งานมีขนาด 0.4 มิลลิเมตร (26 AWG) ค่า d แทนระยะทางระหว่าง ATU-C และ ATU-R มีค่า 1.5 2.5 3.5 และ 4.5 กิโลเมตรตามลำดับ ความถี่ใช้งานมีค่าระหว่าง 0 – 1 MHz ผลที่ได้แสดงดังรูป 5.14 เมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น ค่าอัตราบิตในการรับส่งสัญญาณจะมีค่าลดลง

การทดลองใช้งาน

ในหัวข้อนี้ได้ทำการทดลองจากอุปกรณ์ในโครงข่ายดังรูปที่ 5.15 โดยติดตั้งอุปกรณ์ DSLAM (ATU-C) ที่ชุมสาย และติดตั้งอุปกรณ์ ATU-R ที่ปลายทาง จากนั้นทำการทดลองหาค่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นที่เป็นผลกระทบต่ออัตราเร็วในการรับส่งสัญญาณ



รูปที่ 5.15 อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

จากรูปได้ทำการทดลองโดยใช้อุปกรณ์ DSLAM และ ATU-R แบบ Discrete Multitone (DMT) ให้ ATU-R เครื่องที่ 1 2 และ 3 มีระยะห่างจาก ATU-C จำนวน 1.5 2.5 และ 4.5 กิโลเมตร ตามลำดับ คู่สายทองแดงมีขนาด 26 AWG คู่สายใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่นๆ เช่น ISDN HDSL เป็นต้น ค่า SNR margin กำหนดไว้ที่ 6 dB ทำการทดสอบเพื่อหาค่าอัตราบิทที่สามารถใช้งานได้จริงและวัดค่าสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในการรับส่งสัญญาณได้ผลการทดลองดังรูปที่ 5.16-5.18 ค่าต่างๆ ที่วัดได้จากการทดลองมีความหมายดังนี้

FAST หมายถึง อัตราบิทที่สามารถรับส่งได้ระหว่าง ATU-C และ ATU-R เมื่อใช้งานในโหมด โหมด (FAST MODE)

INTL หมายถึง อัตราบิทที่สามารถรับส่งได้ระหว่าง ATU-C และ ATU-R เมื่อใช้งานใน อินเตอร์ลีฟโหมด (INTERLEAVE MODE)

MAX หมายถึง อัตราบิทสูงสุดที่คู่สายสามารถรองรับได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงในเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SNR หมายถึง ค่า Signal to-Noise Ratio margin เป็นค่าระยะขอบของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ATTN หมายถึง การลดทอนของสัญญาณในสายมีหน่วย dB เป็นค่ากำลังงานที่ด้านส่งเทียบกับกำลังงานที่ด้านรับ

PWR หมายถึง ค่ากำลังงานด้านส่ง กำลังงานทางด้านขาลงเป็นกำลังงานที่ส่งจาก ATU-C กำลังงานทางด้านขาขึ้นเป็นกำลังงานที่ส่งจาก ATU-R

CURRENT STATUS	
[DOWNSTREAM]	[UPSTREAM]
FAST : 6400 kbps	FAST : 864 kbps
INTL : 0 kbps	INTL : 0 kbps
MAX : 8128 kbps	MAX : 864 kbps
SNR : 7.5 dB	SNR : 6.0 dB
ATTN : 9.0 dB	ATTN : 4.5 dB
PWR : 8.0 dBm	PWR : 12.0 dBm

รูปที่ 5.16 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อ ATU-C และ ATU-R มีระยะทางในการใช้งาน 1.5 กิโลเมตร

ผลจากการทดสอบที่ได้ในรูป 5.16 แสดงให้เห็นว่าการใช้งานที่ระยะทาง 1.5 กิโลเมตร ค่า SNR margin และค่าการลดทอนในสายมีค่าต่ำ เพราะระยะทางในการใช้งานไม่ไกลเป็นผลให้ความสามารถในการรับส่งสัญญาณของคู่สายด้านสัญญาณขาลงซึ่งส่งจาก ATU-C สูงถึง 8128 kbps ค่ากำลังงานทางด้านสัญญาณขาลงมีค่า 8 dBm

CURRENT STATUS	
[DOWNSTREAM]	[UPSTREAM]
FAST : 7520 kbps	FAST : 928 kbps
INTL : 0 kbps	INTL : 0 kbps
MAX : 7520 kbps	MAX : 928 kbps
SNR : 8.0 dB	SNR : 5.0 dB
ATTN : 31.0 dB	ATTN : 16.0 dB
PWR : 20.0 dBm	PWR : 12.0 dBm

รูปที่ 5.17 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อ ATU-C และ ATU-R มีระยะทางในการใช้งาน 3.5 กิโลเมตร

