

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 14

เรื่อง การเพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสารด้วยแสงและโครงข่ายเส้นใยแสงแบบ DWDM (Performance Improvement of DWDM Optical Fiber Transmission System and Networks)

ผู้รับผิดชอบโครงการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง

ภาพรวมของโครงการวิจัยย่อย

ปัจจุบันเทคโนโลยี Dense-wavelength division multiplexing (DWDM) หรือการส่งข้อมูลความเร็วสูงผ่านเส้นใยแสงเพียงเส้นเดียวโดยอาศัยการมัลติเพล็กซ์เชิงความยาวคลื่นที่พยายามบีบอัดเพิ่มช่องสัญญาณ โดยการลดความห่างของช่องสัญญาณให้ได้มากที่สุด ซึ่งบางกรณีอาจทำการเพิ่มช่องสัญญาณได้มากกว่า 100 ช่องสัญญาณในแบนด์วิธที่กำหนด ได้สร้างบทบาทสำคัญอย่างมากทั้งในวงการวิชาการ วงการวิจัย รวมทั้งการนำมาประยุกต์ใช้จริงกับระบบโทรคมนาคมในอนาคต ดังจะเห็นได้จากการเริ่มผลิตอุปกรณ์รองรับเทคโนโลยี DWDM ออกสู่ตลาดของบริษัทโทรคมนาคมต่างๆ และการเริ่มวางมาตรฐานของอุปกรณ์และระบบ DWDM โดยองค์กรอย่างเช่น International telecommunication union (ITU) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ WDM เดิมซึ่งมีความห่างของช่องสัญญาณอยู่ในระดับมากกว่า 200 GHz นั้น ระบบ DWDM สามารถใช้ส่งข้อมูลได้มากกว่าและใช้แบนด์วิธได้คุ้มค่าอย่างมาก

ITU ซึ่งเป็นองค์กรกำหนดมาตรฐานต่างๆ ก็เกี่ยวกับการสื่อสารนั้น จากที่ได้ออกมาตราฐานแนะนำความห่างของช่องสัญญาณจาก 100 GHz หรือ 0.8 nm ก็ได้ออกมาตราฐานลดความห่างช่องสัญญาณลงมาถึง 50 GHz, 25 GHz, และ 12.5 GHz เพื่อรองรับ DWDM ด้วยเช่นกัน แม้แต่ในการทดลองการสื่อสารก็ตาม ได้มีรายงานมากมายแสดงความสำเร็จของการสื่อสารด้วย DWDM หลายสิบช่องสัญญาณ คิดเป็นอัตราส่งข้อมูลมากกว่า 1 Tbps ผ่านระบบเส้นใยแสงนับหลายพันกิโลเมตร ปัจจัยเหล่านี้ส่งเสริมให้ตระหนักอย่างชัดเจนว่าระบบ DWDM มีแนวโน้มที่จะทวีบทบาทสำคัญกับระบบสื่อสารในอนาคตอันใกล้อย่างยิ่ง

ข้อได้เปรียบที่สำคัญของระบบ DWDM นั้นสามารถแจกแจงได้ดังนี้คือ 1) ด้วยความที่ DWDM เป็นสถาปัตยกรรมในชั้นกายภาพ (physical layer) ทำให้สามารถรองรับการส่งข้อมูลได้หลายรูปแบบ ทั้งระบบ Time division multiplexing (TDM) หรือรูปแบบ Protocol ข้อมูลอื่นๆ อาทิ Asynchronous Transfer Mode (ATM) ,Gigabit Ethernet เป็นต้น 2) สามารถให้บริการข้อมูลหลากหลายรูปแบบและความเร็วได้โดยง่าย เนื่องจากแต่ละความยาวคลื่นในเส้นใยแสงหนึ่งๆ เป็นอิสระต่อกัน ซึ่งต่างไปจากการมัลติเพล็กซ์เชิงเวลา Time-division multiplexing (TDM) บน Synchronous optical network (SONET), Synchronous digital hierarchy (SDH), หรือ Digital cross-connect system (DCS) เป็นต้น ซึ่งต้องใช้กระบวนการที่ซับซ้อนและทำได้ยาก 3) การเพิ่มแบนด์วิธสามารถทำได้ง่ายโดยการเพิ่มจำนวนความยาวคลื่นให้กับเส้นใยแสง ซึ่งในปัจจุบันมีรายงานวิจัยหลายฉบับได้นำเสนอความสำเร็จในการสร้าง Light source ที่สามารถให้ความยาวคลื่นมากกว่า 100 ความยาวคลื่นที่อัตราสัญญาณระดับ 10 Gbps และมีความห่างระหว่าง

ช่องสัญญาณเพียง 25 GHz ยิ่งกว่านั้นปัจจุบันได้มีการผลิตอุปกรณ์ส่งและรับสัญญาณความเร็วถึง 10 Gbps โดยมีช่องว่างสัญญาณเพียง 25 GHz และมีจำนวนช่องสัญญาณถึง 128 ช่องออกจำหน่ายเป็นที่เรียบร้อยแล้ว นอกจากนี้ในด้านตัวกลางสื่อสารสัญญาณนั้น เส้นใยแสงที่มีอัตราการสูญเสียต่ำกว่า 0.3 dB/km เป็นช่วงความยาวคลื่นแถบกว้างตั้งแต่ 1,300 nm จนถึง 1,600 nm ครอบคลุม S, C, และ L แบนด์ก็ได้อีกจำหน่ายในตลาดด้วยเช่นกัน 4) อุปกรณ์และเทคโนโลยีอื่นๆ โดยเฉพาะเทคโนโลยี Distributed Raman amplification และ Broadband dispersion compensation ทำให้เราสามารถขยายสัญญาณและแก้ไขความเพี้ยนหลักของสัญญาณอันเนื่องมาจาก Dispersion ได้พร้อมกันทุกความยาวคลื่นเป็นแบนด์วิธกว้าง โดยไม่ต้องแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าก่อน ระบบจึงไม่ถูกจำกัดด้วยความเร็วของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic bottle-neck) อีกต่อไป

ระบบเส้นใยแสงในยุคแรกนั้น ถูกพัฒนาขึ้นมาใช้สำหรับการส่งข้อมูลความเร็วสูงเชื่อมโยงระหว่างทวีปผ่านใต้ทะเลเป็นหลัก เมื่อนำระบบ WDM มาใช้จริงในระบบเคเบิลใต้น้ำข้ามทวีประยะทางหลายพันกิโลเมตร ทำให้ในปัจจุบันมีระบบเคเบิลใต้น้ำข้ามทวีปซึ่งปฏิบัติงานอยู่ด้วยความเร็วถึง 160 Gbit/s ผ่านระยะทางกว่า 20,000 km ในการเพิ่มความสามารถของระบบเคเบิลใต้น้ำทะเลระยะทางไกลนั้น การประยุกต์ใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบใหม่เช่น การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์ (Differential phase-shifted keying, DPSK) แทนการส่งสัญญาณโดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสงในปัจจุบัน เป็นอีกทางเลือกที่น่าสนใจอย่างมาก เนื่องจากในปัจจุบัน ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์กับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย ในอดีตที่ผ่านมา การส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงยังคงอยู่ในรูปแบบการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง (Intensity Modulation) [1] และเหตุที่นิยมเลือกใช้วิธีการมอดูเลตเช่นนี้เพราะว่าความง่ายในหลักการความเข้าใจและอุปกรณ์ที่ใช้ก็并没有什么ยุ่งยากซับซ้อนมากนัก แต่ถึงอย่างไรก็ตาม ด้วยคุณสมบัติความไม่สลับซับซ้อนของการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตทางความเข้มแสง ย่อมก่อให้เกิดขีดจำกัดของความสามารถบางอย่าง เช่น อัตราบิตข้อมูลที่ถูกจำกัดโดยอิทธิพลของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ในเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยอย่างหลากหลายที่จะนำวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ มาศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานแทนการส่งสัญญาณโดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง การมอดูเลต DPSK จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่พยายามนำมาแทนการส่งข้อมูลที่มีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง เมื่อประมาณ 1-2 ปีที่ผ่านมา ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์กับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย เช่น การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์สามารถส่งสัญญาณด้วยอัตราบิตข้อมูลได้สูงกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่าการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์มีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง และยังรวมไปถึงกำลังงานที่ใช้ส่งสัญญาณข้อมูลบิตหนึ่งและบิตศูนย์มีค่าเท่ากันดังนั้นจึงสามารถลดผลกระทบเนื่องจากรูปแบบการเรียงตัวของบิตข้อมูล (Bit pattern dependency) และการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์จะใช้กำลังงานสูงสุด (Peak power) ต่ำกว่า 3 dB ที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดบิตเท่ากัน

สำหรับโครงข่ายอนาคตในการรองรับเทคโนโลยี DWDM นั้น สิ่งสำคัญประการแรกคือการลดการประมวลสัญญาณทาง Electronic ในโครงข่าย ซึ่งเป็นตัวจำกัดความเร็วและ Throughput ของระบบ

ดังนั้นอุปกรณ์โดยส่วนใหญ่ในโครงข่าย DWDM ในอนาคตควรมีความ Transparency ของแสงจากผู้ส่งไปยังผู้รับให้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ อุปกรณ์ในโครงข่ายจึงควรเป็นอุปกรณ์ Passive ซึ่งไม่มีการแปลงสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ในปัจจุบันโครงข่ายที่มีความ Transparency สูงสุดนั้นคือ โครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective network ซึ่งมี Topology แบบ Tree และเป็นโครงข่ายที่สามารถประยุกต์ใช้ได้กับโครงข่ายทั้งขนาด Local area network (LAN) Metropolitan area network (MAN) และขนาด Wide area network (WAN) ในโครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective นั้นใช้เพียงอุปกรณ์ Passive star coupler (PSC) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ Passive ทางแสงเท่านั้นในการเชื่อมต่อแต่ละกิ่งก้านของ Tree ด้านผู้ส่งและผู้รับนั้นจะเป็นอุปกรณ์ส่งที่กำหนดความยาวคลื่น (ช่องสัญญาณ) และอุปกรณ์รับที่สามารถเปลี่ยนความยาวคลื่น (ช่องสัญญาณ) ที่ต้องการได้ (Fixed transmitter-tunable receiver: FT-TR) สำหรับโครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective ในระดับ WAN นั้น อาจมีการเพิ่มอุปกรณ์เพียงอุปกรณ์แปลงความยาวคลื่น (Wavelength converter) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ Active ที่ต้องอาศัยการประมวลสัญญาณ การใช้ Wavelength converter นั้นก็เพื่อจุดประสงค์ที่จะเพิ่ม Throughput ของโครงข่ายเมื่อมีการใช้งานมากจนความยาวคลื่นหรือช่องสัญญาณไม่เพียงพอต่อการเรียกใช้

คุณสมบัติที่สำคัญของโครงข่ายแบบ Broadcast-and-selective นั้น คือโครงข่ายดังกล่าวเป็นโครงข่ายราคาถูก เนื่องจากใช้เพียงแต่อุปกรณ์แบบ Passive เท่านั้นในระบบ ดังนั้นเมื่อโครงข่ายมีขนาดใหญ่ขึ้น จำเป็นต้องใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Optical amplifier) เพื่อลดต้นทุนของโครงข่าย จึงได้มีผู้เสนอทฤษฎีการลดจำนวน Optical amplifier ลงให้ได้มากที่สุด เนื่องจาก Optical amplifier เป็นอุปกรณ์ที่มีราคาสูง ในโครงข่าย Broadcast-and-selective ขนาดใหญ่นั้น มูลค่าของระบบนั้นแทบจะแปรผันกับจำนวนของ Optical amplifier

จากการศึกษาบทความอ้างอิงต่างๆ เกี่ยวกับระบบสื่อสารสัญญาณและโครงข่าย DWDM พบปัญหาที่ควรจะทำการศึกษาอย่างยิ่งอยู่ 2 ข้อ คือ

1. ตามที่ได้กล่าวมา ระบบ DWDM ที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK นั้นมีปัญหาหลักที่จำกัดความสามารถของระบบ คือ Kerr effect ซึ่งส่งผลทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงเฟสแบบไม่สามารถคาดเดาได้ แต่ยังมีได้มีการศึกษาผลของ Kerr effect เชิงวิเคราะห์ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการแก้ปัญหา รวมทั้งยังมีได้มีการเสนอแนวทางการออกแบบระบบเพื่อลดผลของ Kerr effect ให้ได้มากที่สุด เมื่อได้คิดค้นทฤษฎีการลดผลของ Kerr effect ขึ้นจะสามารถเพิ่มอัตราเร็วของการส่งข้อมูลในกรณีของระบบช่องสัญญาณเดี่ยว และในกรณีของระบบ DWDM ยังสามารถประยุกต์ใช้ในการบีบอัดจำนวนช่องสัญญาณในแบนด์วิธของเส้นใยแสงที่จำกัดให้ได้มากที่สุด ในความเป็นจริงยังมีได้มีทฤษฎีหรือวิธีเพื่อทำการลดช่องว่างระหว่างช่องสัญญาณของระบบ DPSK ลงให้ได้มากที่สุด
2. โครงข่ายระดับ MAN และ WAN แบบ Broadcast-and-Selective นั้น เมื่อเส้นใยแสงในโครงข่ายมีขนาดยาวขึ้น หรือจำนวนช่องสัญญาณ และอัตราส่งข้อมูลมีขนาดมากขึ้น ปัญหาที่หลีกเลี่ยงไม่ได้

คือ จะเกิดความคิดเพี้ยนของสัญญาณจาก Dispersion ของเส้นใยแสง แต่ปัจจุบันยังมีได้มีงานวิจัย เสนอวิธีการทำการชดเชย Dispersion ในโครงข่ายลักษณะนี้ การใช้อุปกรณ์ Dispersion compensation ให้มีจำนวนน้อยที่สุด เช่นเดียวกับทฤษฎีการวาง Optical amplifier ที่ได้มีการ นำเสนอมา

ภาพรวมของวัตถุประสงค์และเป้าหมายหลักของโครงการ

โครงการวิจัยนี้ จะแบ่งโครงการเป็น 2 โครงการย่อยตามปัญหาที่น่าสนใจศึกษาจำนวน 2 ปัญหาดังที่ได้ กล่าวมา โดยมีจุดประสงค์ของโครงการโดยคร่าวดังนี้คือ

1. โครงการย่อยโครงการแรก มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาผลของ Kerr effect ต่อระบบ DPSK ในเชิง วิเคราะห์ ซึ่งจะนำผลการวิเคราะห์ไปใช้ในการเสนอแนวทางแก้หรือลดผลของปัญหา รวมทั้งยังมีจุดประสงค์จะเสนอแนวทางการออกแบบระบบเพื่อลดผลของ Kerr effect ให้ได้มากที่สุด และเสนอแนวทางในการบีบอัดจำนวนช่องสัญญาณในแบนด์วิธของเส้นใยแสงที่จำกัดให้ได้มากที่สุด
2. โครงการย่อยโครงการที่สองนั้น มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาวิจัยและเสนอทฤษฎีหรือวิธีการทำการ ชดเชย Dispersion ในโครงข่าย DWDM ระดับ MAN และ WAN แบบ Broadcast-and-Selective

โครงสร้างของรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

รายงานฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 2 ส่วนหลักคือ Part I: การศึกษาวิธีลดผลกระทบของเคอร์ในระบบสื่อสาร สัญญาณแสงทางไกลที่ใช้การส่งแบบดีฟิเฟอสเค และ Part II: การวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ อย่างมีประสิทธิภาพในโครงข่าย DWDM แบบ Broadcast-and-Selective ซึ่งจะสอดคล้องกับภาพรวมของ จุดประสงค์หลัก 2 ข้อ ดังที่กล่าวมา ในแต่ละส่วนของโครงการวิจัยย่อยนั้น จะมีการกล่าวถึง จุดประสงค์ เป้าหมาย วิธีการและขั้นตอนการดำเนินงาน รวมถึงผลการวิจัยจนถึงสรุปของแต่ละโครงการย่อยอย่าง ละเอียด ท้ายสุดของรายงานจะแสดงผลสัมฤทธิ์ของโครงการในรูปแบบของผลงานนำเสนอในที่ประชุม วิชาการ และวิทยานิพนธ์ของนิสิตที่ได้ผ่านการสอบจบการศึกษาเรียบร้อยแล้ว

Part I

การศึกษาวิธีลดผลกระทบของเคอร์ในระบบสื่อสารสัญญาณแสงทางไกลที่ใช้การส่งแบบดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์

บทนำ

ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

การเพิ่มสมรรถนะระบบสื่อสารสัญญาณแสงและโครงข่ายเส้นใยแสงแบบ Dense wavelength multiplexing (DWDM) ทำให้หลากหลายวิธี สำหรับการวิจัยครั้งนี้จะเลือกใช้รูปแบบการมอดูเลตสัญญาณแบบดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์ (Differential phase shift keying, DPSK) ซึ่งเป็นวิธีการมอดูเลตแบบใหม่และคาดว่าจะเข้ามาแทนที่การมอดูเลตทางความเข้มแสง

ในอดีตที่ผ่านมา การส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงยังคงอยู่ในรูปแบบการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง (Intensity Modulation) [1] และเหตุที่นิยมเลือกใช้วิธีการมอดูเลตเช่นนี้เพราะว่าความง่ายในหลักการความเข้าใจและอุปกรณ์ที่ใช้ก็ไม่มีควมยุ่งยากซับซ้อนมากนัก แต่ถึงอย่างไรก็ตาม ด้วยคุณสมบัติความไม่เสถียรซับซ้อนของการส่งสัญญาณด้วยวิธีการมอดูเลตทางความเข้มแสง ย่อมก่อให้เกิดขีดจำกัดของความสามารถบางอย่าง เช่น อัตราบิดข้อมูลที่ถูกรบกวนโดยอิทธิพลของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) ในเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการวิจัยอย่างหลากหลายที่จะนำวิธีการมอดูเลตแบบต่างๆ มาศึกษาถึงความเป็นไปได้ในการนำมาใช้งานแทนการส่งสัญญาณ โดยวิธีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์ (Differential phase-shifted keying, DPSK)[1],[2] จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่พยายามนำมาแทนการส่งข้อมูลที่มีการมอดูเลตด้วยความเข้มแสง เมื่อประมาณ 1-2 ปีที่ผ่านมา ได้มีการพิสูจน์ถึงความได้เปรียบของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์เทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสงกันอย่างแพร่หลาย เช่น การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์สามารถส่งสัญญาณด้วยอัตราบิดข้อมูลได้สูงกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่าการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์มีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง [1] และยังรวมไปถึงกำลังงานที่ใช้ส่งสัญญาณข้อมูลบิดหนึ่งและบิดศูนย์มีค่าเท่ากันดังนั้นจึงสามารถลดผลกระทบเนื่องจากรูปแบบการเรียงตัวของบิดข้อมูล (Bit pattern dependency) และการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์จะใช้กำลังงานสูงสุด (Peak power) ต่ำกว่า 3 dB ที่ทำให้ได้อัตราผิดพลาดบิดเท่ากัน[1],[2] นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่แสดงถึงสมรรถนะของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์เทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [3]-[5] และยังมีงานวิจัยซึ่งได้กล่าวถึงการลดผลกระทบของ Kerr effect ที่มีความเกี่ยวเนื่องกับ Group-velocity dispersion (GVD) ของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์เทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [6]-[8] การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์ได้มีการทดลองส่งสัญญาณในเส้นใยแสงอยู่หลากหลายรูปแบบเช่น การส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นขนาด 38×43 Gbit/s ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 50 GHz บนระยะทาง 300 km ทำให้ได้ค่า Q ของแต่ละช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นไม่ต่ำกว่า 11 dB [9] การส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเฟสชิฟต์ด้วยอัตราบิด 2.5 Tbit/s (64×42.7) ในระบบการมัลติเพล็กซ์ความยาว

คลื่น เป็นระยะทาง 4,000 km [10] การทดลองเพื่อหาข้อจำกัดของการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง [11] และการทดลองเพื่อที่จะหาผลกระทบของความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสในระบบแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น [12] เป็นต้น

อย่างไรก็ตาม แม้ว่าการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลจะมีข้อดีมากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสง แต่เนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนกว่าของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟส จึงมีประเด็นต่างๆที่อาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดของสัญญาณ เช่น ความไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์ต่างๆ ทางภาครับ เป็นต้น ความไม่เป็นอุดมคติในทางปฏิบัติของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟส [1],[2],[13]-[15] ทำให้คุณภาพของสัญญาณเสื่อมลง ดังนั้นเพื่อให้ทราบถึงผลกระทบต่างๆที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟสเสื่อมลง การวิเคราะห์ประเด็นต่างๆที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณเสื่อมลง จึงมีความสำคัญในการนำไปใช้ในทางปฏิบัติ

จากการวิจัยที่ผ่านมา ได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติของอุปกรณ์ทางภาครับกันอย่างกว้างขวาง [1],[2],[13]-[15] แต่ในทางตรงกันข้าม ยังมิได้มีการวิเคราะห์ผลกระทบเนื่องจากการกระเพื่อมแอมพลิจูด (Amplitude fluctuation) ซึ่งอาจเกิดจากความไม่สมบูรณ์ของอุปกรณ์ส่งสัญญาณเส้นใยแสง โดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดเนื่องจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ [16] ในทางทฤษฎีหลักการสื่อสารสัญญาณทั่วไป การกระเพื่อมแอมพลิจูดมิได้ส่งผลกระทบต่อสัญญาณมอดูเลตแบบความต่างเฟส แต่สำหรับการส่งข้อมูลผ่านระบบเส้นใยแสงการกระเพื่อมแอมพลิจูดจะเหนี่ยวนำให้เกิดเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเพราะว่า Kerr effect จะทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นกับปริมาณกำลังของสัญญาณ ในงานวิจัย [17] ได้ทำการศึกษาผลกระทบของสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณที่มอดูเลตด้วยความต่างเฟสและได้ข้อสรุปว่าเมื่อ Dispersion ในเส้นใยแสงมีค่าสูงจะทำให้ความผิดพลาดเฟสของสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟสมีค่าลดน้อยลง นอกจากนี้ยังได้มีการทดลองถึงสัญญาณรบกวนทางเฟสที่มีผลต่อสัญญาณ Differential Quadrature Phase Shift Keying (DQPSK) [18]

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่า การมอดูเลตสัญญาณความต่างเฟสให้ผลดีกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงอย่างมาก ดังนั้นการศึกษาวิธีการลดผลกระทบของ Kerr ในการส่งสัญญาณด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลจึงเป็นสิ่งที่มีความสำคัญอย่างมากในการคำนึงถึงความสำคัญของแต่ละตัวแปรก่อนที่จะนำไปใช้งานจริง และในงานวิจัยที่ได้ศึกษาค้นคว้ามาแล้วนั้น ส่วนใหญ่จะคำนึงถึงผลของ Kerr effect เพียงอย่างเดียว โดยที่ยังมิได้มีนักวิจัยท่านใดได้ศึกษาผลของ Kerr effect พร้อมกับ dispersion อย่างเป็นทางการเป็นจริงเป็นจัง ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมีจุดมุ่งหมายที่จะศึกษาวิธีลดผลกระทบของ Kerr ที่ส่งผลผ่านการเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดทั้งในช่องสัญญาณเดียวและการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น โดยเริ่มแรกจะนำเสนอถึงทฤษฎีการลด Kerr effect ในระบบคลื่นพาห้ความถี่เดียวและคลื่นพาห้สองความถี่ หลังจากนั้นจะเป็นการสร้างแบบจำลองระบบการส่งบิตข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ด้วยอัตราบิตข้อมูล 40 Gbit/s pseudo-random bit จำนวน 2,048 บิตในการสื่อสารทางไกล (Long-haul communication) เพื่อเปรียบเทียบผลการจำลองระบบด้วยค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ว่าให้ผลสอดคล้องกับการศึกษาในเชิงทฤษฎีมากหรือน้อย

เพียงใดเพราะว่าในการสร้างแบบจำลองจะคำนึงถึงผลของอัตราบิดและความกว้างสัญญาณพัลส์เข้าไปด้วย ซึ่งในทางทฤษฎีมิได้กล่าวถึงแต่อย่างใด