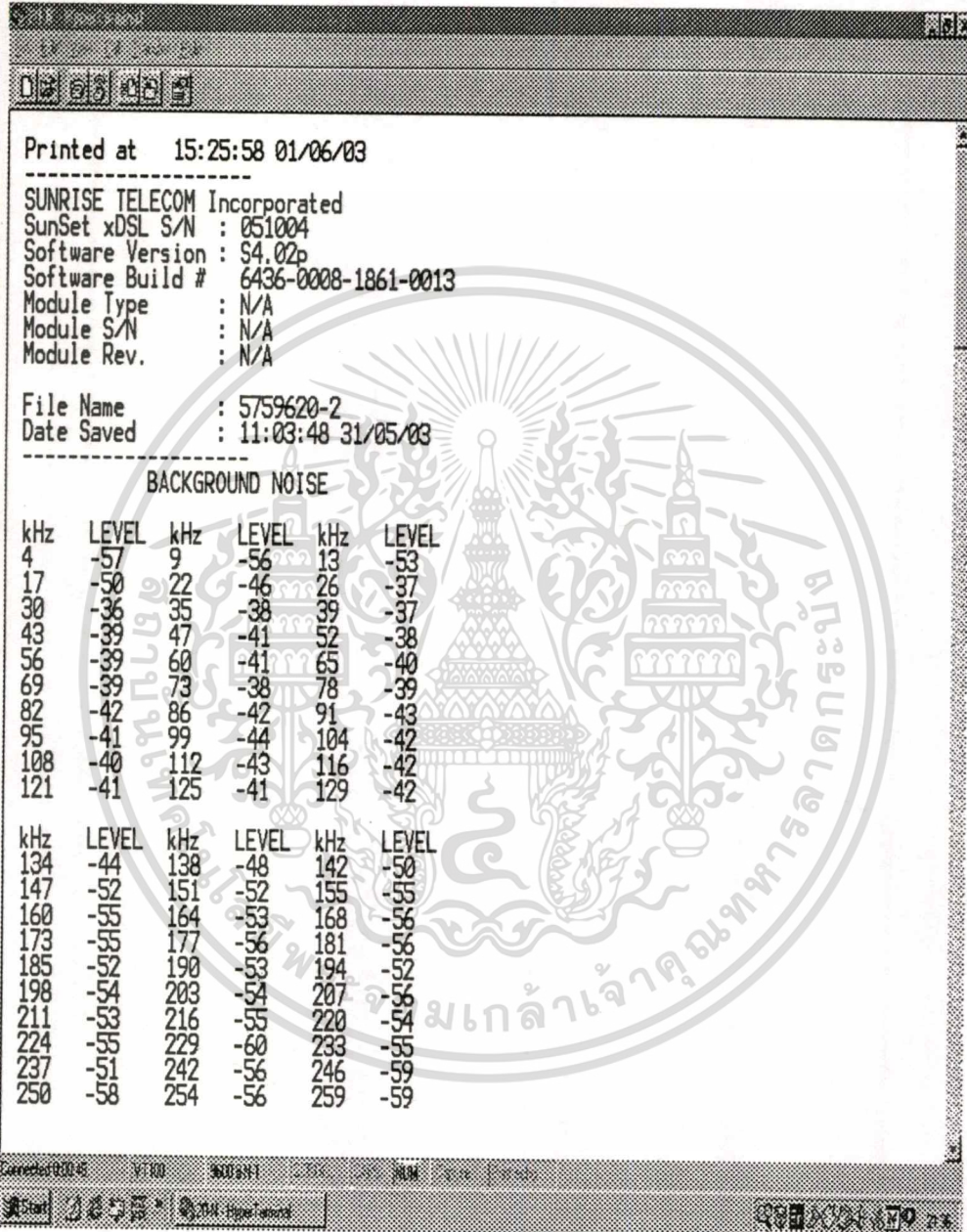
ผลจากการทดสอบที่ได้ในรูป 5.17 แสดงให้เห็นว่าการใช้งานที่ระยะทาง 3.5 กิโลเมตร ค่า SNR margin และค่าการลดทอนในสายมีค่าสูงกว่าการใช้งานที่ระยะทาง 1.5 กิโลเมตร เป็นผลให้ความสามารถในการรับส่งสัญญาณของคู่สายด้านสัญญาณขาลงซึ่งส่งจาก ATU-C ลดลงเหลือ 7520 kbps ค่ากำลังงานทางด้านสัญญาณขาลงจะปรับเพิ่มขึ้นเป็น 20.0 dBm เพราะการลดทอนในสายสูงขึ้น

CURRENT STATUS	
[DOWNSTREAM]	[UPSTREAM]
FAST : 0 kbps	FAST : 0 kbps
INTL : 128 kbps	INTL : 64 kbps
MAX : 2144 kbps	MAX : 416 kbps
SNR : 44.5 dB	SNR : 26.0 dB
ATTN : 17.0 dB	ATTN : 15.0 dB
PWR : 20.0 dBm	PWR : 12.0 dBm

รูปที่ 5.18 ผลที่ได้จากการทดสอบเมื่อ ATU-C และ ATU-R มีระยะทางในการใช้งาน 4.5 กิโลเมตร

ผลจากการทดสอบที่ได้ในรูป 5.18 แสดงให้เห็นว่าการใช้งานที่ระยะทาง 4.5 กิโลเมตร ค่า SNR margin และค่าการลดทอนในสายมีค่าสูงกว่าการใช้งานที่ระยะทาง 1.5 และ 3.5 กิโลเมตร เป็นผลให้ความสามารถในการรับส่งสัญญาณของคู่สายด้านสัญญาณขาหลังซึ่งส่งจาก ATU-C ลดลงมากเหลือเพียง 2144 kbps ค่ากำลังงานทางด้านสัญญาณขาหลังจะปรับเพิ่มขึ้นเป็น 20.0 dBm การรบกวนจากคู่สายข้างเคียงและการใช้งานในระยะทางไกลๆ เป็นผลให้ความสามารถในการรับส่งสัญญาณของ ADSL ลดลง

ค่า background noise ที่ได้จากเครื่องมือวัด sunset xDSL ทำการวัดในขณะที่ปลายด้านหนึ่งของคู่สายต่อกับ ATU-C และปลายอีกด้านหนึ่งต่อกับ ATU-R ระยะทางในการใช้งาน 1.5 กิโลเมตร ได้ผลการทดสอบดังรูป 5.19-5.23



รูปที่ 5.19 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 259 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20-N - HyperTerminal

File Edit View Call Transfer Help

kHz	LEVEL	kHz	LEVEL	kHz	LEVEL
263	-54	267	-58	272	-58
276	-58	280	-60	285	-59
289	-62	293	-59	298	-59
302	-61	306	-64	311	-63
315	-63	319	-61	323	-59
328	-64	332	-62	336	-65
341	-58	345	-59	349	-63
354	-62	358	-58	362	-60
367	-62	371	-60	375	-58
380	-58	384	-56	388	-57
kHz	LEVEL	kHz	LEVEL	kHz	LEVEL
392	-57	397	-59	401	-58
405	-56	410	-56	414	-60
418	-55	423	-56	427	-54
431	-55	436	-56	440	-56
444	-55	449	-55	453	-54
457	-53	461	-54	466	-53
470	-52	474	-55	479	-55
483	-50	487	-51	492	-50
496	-53	500	-52	505	-55
509	-52	513	-53	518	-55
kHz	LEVEL	kHz	LEVEL	kHz	LEVEL
522	-50	526	-55	530	-52
535	-56	539	-54	543	-58
548	-58	552	-54	556	-56
561	-55	565	-57	569	-55
574	-55	578	-53	582	-52
587	-51	591	-54	595	-53
599	-54	604	-53	608	-55
612	-55	617	-54	621	-53
625	-54	630	-56	634	-53
638	-51	643	-54	647	-52
kHz	LEVEL	kHz	LEVEL	kHz	LEVEL
651	-52	656	-53	660	-56
664	-53	668	-51	673	-51

Connects to 192.277 V100 3600000 115200 8N1 1920000 1920000 277

20-N - HyperTerminal

รูปที่ 5.20 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 263 - 673 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20 N - HyperTerminal

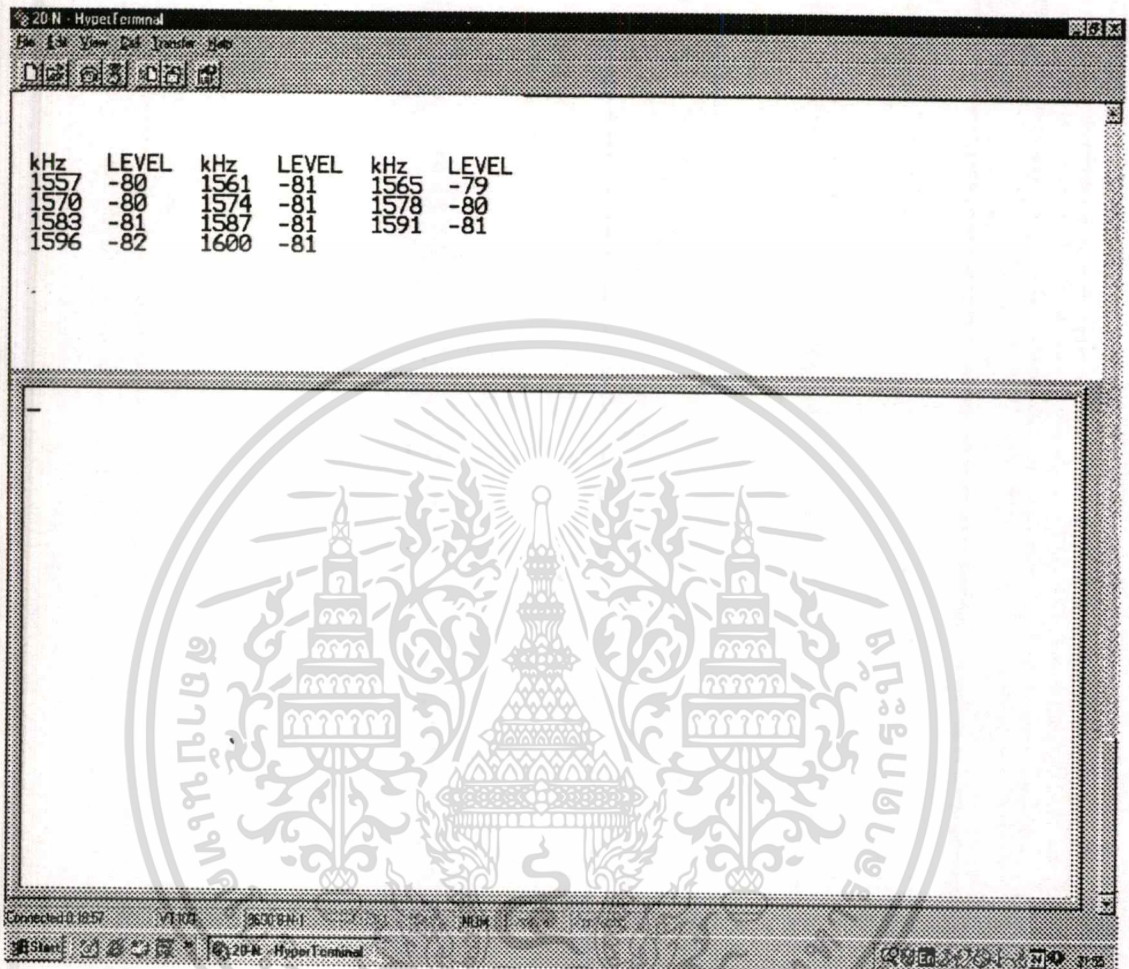
1117	-59	1121	-60	1126	-60
1130	-60	1134	-59	1139	-63
1143	-61	1147	-62	1151	-65
1156	-64	1160	-62	1164	-63
kHz LEVEL kHz LEVEL kHz LEVEL					
1169	-62	1173	-64	1177	-64
1182	-64	1186	-64	1190	-63
1195	-64	1199	-67	1203	-66
1208	-68	1212	-69	1216	-68
1220	-67	1225	-67	1229	-69
1233	-71	1238	-65	1242	-65
1246	-69	1251	-72	1255	-74
1259	-72	1264	-72	1268	-74
1272	-76	1277	-75	1281	-76
1285	-77	1289	-76	1294	-77
kHz LEVEL kHz LEVEL kHz LEVEL					
1298	-79	1302	-77	1307	-77
1311	-78	1315	-78	1320	-78
1324	-78	1328	-78	1333	-78
1337	-78	1341	-78	1346	-78
1350	-78	1354	-78	1358	-78
1363	-78	1367	-78	1371	-78
1376	-78	1380	-78	1384	-79
1389	-79	1393	-78	1397	-80
1402	-78	1406	-79	1410	-79
1415	-80	1419	-79	1423	-79
kHz LEVEL kHz LEVEL kHz LEVEL					
1427	-80	1432	-78	1436	-79
1440	-78	1445	-79	1449	-78
1453	-79	1458	-79	1462	-79
1466	-80	1471	-80	1475	-79
1479	-80	1484	-80	1488	-80
1492	-80	1496	-80	1501	-80
1505	-80	1509	-80	1514	-80
1518	-80	1522	-80	1527	-80
1531	-80	1535	-80	1540	-81
1544	-80	1548	-80	1553	-80

Corrected 01250 VT100 SERIAL 115200 NUL

Start 20 N - HyperTerminal

รูปที่ 5.22 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1117- 1553 kHz

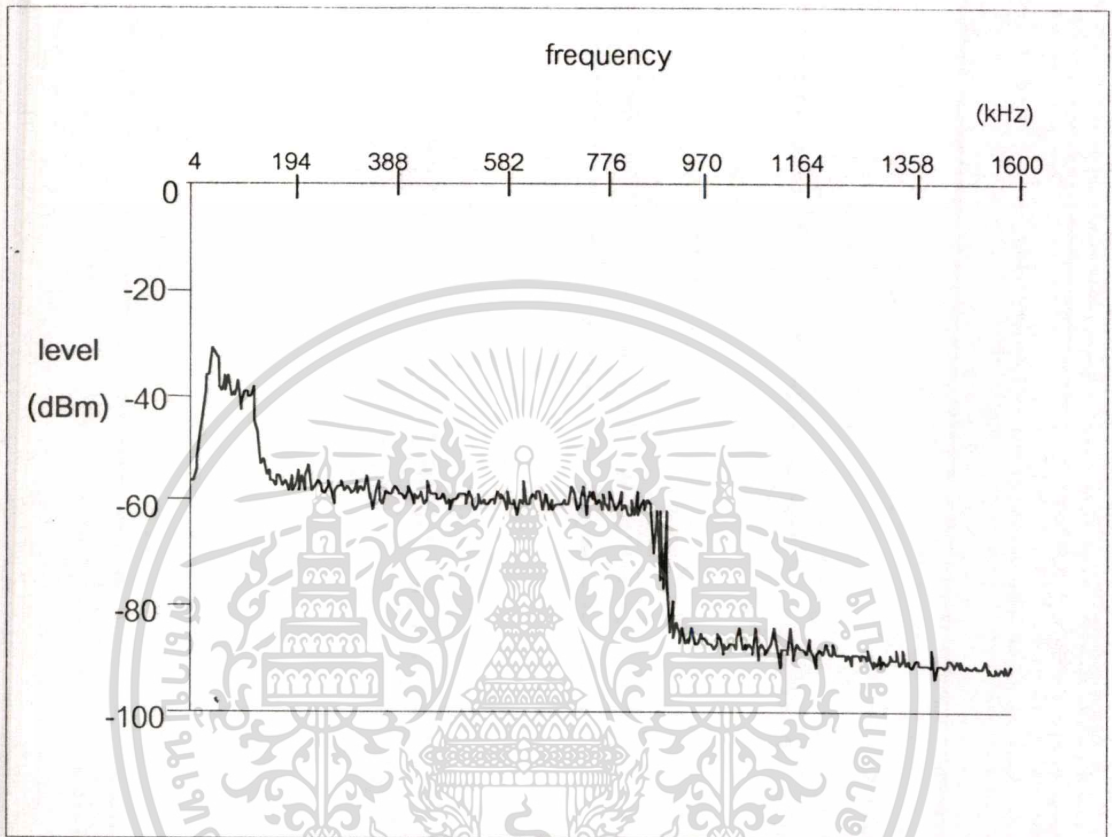
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.23 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1557 - 1600 kHz