จุดประสงค์ของโครงการงาน

1. วิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณผ่านปรากฏการณ์ Kerr effect ในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตคี่พีเอสเคทั้งระบบแบบช่องสัญญาณเดี่ยวและแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ
2. ศึกษาวิธีลดผลของ Kerr effect ในการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวที่ใช้การมอดูเลตคี่พีเอสเค
3. ศึกษาการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์เชิงความยาวคลื่นที่ใช้การมอดูเลตคี่พีเอสเค (WDM-DPSK) เพื่อลดผลของ Kerr effect จนทำให้ได้ความห่างระหว่างช่องสัญญาณน้อยที่สุด (Minimized channel spacing)

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวกับการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาถึงวิธีการมอดูเลตสัญญาณคี่พีเอสเคในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
3. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่ไม่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion
4. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดสามารถลดผลของ Kerr ได้ในการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยว
5. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลช่องสัญญาณเดี่ยวเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
6. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการกระเพื่อมของแอมพลิจูดในระบบการมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
7. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดสามารถลดผลของ Kerr ได้ในการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
8. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
9. วิเคราะห์ผลจากแบบจำลองและผลในทางทฤษฎีว่าสอดคล้องกันหรือไม่อย่างไร และถ้าไม่สอดคล้องกันจะมีการอธิบายอย่างสมเหตุสมผลว่าสาเหตุใดผลลัพธ์ที่ออกมาจึงไม่สอดคล้องกันกับทฤษฎี
10. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

บทที่ 1 ทฤษฎีพื้นฐานของเส้นใยแสง

เมื่อสัญญาณแสงเดินทางไปในเส้นใยแสงจะเกิดปรากฏการณ์ต่างๆจากสมบัติของเส้นใยแสง เช่น การกระจายตามความถี่ ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง ซึ่งสามารถแบ่งได้คร่าวๆดังนี้

1.1 ปรากฏการณ์ Group Velocity Dispersion (GVD)

สามารถอธิบายได้ว่า เนื่องจากในสัญญาณแสงหนึ่งๆ ประกอบด้วยหลายความถี่ ทำให้องค์ประกอบแต่ละความถี่นั้นมีความเร็วกลุ่มต่างกัน จึงทำให้แต่ละองค์ประกอบของสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงมาถึงปลายทางในเวลาที่แตกต่างกัน จึงทำให้สัญญาณแสงขยายความกว้างออกไปเมื่อมาถึงปลายทาง

1.2 ปรากฏการณ์ Self-Phase Modulation (SPM)

เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง อันเป็นผลให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณแสงซึ่งเฟสที่ถูกเลื่อนไปจะขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณแสงเอง และถือได้ว่าเป็นปรากฏการณ์หนึ่งใน Kerr effect

1.3 ปรากฏการณ์ Cross-Phase Modulation (XPM)

ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1 และ ω_2 ซึ่งมีค่าต่างกันร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยแต่ละสัญญาณพัลส์จะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปซึ่งส่วนหนึ่งมาจากผลของ SPM และอีกส่วนหนึ่งมาจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกำลังงานของสัญญาณแสงอื่นที่เหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม

ปกติแล้วเมื่อ 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น ω_1 และ ω_2 ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง นอกจากทั้ง 2 สัญญาณแสงจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกันซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็ปัจจัยที่กำหนดการเหลื่อมล้ำของทั้ง 2 สัญญาณแสงในปรากฏการณ์ XPM โดยปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่า และถือได้ว่าเป็นปรากฏการณ์หนึ่งใน Kerr effect

1.4 ระเบียบวิธีเชิงตัวเลขสำหรับการคำนวณการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสง

จากปรากฏการณ์ต่างๆของเส้นใยแสงการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงจะสามารถเขียนเป็นสมการ Nonlinear Schrödinger Equation [9] ดังนี้

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha A - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + i\gamma |A|^2 A \quad (1.1)$$

โดยที่ A คือ เอนเวโลปสัญญาณ α คือ สัมประสิทธิ์การสูญเสีย β_2 และ β_3 คือ ค่าคงที่การกระจายออกตามความถี่อันดับสองและสามตามลำดับ γ คือ ค่าสัมประสิทธิ์ ความไม่เป็นเชิงเส้น

ในการศึกษาถึงการเดินทางของพัลส์สัญญาณในเส้นใยแสงนั้นจะต้องหาผลเฉลยของสมการ (1.1) ซึ่งไม่มีผลเฉลยเชิงวิเคราะห์ (Analytic solutions) ยกเว้นบางกรณีเช่น กรณีของการใช้ Soliton ดังนั้นจึงต้องมีการใช้ระเบียบวิธีเชิงตัวเลข ซึ่งในโครงการนี้จะใช้ระเบียบวิธีที่เรียกว่า split-step Fourier method [9] โดยระเบียบวิธีนี้จะแบ่งเส้นใยแสงออกเป็นช่วงสั้นๆ ซึ่งในช่วงสั้นๆนี้จะถือว่าผลของความไม่เป็นเชิงเส้นหรือผลของการกระจายตามความถี่เพียงอย่างเดียว

1.5 การมอดูเลตทางความเข้มแสง

ในการมอดูเลตความเข้มแสง สัญญาณข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานทางแสง สัญญาณดิจิทัล (Digital signal) ที่เป็น '1' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานค่าหนึ่ง และสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' ก็จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานอีกค่าหนึ่ง โดยทั่วไปสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานศูนย์หรืออาจเรียกได้ว่าไม่ได้ส่งสัญญาณออกไปในช่วงเวลาที่มีสัญญาณขาเข้า (Input signal) เป็นสัญญาณดิจิทัล '0' สำหรับวงจรการรับของการมอดูเลตความเข้มแสง จำเป็นต้องมีค่าขอบเขตการตัดสินใจเพื่อจะตัดสินใจว่ากำลังงานของสัญญาณที่เดินทางเข้ามาทางภาครับควรจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' โดยทั่วไปค่าขอบเขตการตัดสินใจจะเป็นค่ากึ่งกลางระหว่างค่าเฉลี่ยกำลังงานของบิต '1' และค่าเฉลี่ยกำลังงานของบิต '0' เราสามารถกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าข้อมูลของการมอดูเลตสัญญาณด้วยความเข้มแสงจะอยู่ที่กำลังงานของสัญญาณที่ถูกส่งออกไป ดังนั้นหากว่ามีสัญญาณมารบกวนทำให้ระดับกำลังงานผิดเพี้ยนและถ้าสัญญาณรบกวนเหล่านั้นมีความแรงเกินกว่าค่าขอบเขตการตัดสินใจจะเป็นเหตุให้ข้อมูลที่รับเข้ามามีการตีความผิดพลาดไป เนื่องจากว่าสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบเป็นแบบสุ่มและเราไม่สามารถระบุได้ว่า ณ เวลาหนึ่งๆ ความแรงของสัญญาณรบกวนที่เข้ามาจะมากหรือน้อยเพียงใด ดังนั้นการกล่าวถึงคุณภาพสัญญาณในระบบใดๆ เราจะแสดงอยู่ในรูปแบบของความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดในการตีความข้อมูลหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า อัตราผิดพลาดบิต (Bit error rate)

1.6 การมอดูเลตดีพีเอสเอส

กำลังงานของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบดีพีเอสเอสจะมีปริมาณเท่ากันหมดไม่ว่าจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' และการมอดูเลตสัญญาณทางภาคส่งจะมีการป้อนสัญญาณดิจิทัลผลต่างทางเฟสเข้าสู่อุปกรณ์มอดูเลตเฟสทำให้เฟสของสัญญาณขาออกสำหรับบิต '0' จะเป็นเฟส π ส่วนเฟสของสัญญาณขาออกสำหรับบิต '1' จะเป็นเฟสศูนย์ [1],[2] สำหรับทางภาครับจะใช้วิธีการเปรียบเทียบความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน จึงเป็นข้อดีของการมอดูเลตดีพีเอสเอสที่ไม่จำเป็นต้องมีการอ้างอิงเฟสระหว่างอุปกรณ์ส่งสัญญาณและอุปกรณ์ทางภาครับ ซึ่งการมอดูเลตดีพีเอสเอสนี้จำเป็นต้องมีส่วนที่ทำหน้าที่ในการประวิงเวลาสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งบิต (1-bit delay) เพื่อทำหน้าที่ในส่วนของการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน [1],[2],[13]-[15]

สัญญาณบิตข้อมูลของการมอดูเลตซีพีเอสจะอยู่ที่เฟสของสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเฟสจึงเป็นส่วนสำคัญในการทำให้คุณภาพของสัญญาณข้อมูลเสื่อมลง โดยทฤษฎีแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดจะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลตซีพีเอสเค แต่เพราะว่า Kerr effect ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงจะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส โดยทั่วไปแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดนั้นอาจเกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง อุปกรณ์ส่งสัญญาณทางแสง หรือแม้แต่ภายในของเส้นใยแสง ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความเป็นไปได้อย่างมากเมื่อสัญญาณในแต่ละบิตที่เดินทางในเส้นใยแสงจะมีขนาดของแอมพลิจูดหรือกำลังที่แตกต่างกัน ดังนั้นการวิเคราะห์ความผิดพลาดทางเฟสที่แตกต่างกันในแต่ละบิตเนื่องจากความไม่เท่ากันของแอมพลิจูดจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการมอดูเลตสัญญาณแบบซีพีเอสเค

สำหรับสัญญาณรบกวนทางเฟสจะมีผลทำให้เกิดการตรวจจับความผิดพลาดบิตทางเฟส (Phase Error Detection) ที่ภาครับก็ต่อเมื่อความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสสำหรับบิตที่อยู่ติดกันมีขนาดมากกว่า $\pi/2$ เรเดียน สำหรับกรณีของการรับส่งสัญญาณด้วยวิธี Differential Quadrature Phase Shift Keying [18] (DQPSK: 2 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) และ 16-Quadrature Amplitude Modulation [14] (16-QAM: 4 บิตต่อ 1 สัญลักษณ์) จะสามารถทนทานต่อความผิดพลาดเฟสได้มากที่สุดคือ $\pi/4$ และ 0.147π เรเดียน ตามลำดับ จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนบิตต่อสัญลักษณ์มีค่ามากขึ้นก็จะทำให้ความทนทานต่อการตรวจจับความผิดพลาดบิตทางเฟสน้อยลงตามไปด้วย

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสคลื่นพาห้ความถี่เดียว

2.1 การหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

เนื่องจากว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางเฟสในเส้นใยแก้วนั้น มิได้เกิดขึ้นโดยตรงจากเส้นใยแสง แต่โดยส่วนใหญ่แล้วสัญญาณรบกวนทางเฟสจะเกิดจากการเหนี่ยวนำของ Kerr effect ในเส้นใยแสง ดังนั้นในการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มจากการหาผลเฉลยการเดินทางในเส้นใยแสงของสัญญาณขนาดเล็ก (Small signal, $a(z, T)$) ที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude modulation) ไปกับคลื่นพาห้ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (1.1) และผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวของคลื่นพาห้ (Steady state solution, A_{ss}) ในสมการ (1.1) สามารถแสดงได้ในสมการ (2.1)

$$A_{ss} = \sqrt{P} \exp(iy\bar{P}z) \quad (2.1)$$

โดยที่ \bar{P} คือ กำลังงานเฉลี่ยสัญญาณตามระยะทาง หลังจากนั้นเราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสภาวะอยู่ตัว ทำให้ได้สมการ (2.2) ออกมา

$$A = \left\{ \left(\sqrt{P} + a(z, T) \right) \exp(iy\bar{P}z) \right\} \quad (2.2)$$

โดยที่ สัญญาณเล็ก $a(z, T)$ ซึ่งอาจจะหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง สามารถเขียนรูปแบบทั่วไปในสมการ (2.3)

$$a(z, T) = (a_m(z) + ib_m(z)) \cos(\omega_m T) \quad (2.3)$$

โดยที่ $a_m(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ $b_m(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase โดยทั้ง $a_m(z)$ และ $b_m(z)$ ต่างเป็นฟังก์ชันค่าจริงของ z สำหรับ ω_m แสดงถึงความถี่เชิงมุมของสัญญาณเล็กที่ถูกมอดูเลตเข้าไปกับคลื่นพาห้ ดังนั้นเมื่อเรานำสมการ (2.2) และ (2.3) แทนลงในสมการ (2.4) ซึ่งเป็นการตัดแปลงจากสมการ (1.1) โดยมิได้คำนึงผลของอัตราการลดทอนกำลังงานในเส้นใยแก้ว ทำให้เราได้สมการ (2.5)

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} = iy\bar{P}A \quad (2.4)$$

$$\frac{\partial a}{\partial z} + iy\bar{P}(\sqrt{P} + a) + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = iy \left(\left(\sqrt{P} + \text{Re}\{a\} \right)^2 + \left(\text{Im}\{a\} \right)^2 \right) (\sqrt{P} + a) \quad (2.5)$$

จากสมการ (2.5) เราจะทำการประมาณโดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณ a มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับ \sqrt{P} ซึ่ง $(2\sqrt{P} \text{Re}\{a\} + |a|^2)(\sqrt{P} + a) \approx 2\bar{P} \text{Re}\{a\}$ ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นไปตามสมการ (2.6)

$$\frac{\partial a}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = iy\bar{P}(a + a^*) \quad (2.6)$$

โดย a^* หมายถึงคอนจูเกตของ a เมื่อแทน a จากสมการ (2.3) ลงในสมการ (2.6) จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (2.7)

$$\frac{da_m}{dz} + i \frac{db_m}{dz} - \frac{i\beta_2\omega_m^2}{2} (a_m + ib_m) = i2y\bar{P}a_m \quad (2.7)$$

เพื่อจะหาผลเฉลยในสมการ (2.7) จึงจำเป็นต้องแยกส่วนจริง (Real part) และส่วนจินตภาพ (Imaginary part) ออกจากกัน ทำให้ได้สมการเพิ่มอีก สองสมการดังนี้ (2.8) และ (2.9)

$$\frac{da_m}{dz} = -\frac{\beta_2 \omega_m^2}{2} b_m \quad (2.8)$$

$$\frac{db_m}{dz} = 2\gamma \bar{P} a_m + \frac{\beta_2 \omega_m^2}{2} a_m \quad (2.9)$$

นอกจากนี้เราสามารถนำสมการ (2.8) และ (2.9) มาเขียนในรูปเมตริกซ์ ได้ดังนี้

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 \\ \frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 + 2\gamma \bar{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

ดังนั้นผลเฉลยของสมการ (2.10) สามารถแสดงได้ในสมการ (2.11) ซึ่งเป็นผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง z โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มแรก (Initial value) ของสัญญาณขนาดเล็กที่ระยะทาง $z = 0$

$$\begin{bmatrix} a_m(z) \\ b_m(z) \end{bmatrix} = \exp(\hat{A}z) \begin{bmatrix} a_m(0) \\ b_m(0) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

โดยที่ Eigen vector \hat{A} แสดงเป็นเมตริกซ์ดังแสดงในสมการ (2.12)

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 \\ 2\gamma \bar{P} + \frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ดังนั้นเราสามารถหาความผิดพลาดเฟส ($\Delta\phi_{sm}(L)$) ณ ระยะทาง L ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปกับคลื่นพาห้ได้ดังนี้

$$\Delta\phi_{sm}(L) = \tan^{-1} \left(\frac{b_m(L)}{\sqrt{\bar{P}} + a_m(L)} \right) \quad (2.13)$$

โดยที่ $a_m(L)$ และ $b_m(L)$ สามารถหาได้จากสมการที่ (2.11) ซึ่งจำเป็นต้องกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับสัญญาณ a ในการกำหนดค่าเริ่มแรกนั้น เราจะกำหนดให้มีค่าเริ่มแรกเฉพาะส่วนประกอบที่เป็น In-phase เท่านั้นเนื่องจาก Kerr effect จะเหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ ดังนั้นส่วนประกอบที่เป็น In-phase กับคลื่นพาห้จะมีส่วนช่วยให้กำลังงานโดยรวมของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase ด้วยเหตุผลดังกล่าวการกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับส่วนประกอบที่เป็น In-phase จึงมีนัยสำคัญต่อกำลังงานสัญญาณมากกว่าที่จะกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase

แต่สำหรับกรณีระบบที่มีการชดเชย Dispersion ผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กที่มอดูเลตไปพร้อมกับคลื่นพาห้สามารถแสดงได้ในสมการ (2.14)

$$\begin{bmatrix} a_m(z=L) \\ b_m(z=L) \end{bmatrix} = \left[\exp(\hat{A}_{com} L_{com}) \exp(\hat{A} L_{span}) \right]^N \begin{bmatrix} a_m(z=0) \\ b_m(z=0) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

โดยที่

$$\hat{A}_{com} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_2)\omega_m^2 \\ \frac{1}{2}(-40\beta_2)\omega_m^2 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$L_{com} = \frac{L_{span}}{40} \quad (2.16)$$

$$L = NL_{span} \quad (2.17)$$

N เป็นจำนวนครั้งที่มีการชดเชย Dispersion ตลอดช่วงระยะทาง L

L_{span} เป็นช่วงการชดเชย Dispersion โดย ณ เริ่มต้นจะกำหนดให้มีค่าเป็น 40 km

L_{com} เป็นความยาวของ DCF ที่ต้องใช้ในการชดเชย Dispersion

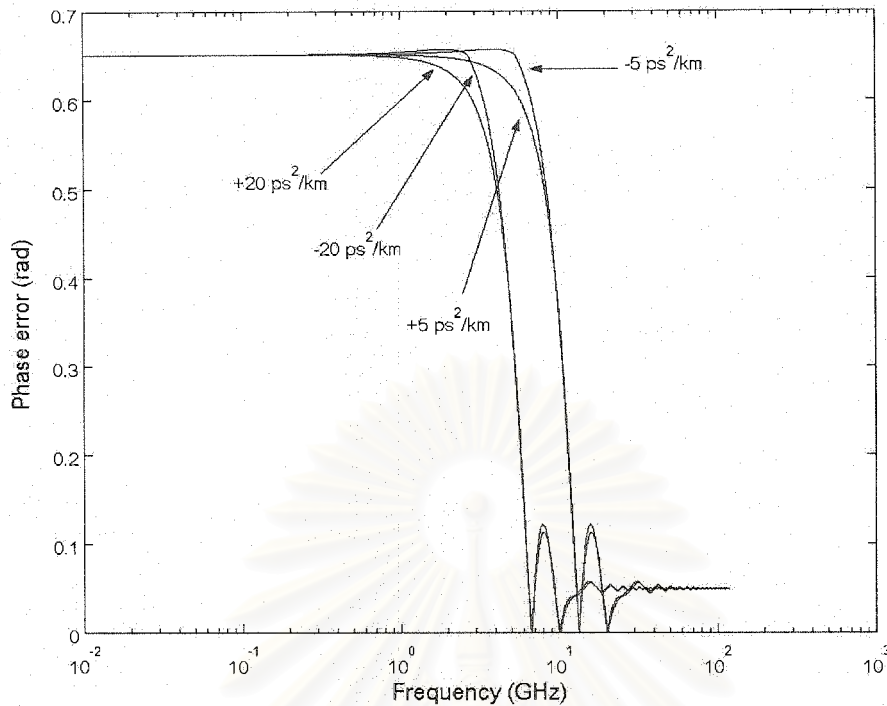
\hat{A}_{com} เป็น Eigen vector ในส่วนของ DCF

เมื่อเราสามารถหาค่า $a_m(z=L)$ และ $b_m(z=L)$ ได้แล้ว ดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์นั้นจะสามารถหาได้จากสมการ (2.13)

2.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

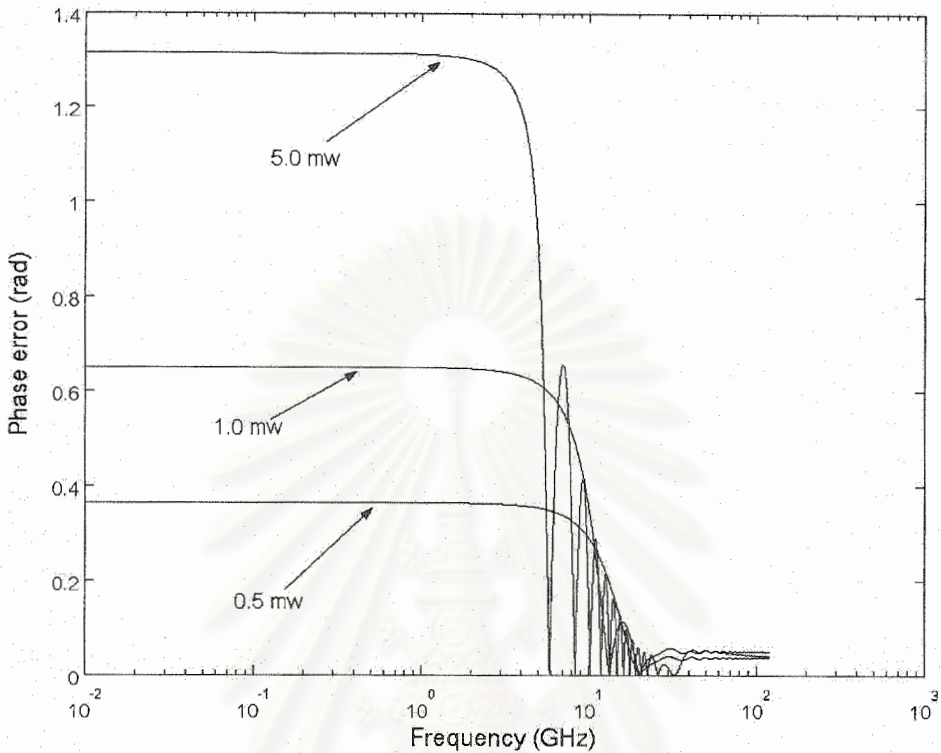
ในรูปที่ 2.1 เป็นการแสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ของค่า GVD ที่ $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ และ $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$ จะเห็นได้ว่าความผิดพลาดเฟสโดยรวมที่ $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$ มีค่าน้อยกว่าที่ $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ เนื่องจากว่าค่าความถี่ที่เริ่มเข้าสู่สภาวะปกติ ณ GVD ที่ $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$ มีค่าน้อยกว่า GVD ที่ $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ จากรูปที่ 2.1 เห็นได้ว่าจะมีอยู่สามสภาวะปฏิบัติการเท่านั้นคือ สภาวะการคงตัวเฟส สภาวะปกติและสภาวะการรบกวนทางเฟส ทั้งกรณีของ Normal และ Anomalous dispersion

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



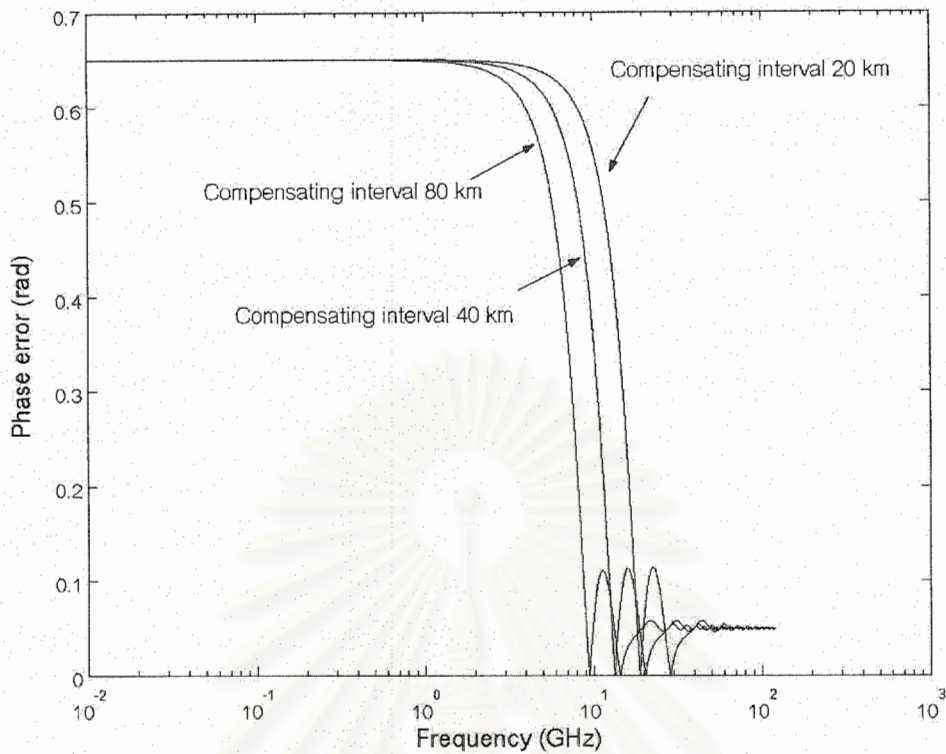
รูปที่ 2.1 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion โดยค่า GVD อยู่ที่ $\pm 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ และ $\pm 20 \text{ ps}^2/\text{km}$