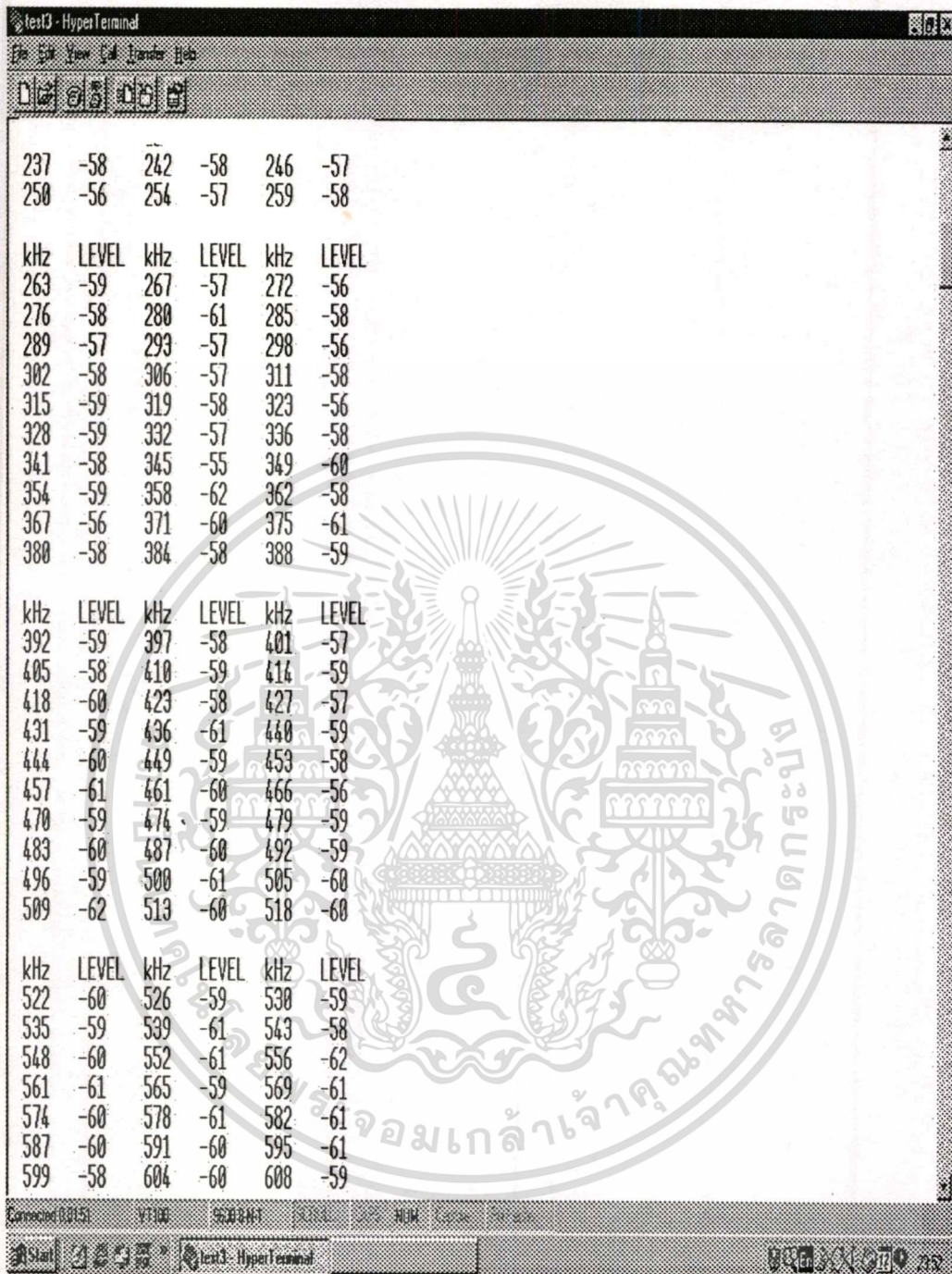
รูปที่ 5.19 – 5.23 แสดงค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่ระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ค่า background noise คือ สัญญาณรบกวนที่มา รบกวนสายตลอดเวลา โดยกำหนดการวัดในโหมดบริดจ์เป็นการวัดขณะที่มีอุปกรณ์ต่อใช้งานอยู่ โดยนำเครื่องมือวัดต่อขนานกับอุปกรณ์ และกำหนดประเภทของการวัดเป็นความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (PSD: Power Spectral Density) ช่วงความถี่ 4 -1600 kHz ผลการทดลองพบว่า เมื่อความถี่ในการใช้งานเพิ่มสูงขึ้นค่าสัญญาณรบกวนจะเพิ่มสูงขึ้นตามความถี่ โดยค่าสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.24 กราฟแสดงค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 1600 kHz

ค่า background noise ที่ได้จากเครื่องมือวัด sunset xDSL ทำการวัดในขณะที่ปลายด้านหนึ่งของคู่สายต่อกับ ATU-C และปลายอีกด้านหนึ่งต่อกับ ATU-R ระยะทางใช้งาน 3.5 กิโลเมตร ได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.25 – 5.29



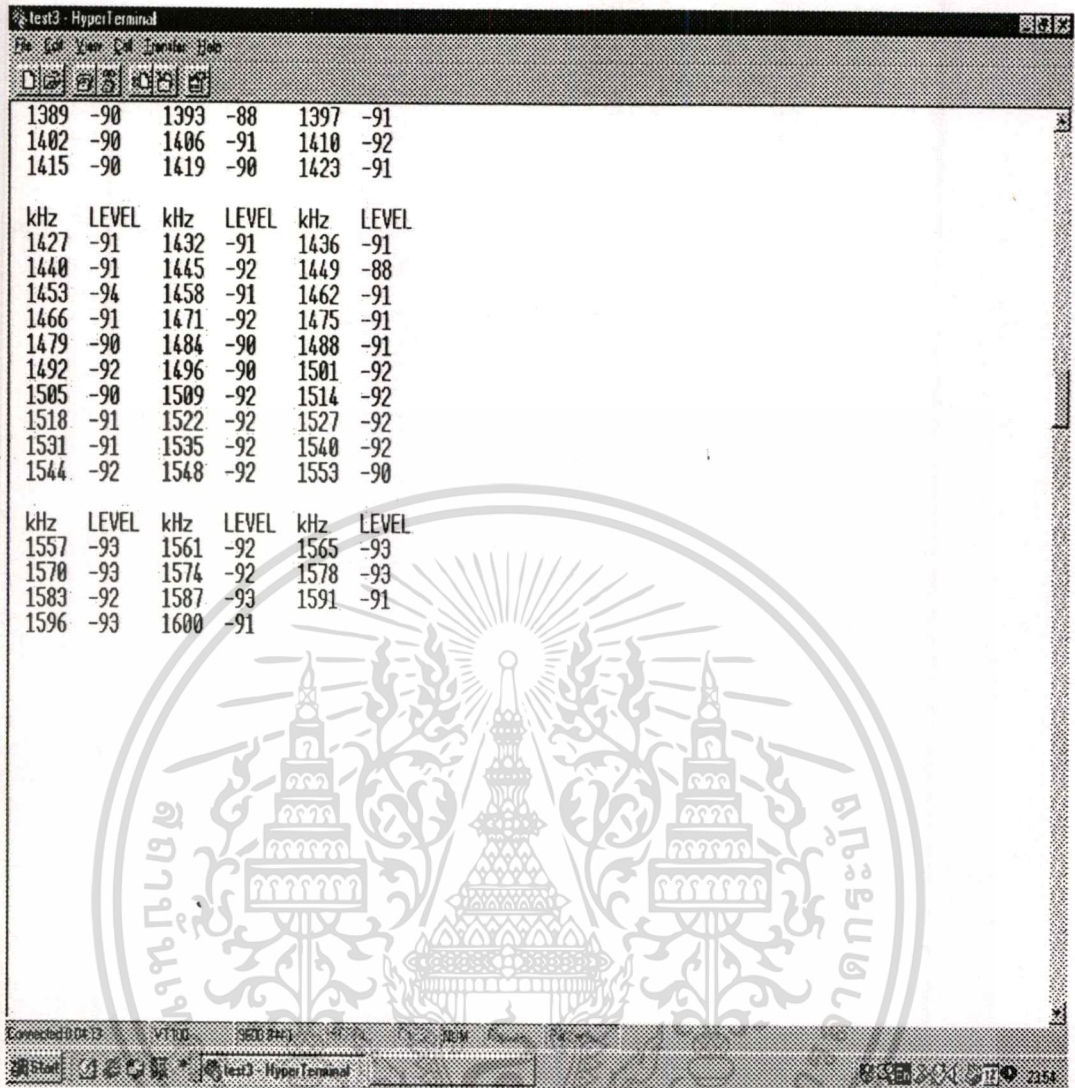
รูปที่ 5.26 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 237- 608 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

kHz	LEVEL	kHz	LEVEL	kHz	LEVEL
612	-60	617	-62	621	-58
625	-61	630	-61	634	-60
638	-63	643	-60	647	-61
651	-56	656	-61	660	-61
664	-60	668	-59	673	-60
677	-58	681	-58	686	-62
690	-62	694	-59	699	-62
703	-60	707	-62	712	-61
716	-61	720	-61	725	-61
729	-60	733	-61	737	-61
742	-57	746	-57	750	-59
755	-62	759	-61	763	-60
768	-57	772	-63	776	-61
781	-58	785	-60	789	-58
794	-61	798	-60	802	-62
806	-59	811	-61	815	-62
819	-58	824	-60	828	-62
832	-62	837	-61	841	-58
845	-62	850	-61	854	-63
858	-63	863	-60	867	-63
871	-58	875	-63	880	-61
884	-60	888	-62	893	-60
897	-61	901	-62	906	-63
910	-62	914	-58	919	-62
923	-61	927	-62	932	-62
936	-85	940	-86	944	-86
949	-86	953	-85	957	-87
962	-84	966	-87	970	-86
975	-87	979	-84	983	-87
988	-87	992	-87	996	-85

รูปที่ 5.27 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 612 - 996 kHz

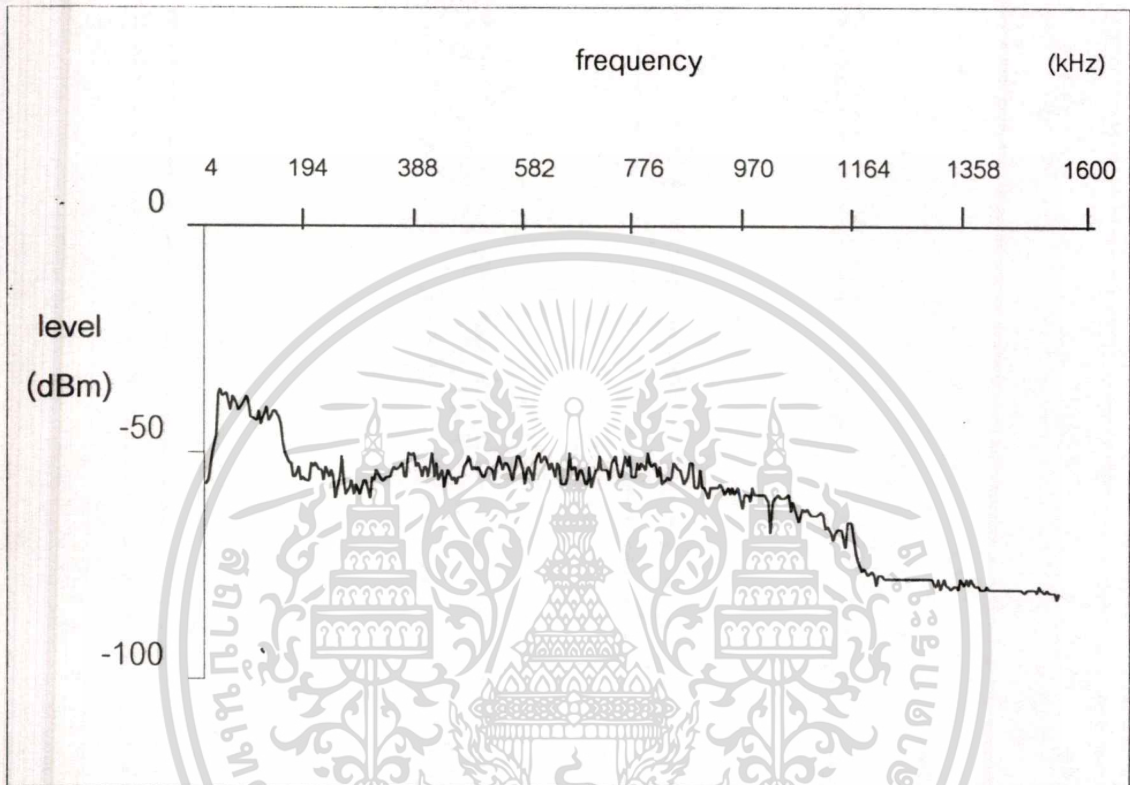
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.29 ค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 1389-1600 kHz