รูปที่ 2.2 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion โดยมีค่ากำลังงาน 0.5 1.0 และ 5.0 mw ในกรณี Normal dispersion จากรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าที่ กำลังงาน 5.0 mw จะมีช่วงสภาวะการมอดูเลตทางเฟสยาวนานกว่าที่ กำลังงาน 1.0 และ 0.5 mw ตามลำดับ เนื่องจาก ณ กำลังงานสูงทำให้ส่วนประกอบ Quadrature ที่มีค่าสูงกว่าถูกป้อนกลับไปยังส่วนประกอบ In-phase ส่งผลให้เข้าสู่จุดเริ่มต้นการเปลี่ยนแปลงในช่วงบริเวณความถี่ที่น้อยกว่า การเปลี่ยนแปลงค่าของ ส่วนประกอบ In-phase จะส่งผลไปให้ส่วนประกอบ Quadrature เปลี่ยนแปลงตามไปด้วย ดังนั้นความ ผิดพลาดเฟสของสัญญาณจึงมีการแกว่ง (Oscillation) หรืออยู่ในภาวะความไม่เสถียรก่อนเข้าสู่สภาวะปกติ นอกจากนั้นความผิดพลาดเฟสที่ 5.0 mw ในช่วงสภาวะการคงตัวเฟส จะมีค่ามากกว่าความผิดพลาดเฟสที่ กำลังงาน 1.0 และ 0.5 mw ตามลำดับ เนื่องจากว่าในช่วงสภาวะคงตัวเฟสส่วนประกอบ Quadrature จะถูก กำหนดโดย Kerr effect ($2\gamma P$) ซึ่งเป็นสัดส่วน โดยตรงกับกำลังงานสัญญาณ ดังนั้นในกรณีที่ กำลังงานสูง กว่าจึงทำให้ความผิดพลาดเฟสมีค่ามากกว่า



รูปที่ 2.2 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส โดยค่ากำลังงานสัญญาณ 0.5 1.0 และ 5.0 mw ณ GVD ที่ $5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

รูปที่ 2.3 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในกรณีของ Normal dispersion โดยที่ช่วงการชดเชย Dispersion มีค่า 20 40 และ 80 km จากรูปที่ 2.3 พบว่าช่วงการชดเชย Dispersion 80 km จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวมน้อยกว่าช่วงการชดเชย Dispersion 40 และ 20 km ตามลำดับ เนื่องจาก ช่วงการชดเชย Dispersion 80 km หมายถึงว่าสัญญาณต้องเดินทางในเส้นใยแสงหลัก 80 km ก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion ซึ่งเป็นผลให้ส่วนประกอบ Quadrature มีค่ามากกว่าของช่วงการชดเชย Dispersion 40 และ 20 km ตามลำดับ เมื่อมีการป้อนกลับส่วนประกอบ Quadrature ไปยังส่วนประกอบ In-phase ดังนั้นช่วงการชดเชย Dispersion 80 km จะเริ่มมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญเกิดขึ้นที่ความถี่น้อยกว่า ดังนั้นจึงทำให้ช่วงสภาวะการมอดูเลตเฟสเกิดเร็วขึ้นและเข้าสู่สภาวะปกติเร็วขึ้นเนื่องจากว่าสิ่งรบกวนนอก (ณ ที่นี้คือ Kerr effect) มีปริมาณเท่ากัน ด้วยเหตุนี้ สรุปได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลง แต่ในระบบการใช้งานจริงเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนกระทั่งเกิด ISI และ Kerr effect จะเหนี่ยวนำ ISI ที่เกิดขึ้นให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส ดังนั้นการคำนึงถึงระบบการใช้งานจริงจึงต้องมีการถ่วงดุลของกันและกันระหว่างความผิดพลาดเฟสที่น้อยลงเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่าสูงขึ้นและการหลีกเลี่ยง ISI ที่จะเกิดขึ้น โดยการกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ให้น้อยลง



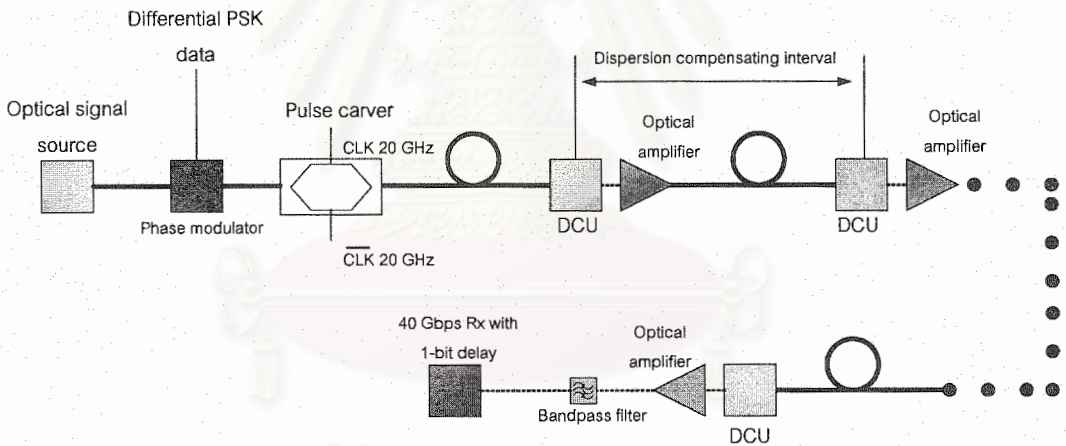
รูปที่ 2.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟส โดยเปลี่ยนแปลงช่วงการชดเชย Dispersion และ กำหนดค่า GVD อยู่ที่ $5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

สรุปโดยรวมคือวิธีการลดความผิดพลาดเฟสที่เกิดจาก Kerr effect สามารถกระทำได้โดยเลือกใช้เส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion สูงๆ กำลังงานที่ใช้ควรมีค่าต่ำ และช่วงการชดเชย Dispersion ควรมีค่าสูงเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ทั้งนี้ทั้งนั้น ผลการศึกษาที่ได้มานี้จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารสัญญาณในทางปฏิบัติได้มากนักน้อยเพียงใดนั้นจึงต้องพิสูจน์ด้วยวิธีการสร้างแบบจำลองด้วยรูปแบบการมอดูเลตดีพีเอสเค

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3 แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเพียงอย่างเดียว

ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีความผิดพลาดเฟสในคลื่นพาห้ความถี่เดียวเมื่อมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กลงไปกับคลื่นพาห้ซึ่งมีหลายปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความผิดพลาดเฟสเช่น GVD กำลังงานคลื่นพาห้และช่วงการชดเชย Dispersion สำหรับเนื้อหาในบทที่ 3 จะกล่าวถึงการสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์การสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อเป็นการพิสูจน์ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 เพราะว่าการทฤษฎีดังกล่าวพูดถึงแต่ความผิดพลาดเฟสที่เกิดในคลื่นพาห้เท่านั้น โดยมีได้คำนึงถึงเหตุการณ์หลายๆ อย่าง เช่น การลดทอนกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง อัตราบิตข้อมูล และความกว้างพัลส์สัญญาณที่มีความสัมพันธ์กับอัตราบิตข้อมูล เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้จะแยกออกเป็นสองส่วนคือคุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลช่องสัญญาณเดี่ยวและผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลช่องสัญญาณเดี่ยว

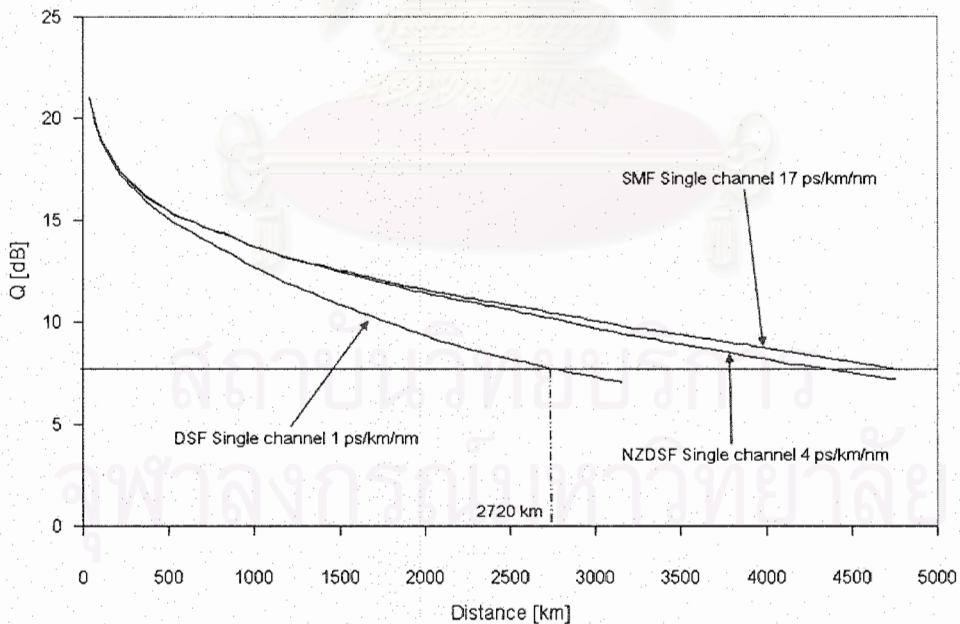


รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียล Return-to-Zero (RZ-DPSK) ช่องสัญญาณเดี่ยว

รูปที่ 3.1 แสดงถึงแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลตคี่พีเอสเค ช่องสัญญาณเดี่ยว จะประกอบไปด้วยแหล่งกำเนิดแสงความถี่เดียวด้วยกำลังงาน 1 mw สัญญาณข้อมูล pseudo random จำนวน 2048 บิตที่มีอัตราบิต 40 Gbps อุปกรณ์มอดูเลตเฟส อุปกรณ์เกลาสัญญาณ 40 Gbps เพื่อแปลงสัญญาณขาเข้า Non-Return-to-Zero (NRZ) ให้กลายเป็นสัญญาณ 33%-RZ เส้นใยแสงชนิดต่างๆ เช่น SMF DSF และ NZDSF ที่มีผลการลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) 0.2 dB/km และสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของแต่ละเส้นใยแสง $\gamma_{NZDSF} = 1.7 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ $\gamma_{DSF} = 2.6 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ $\gamma_{SMF} = 1.6 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ [19] ในทุกๆ ช่วงการชดเชย Dispersion 40 km จะมี DCU เพื่อทำการชดเชย Dispersion อย่างสมบูรณ์ (100% compensation) โดยมีได้คำนึงถึง Kerr effect และการลดทอนกำลังงานที่เกิดขึ้นใน DCU อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) 5.3 วงจรกรองผ่านแถบทางแสงที่มีความกว้างแถบ 120 GHz เพื่อที่จะเลือกเอาแต่สัญญาณข้อมูลที่ต้องการ และอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ RZ-DPSK ที่มีวงจรประวิงเวลา 1 บิตของ 40 Gbps รวมอยู่ด้วย ส่วนการวัดคุณภาพสัญญาณ เราจะใช้ปริมาณ Q -factor เป็นตัววัดคุณภาพของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้

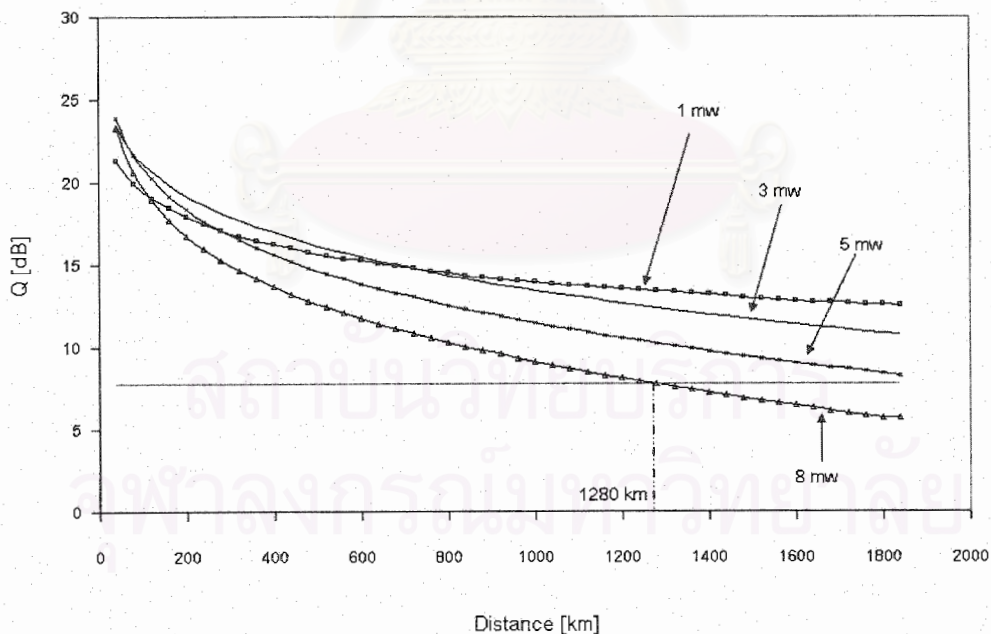
$$Q = \frac{|\bar{\phi}_{change} - \bar{\phi}_{unchange}|}{\sigma_{change} + \sigma_{unchange}} \quad (3.1)$$

โดยที่ $\bar{\phi}_{change}$ และ σ_{change} เป็นค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสของสัญญาณซึ่งทำการวัดที่ตรงกลางบิตเมื่อมีการเปลี่ยนสถานะบิตระหว่างบิต '0' และ '1' ขณะที่ $\bar{\phi}_{unchange}$ และ $\sigma_{unchange}$ เป็นค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสของสัญญาณซึ่งทำการวัดที่ตรงกลางบิตเมื่อไม่มีการเปลี่ยนสถานะบิต ณ มาตรฐานที่ $Q = 7.8 \text{ dB}$ จะได้อัตราผิดพลาดบิต (Bit-error rate) ประมาณ 10^{-9}



รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยค่า $D = 1.0$ 4.0 และ 17.0 ps/nm/km ด้วยสัญญาณพัลส์ 33%-RZ

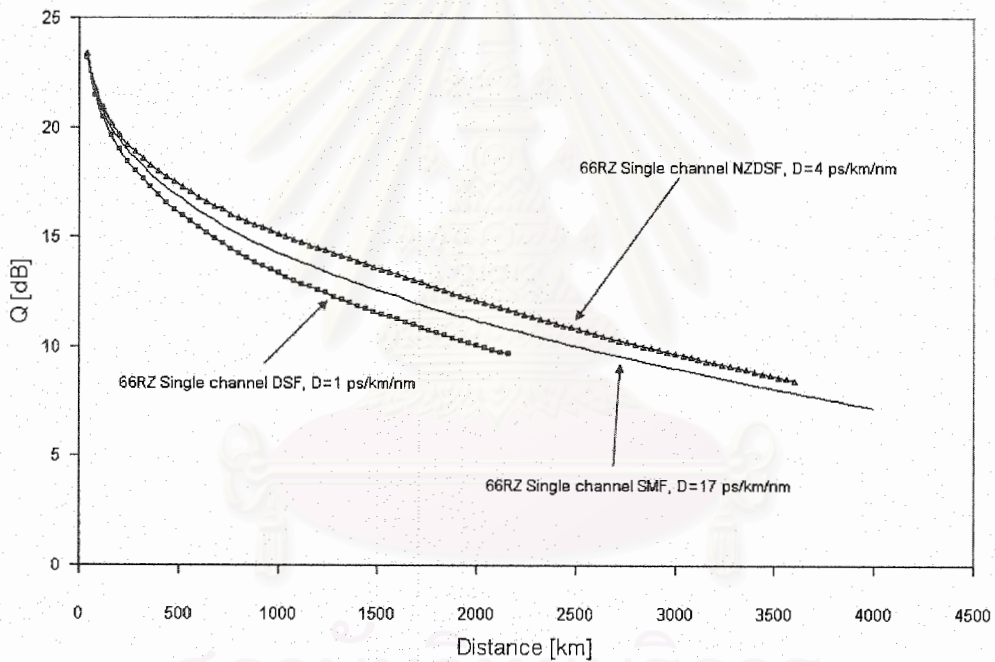
รูปที่ 3.2 แสดงค่า Q ที่เป็นฟังก์ชันกับระยะทาง ด้วยค่า D ต่างกัน (1.4 และ 17 ps/nm/km หรือเทียบได้กับค่า $\beta_2 = -1.27, -5.10, -21.68$ ps²/km ตามลำดับ) เราสามารถสังเกตจากรูปที่ 3.2 ได้ว่าเมื่อเราเลือกเส้นใยแสงที่มีค่า D เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่า Q เพิ่มขึ้นหรือทำให้คุณภาพของสัญญาณดีขึ้นเช่นที่ $Q = 7.8$ dB (ค่า Q ต่ำสุดที่ยอมรับได้ตามมาตรฐานอัตรามิตลาดบิต 10^9) สำหรับเส้นใยแสงชนิด DSF เราสามารถส่งข้อมูลได้ประมาณ 2,720 km แต่ขณะที่เส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF เราสามารถส่งข้อมูลได้ไกลกว่า 4,000 km จากผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกับการเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ในรูปที่ 2.1 ได้อย่างตรงไปตรงมาที่ว่าเมื่อ GVD มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลงและรวมถึงการสนับสนุนผลการทดลองจาก [17],[18],[20]-[22] จากผลการทดลองและผลลัพธ์ที่ได้ยกตัวอย่างมาทั้งหมดนี้ ล้วนชี้ชัดได้ว่า ณ GVD หรือ D สูงๆ มีผลดีต่อการสื่อสารสัญญาณแบบมอดูเลตตีพีเอสเคในเชิงของการลดความผิดพลาดทางเฟสที่อาจจะเกิดขึ้นจากการกระเพื่อมขึ้นลงของสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูด จากผลจำลองระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงทำให้เราเชื่อมั่นได้ว่าค่า $D = 17$ ps/nm/km จะให้สมรรถนะที่ดีในการส่งสัญญาณการมอดูเลตตีพีเอสเคซึ่งตรงกับคำแนะนำในทฤษฎีบทที่ 2 โดยสนับสนุนให้เลือกใช้ SMF ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm มากกว่าที่จะเลือกใช้เส้นใยแสง DSF หรือ NZDSF



รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยกำลังงานที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณ 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw โดยเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF

รูปที่ 3.3 แสดงถึงความแตกต่างของค่า Q เมื่อกำลังงานสัญญาณมีค่า 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw เราสามารถสังเกตจากรูปที่ 3.3 ได้ว่า เมื่อระยะทางเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้คุณภาพสัญญาณที่ 3.0 5.0 และ 8.0

mw เสื่อมค่าลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งน้อยกว่าค่า Q ที่กำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ยกตัวอย่างเช่นที่ระยะทาง 1280 km ค่า Q ของกำลังงาน 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw มีค่าเป็น 13.41 12.39 10.22 และ 7.74 dB ตามลำดับ ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับผลลัพธ์ทางทฤษฎีในรูปที่ 2.2 โดยเมื่อกำลังงานสูงขึ้น Kerr effect ที่สะสมตามระยะทางจะเหนี่ยวนำกำลังงานให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสมากขึ้นดังนั้นจึงเป็นเหตุให้คุณภาพสัญญาณของกำลังงาน 1.0 mw ดีกว่าของ 3.0 5.0 และ 8.0 mw ทั้งๆที่ในการคำนวณงบประมาณการเชื่อมโยง (Link budget) ของกำลังงาน 3.0 5.0 และ 8.0 mw จะให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงมีค่ามากกว่าของกำลังงาน 1.0 mw เมื่อสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงในช่วงแรก คุณภาพสัญญาณที่ 1.0 mw จะดีกว่าที่ 3.0 5.0 และ 8.0 mw ยกตัวอย่างเช่นที่ระยะทาง 80 km ค่า Q ของกำลังงาน 1.0 3.0 5.0 และ 8.0 mw มีค่าเป็น 19.91 21.77 21.67 และ 20.59 dB ตามลำดับ ซึ่งให้ผลขัดแย้งกับผลลัพธ์ทางทฤษฎีในรูปที่ 2.2 เพราะว่าสัญญาณรบกวนสะสมที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงมีปริมาณมากกว่าสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก Kerr effect สะสมตามระยะทาง

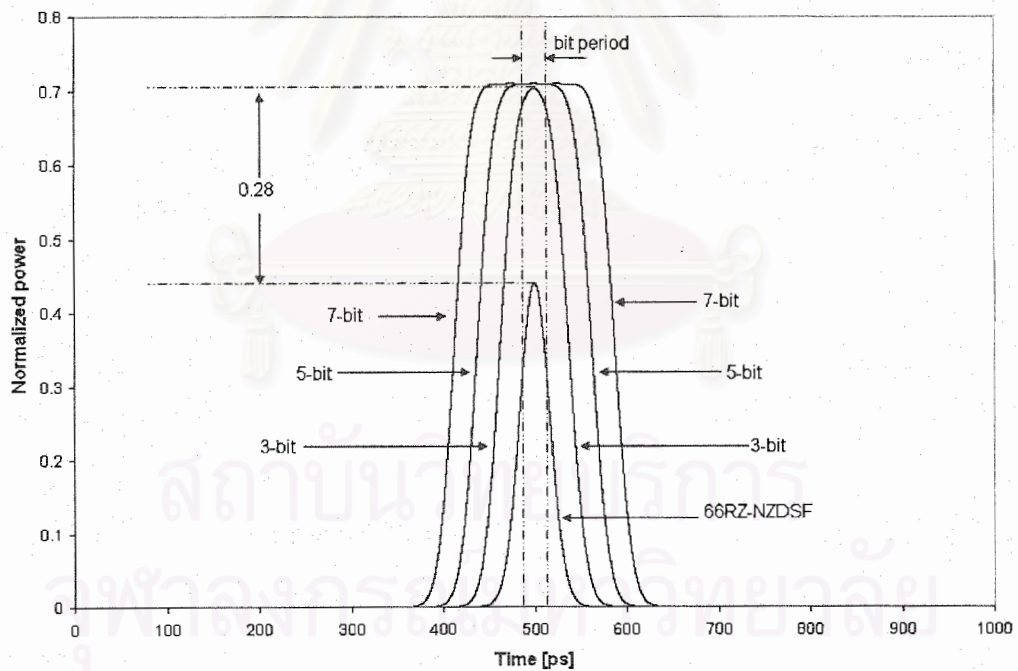


รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณด้วยค่า $D = 1.0$ 4.0 และ 17.0 ps/nm/km ด้วยสัญญาณพัลส์ 66%-RZ

รูปที่ 3.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่าง Q -factor กับระยะทางด้วยค่า Dispersion ต่างๆกัน ($D=1.0$ 4.0 และ 17.0 ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ผลลัพธ์ในรูปที่ 3.4 แสดงให้เห็นว่าคุณภาพของสัญญาณพัลส์ที่เดินทางใน NZDSF ดีกว่าใน SMF ซึ่งให้ผลขัดแย้งกับทฤษฎีที่กล่าวไว้ในบทที่ 2 จากการศึกษารากฐานการที่เกิดขึ้นกับสัญญาณพัลส์อย่างละเอียดพบว่าเมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสง

ที่มีค่า Dispersion สูงๆ ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion จะส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วจนทำให้กำลังงานของบิตข้างเคียงส่งผลรุนแรงต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณา ความรวดเร็วในการขยายออกของความกว้างสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับ Dispersion และความกว้างสัญญาณพัลส์ ณ เริ่มแรก เพราะว่าเส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion สูงกว่าย่อมส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออกอย่างรวดเร็วมากยิ่งขึ้น

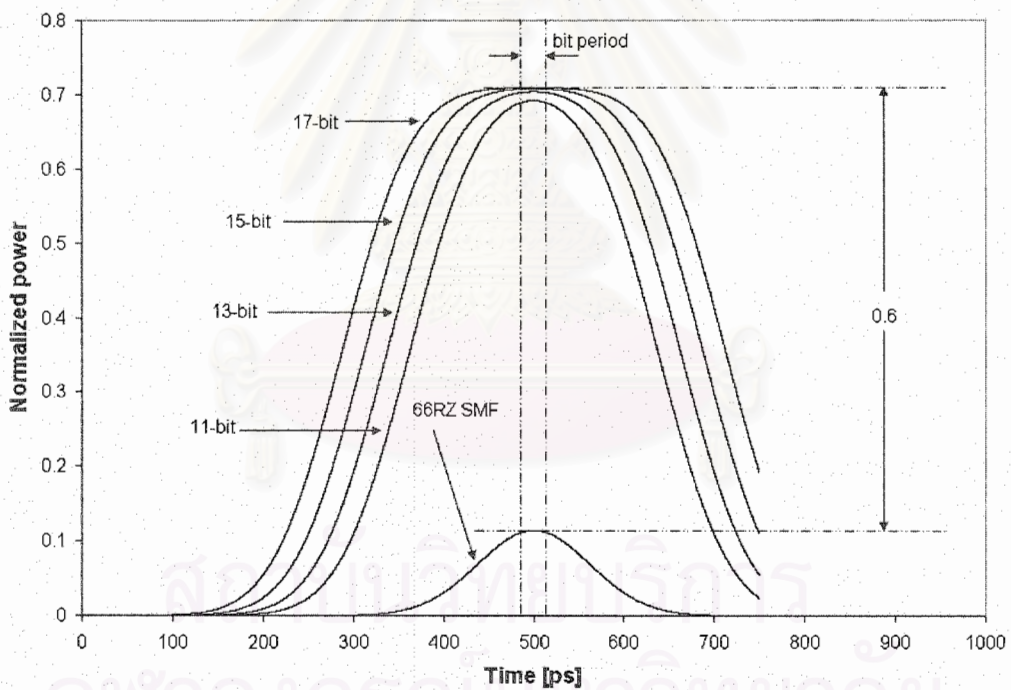
รูปที่ 3.5 และ 3.6 แสดงถึงการซ้อนทับของกำลังงานบิตข้างเคียงที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณา โดยช่วงเวลาหนึ่งบิตมีค่าเท่ากับ 25 ps (40 Gbps) โดยที่การเรียงตัวของบิตข้างเคียงเป็นบิต '1' หรือเป็นเฟสเดียวกันทั้งหมด จากรูปที่ 3.5 ซึ่งสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF สังเกตได้ว่ากำลังงานของบิตข้างเคียงที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณาเริ่มอ้อมตัวที่จำนวน 2 บิตและผลต่างกำลังงานสัญญาณที่กำลังพิจารณาต่อกำลังงานรวมมีค่าประมาณ 0.28 จากรูปที่ 3.6 ซึ่งสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงชนิด SMF สังเกตได้ว่ากำลังงานของบิตข้างเคียงที่มีอิทธิพลต่อสัญญาณบิตที่กำลังพิจารณาจะเริ่มอ้อมตัวที่จำนวน 12 บิต และผลต่างกำลังงานสัญญาณที่กำลังพิจารณาต่อกำลังงานรวมมีค่าประมาณ 0.6



รูปที่ 3.5 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF

การพิจารณากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงพบว่าในเส้นใยแสง NZDSF มีปริมาณกำลังงานสูงที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงน้อยกว่าใน SMF อย่างมาก แม้ว่าทฤษฎีในบทที่แล้วจะกล่าวไว้ว่าเส้นใยแสง SMF มีความทนทานต่อ Kerr effect เนื่องจากการรบกวนจากสัญญาณ

ขนาดเล็กมากกว่าเส้นใยแสง NZDSF แต่ว่าปริมาณสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นใน SMF มีปริมาณมากกว่าใน NZDSF อย่างมากจึงทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดขึ้นใน SMF มากกว่าใน NZDSF การพิจารณาการซ้อนทับกำลังงานของบิตข้างเคียงที่ส่งผลต่อบิตที่กำลังพิจารณาจะขึ้นอยู่กับรูปแบบของบิตข้างเคียง โดยการพิจารณาในเชิงลึกจะต้องคิดว่าเป็นการรวมกันแบบเสริมหรือหักล้างของบิตข้างเคียง ดังนั้นหากมองภาพรวมของการซ้อนทับกำลังงานบิตข้างเคียงที่ส่งผลต่อบิตที่กำลังพิจารณาพบว่ากำลังงานที่เปลี่ยนแปลงจะแปรผันตามกำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียง กำลังงานที่เกิดจากซ้อนทับกันของบิตข้างเคียงอาจจะพิจารณาได้ว่าเป็นช่วงการเบี่ยงเบน (Variation range) ของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการซ้อนทับเชิงสุ่มของบิตข้างเคียงซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของบิต ถ้ากำลังงานที่เกิดจากการซ้อนทับกันของบิตข้างเคียงมีค่ามากหมายความว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงจะมีความเบี่ยงเบนมากขึ้นด้วยเช่นกัน จากเหตุผลดังกล่าวพอที่จะสรุปได้ว่า 66%-RZ ที่ 40 Gbps ในเส้นใยแสง NZDSF จะให้คุณภาพสัญญาณดีกว่าในเส้นใยแสง SMF เนื่องจากกำลังงานที่เข้ามารบกวนก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion มีความเบี่ยงเบนมากเกินไปที่ SMF จะรักษาคุณสมบัติการทนทานต่อ Kerr effect เนื่องจากสัญญาณรบกวน



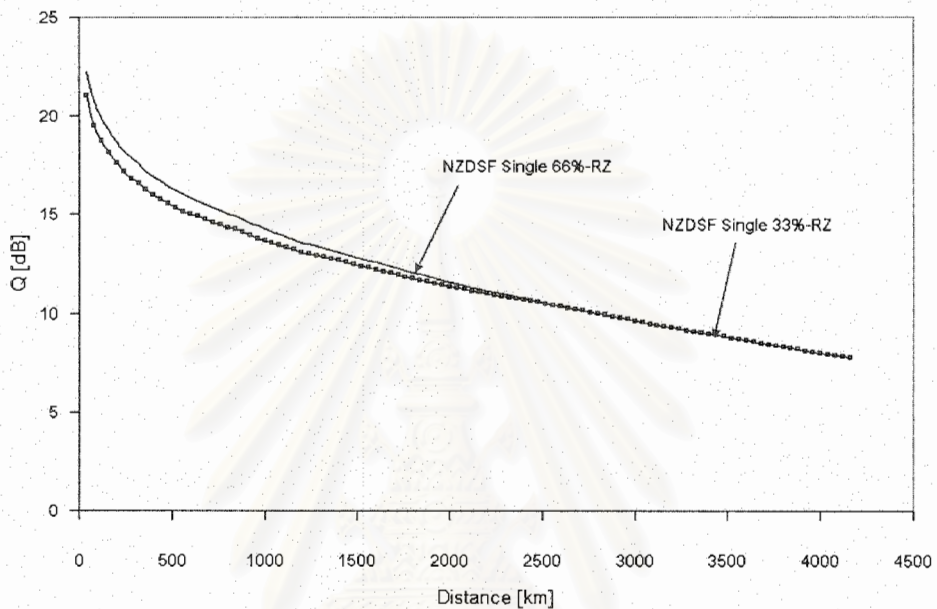
รูปที่ 3.6 แผนภาพแสดงการซ้อนทับของสัญญาณบิตข้างเคียงของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสงชนิด SMF

จากรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทางโดยมีวัฏจักรหน้าที่ (Duty cycle) เป็น 33%-RZ จะเห็นได้ว่าเมื่อระยะทางในเส้นใยแสงน้อยกว่า 2000 km พบว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ใน NZDSF จะใกล้เคียงกับใน SMF แต่เมื่อระยะทางมากกว่า 2000 km พบว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ใน SMF กลับกลายดีกว่าใน NZDSF ผลลัพธ์ดังกล่าวแบ่งได้เป็นสองช่วงคือช่วงที่ให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎี (ระยะทางน้อยกว่า 2000 km) และช่วงที่ให้ผลสอดคล้องกับทฤษฎี (ระยะทางมากกว่า 2000 km) สำหรับช่วงที่ให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎีสามารถอธิบายได้โดยใช้เหตุผลเดียวกันกับกรณีสัญญาณพัลส์ 66%-RZ โดยการพิจารณากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียง พบว่าสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน NZDSF และของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ใน SMF มีค่ากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงเป็น 0.23 และ 0.33 (ในตารางที่ 3.1) ตามลำดับ ซึ่งมีค่าไม่แตกต่างกันมากดังนั้นเมื่อคำนึงถึงคุณสมบัติความทนทานต่อ Kerr effect ใน SMF ที่มากกว่าใน NZDSF จึงทำให้ค่า Q ของสัญญาณในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF ไม่ต่างกันมากในช่วงแรก และเมื่อสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกลมากขึ้นจะทำให้กำลังงานของสัญญาณลดลงเนื่องจาก Kerr effect กระตุ้นให้มีการถ่ายเทพลังงานของสัญญาณไปยังสัญญาณรอบกวนภายนอกแบนด์วิดท์ที่ข้อมูลทีละเล็กละน้อย [23] ดังนั้นเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้กำลังงานสัญญาณลดน้อยลงเนื่องจาก Kerr effect และเมื่อกำลังงานสัญญาณลดลงจะส่งผลให้กำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงใน SMF ลดลงมากกว่าใน NZDSF ด้วยเหตุนี้จึงทำให้ค่า Q ของ SMF ดีกว่าของ NZDSF เมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นในกรณีของวัฏจักรหน้าที่ 33%-RZ

การพิจารณาวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF นั้นแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ จากรูปที่ 3.7 เห็นว่าคุณภาพสัญญาณใน NZDSF ไม่แตกต่างกันมากในขณะที่วัฏจักรหน้าที่แตกต่างกัน แต่ในทางกลับกันคุณภาพสัญญาณในเส้นใยแสง SMF ของ 66%-RZ เสื่อมลงกว่าของ 33%-RZ อย่างเห็นได้ชัดในรูปที่ 3.8 เหตุผลที่เป็นเช่นนี้สามารถอธิบายได้ด้วยปริมาณกำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียง จากตารางที่ 3.1 เห็นได้ว่ากำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงในกรณีของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ไม่แตกต่างกันมาก ดังนั้นจึงเป็นเหตุให้คุณภาพสัญญาณในเส้นใยแสง NZDSF ไม่แตกต่างกันมากทั้งๆที่มีวัฏจักรหน้าที่แตกต่างกัน ในทางกลับกันกำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงในกรณีของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ค่อนข้างแตกต่างกันอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะ 66%-RZ จะมีค่าสูงมากกว่ามากเมื่อเทียบกับ 33%-RZ ด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้คุณภาพสัญญาณ 66%-RZ เสื่อมลงเร็วกว่า 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF อย่างเห็นได้ชัด

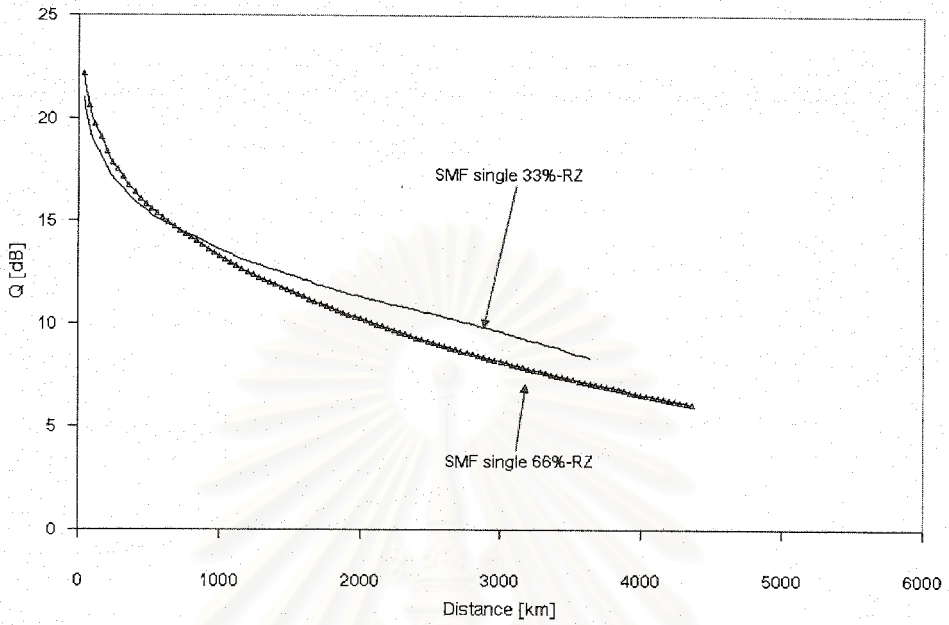
Duty cycle	The exceeding normalized power from overlap of adjacent bits	
	NZDSF	SMF
33%	0.233	0.326
66%	0.268	0.558

ตารางที่ 3.1 กำลังงานสูงสุดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการซ้อนทับของบิตข้างเคียงด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่แตกต่างกัน ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทาง โดยมีวัฏจักรหน้าที่เป็น 33% และ 66% ในเส้นใยแสงชนิด NZDSF

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทาง โดยมีวัฏจักรหน้าที่เป็น 33% และ 66% ในเส้นใยแสงชนิด SMF

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสคลื่นพาสองความถี่

4.1 การหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

สมมติว่าในระบบประกอบด้วยคลื่นพาสองความถี่หรือความยาวคลื่นเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสง สำหรับการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มต้นจาก NLSE ของสองความยาวคลื่น โดยรวมผลของ XPM เข้าไปด้วยและมีได้นำผลของการลดทอนกำลังงานสัญญาณมารวมคิดคำนวณซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้ดังสมการ (4.1) และ (4.2)

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + i \frac{\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} = i\gamma_1 A_1 (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \quad (4.1)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + d \frac{\partial A_2}{\partial T} + i \frac{\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} = i\gamma_2 A_2 (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \quad (4.2)$$

โดยที่

A_1 เป็นสัญญาณคลื่นพาสความถี่หลัก

A_2 เป็นสัญญาณคลื่นพาสความถี่ที่สองซึ่งเดินทางในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน

β_{21} เป็นค่า GVD ณ ตำแหน่งของคลื่นพาสความถี่หลัก

β_{22} เป็นค่า GVD ณ ตำแหน่งของคลื่นพาสความถี่ที่สอง

T เป็นกรอบเวลา (Time frame) เทียบกับคลื่นพาสความถี่หลัก

\bar{P}_1 เป็นกำลังงานเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณคลื่นพาสความถี่หลัก

\bar{P}_2 เป็นกำลังงานเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณของคลื่นพาสความถี่ที่สอง

γ_1 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นพาสความถี่หลัก

γ_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นพาสความถี่ที่สอง

$d = \text{Group velocity mismatch} = \frac{v_{g1} - v_{g2}}{v_{g1} v_{g2}}$ แสดงถึงความห่างของสองคลื่นพาส

v_{g1} เป็นค่าความเร็วกลุ่ม ณ ตำแหน่งของคลื่นพาสความถี่หลัก

v_{g2} เป็นค่าความเร็วกลุ่ม ณ ตำแหน่งของคลื่นพาสความถี่ที่สอง

ผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวของคลื่นพาส (Steady state solution, $A_{1,ss}$, $A_{2,ss}$) แสดงได้เป็น

$$A_{1,ss} = \sqrt{\bar{P}_1} \exp\{i\gamma_1 z (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2)\} \quad (4.3)$$

$$A_{2,ss} = \sqrt{\bar{P}_2} \exp\{i\gamma_2 z (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1)\} \quad (4.4)$$

จากนั้น เราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวทำให้ได้สมการ (4.5) และ (4.6) ออกมา

$$A_1 = \left\{ \left(\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}(z, T) \right) \exp\left(i\gamma_1 z (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \right) \right\} \quad (4.5)$$

$$A_2 = \left\{ \left(\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}(z, T) \right) \exp\left(i\gamma_2 z (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \right) \right\} \quad (4.6)$$

โดยที่สัญญาณขนาดเล็ก $a_{m1}(z, T)$ และ $a_{m2}(z, T)$ อาจหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง โดยสามารถแสดงสัญญาณขนาดเล็กรูปแบบทั่วไปได้ดังสมการ (4.7) และ (4.8)

$$a_{m1}(z, T) = (a_1(z) + ib_1(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (4.7)$$

$$a_{m2}(z, T) = (a_2(z) + ib_2(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (4.8)$$

โดยที่ $a_1(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ $b_1(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase ของสัญญาณขนาดเล็กที่มอดูเลตอยู่ภายในคลื่นพาห้ความถี่หลัก $a_2(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ $b_2(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase ของสัญญาณขนาดเล็กที่มอดูเลตอยู่ภายในคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง โดยทั้ง $a_1(z)$, $b_1(z)$, $a_2(z)$ และ $b_2(z)$ เป็นฟังก์ชันค่าจริงของ z สำหรับ ω_m แสดงถึงความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็กที่ถูกมอดูเลต ดังนั้นเมื่อนำสมการ (4.5)-(4.8) แทนลงในสมการ (4.1) และ (4.2) ทำให้เราได้สมการ (4.9) และ (4.10)

$$\frac{\partial a_{m1}}{\partial z} + i\gamma_1(\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2)(\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}) + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 a_{m1}}{\partial T^2} = i\gamma_1 \left((\sqrt{\bar{P}_1} + \text{Re}\{a_{m1}\})^2 + (\text{Im}\{a_{m1}\})^2 + 2 \left((\sqrt{\bar{P}_2} + \text{Re}\{a_{m2}\})^2 + (\text{Im}\{a_{m2}\})^2 \right) \right) (\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}) \quad (4.9)$$

$$\frac{\partial a_{m2}}{\partial z} + i\gamma_2(\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1)(\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}) + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 a_{m2}}{\partial T^2} + d \frac{\partial a_{m2}}{\partial T} = i\gamma_2 \left((\sqrt{\bar{P}_2} + \text{Re}\{a_{m2}\})^2 + (\text{Im}\{a_{m2}\})^2 + 2 \left((\sqrt{\bar{P}_1} + \text{Re}\{a_{m1}\})^2 + (\text{Im}\{a_{m1}\})^2 \right) \right) (\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}) \quad (4.10)$$

เราจะทำการประมาณสมการ (4.9) และ (4.10) โดยมีเงื่อนไขที่ว่าสัญญาณ a_{m1} , a_{m2} มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับ $\sqrt{\bar{P}_1}$, $\sqrt{\bar{P}_2}$ ตามลำดับซึ่ง

$$\left(2\sqrt{\bar{P}_1} \text{Re}\{a_{m1}\} + |a_{m1}|^2 + 4\sqrt{\bar{P}_2} \text{Re}\{a_{m2}\} + 2|a_{m2}|^2 \right) (\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}) \approx 2\bar{P}_1 \text{Re}\{a_{m1}\} + 4\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} \text{Re}\{a_{m2}\} \quad (4.11)$$

และ

$$\left(2\sqrt{\bar{P}_2} \text{Re}\{a_{m2}\} + |a_{m2}|^2 + 4\sqrt{\bar{P}_1} \text{Re}\{a_{m1}\} + 2|a_{m1}|^2 \right) (\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}) \approx 2\bar{P}_2 \text{Re}\{a_{m2}\} + 4\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} \text{Re}\{a_{m1}\} \quad (4.12)$$

ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นดังสมการ (4.13) และ (4.14)

$$\frac{\partial a_{m1}}{\partial z} + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 a_{m1}}{\partial T^2} = i\gamma_1 \left(\bar{P}_1(a_{m1} + a_{m1}^*) + 2\bar{P}_2(a_{m2} + a_{m2}^*) \right) \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial a_{m2}}{\partial z} + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 a_{m2}}{\partial T^2} + d \frac{\partial a_{m2}}{\partial T} = i\gamma_2 \left(\bar{P}_2(a_{m2} + a_{m2}^*) + 2\bar{P}_1(a_{m1} + a_{m1}^*) \right) \quad (4.14)$$

เมื่อแทน a_{m1} , a_{m2} จากสมการ (4.7) และ (4.8) ลงในสมการ (4.13) และ (4.14) ตามลำดับ จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (4.15) และ (4.16)

$$\frac{da_1}{dz} + i \frac{db_1}{dz} - \frac{i\beta_{21}\omega_m^2}{2} (a_1 + ib_1) = i2\gamma_1 \left(\bar{P}_1 a_1 + 2\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} a_2 \right) \quad (4.15)$$

$$\frac{da_2}{dz} + i \frac{db_2}{dz} - \frac{i\beta_{22}\omega_m^2}{2} (a_2 + ib_2) + i\omega_m d (a_2 + ib_2) = i2\gamma_2 \left(\bar{P}_2 a_2 + 2\sqrt{\bar{P}_1\bar{P}_2} a_1 \right) \quad (4.16)$$

เพื่อจะหาผลเฉลยในสมการ (4.15) และ (4.16) จึงจำเป็นต้องแยกส่วนจริงและส่วนจินตภาพออกจากกัน ทำให้ได้สมการเพิ่มอีกสี่สมการดังนี้ (4.17) - (4.20)

$$\frac{da_1}{dz} = -\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 b_1 \quad (4.17)$$

$$\frac{db_1}{dz} = \left(\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 + 2\gamma P_1\right)a_1 + 4\gamma\sqrt{P_1 P_2}a_2 \quad (4.18)$$

$$\frac{da_2}{dz} = \left(-\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 + d\omega_m\right)b_2 \quad (4.19)$$

$$\frac{db_2}{dz} = \left(\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 + 2\gamma P_2 - d\omega_m\right)a_2 + 4\gamma\sqrt{P_1 P_2}a_1 \quad (4.20)$$

เมื่อเรานำสมการ (4.17) - (4.20) มาเขียนในรูปเมตริกซ์ ทำให้ได้รูปแบบสมการเมตริกซ์ (4.21)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 + 2\gamma P_1 & 0 & 4\gamma\sqrt{P_1 P_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 + d\omega_m \\ 4\gamma\sqrt{P_1 P_2} & 0 & 2\gamma P_2 + \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

ดังนั้นผลเฉลยของสมการ (4.21) สามารถแสดงได้ในสมการ (4.22) ซึ่งเป็นผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง z โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มแรก (Initial value) ของสัญญาณขนาดเล็กที่ระยะทาง $z = 0$

$$\begin{bmatrix} a_1(z=L) \\ b_1(z=L) \\ a_2(z=L) \\ b_2(z=L) \end{bmatrix} = \exp(\bar{A}L) \begin{bmatrix} a_1(z=0) \\ b_1(z=0) \\ a_2(z=0) \\ b_2(z=0) \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

โดยที่ Eigen vector \bar{A} แสดงเป็นเมตริกซ์ดังแสดงในสมการ (4.23)

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 + 2\gamma P_1 & 0 & 4\gamma\sqrt{P_1 P_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 + d\omega_m \\ 4\gamma\sqrt{P_1 P_2} & 0 & 2\gamma P_2 + \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

ดังนั้นเราสามารถหาความผิดเฟส ($\Delta\phi_{sm}(L)$) ณ ระยะทาง L ที่เกิดขึ้นเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปกับคลื่นพาห้ได้ดังนี้

$$\Delta\phi_{sm}(L) = \tan^{-1}\left(\frac{b_1(L)}{\sqrt{P_1} + a_1(L)}\right) \quad (4.24)$$

โดยที่ $a_1(L)$ และ $b_1(L)$ สามารถหาได้จากสมการที่ (4.22) ซึ่งจำเป็นต้องกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับสัญญาณ a_{m1} และ a_{m2} ในการกำหนดค่าเริ่มแรกนั้น จะกำหนดให้มีค่าเริ่มแรกเฉพาะส่วนประกอบที่เป็น In-phase เท่านั้น เพราะว่า Kerr effect จะเหนี่ยวนำทำให้เฟสของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณและส่วนประกอบของสัญญาณขนาดเล็กที่มีเฟสเดียวกับคลื่นพาห้จะมีนัยสำคัญช่วยให้กำลังงานโดยรวมของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นมากกว่าส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase ด้วยเหตุนี้การกำหนดค่าเริ่มแรกให้แก่ส่วนประกอบของสัญญาณขนาดเล็กที่มีเฟสเดียวกับคลื่นพาห้จึงมีนัยสำคัญมากกว่าที่จะกำหนดค่าเริ่มแรกให้กับส่วนประกอบที่เป็น Quadrature-phase

ในการหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion นั้น เมื่อสัญญาณหรือคลื่นพาห้เดินทางมาถึง Dispersion compensated fiber (DCF) เราจะสามารถพิจารณาว่ามีผลของ Kerr effect ภายใน DCF และสมมติว่าอัตราการชดเชย Dispersion อยู่ที่ 40 เท่าดังนั้น เราสามารถหาผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กที่ถูกมอดูเลตไปกับคลื่นพาห้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_1(z=L) \\ b_1(z=L) \\ a_2(z=L) \\ b_2(z=L) \end{bmatrix} = \left(\exp(\bar{A}_{com}L_{com}) \exp(\bar{A}L_{span}) \right)^N \begin{bmatrix} a_1(z=0) \\ b_1(z=0) \\ a_2(z=0) \\ b_2(z=0) \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

โดยที่

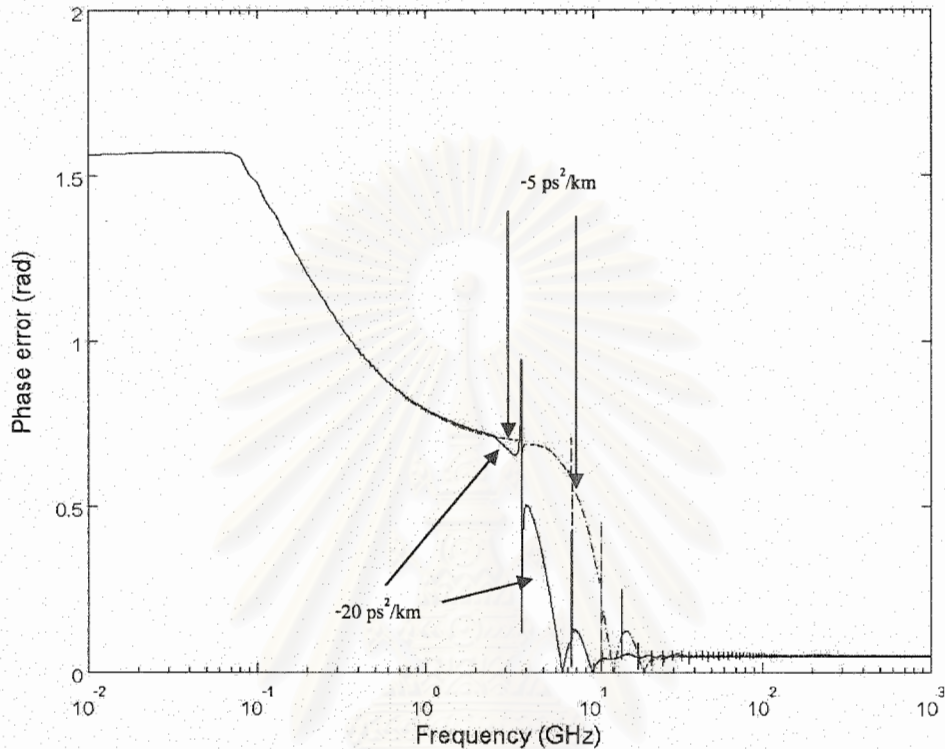
$$\bar{A}_{com} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_{21})\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}(-40\beta_{21})\omega_m^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_{22})\omega_m^2 + d\omega_m \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}(-40\beta_{22})\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

\bar{A}_{com} เป็น Eigen vector ในส่วนของ DCF ในกรณีสองคลื่นพาห้ เมื่อเราสามารถหาค่า a_1 และ b_1 ได้แล้วดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์สามารถหาได้จากสมการ (4.24)

4.2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ที่มีความถี่ต่างกันในระบบที่มีการชดเชย Dispersion

รูปที่ 4.1 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อ GVD = -5 และ -20 ps²/km จะเห็นได้ว่าเมื่อ GVD = -20 ps²/km จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวมน้อยกว่าเมื่อ GVD = -5 ps²/km หรือกล่าวอีกนัยได้ว่า เมื่อ GVD = -20 ps²/km จะทำให้ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาด

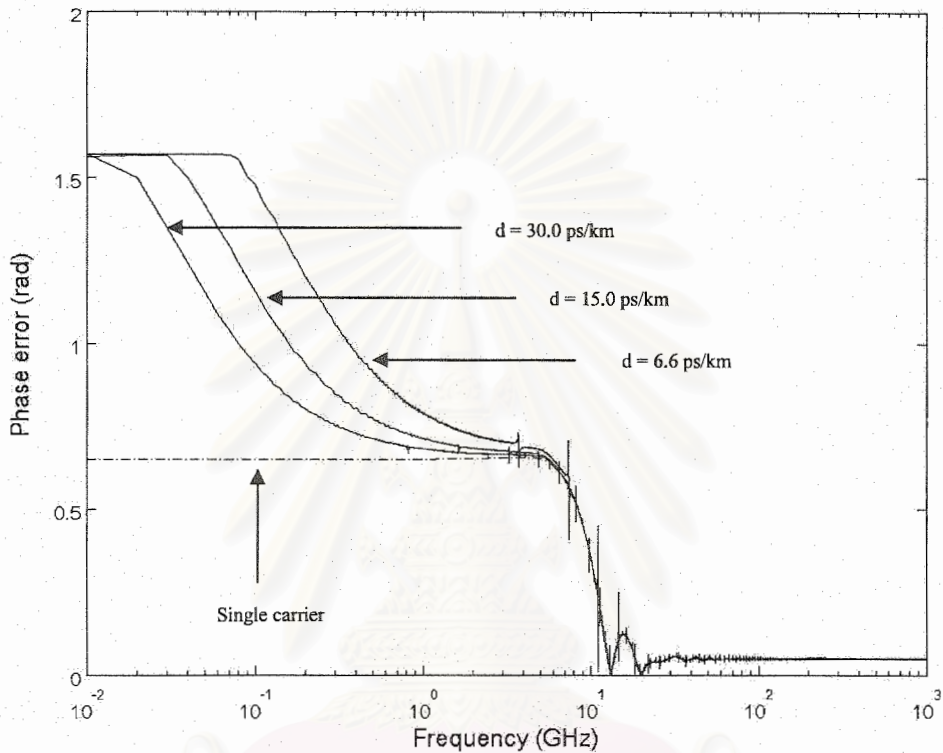
เฟสเข้าสู่สภาวะปกติเร็วกว่าเมื่อ $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ จากรูปที่ 4.1 จะเห็นได้ว่าเมื่อขนาดของ GVD มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลงและเข้าสู่สภาวะปกติรวดเร็วกว่า ดังนั้นในระบบการใช้งานจริงการเลือกค่า GVD ที่มากพอจะมีผลดีในการลดความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณรบกวนต่อการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตทางเฟส



รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5$ และ $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$

รูปที่ 4.2 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อ $d = 6.6, 15.0$ และ 30.0 ps/km ณ ตำแหน่งของ Anomalous dispersion โดยเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion จะเห็นได้ว่าเมื่อ d มีปริมาณเพิ่มขึ้นหรือหมายถึงว่าความห่างทางความถี่ของสองคลื่นพาห้มีค่าเพิ่มขึ้นตาม จะทำให้ความผิดพลาดเฟสในบริเวณที่ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟสลดน้อยลงและเมื่อ d เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเข้าสู่กรณีความผิดพลาดเฟสคลื่นพาห้ความถี่เดียว สำหรับในระบบการใช้งานจริง การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่มีผลต่อการกำหนดคุณภาพการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตทางเฟสเพราะว่ายิ่งกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้สัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก XPM ลดลงมากขึ้นตาม แต่การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากจะทำให้การใช้ประโยชน์แบนด์วิดท์ (Bandwidth utilization) ลดน้อยลง ดังนั้นจึงต้องมีการถ่วงดุลกันในการกำหนดความ

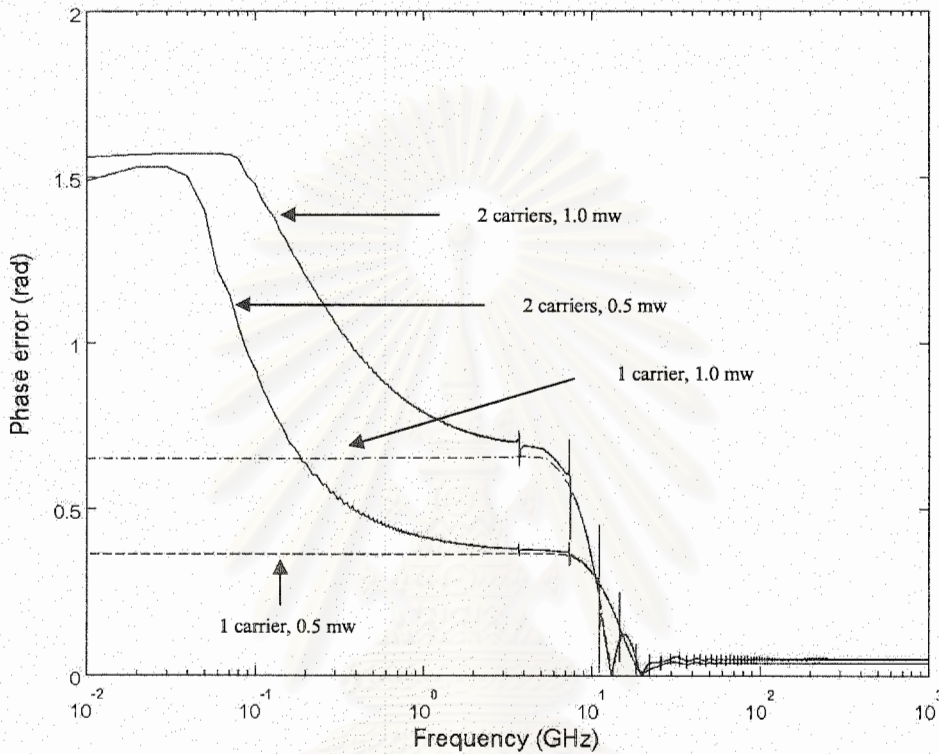
ห่างช่องสัญญาณระหว่างความผิดพลาดเฟสลดน้อยลงเมื่อความห่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้น และ Kerr effect จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มขึ้นเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณลดลง



รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ และ $d = 6.6, 15, 30 \text{ ps/km}$ โดยทำการเปรียบเทียบกับกรณีความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้เดียว

รูปที่ 4.3 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟส โดยที่ กำลังงานคลื่นพาห้มีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mW ในตำแหน่งของ Anomalous dispersion จะเห็นได้ว่าเมื่อกำลังงานคลื่นพาห้มีปริมาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ Kerr effect ทวีความรุนแรงเพิ่มขึ้นทั้ง SPM ซึ่งสังเกตได้จากกรณีคลื่นพาห้ความถี่เดียวและ XPM ซึ่งสังเกตได้จากคลื่นพาห้สองความถี่ เพราะว่า Kerr effect มีความสัมพันธ์โดยตรงกับกำลังงาน ดังนั้นในระบบการใช้งานจริงควรจะต้องเลือกปริมาณกำลังงานในการส่งสัญญาณให้น้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้ แต่เมื่อกำลังงานมีค่าน้อยจะทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (OSNR) ต่ำลง ดังนั้นในการใช้งานจริงจึงต้องมีการประนีประนอมกันระหว่างกำลังงานมากเพื่อที่จะได้ อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงสูงขึ้นและกำลังงานน้อยเพื่อที่จะลดผลของ Kerr effect ในการกำหนดค่ากำลังงานในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตทางเฟส ความแตกต่างของการกำหนดค่ากำลังงานระหว่างการส่งสัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟสและมอดูเลตด้วยความเข้มแสงคือสัญญาณที่มอดูเลตด้วยเฟสจะอ่อนไหวต่อกำลังงานสัญญาณที่เพิ่มขึ้นเนื่องจาก Kerr effect แต่สัญญาณที่มอดูเลตด้วย

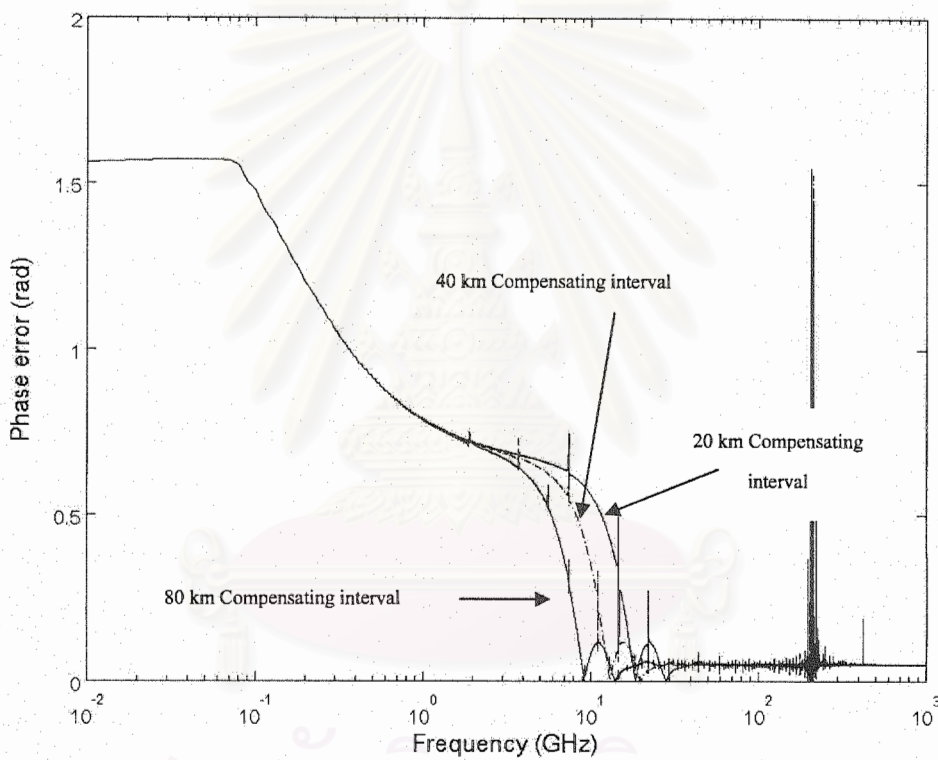
ความเข้มแสงมักจะกำหนดกำลังงานส่งสัญญาณสูงไว้ก่อนเพื่อที่จะได้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงสูงๆ แม้ว่า Kerr effect จะทำให้เฟสของสัญญาณที่มอดูเลตด้วยความเข้มแสงเปลี่ยนแปลงไปแต่ก็ไม่ได้ทำให้การมอดูเลตเปลี่ยนแปลงไปมากเนื่องจากการมอดูเลตจะเป็นการตรวจจับกำลังงานแสงที่วิ่งผ่านอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณทางแสง ดังนั้นการมอดูเลตสัญญาณมอดูเลตด้วยความเข้มแสงจะไม่คำนึงถึงเฟสของสัญญาณ



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักและคลื่นพาห้ความถี่เดียว ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ โดยกำลังงานสัญญาณมีค่าเป็น 0.5 และ 1.0 mw

รูปที่ 4.4 แสดงถึงความแตกต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่าเป็น 20 40 และ 80 km ณ ตำแหน่งของ Anomalous dispersion ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าช่วงการชดเชย Dispersion 80 km จะมีความผิดพลาดเฟสโดยรวมน้อยกว่าช่วงการชดเชย Dispersion ทั้ง 20 และ 40 km ตามลำดับ สำหรับส่วนที่แตกต่างกันของผลตอบสนองทางความถี่กรณีที่มีช่วงการชดเชย Dispersion ต่างกันนั้นจะเป็นบริเวณช่วงการเปลี่ยนสถานะก่อนเข้าสู่สภาวะปกติซึ่งเหมือนกับในกรณีคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่มีการชดเชย Dispersion จากรูปที่ 4.4 สามารถสรุปได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมมีค่าลดลง ดังนั้นการกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion จึงมีผลกระทบต่อคุณภาพในการสื่อสัญญาณที่มีการมอดูเลตด้วยเฟส กล่าวคือเมื่อกำหนดให้ช่วงการชดเชย Dispersion มีค่ามากๆ จะเป็นผลดีต่อการลดปริมาณสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจาก Kerr

effect แต่ในทางกลับกันสำหรับระบบใช้งานจริง การกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ยาวมากจะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกมากขึ้นด้วยเช่นกันซึ่งส่งผลให้เกิด ISI ขึ้นและ Kerr effect จะเหนี่ยวนำ ISI ที่เกิดขึ้นเปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส การกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ในระบบใช้งานจริงจึงต้องถ่วงดุลกันระหว่างการลดความผิดพลาดเฟสเนื่องจาก Kerr effect ด้วยการกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion ให้ยาวมากที่สุดและการลด ISI ที่อาจจะเกิดขึ้นเนื่องจากสัญญาณพัลส์ขยายออก



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -5 \text{ ps}^2/\text{km}$ และช่วงการชดเชย Dispersion เป็น 20 40 และ 80 km

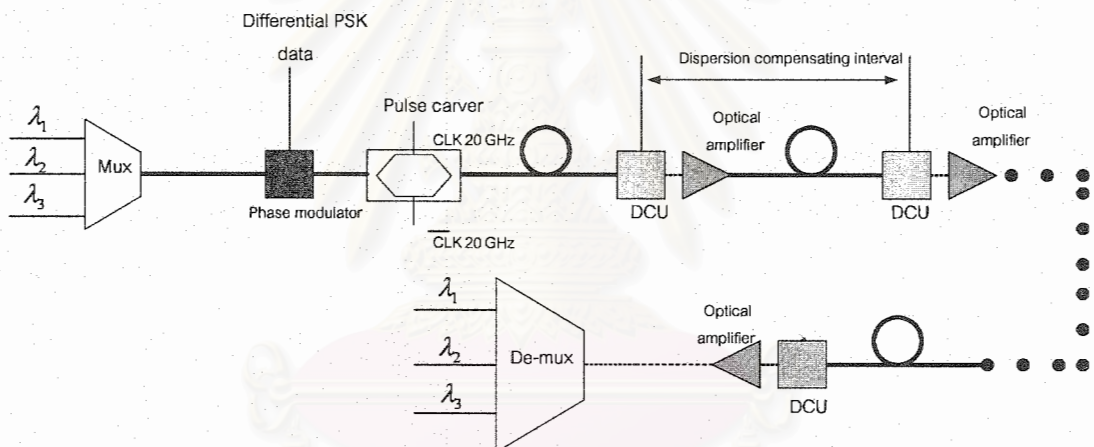
สรุปโดยรวมคือวิธีการลดความผิดพลาดเฟสที่เกิดจาก Kerr effect ในกรณีสองคลื่นพาห์เดินทางในเส้นใยแสง สามารถกระทำได้โดยเลือกใช้เส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion สูงๆ กำลังงานที่ใช้ควรมีค่าต่ำ และช่วงการชดเชย Dispersion ควรมีค่าสูงเท่าที่จะเป็นไปได้ซึ่งให้ผลลัพธ์เหมือนกับกรณีคลื่นพาห์ความถี่เดียว และส่วนที่เพิ่มขึ้นมาคือการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่ามาก แต่ทั้งนี้ทั้งนั้น ผลการศึกษาที่ได้มานี้จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารด้วยสัญญาณในทางปฏิบัติได้มากนักเพียงใดนั้นจึงต้องพิสูจน์ด้วยวิธีการสร้างแบบจำลองด้วยรูปแบบการมอดูเลตดีพีเอสเค

บทที่ 5 แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลแบบมัลติเพลกซ์หลาย

ช่องสัญญาณ

ในการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นจำเป็นต้องมีตัวมัลติเพลกซ์ (Multiplexer) เพื่อรวมหลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกันในการส่งสัญญาณและตัวดีมัลติเพลกซ์ (Demultiplexer) เพื่อแยกสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณออกจากกันในการรับสัญญาณ รูปที่ 6.1 แสดงถึงแผนภาพบล็อกของระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียล จะเห็นได้ว่าในส่วนที่แตกต่างจากการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดี่ยวคือทางด้านส่งจะมีตัวมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกันและทางด้านรับจะมีตัวดีมัลติเพลกซ์แยกสัญญาณแต่ละความยาวคลื่นออกไปยังตัวมอดูเลตสัญญาณดิฟเฟอเรนเชียล

คุณสมบัติแต่ละอุปกรณ์ในแบบจำลองที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณที่มีการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ โดยเบื้องต้นจะมีค่าเหมือนกับกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวแต่จะมีตัวมัลติเพลกซ์และดีมัลติเพลกซ์สัญญาณเพิ่มเข้ามาโดยคิดว่าตัวมัลติเพลกซ์และดีมัลติเพลกซ์มีความเป็นอุดมคติและไม่มีการสูญเสียกำลังงานใดๆ เกิดขึ้น

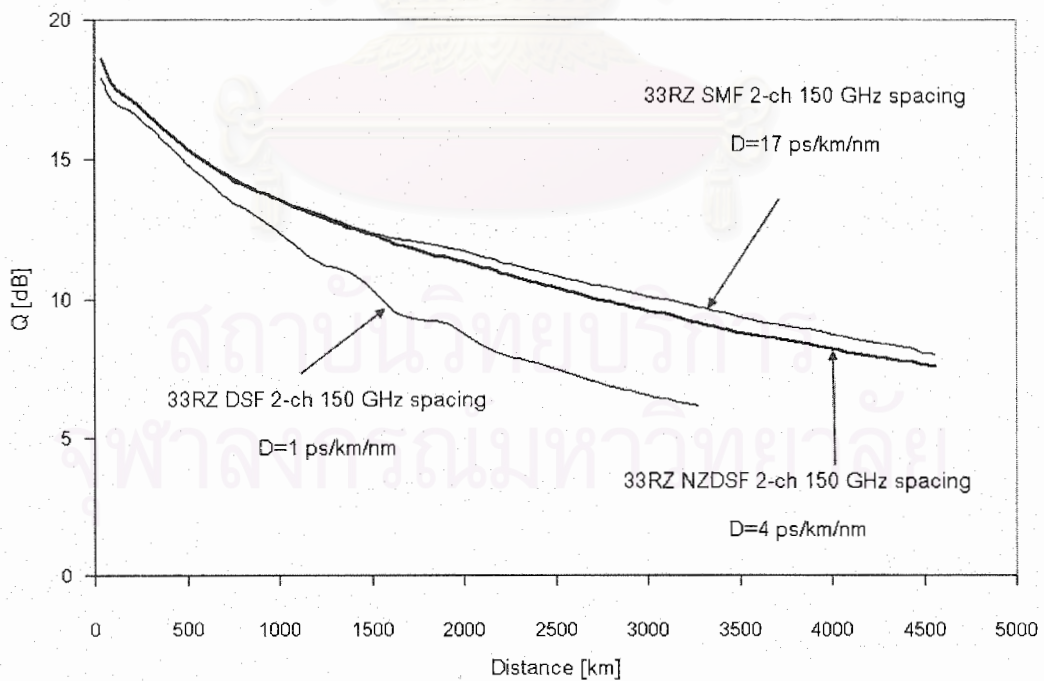


รูปที่ 5.1 แผนภาพบล็อกของระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียล

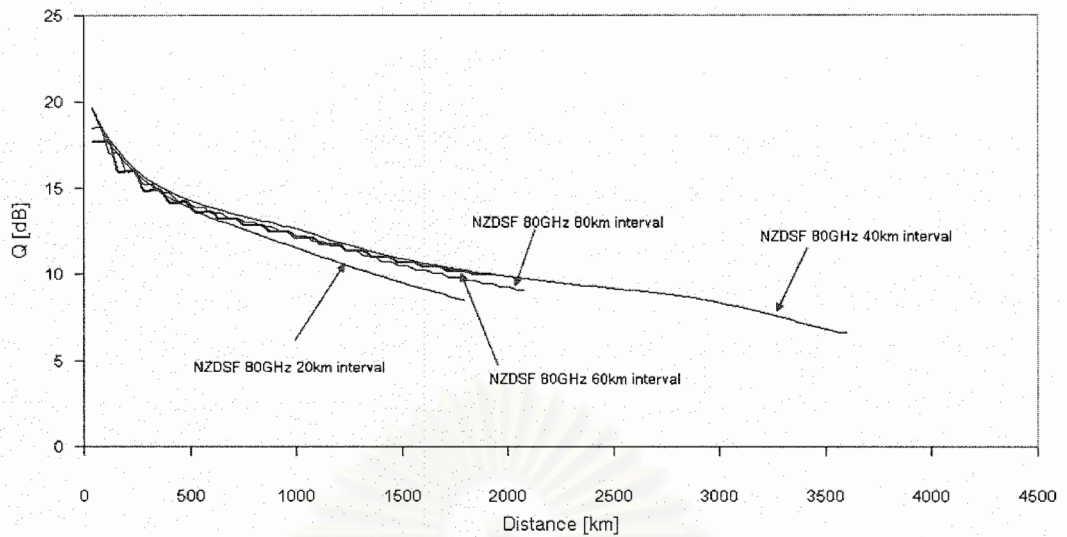
สำหรับผลลัพธ์ในการสร้างแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลแบบมัลติเพลกซ์ทางความยาวคลื่น จะทำการแบ่งออกเป็น 2 ช่องสัญญาณและมากกว่า 2 ช่องสัญญาณเพื่อพิสูจน์ว่าจำนวนช่องสัญญาณมีผลต่อคุณภาพสัญญาณมากน้อยเพียงใด

5.1 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดิฟเฟอเรนเชียลแบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

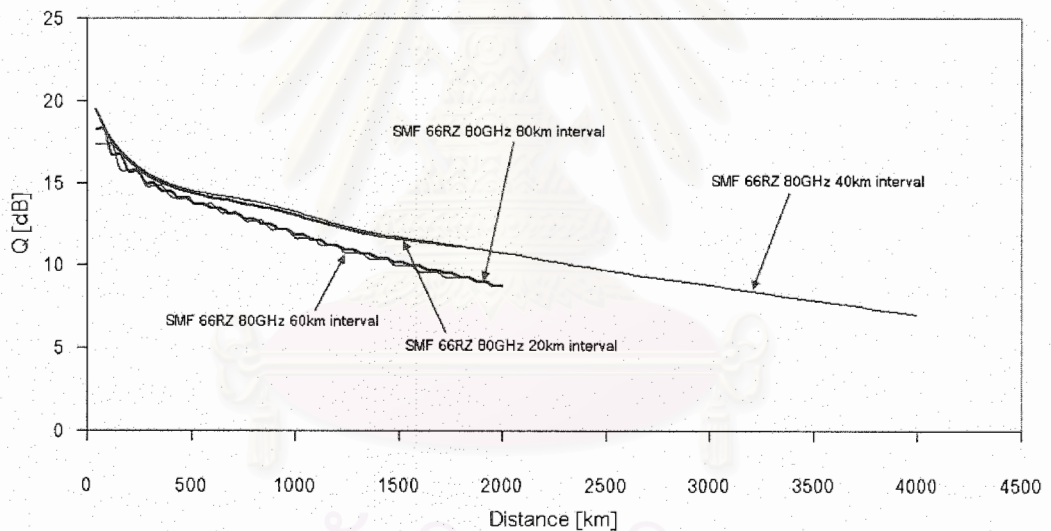
ในการวัดคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลตดีฟิเอสเคแบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณ จะทำการวัดคุณภาพสัญญาณ ณ ช่องสัญญาณที่มีการชดเชย Dispersion อย่างสมบูรณ์ ซึ่งมีการแสดงผลไว้ใน [24] ว่าจะให้ค่า Q ของสัญญาณน้อยที่สุด รูปที่ 5.2 แสดงถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีฟิเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 150 GHz เมื่อ $D = 1.0$ 4.0 และ 17.0 ps/nm/km เห็นได้ว่าเมื่อเราเลือกใช้เส้นใยแสงที่มีค่า D มากขึ้นจะส่งผลให้ค่า Q ของสัญญาณมากขึ้นหรือทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้นเช่นที่ $Q = 7.8$ dB การเลือกใช้ DSF ($D=1.0$ ps/km/nm) ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลเพียง 2320 km แต่ขณะที่การเลือกใช้ NZDSF ($D=4.0$ ps/km/nm) และ SMF ($D=17.0$ ps/km/nm) ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลมากกว่า 4000 km ผลลัพธ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกับการเปรียบเทียบผลตอบแทนทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในรูปที่ 4.1 ได้อย่างตรงไปตรงมาที่แสดงไว้ว่าเมื่อ GVD มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลงและรวมถึงการสนับสนุนผลการทดลองจาก [17],[18],[20]-[22],[25]-[29] จากผลการทดลองและผลลัพธ์ที่ได้ยกตัวอย่างมาทั้งหมดนี้ล้วนชี้ชัดได้ว่า ณ GVD หรือ D สูงๆ มีผลดีต่อการสื่อสารสัญญาณแบบมอดูเลตดีฟิเอสเคในการลดความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนของ Kerr effect ให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส จากผลการจำลองระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงทำให้เราเชื่อมั่นว่าค่า $D = 17$ ps/nm/km จะให้สมรรถนะที่ดีในการส่งสัญญาณการมอดูเลตดีฟิเอสเคแบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณซึ่งตรงกับคำแนะนำในบทที่ 4 โดยสนับสนุนให้เลือกใช้ SMF ที่ความยาวคลื่น 1,550 nm มากกว่าที่จะเลือกใช้ DSF หรือ NZDSF



รูปที่ 5.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ด้วย $D = 1.0$ 4.0 และ 17.0 ps/nm/km กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ โดยมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz



รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยช่วงการชดเชย Dispersion = 20 40 60 และ 80 ps/nm/km กรณีมีคิติเฟลคซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz

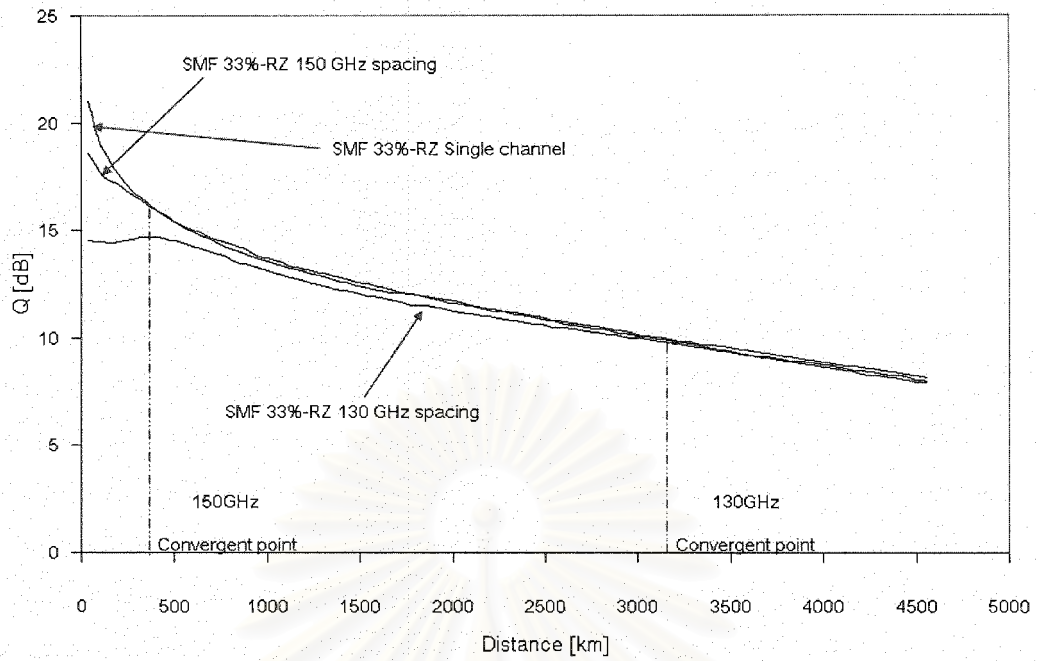


รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยช่วงการชดเชย Dispersion = 20 40 60 และ 80 ps/nm/km กรณีมีคิติเฟลคซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 GHz

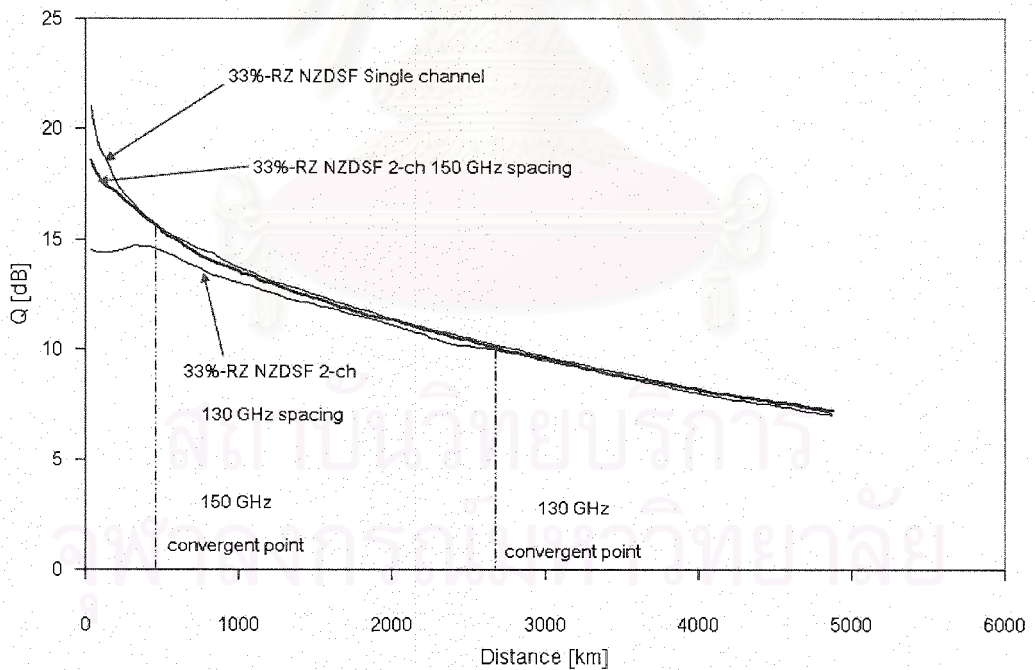
รูปที่ 5.3 และ 5.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ของ Q กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่มีช่วงการชดเชย Dispersion ต่างกัน (20 40 60 และ 80 km) ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ตามลำดับ ในทฤษฎีของบทที่ 4 กล่าวไว้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดเพี้ยนโดยรวมลดลง สำหรับเส้นใยแสง NZDSF ในรูปที่ 5.3 จะเห็นได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 20

km เป็น 40 km ค่า Q ของสัญญาณจะเพิ่มขึ้นหรือทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้นซึ่งให้ผลสอดคล้องกับทางทฤษฎี แต่เมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 40 km เป็น 60 และ 80 km กลับกลายเป็นว่าค่า Q มิได้เพิ่มขึ้นตามหรือคุณภาพสัญญาณไม่ได้ดีขึ้นตามช่วงการชดเชย Dispersion ที่เพิ่มขึ้นซึ่งให้ผล ไม่สอดคล้องกับทฤษฎี ที่เป็นเช่นนี้เพราะว่า ก่อนที่สัญญาณจะเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion เมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกมากขึ้นซึ่งหมายความว่าสัญญาณพัลส์ที่ขยายออกไปรบกวนสัญญาณบิดข้างเคียงมากขึ้นซึ่งถือได้ว่าเป็นสัญญาณรบกวนเชิงสุ่มชนิดหนึ่งเพราะว่าขึ้นอยู่กับความเร็วตัวของบิดข้างเคียงและ Kerr effect จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนดังกล่าวให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มมากขึ้นตาม ทำให้คุณภาพสัญญาณมิได้เพิ่มขึ้นเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 40 km ไปเป็น 60 และ 80 km สำหรับในเส้นใยแสง SMF ในรูปที่ 5.4 เห็นได้ว่าเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 20 km เป็น 40 km ทำให้ค่า Q เริ่มอึมตัวหรือมิได้เพิ่มขึ้นอย่างเห็นได้ชัด และเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion เพิ่มขึ้นจาก 40 km ไปเป็น 60 และ 80 km ค่า Q กลับลดลงอย่างเห็นได้ชัดซึ่งผลลัพธ์ดังกล่าวให้ผลไม่สอดคล้องกับทฤษฎี เหตุผลที่ทำให้ผลลัพธ์ในกรณีเส้นใยแสง SMF ไม่เป็นไปตามทฤษฎีคือเนื่องจากในทฤษฎีมิได้คำนึงถึงการขยายออกของสัญญาณพัลส์ที่มีการรบกวนต่อสัญญาณบิดข้างเคียง แต่ในกรณีของ SMF สัญญาณพัลส์ขยายตัวออกอย่างรวดเร็วและทำให้สัญญาณรบกวนเนื่องจากบิดข้างเคียงเป็นตัวกำหนดคุณภาพสัญญาณแทนที่ทั้งๆที่การเลือกใช้ช่วงการชดเชย Dispersion ที่มากขึ้นจะช่วยให้ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากสัญญาณรบกวนลดน้อยลง สำหรับความสอดคล้องระหว่างทฤษฎีที่กล่าวถึงบทบาทของช่วงการชดเชย Dispersion ต่อความผิดพลาดเฟสและผลลัพธ์การสร้างแบบจำลองพบว่าทฤษฎีดังกล่าวจะสามารถนำไปใช้ได้ก็ต่อเมื่อการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ในแต่ละบิตไม่มีการเลื่อมกันหรือว่าเลื่อมกันอยู่เล็กน้อย เช่นกรณีอัตราบิต 10 Gbit/s เป็นต้น ค่า Q ของสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง SMF (40 km) จะอึมตัวต่อการเพิ่มขึ้นของช่วงการชดเชย Dispersion รวดเร็วกว่าในเส้นใยแสง NZDSF (60 km) เพราะว่าการขยายออกสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง SMF รวดเร็วกว่าในเส้นใยแสง NZDSF จึงเป็นเหตุผลให้ ISI ที่เกิดขึ้นเป็นปัจจัยในการกำหนดคุณภาพสัญญาณแทนการเพิ่มขึ้นของช่วงการชดเชย Dispersion

รูปที่ 5.5 และ 5.6 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณทั้ง 3 กรณี (150 130 GHz และช่องสัญญาณเดียว) ไม่แตกต่างกันมากและค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz จะเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวอย่างรวดเร็ว จากรูปที่ 5.5 และ 5.6 จะสังเกตได้ว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz จะเข้าสู่ค่า Q ของการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดียวเร็วกว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz เนื่องจากอิทธิพลการขยายออกของสัญญาณพัลส์จาก Dispersion และ XPM ซึ่งจะมีการอธิบายอย่างละเอียดในตอนท้ายของส่วนนี้ แต่หากพิจารณาถึงลงไปจะพบว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz จะมีค่าต่ำกว่ากรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz อยู่เล็กน้อย ซึ่งก็เป็นการสนับสนุนทฤษฎีในบทที่ 4 ซึ่งกล่าวไว้ว่าเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสในส่วนที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง



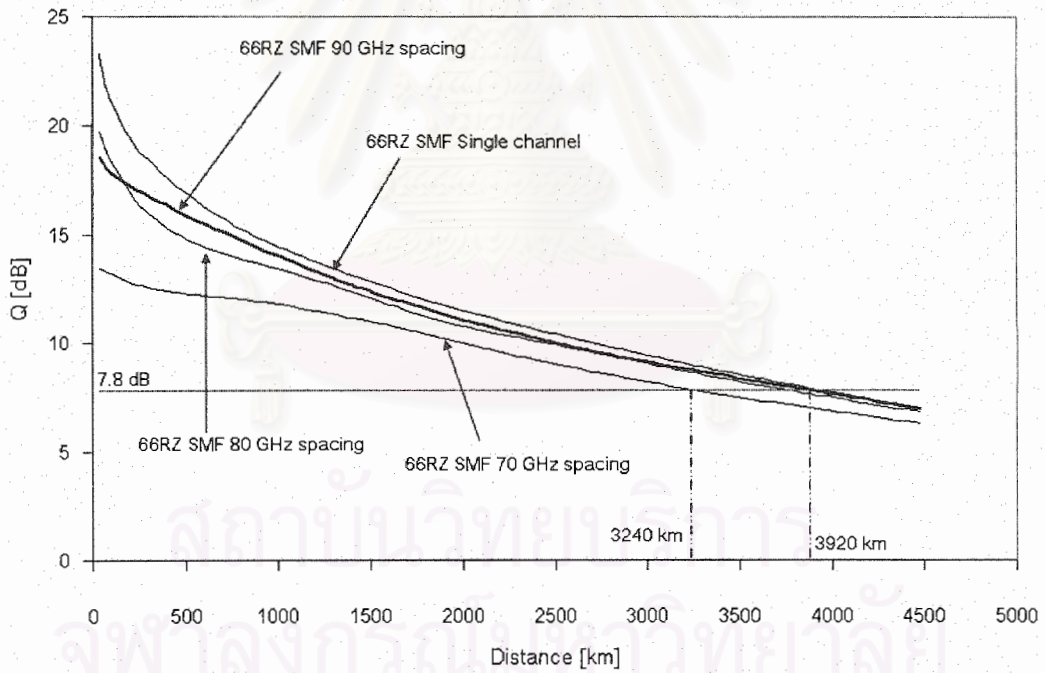
รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและในกรณีการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดียว



รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง

NZDSF ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 150 GHz กรณีมีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ และกรณีการถือสัญญาณช่องสัญญาณเดียว

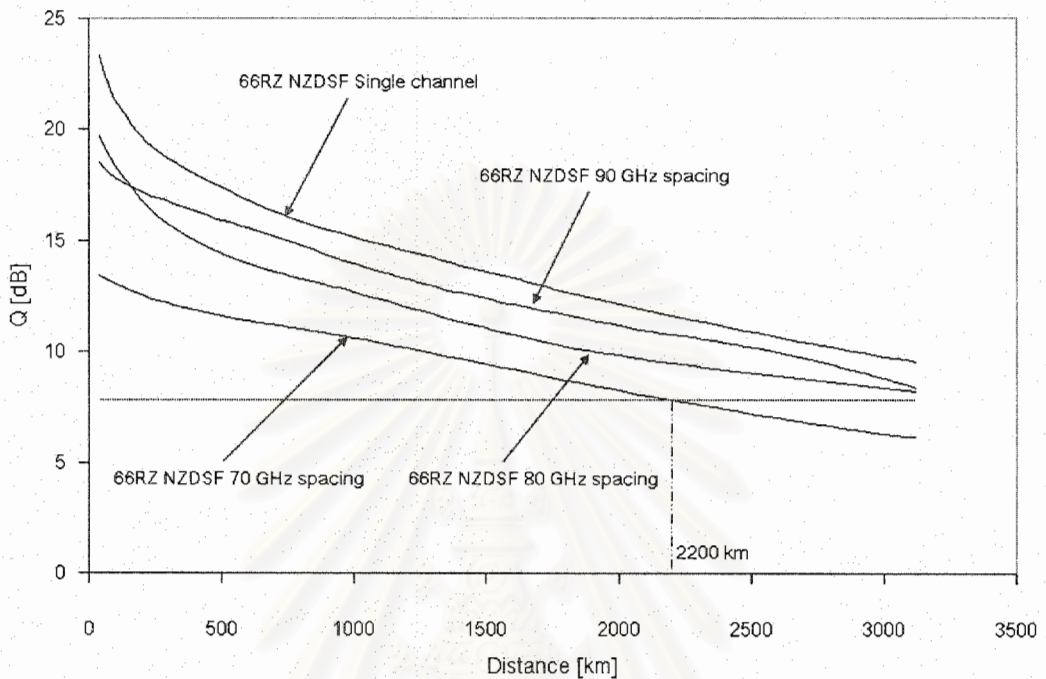
รูปที่ 5.7 แสดงถึงความสัมพันธ์ค่า Q เทียบกับระยะความยาวในเส้นใยแสงชนิด SMF ด้วยการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 70 80 และ 90 GHz เห็นได้ว่าอิทธิพลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะมีผลต่อคุณภาพสัญญาณโดยตรงเพราะว่า ณ $Q=7.8$ dB ระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 km เป็น 3240 km สำหรับความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 90 km ระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงประมาณ 3920 km ซึ่งใกล้เคียงกับกรณีช่องสัญญาณเดียว จากการสังเกตเพิ่มเติมพบว่า เมื่อสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางมากขึ้นค่า Q ของการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณจะเริ่มเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียว โดยความเร็วของค่า Q ในการเข้าสู่ช่องสัญญาณเดียวจะขึ้นอยู่กับอิทธิพลของ XPM หรือความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่มีผลต่อสัญญาณพัลส์ จากรูปที่ 5.7 ค่า Q ของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 90 km จะเข้าสู่ของช่องสัญญาณเดียวเร็วกว่าของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 km



รูปที่ 5.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด SMF ($D=17$ ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 80 90 GHz กรณีมีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและช่องสัญญาณเดียว

รูปที่ 5.8 แสดงถึงความสัมพันธ์ค่า Q เทียบกับระยะความยาวในเส้นใยแสงชนิด NZDSF ด้วยการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 70 80 และ 90 GHz ซึ่งเป็นการเลือกชนิดเส้นใยแสงต่างจากผลในรูปที่ 6.10 ณ $Q=7.8$ dB ระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใย

แสงด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 km เป็น 2200 km ซึ่งน้อยกว่าระยะทางที่สัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงชนิด SMF อย่างมาก และในช่วง 3000 km ยังไม่สามารถสังเกตเห็นได้ว่าค่า Q ของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 90 km จะเข้าสู่ช่องสัญญาณเดียว

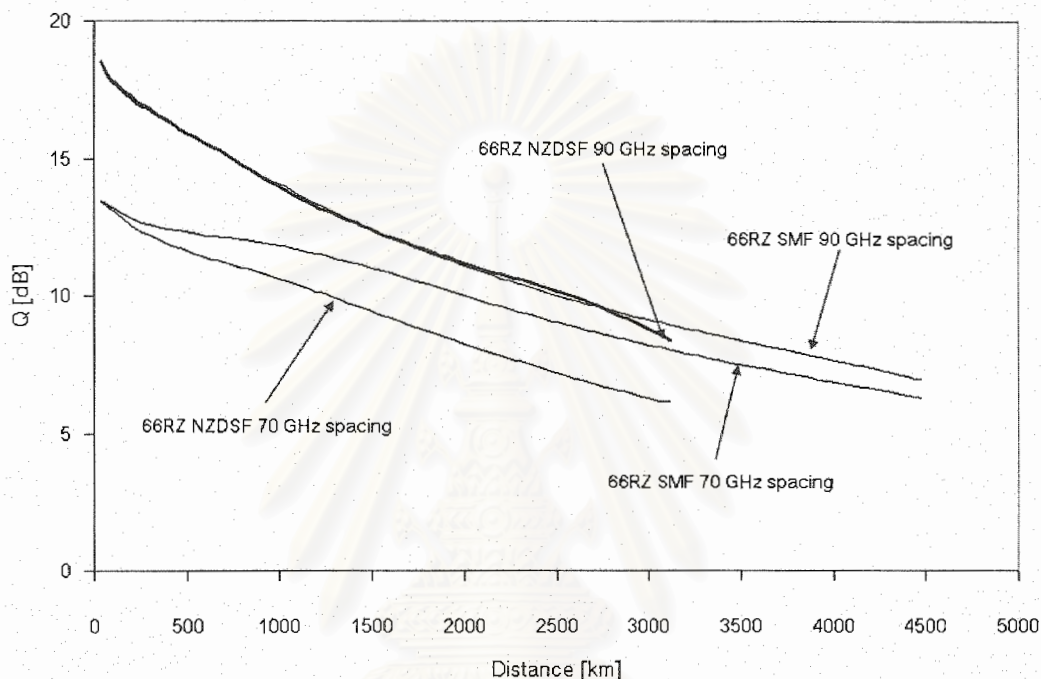


รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF ($D=4$ ps/km/nm) ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 80 และ 90 GHz กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณและช่องสัญญาณเดียว