รูปที่ 5.25 – 5.29 แสดงค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่ระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ค่า background noise คือ สัญญาณรบกวนที่มารบกวนสายตลอดเวลา โดยกำหนดการวัดในโหมดบริดจ์เป็นการวัดขณะที่มีอุปกรณ์ต่อใช้งานอยู่โดยนำเครื่องมือวัดไปต่อขนานกับอุปกรณ์ และกำหนดประเภทของการวัดเป็น PSD (Power Spectral Density) ช่วงความถี่ 4-1600 kHz ผลการทดลองพบว่าเมื่อความถี่ในการใช้งานเพิ่มสูงขึ้นค่าสัญญาณรบกวนจะเพิ่มสูงขึ้นตามความถี่ โดยค่าสัญญาณรบกวนต่ำสุดที่วัดได้เป็น -31 dB ที่ความถี่ 43 และ 47 kHz ค่าสัญญาณรบกวนสูงสุดที่วัดได้เป็น -94 dB ที่ความถี่ 1453 kHz เมื่อนำค่าที่ได้มาเขียนกราฟได้ดังรูป 5.30

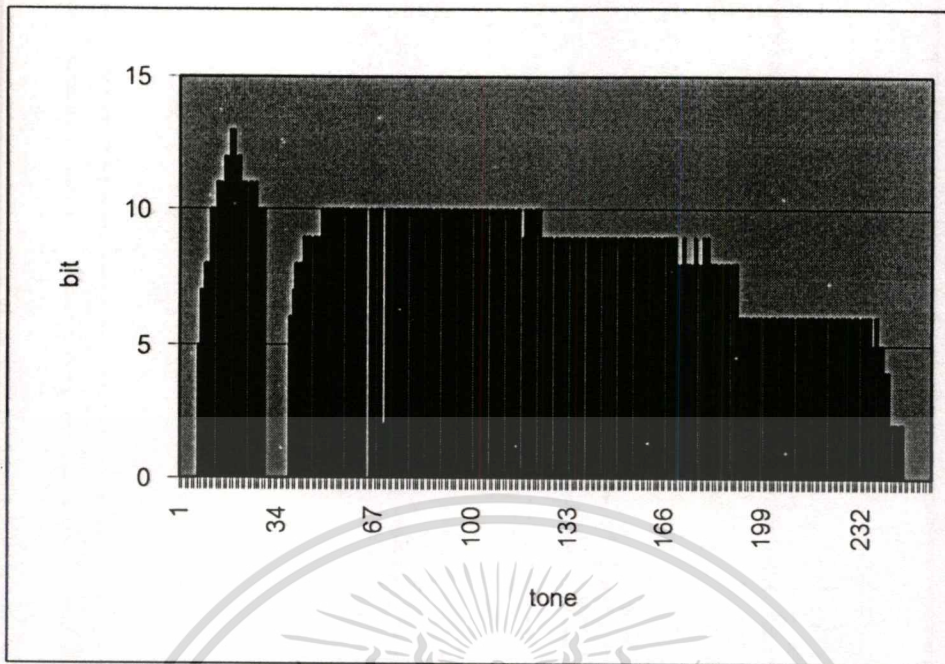
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



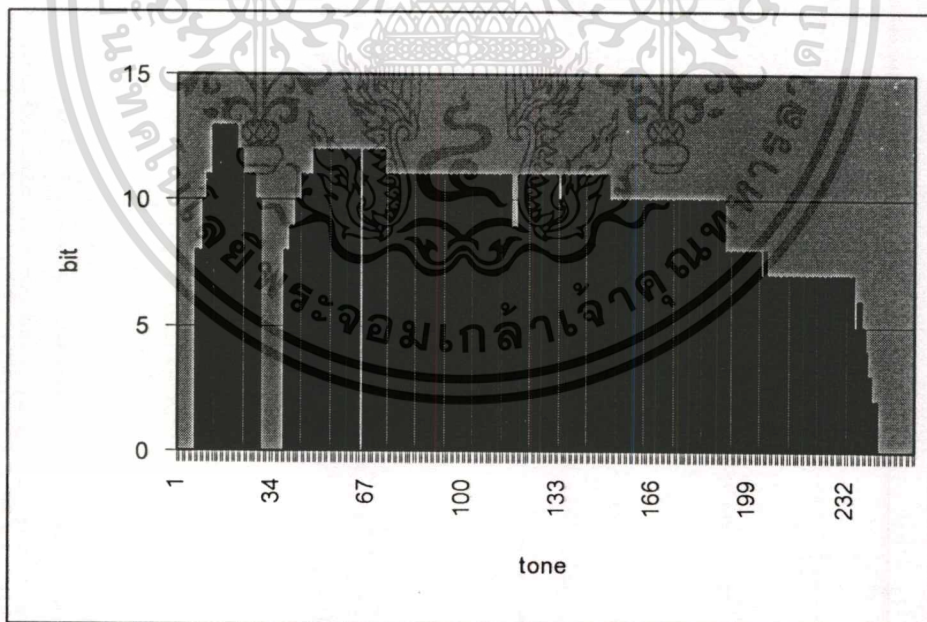
รูปที่ 5.30 กราฟแสดงค่า background noise ที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร ช่วงความถี่ 4 - 1600 kHz

รูปที่ 5.31 แสดง bit graphic ของ ADSL ซึ่งจะสัมพันธ์กับอัตราบิตที่สามารถรับส่งได้ในคู่สายนั้นๆ ความถี่ประกอบด้วย 256 ช่องสัญญาณ ระยะห่างของแต่ละช่องสัญญาณประมาณ 4.3125 kHz ช่องสัญญาณที่ 1 - 12 แทนกลุ่มบิตของสัญญาณด้านขาขึ้น ช่องสัญญาณที่ 14 - 256 แทนกลุ่มบิตของสัญญาณด้านขาลง คู่สายที่รับส่งสัญญาณได้ในอัตราบิตสูงจะมีจำนวนบิตสูงเช่นกันดังรูปที่ 5.31 และ 5.32 อัตราบิตเฉลี่ยในแต่ละช่องสัญญาณมีค่าประมาณ 10 บิต สามารถรับส่งสัญญาณได้สูง 7-8 Mbps คู่สายที่มีสัญญาณรบกวนและการสูญเสียในสายมากอัตราบิตที่คู่สายสามารถรับส่งได้มีค่า 2 Mbps จำนวนบิตสูงสุดที่ใช้ในการรับส่งในแต่ละช่องสัญญาณย่อมมีเพียง 2 บิตเท่านั้นดังรูป 5.33 แสดงให้เห็นว่าบิตที่ใช้ในการรับส่งสัญญาณจะปรับตามความสามารถในการรับส่งสัญญาณของคู่สาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

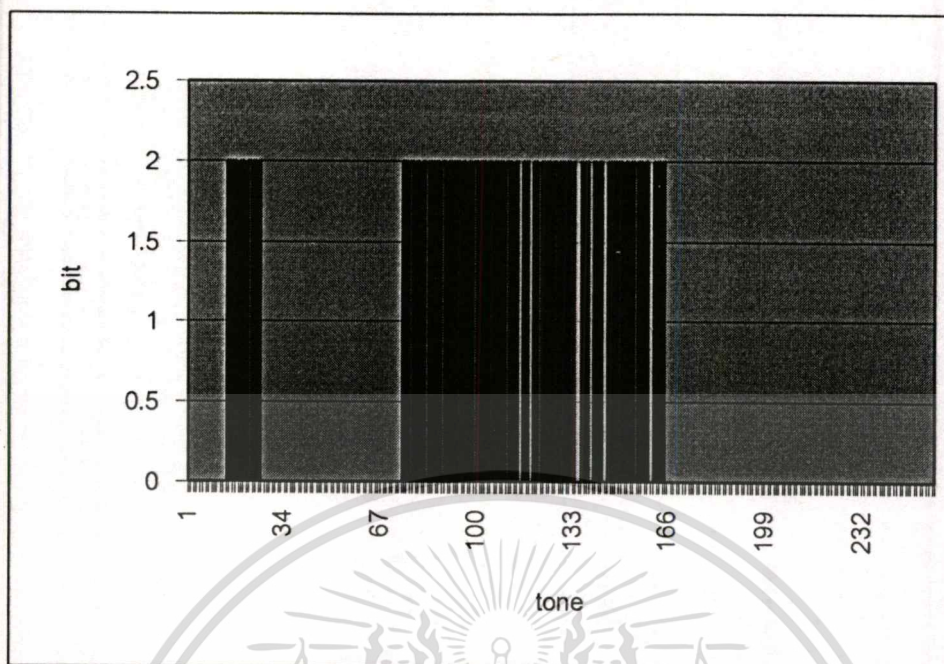


รูปที่ 5.31 กราฟแสดงค่าบิตในการรับส่งสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 1.5 กิโลเมตร



รูปที่ 5.32 กราฟแสดงค่าบิตในการรับส่งสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 3.5 กิโลเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.33 กราฟแสดงค่าบิตในการรับส่งสัญญาณที่วัดได้จากอุปกรณ์ใช้งานที่มีระยะทางระหว่าง ATU-C ถึง ATU-R เท่ากับ 4.5 กิโลเมตร

จากผลการทดลองที่ได้อัตราบิตที่สามารถรับส่งสัญญาณได้จะมากหรือน้อยเป็นผลมาจากสัญญาณรบกวนในที่นี่แสดงให้เห็นผลกระทบของสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกที่เป็นผลกระทบต่อระบบทำให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าลดลงและความสามารถในการรับส่งสัญญาณลดลงสัมพันธ์กับค่าอัตราบิตที่ลดลงได้ซึ่งจะสรุปในบทต่อไป

บทที่ 6

สรุปผลและวิเคราะห์

ADSL เป็นอุปกรณ์ที่มีศักยภาพสูงกว่าโมเดมอนาลอกชนิดอื่น เพราะสามารถรับส่งสัญญาณได้ที่อัตราบิตสูงกว่าโมเดมอนาลอกชนิดอื่น สัญญาณขาขึ้นและสัญญาณขาลงไม่จำเป็นต้องมีอัตราบิตเท่ากัน สัญญาณขาขึ้นมีอัตราบิตต่ำสัญญาณขาลงมีอัตราบิตสูงเหมาะสำหรับรับส่งข้อมูล เช่นการใช้งานอินเทอร์เน็ต เพราะผู้ใช้งานส่วนใหญ่ต้องการโหลดข้อมูลจากผู้ให้บริการ การใช้อัตราบิตในด้านสัญญาณขาลงสูงทำให้โหลดข้อมูลได้เร็วขึ้น ส่วนการตอบรับจากผู้ใช้งานไปยังผู้ให้บริการนั้นด้านสัญญาณขาขึ้นใช้อัตราบิตต่ำเพราะผู้ใช้คลิกเลือกหัวข้อที่ต้องการเพื่อตอบรับไปที่ผู้ให้บริการเท่านั้น นอกจากนี้ ADSL ยังสามารถใช้ได้กับข่ายสายโทรศัพท์ที่มีอยู่แล้ว ไม่จำเป็นต้องวางข่ายสายใหม่โดยใช้คู่สายทองแดงเพียง 1 คู่สายเท่านั้น

ในการใช้งานโครงข่าย ADSL นั้นมีปัจจัยหลักที่ทำให้ศักยภาพของ ADSL ลดลง คือ สัญญาณรบกวนซึ่งมีหลายชนิด เช่น สัญญาณรบกวนไขว้แทรก Near Crosstalk (NEXT) Far End Crosstalk (FEXT) และสัญญาณรบกวนอิมพัลส์ วิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ทำการศึกษาสัญญาณรบกวนไขว้แทรก Near End Crosstalk (NEXT) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งมารบกวนสัญญาณที่เครื่องรับในฝั่งเดียวกัน และ Far End Crosstalk (FEXT) เป็นสัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งด้านหนึ่งไปรบกวนสัญญาณที่เครื่องรับของอุปกรณ์ชนิดอื่นในฝั่งตรงกันข้าม สัญญาณรบกวนไขว้แทรกเกิดจากคู่สายข้างเคียงมีการใช้งานอุปกรณ์อื่นอยู่ เช่น HDSL ISDN และ ADSL และส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพของ ADSL โดยทำการจำลองจากโปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งทำการทดสอบการใช้งานจากอุปกรณ์จริงในโครงข่าย เพื่อหาผลกระทบของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกที่เกิดจากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อ ADSL

การสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Near End Crosstalk (NEXT) หรือ $H_{NEXT}(f)$ จะมีค่าเข้าใกล้ 0 เมื่อจำนวนคู่สายใช้งานมากและย่านความถี่สูง การสูญเสียเนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอนของสัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด Far End Crosstalk (FEXT) หรือ $H_{FEXT}(f)$ จะมีค่าเข้าใกล้ 0 เมื่อใช้งานในระยะทางใกล้ๆ และย่านความถี่ต่ำ คู่สายข้างเคียงที่ใช้งาน HDSL ISDN และ ADSL ส่งผลให้ประสิทธิภาพของคู่สายลดลงแตกต่างกันไป การสูญเสียเนื่องจาก NEXT และ FEXT ที่เป็นผลมาจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ HDSL จะมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นที่ละน้อยเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น และการสูญเสียเนื่องจาก NEXT ที่เป็นผลมาจากความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของ ISDN จะมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นที่ละน้อยเมื่อความถี่เพิ่มสูงขึ้น โดยที่การเปลี่ยนแปลงนี้จะขึ้น ลง มากกว่า HDSL สังเกตได้จากกราฟที่มีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนแปลงขึ้นลงถี่ขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกรณีที่มีคู่สายใช้งานจำนวนเท่ากัน ISDN จะทำให้เกิดสัญญาณรบกวนชนิด NEXT มากกว่า HDSL และ ADSL และค่าสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลงขึ้นลงตลอดช่วงความถี่ที่เปลี่ยนไป

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าเมื่อจำลองการทำงานโดยใช้งาน ADSL ร่วมกับอุปกรณ์ HDSL ISDN และ ADSL ในคู่สายทองแดงกลุ่มเดียวกันก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนไขว้แทรกขึ้น ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของอุปกรณ์แต่ละชนิดเป็นผลให้สัญญาณรบกวนไขว้แทรกชนิด NEXT และ FEXT เปลี่ยนแปลงแตกต่างกันไป เมื่อค่า NEXT และ FEXT มีค่าสูงขึ้นทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่เกิดจาก NEXT และ FEXT มีค่าลดลง และอัตราบิดในการรับส่งสัญญาณมีค่าลดลงเช่นกัน แสดงให้เห็นว่า NEXT และ FEXT มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของ ADSL โดยเฉพาะการใช้งานที่ระยะทางไกลๆ และความถี่สูงๆ ประสิทธิภาพของ ADSL จะด้อยลง ดังนั้นในการวางโครงข่าย ADSL ควรนำปัจจัยนี้มาพิจารณาด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] T. Starr et al. "Understanding Digital Subscriber Line Technology," Prentice-Hall, Inc. 1999.
- [2] W. Goralski, "ADSL and DSL Technologies," United States of America, McGraw-Hill, 1998.
- [3] J. Rauschmayer, "ADSL/VDSL Principles," United States of America: Macmillan Technical Publishing, 1999.
- [4] K. Charles. "ADSL Standard Implementation and Architecture," United States of America, CRC Press, 1999.
- [5] N. Herrick. "Telecommunication wiring," United States of America: Prentice Hall Inc, 2001.
- [6] W.Y. Chen, "Architecture and Performance Simulation of Single Pair HDSL," IEEE Trans. Communication, pp.1421-1425, 1996.
- [7] G. A. Zimmerman, "Achievable rates vs Operating Characteristics of Local Loop Transmission, HDSL, HDSL2, ADSL and VDSL," IEEE Trans. Communication, pp.573-577, 1998.
- [8] W.Y. Chen and D.L. Waring, "ADSL Noise Environment and Potential System Performance," IEEE Trans. Communication, pp.451-455, 1994.
- [9] Sunrise Telecom Incorporated. Sunset xDSL Customer Support Phone Line. 2001.
- [10] มนต์ สังวรศิลป์ และวรรธน์ ภัทรอมรกุล. "คู่มือการใช้งาน MATLAB," กรุงเทพฯ: อินโฟเพรส. 2543.
- [11] วิรินทร์ เมฆประดิษฐ์. "ช้าแหละระบบเครือข่ายและบริการ ADSL กับ Cable Modem," ไมโครคอมพิวเตอร์. 19(195) : 106-113, 2544.
- [12] วิยะดา ดอกไม้ และกอบชัย เดชหาญ. "ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกจากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของระบบ ADSL." วิศวกรรมลาดกระบัง, 19(4) : 56-60, 2544.

ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] วียะดา ดอกไม้, กอบชัย เดชหาญ. " การเพิ่มความจุของช่องสัญญาณไมโครเวฟโดยวิธี Add Branching." วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 16, ฉบับที่ 2, มิถุนายน 2542. หน้า 41-45.
- [2] วียะดา ดอกไม้, กอบชัย เดชหาญ. " การศึกษาคุณภาพของสัญญาณในระบบประชุมทางไกลที่ส่งผ่าน HDSL." วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 16, ฉบับที่ 4, ธันวาคม 2545. หน้า 59-64.
- [3] วียะดา ดอกไม้, กอบชัย เดชหาญ. " ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนชนิดไขว้แทรกจากคู่สายข้างเคียงที่มีต่อประสิทธิภาพการส่งสัญญาณของระบบ ADSL." วิศวกรรมลาดกระบัง, ปีที่ 19, ฉบับที่ 4, ธันวาคม 2545. หน้า 56-60.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นางสาววิยะดา ดอกไม้ เกิดเมื่อวันที่ 25 กรกฎาคม 2515 ที่จังหวัดลพบุรี สำเร็จการศึกษา
ครุศาสตร์อุตสาหกรรมบัณฑิต สาขาไฟฟ้าสื่อสาร จากสถาบันเทคโนโลยีราชมงคล ปีการศึกษา
2538 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (อิเล็กทรอนิกส์) จากวิทยาลัยเทคนิคลพบุรี

ปี พ.ศ. 2535 เข้าทำงานในบริษัทสามารถเซทคอม และปี พ.ศ. 2536 เข้าทำงานในตำแหน่ง
ช่าง 3 สังกัดส่วนระบบสื่อสารสัญญาณ บริษัท ทศท คอร์ปอเรชั่น จำกัด มหาชน ปัจจุบันดำรง
ตำแหน่งวิศวกร 5 สังกัดส่วนจัดการและควบคุมระบบสื่อสารสัญญาณ บริษัท ทศท คอร์ปอเรชั่น
จำกัด มหาชน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้