จากบทที่ 3 ในรูปที่ 3.4 สามารถกล่าวได้ว่าในกรณีการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดียวด้วยการมอดูเลตเชิงเลขผลต่างทางเฟสที่มีวัฏจักรหน้าที่ 66% ค่า Q ของสัญญาณในเส้นใยแสง NZDSF สูงกว่าในเส้นใยแสง SMF จากรูปที่ 5.9 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของ Q เทียบกับระยะทางในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ แบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณ เห็นได้ว่าค่า Q ระหว่างสัญญาณในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF สำหรับความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz จะมีความแตกต่างกันมากกว่าในกรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz

จากความรู้ที่มีอยู่ก่อนหน้านี้ในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดียวที่มอดูเลตด้วยเฟส เราสามารถกล่าวได้ว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง SMF เพราะความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจากปรากฏการณ์ SPM ในเส้นใยแสง SMF มีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF ความเบี่ยงเบนเฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก SPM ขึ้นอยู่กับความเบี่ยงเบนของสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงและสัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ มากไปกว่านั้นความเบี่ยงเบนของ

สัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงในเส้นใยแสง SMF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF อย่างมากจึงทำให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจากปรากฏการณ์ SPM ในเส้นใยแสง SMF มีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF



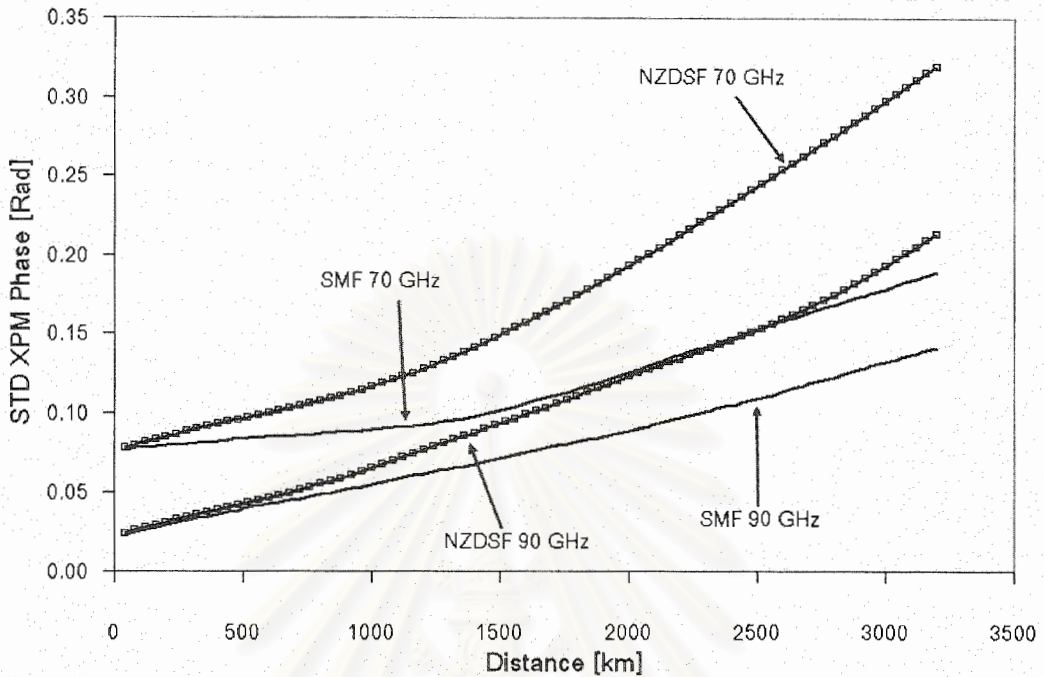
รูปที่ 5.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางในเส้นใยแสงชนิด NZDSF และ SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ด้วยกำลังงานสัญญาณ 1.0 mw ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 90 GHz กรณีมัลติเพล็กซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณ

จากการศึกษาพฤติกรรมของสัญญาณในเส้นใยแสง ผลลัพธ์ที่ปรากฏออกมาสำหรับการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในระหว่างเส้นใยแสง SMF และ NZDSF เพราะว่าความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF จะมีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง SMF เนื่องจากว่าสัญญาณพัลส์ในเส้นใยแสง NZDSF จะขยายออกน้อยกว่าในเส้นใยแสง SMF และส่งผลให้กำลังงานสูงสุดของสัญญาณพัลส์ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion ในเส้นใยแสง NZDSF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง SMF ดังนั้นความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF จึงมีปริมาณมากกว่าในเส้นใยแสง SMF ด้วย เหตุผลดังกล่าวไม่สามารถอธิบายแนวโน้มค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในช่องสัญญาณเดียวได้ การอธิบายข้อขัดแย้งดังกล่าวสามารถอธิบายในเชิงเหตุผลได้ดังนี้ ความแตกต่างเฟสที่เปลี่ยนไปของแต่ละบิตเนื่องจาก SPM สามารถแสดงได้เป็น $\gamma z |2a_1 A_1 + a_1^2 + b_1^2 - 2a_2 A_1 - a_2^2 - b_2^2|$ โดยที่ a_1, a_2, b_1, b_2 เกิดจากผลรวมของสัญญาณรบกวนในหลายบิต จะเห็นได้ว่าความแตกต่างเฟสมีความสัมพันธ์กับทั้งกำลังงานสูงสุดและปริมาณสัญญาณรบกวน

เนื่องจากความเบี่ยงเบนของสัญญาณรบกวนในเส้นใยแสง SMF มีมากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF อย่างมาก จึงเป็นเหตุให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก SPM ในเส้นใยแสง SMF มากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF แม้ว่ากำลังงานสัญญาณในเส้นใยแสง NZDSF จะมีค่ามากกว่าก็ตาม สำหรับในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์สองช่องสัญญาณความแตกต่างเฟสของแต่ละบิตที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM สามารถแสดง

ได้เป็น
$$2yz \frac{\sum_{i=1}^N |2a_i A + a_i^2 + b_i^2 - 2a_{i+1} A - a_{i+1}^2 - b_{i+1}^2|}{N}$$
 โดยที่ a_i, b_i เป็นส่วนประกอบ In-phase และ

Quadrature ของสัญญาณรบกวนในบิตที่ i และ N เป็นจำนวนบิตที่ใช้ในการกวาดของสองช่องสัญญาณ จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงเฟสเนื่องจาก XPM จะเป็นสองเท่าเทียบกับ SPM ทำให้เฟสที่เปลี่ยนไปในส่วนที่เกี่ยวข้องกับกำลังงานสัญญาณมีนัยสำคัญเพิ่มขึ้นและผลต่างของสัญญาณรบกวนในการกวาดของหลายบิตจะลดน้อยลงจึงเป็นเหตุให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF มากกว่าในเส้นใยแสง SMF ด้วยเหตุนี้จึงสรุปได้ว่า SPM ให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง SMF มากกว่าในเส้นใยแสง NZDSF แต่ขณะที่ XPM ให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง SMF น้อยกว่าในเส้นใยแสง NZDSF ดังนั้นเราไม่สามารถบอกได้อย่างแน่นอนว่าเส้นใยแสง SMF เหมาะแก่การสื่อสารสัญญาณมอดูเลตดีพีเอสเคมากกว่าเส้นใยแสง NZDSF เพราะจะต้องพิจารณาว่าเส้นใยแสงชนิดไหนมีการเบี่ยงเบนเฟสเนื่องจาก SPM มากกว่ากัน หากพบว่าเส้นใยแสง SMF มีการเบี่ยงเบนเฟสเนื่องจาก SPM น้อยกว่าเส้นใยแสง NZDSF ก็จะสามารถสรุปได้ว่าการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณในเส้นใยแสง SMF ย่อมให้ผลดีกว่าในเส้นใยแสง NZDSF แต่หากพบว่าเส้นใยแสง SMF มีการเบี่ยงเบนเฟสเนื่องจาก SPM มากกว่าเส้นใยแสง NZDSF ก็ยังไม่สามารถสรุปได้อย่างแน่นอนว่าการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณในเส้นใยแสง SMF จะดีกว่าในเส้นใยแสง NZDSF โดยขึ้นอยู่กับอิทธิพลของ XPM หรือความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่มีผลต่อสัญญาณ เฟสที่เปลี่ยนแปลงไปเนื่องจาก XPM ในระบบขบวนพัลส์สามารถหาได้จากความแตกต่างเฟสบิตต่อบิตเทียบกันจำนวน 2048 บิตระหว่างแบบจำลองการเดินทางสัญญาณพัลส์ที่มอดูเลตดีพีเอสเคแบบช่องสัญญาณเดี่ยวและแบบมัลติเพล็กซ์สองช่องสัญญาณ หลังจากนั้นเฟสที่หามาได้จะนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานทางเฟสที่เกิดขึ้นในแต่ละความห่างระหว่างช่องสัญญาณ รูปที่ 5.10 แสดงถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ จะเห็นได้อย่างชัดเจนว่าความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ในเส้นใยแสง NZDSF มีค่ามากกว่าในเส้นใยแสง SMF และความแตกต่างของค่าเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ระหว่างในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF จะยิ่งมากขึ้นเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณลดน้อยลง ซึ่งให้ผลสอดคล้องกับการวิเคราะห์ในข้อความด้านบน สำหรับเหตุผลที่อธิบายว่าเพราะเหตุใดเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากขึ้นจะทำให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง จะขอกกล่าวไว้ในหัวข้อถัดไป



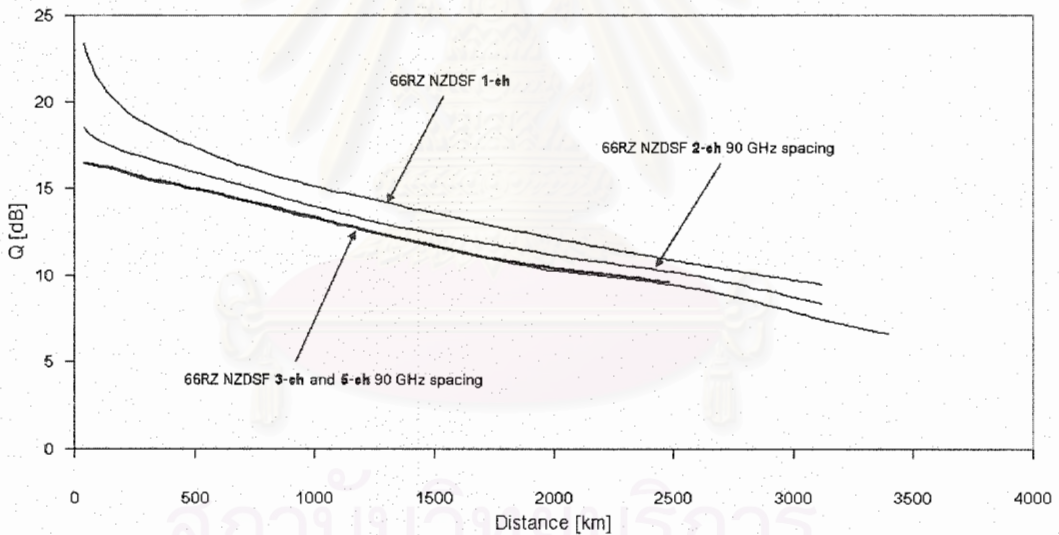
รูปที่ 5.10 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 90 GHz

จากรูปที่ 5.5 5.6 และ 5.7 จะเห็นว่าค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณจะเข้าสู่ค่า Q ของการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณเดียวทั้งในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF หากย้อนกลับไปในบทที่ 3 ถึงเหตุการณ์เสื่อมลงของคุณภาพสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะเกิดจาก SPM และกำลังงานประสิทธิภาพจากบิตข้างเคียง (Effective-adjacent-bit power) แต่สำหรับการเสื่อมลงของคุณภาพสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่นที่นอกเหนือจากกรณีช่องสัญญาณเดียวคือ XPM ซึ่งขึ้นอยู่กับความห่างระหว่างช่องสัญญาณและกำลังงานของช่องสัญญาณข้างเคียง เมื่อความยาวในเส้นใยแสงเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้กำลังงานสัญญาณลดลงทีละเล็กละน้อยเพราะว่า Kerr effect จะกระตุ้นให้เกิดการถ่ายเทพลังงานของสัญญาณไปยังสัญญาณรอบกวนภายนอกแบนด์วิดท์ข้อมูล ดังนั้นทำให้สรุปได้ว่าเมื่อระยะทางเพิ่มขึ้นผลของ XPM จะลดลงเนื่องจากกำลังงานสัญญาณลดลงในช่องสัญญาณข้างเคียงและผลของสัญญาณแทรกสอดจากบิตข้างเคียงจะโดดเด่นกว่าจนกลายเป็นตัวกำหนดคุณภาพสัญญาณในที่สุด ด้วยเหตุนี้จึงเป็นเหตุให้ค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณเข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียว

การวิเคราะห์เพิ่มเติมถึงอัตราหรือความเร็วการเข้าสู่ของค่า Q ในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณสู่ค่า Q ในช่องสัญญาณเดียวจะขึ้นอยู่กับอิทธิพลของสัญญาณแทรกสอดเนื่องจากบิตข้างเคียง หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าถ้าสัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วจะส่งผลให้กำลังงานสัญญาณลดต่ำลงอย่างรวดเร็วตามด้วย ซึ่งทำให้ความรุนแรงของ XPM ลดลงอย่างรวดเร็วเช่นกัน ดังนั้นสัญญาณพัลส์ใน SMF จะมีอัตราการเข้าสู่ของค่า Q ในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดียวยุติเร็วกว่าสัญญาณพัลส์ใน

NZDSF เพราะว่าสัญญาณพัลส์ใน SMF ขยายออกเร็วกว่าใน NZDSF ในรูปที่ 5.7 เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz ใน SMF จะเริ่มลู่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดี่ยวที่ระยะทางประมาณ 3500 km และที่ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 และ 80 km ระยะทางที่ค่า Q จะเริ่มลู่เข้าใกล้กว่ากรณีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz เพราะว่าความรุนแรงของ XPM ในความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz น้อยกว่าในความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 80 และ 70 GHz ตามลำดับ ในขณะที่รูปที่ 5.8 ยังไม่สามารถสังเกตเห็นว่าค่า Q ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz ใน NZDSF จะลู่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดี่ยว เพราะว่าสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ใน NZDSF ยังขยายออกไม่มากเท่ากับใน SMF ทำให้ผลของ XPM โดดเด่นกว่า จึงทำให้ค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณไม่ลู่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดี่ยว สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ค่า Q ของการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณต่างลู่เข้าสู่ค่า Q ของช่องสัญญาณเดี่ยวทั้งในเส้นใยแสง SMF และ NZDSF เพราะว่าผลของ XPM ลดน้อยลงด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่เพิ่มขึ้นและสัญญาณพัลส์ขยายออกอย่างรวดเร็วมากขึ้น

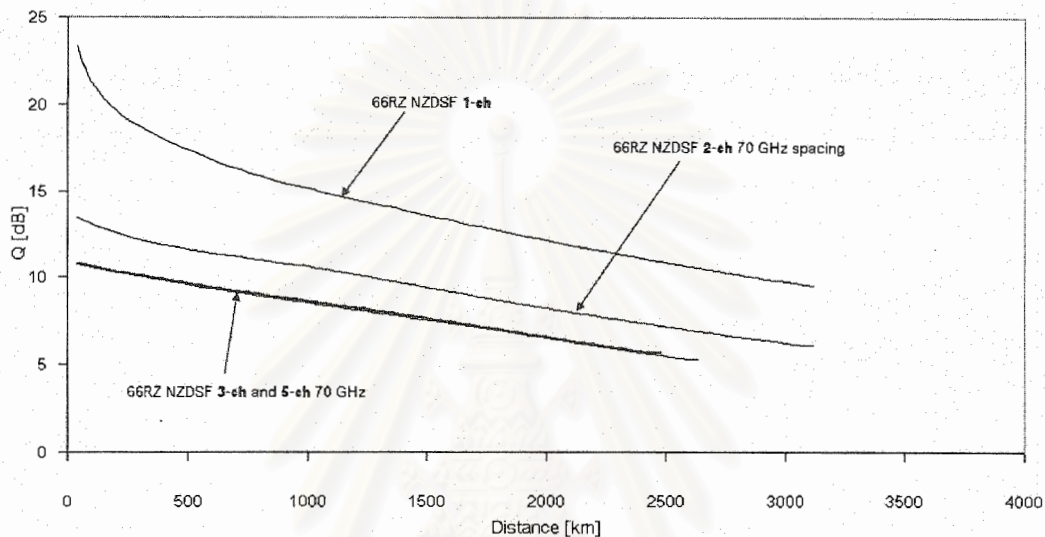
5.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพล็กซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณและการวิเคราะห์ผลลัพธ์



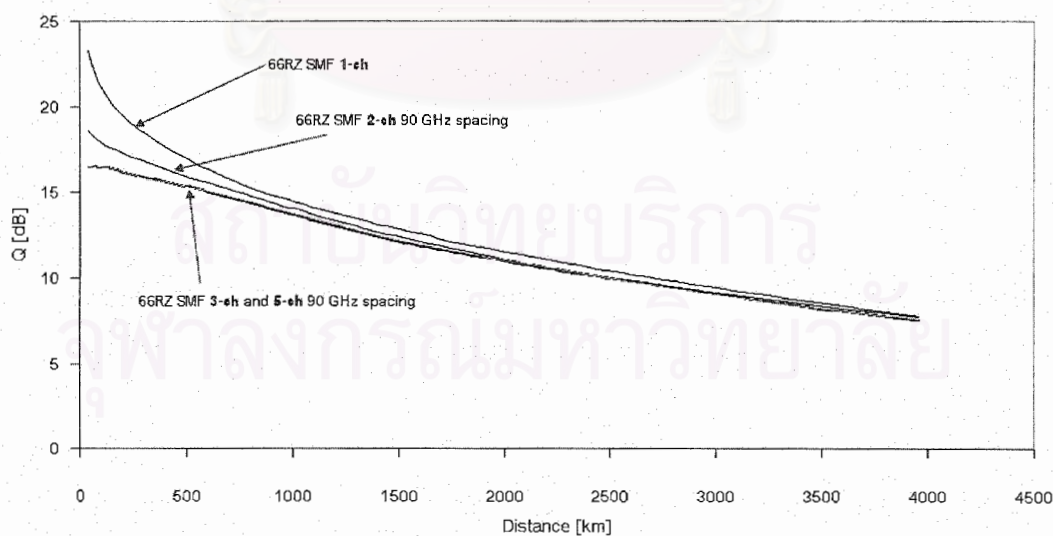
รูปที่ 5.11 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

รูปที่ 5.11 และ 5.12 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 90 และ 70 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดี่ยวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ สิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสามพบว่าค่า Q ของสัญญาณ

ในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 66%-RZ เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณ อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้

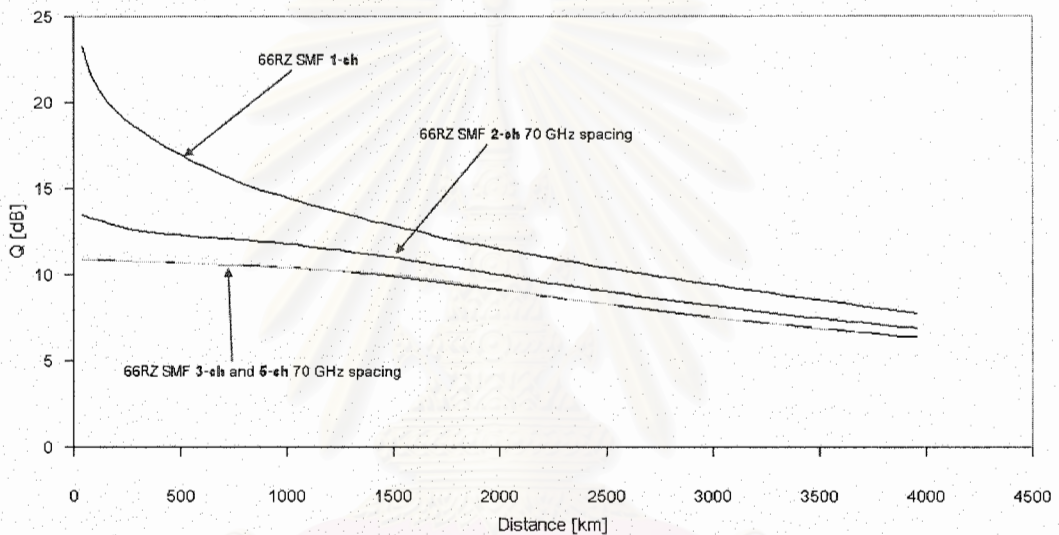


รูปที่ 5.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5



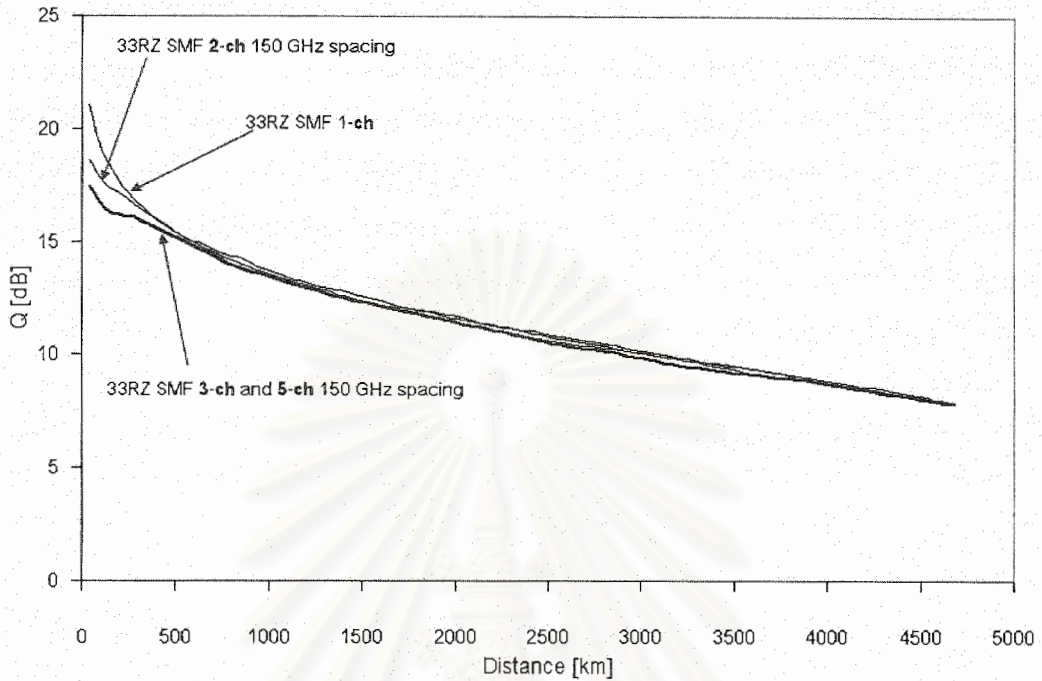
รูปที่ 5.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 90 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

รูปที่ 5.13 และ 5.14 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง SMF ด้วยการมอดูเลตซีพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 90 และ 70 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ มากไปกว่านั้นสิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสาม พบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณโดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้



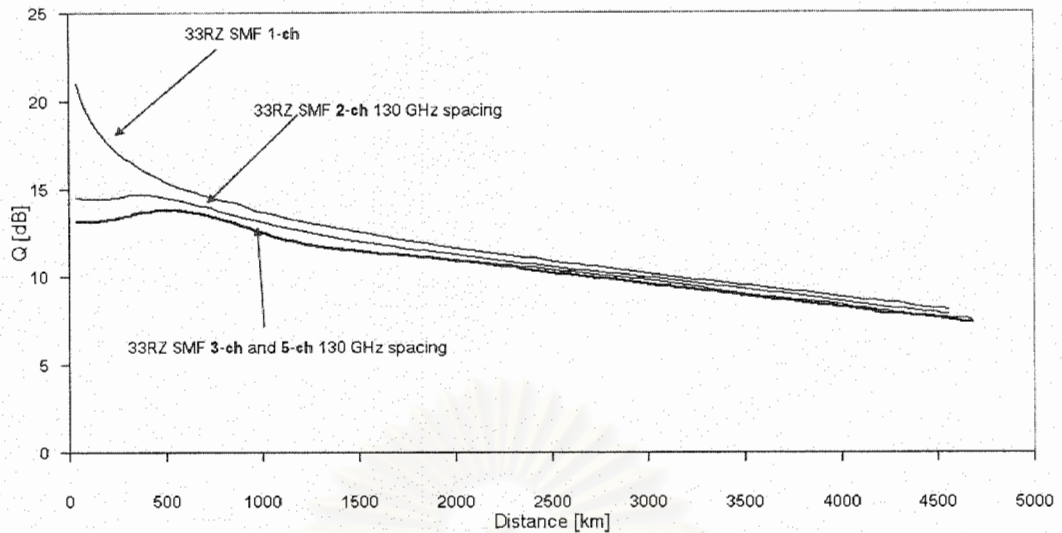
รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 70 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

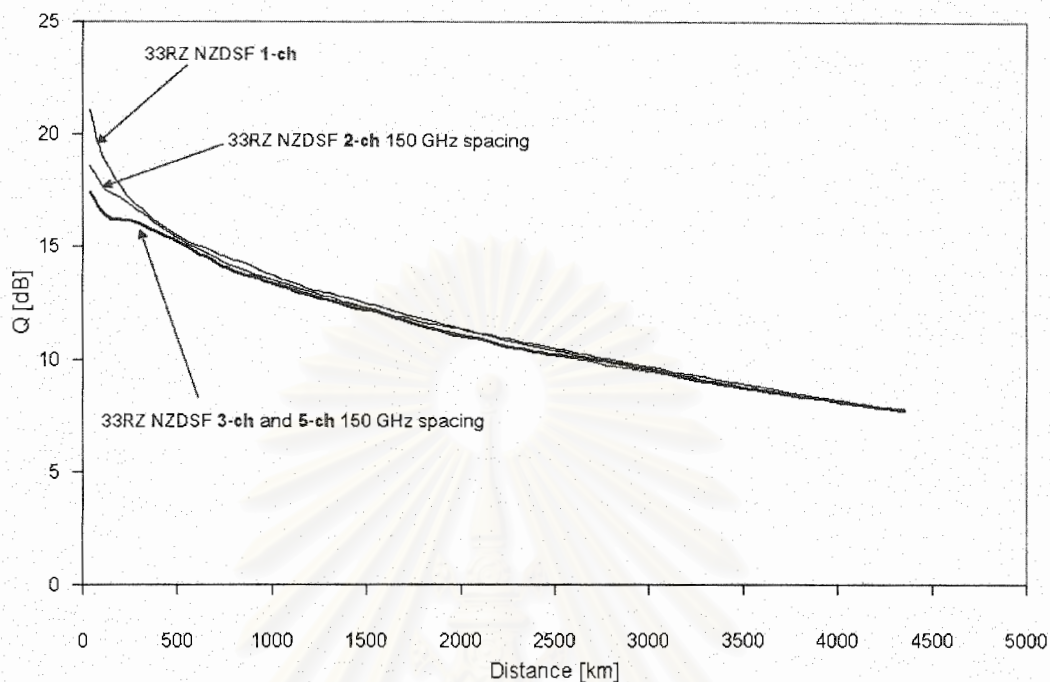
รูปที่ 5.15 และ 5.16 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง SMF ด้วยการมอดูเลตคี่พีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 150 และ 130 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ มากไปกว่านั้นสิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสอง พบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพลกซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพลกซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณ โดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้



รูปที่ 5.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

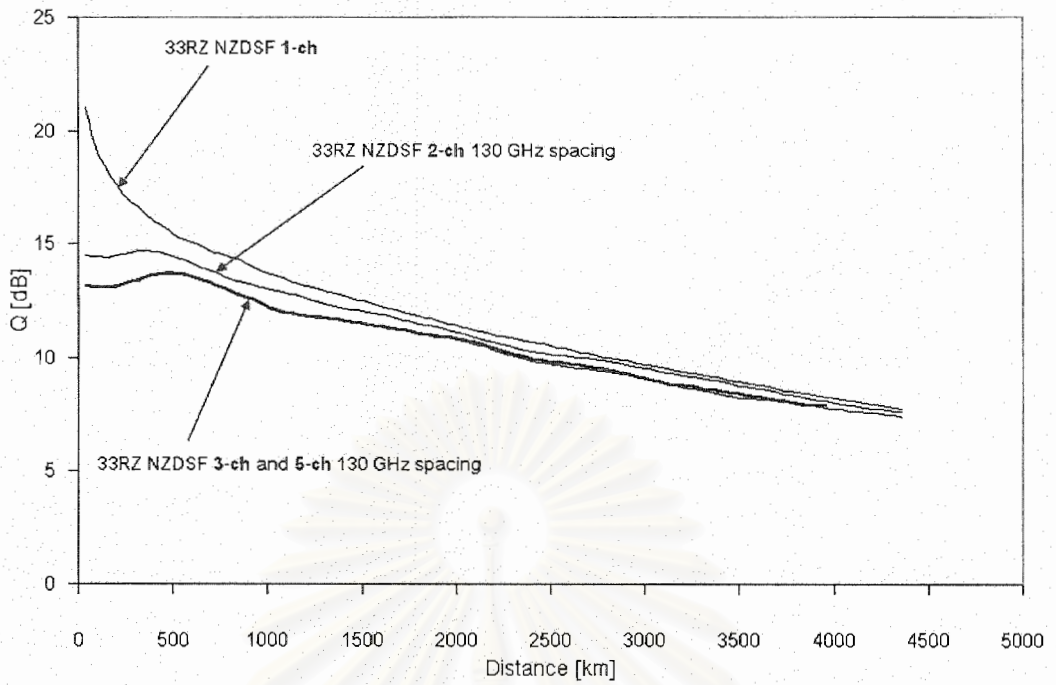
รูปที่ 5.17 และ 5.18 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ที่เดินทางในเส้นใยแสง NZDSF ด้วยการมอดูเลตคิพีเอสเคซึ่งมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 150 และ 130 GHz ตามลำดับ เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวจะดีกว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณและ 3 ช่องสัญญาณตามลำดับ มากไปกว่านั้นสิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสองพบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพลกซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพลกซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นในกรณีสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณ โดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อิทธิพลของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรอบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดในตอนท้ายของหัวข้อนี้

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

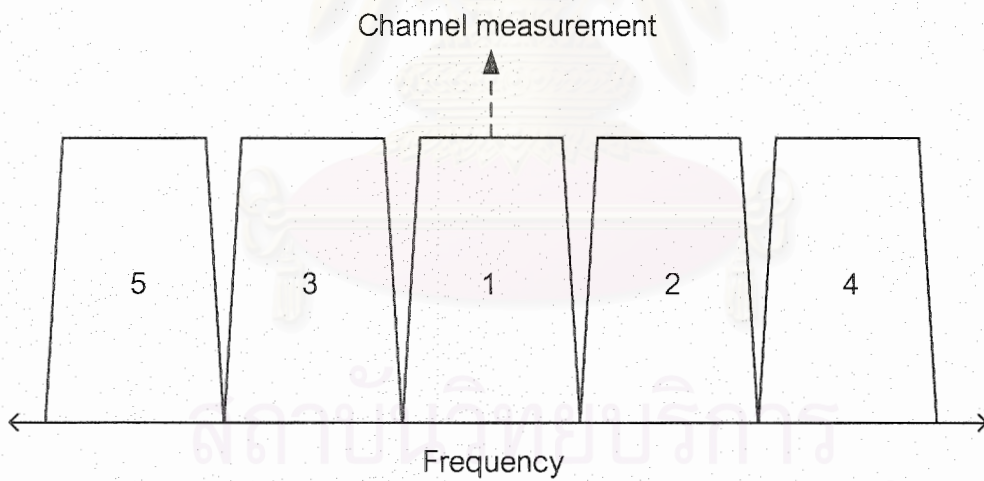


รูปที่ 5.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 150 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5

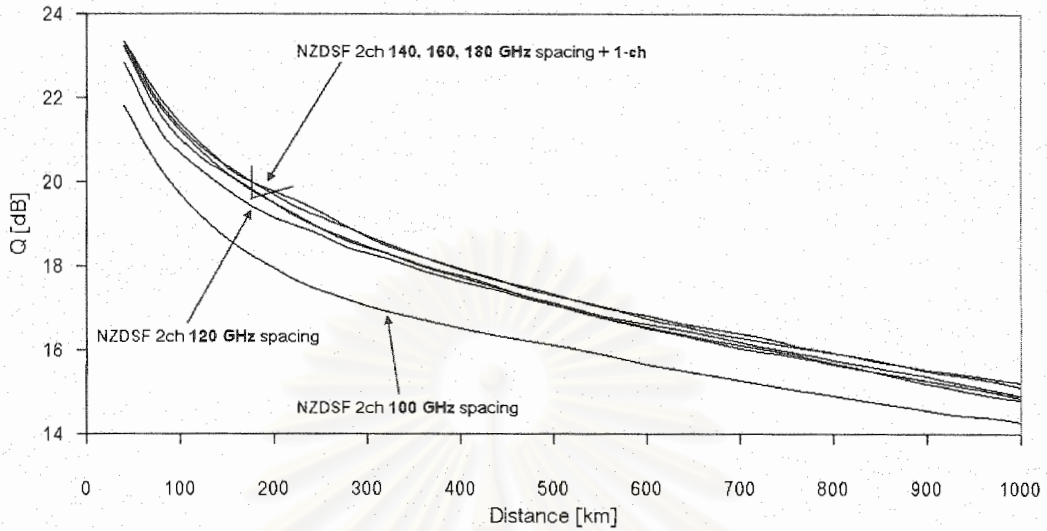
จากรูปที่ 5.11 – 5.18 เห็นได้ว่าค่า Q ของสัญญาณที่มีการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าเท่ากับค่า Q ของสัญญาณที่มีการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณโดยไม่ว่าจะเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด SMF และ NZDSF หรือว่าการกำหนดตัวจักรหน้าทีที่แตกต่างกัน (33%-RZ และ 66%-RZ) เนื่องจากว่าช่องสัญญาณที่ใช้ในการวัดค่า Q คือช่องสัญญาณตรงกึ่งกลางซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 5.19 ดังนั้นผลของ XPM ที่เกิดขึ้นกับช่องสัญญาณที่ 1 จะขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณที่ 2 3 4 และ 5 แต่จากผลลัพธ์ที่แสดงให้เห็น พบว่า XPM จะไม่มีผลกระทบต่อสัญญาณที่มีการมอดูเลตคี่พีเอสเคเมื่อเพิ่มช่องสัญญาณที่ 4 และ 5 เข้าไปในระบบ ในการหาช่วงความห่างเชิงความถี่ที่ XPM ไม่มีประสิทธิผลต่อสัญญาณหรือการอิมคิวของ XPM ต่อการส่งสัญญาณแบบคี่พีเอสเคนั้นทำได้โดยการวัดค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณที่ขยายความห่างระหว่างช่องสัญญาณออกไปจนกระทั่งค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณมีค่าเดียวกันกับค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวตลอดการเดินทางของสัญญาณ



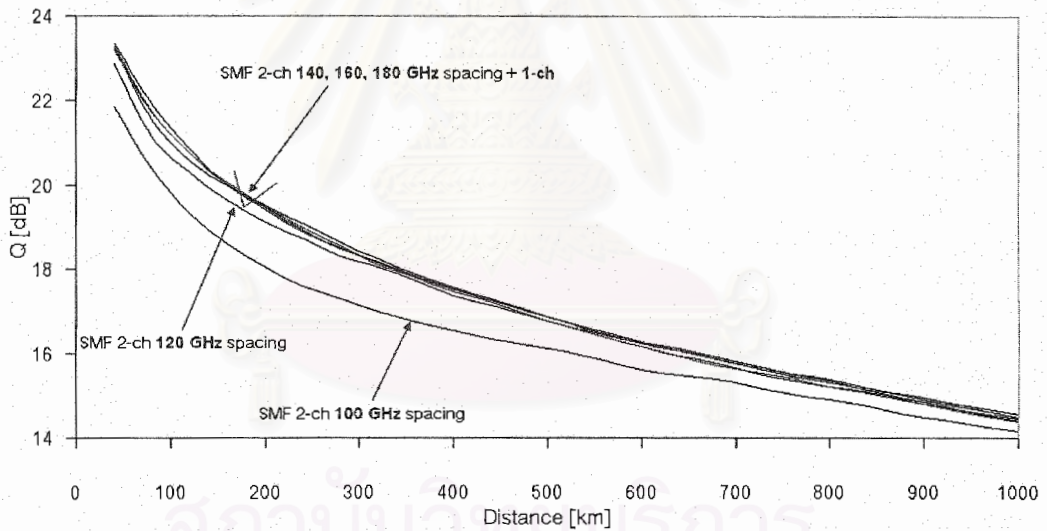
รูปที่ 5.18 ความสัมพันธ์ระหว่าง Q factor กับระยะทางของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF ความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 130 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 1 2 3 และ 5



รูปที่ 5.19 ช่องสัญญาณที่ใช้วัดค่า Q -factor



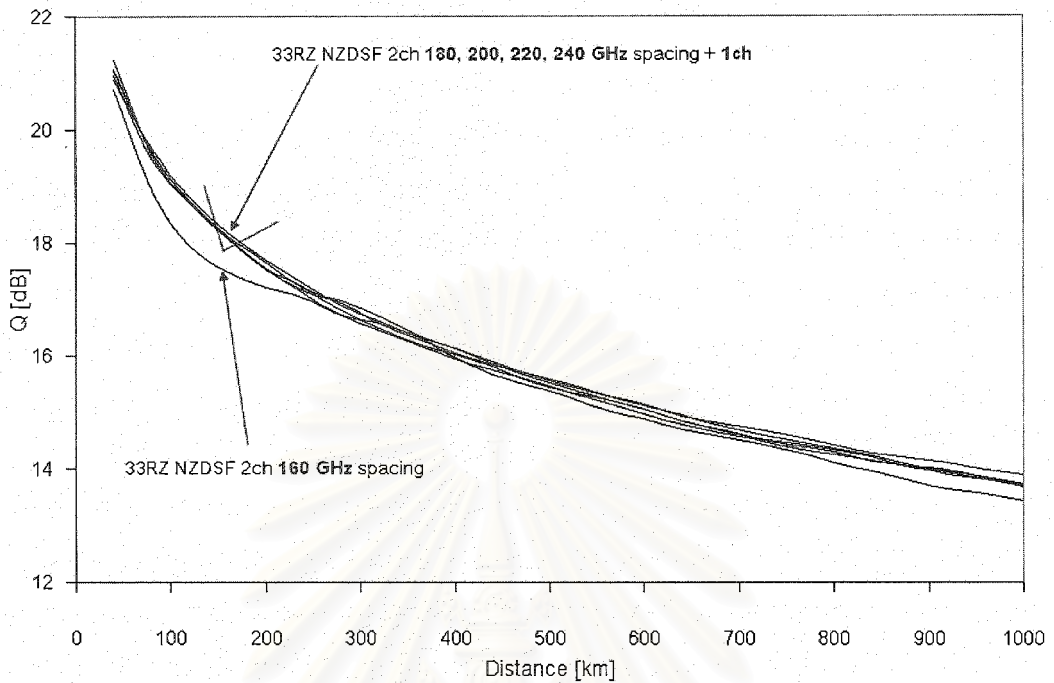
รูปที่ 5.20 การอ้อมตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF



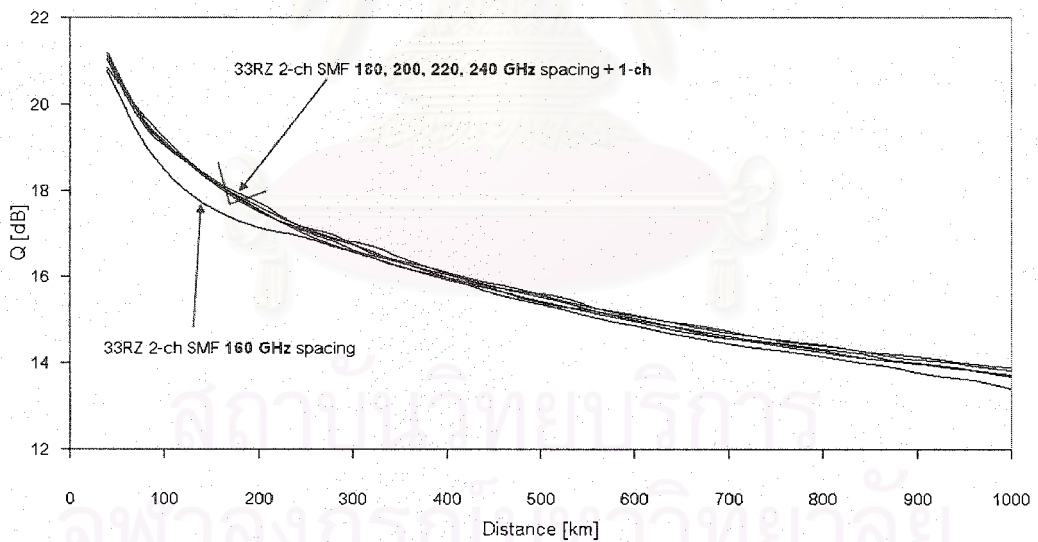
รูปที่ 5.21 การอ้อมตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF

รูปที่ 5.20 และ 5.21 แสดงถึงความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ทำให้ถึงจุดอ้อมตัวของ XPM ต่อสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตคิพีเอสเคของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ตามลำดับ เห็นได้ว่าทั้งเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 120 GHz จะเริ่มลู่เข้าสู่ค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียว และค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 140 GHz ถึงจะเริ่มซ้อนทับกับค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวอย่างแท้จริง จากรูปที่ 5.20 และ 5.21 เราสามารถกล่าวได้ว่า XPM จะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตคิพีเอสเคสำหรับสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ของช่องสัญญาณคู่ใดๆ ที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณตั้งแต่ 140 GHz ขึ้นไป ผลลัพธ์ดังกล่าวถือได้ว่าเป็นการสนับสนุนผลในรูปที่ 5.11 – 5.14 ในส่วนที่กล่าวถึงค่า Q ของ

สัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณ เพราะว่าการห่างทางความถี่ของช่องสัญญาณที่ 1 และ 5 ต่างมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ 140 GHz



รูปที่ 5.22 การอิมิตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF

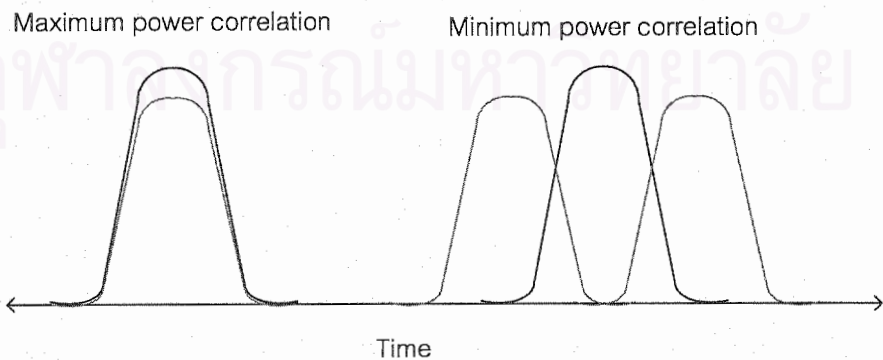


รูปที่ 5.23 การอิมิตัวของ XPM สำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF

รูปที่ 5.22 และ 5.23 แสดงถึงความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ทำให้ถึงจุดอิมิตัวของ XPM ต่อสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตคี่พีเอสของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ตามลำดับ เห็นได้ว่าทั้งเส้นใยแสง NZDSF และ SMF ค่า Q ของสัญญาณที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณ 180 GHz จะเริ่ม

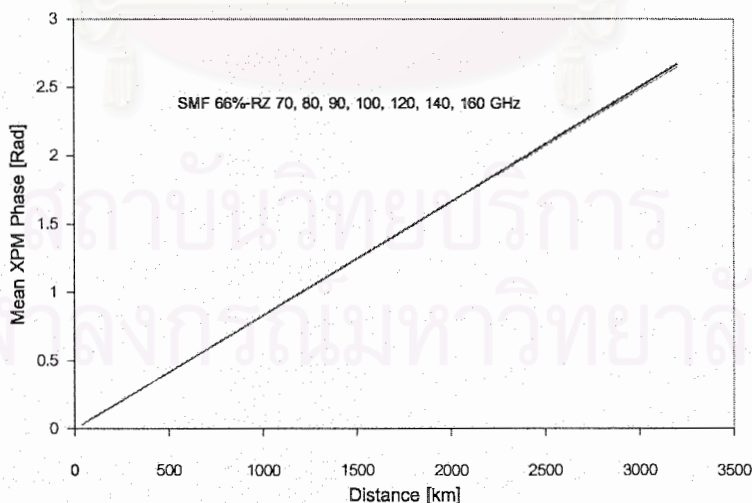
ซ้อนทับกับค่า Q ของสัญญาณในช่องสัญญาณเดียวอย่างแท้จริง จากรูปที่ 5.22 และ 5.23 เราสามารถกล่าวได้ว่า XPM จะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณพัลส์ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคสำหรับสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ของช่องสัญญาณคู่ใดๆ ที่มีความห่างระหว่างช่องสัญญาณตั้งแต่ 180 GHz ขึ้นไป ผลลัพธ์ดังกล่าวถือได้ว่าเป็นการสนับสนุนผลในรูปที่ 5.15 – 5.18 ในส่วนที่กล่าวไว้ว่าค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับค่า Q ของสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์ 5 ช่องสัญญาณเพราะว่าความห่างทางความถี่ของช่องสัญญาณที่ 1 และ 5 มีค่ามากกว่า 180 GHz

สำหรับเหตุผลที่ว่าทำไมผลของ XPM จะลดความสำคัญลงเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณยิ่งเพิ่มมากขึ้น โดยหลักการแล้วความแตกต่างของความเร็วกลุ่มในแต่ละช่องสัญญาณจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความห่างระหว่างช่องสัญญาณดังนั้นการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณให้มีค่ามากขึ้นย่อมส่งผลให้ความเร็วกลุ่มของแต่ละช่องสัญญาณมีความแตกต่างกันมากขึ้นด้วยเช่นกัน ในการพิจารณาอิทธิพลของ XPM สำหรับการซ้อนทับของสัญญาณพบว่าผลของ XPM จะมีประสิทธิผลมากที่สุดก็ต่อเมื่อสองสัญญาณพัลส์ซ้อนทับกันอย่างพอดีตลอดการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสง แต่ในความเป็นจริงสองสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคลื่นพาห้ต่างกันไม่สามารถเดินทางไปด้วยกันได้ตลอดในเส้นใยแสง ในกรณีสัญญาณพัลส์เดี่ยว (Single pulse) ถ้าสองสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคลื่นต่างกันเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสงผลของ XPM จะมีนัยสำคัญเมื่อสองสัญญาณพัลส์ซ้อนทับซึ่งกันและกัน แต่ในทางตรงกันข้ามเมื่อสองสัญญาณพัลส์เดินทางแยกออกจากกันผลของ XPM จะไร้ประสิทธิผล (Ineffective) อย่างทันทีทันใด ในกรณีของขบวนพัลส์ (Pulse train) ที่มีการมอดูเลตดีพีเอสเคผลของ XPM จะขึ้นอยู่กับอัตราการสแกนสัญญาณพัลส์ (Pulse-scanning rate) ของสองขบวนพัลส์ใดๆ ที่มีความยาวคลื่นต่างกันและอัตราการสแกนสัญญาณพัลส์จะเกี่ยวข้องกับความแตกต่างความเร็วกลุ่ม ในการวิเคราะห์สัญญาณทางกายภาพเราจะกำหนดให้ขบวนพัลส์ในช่องสัญญาณที่ 2 ซึ่งประกอบด้วยหลายบิตข้อมูลทำการสแกนบิตที่กำหนดไว้ในช่องสัญญาณที่ 1 การพิจารณาถึงสหสัมพันธ์กำลังงาน (Power correlation) ระหว่างสองสัญญาณพัลส์ในช่วงที่มีการซ้อนทับของสัญญาณบิต เราสามารถแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและค่าน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงานซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 5.24



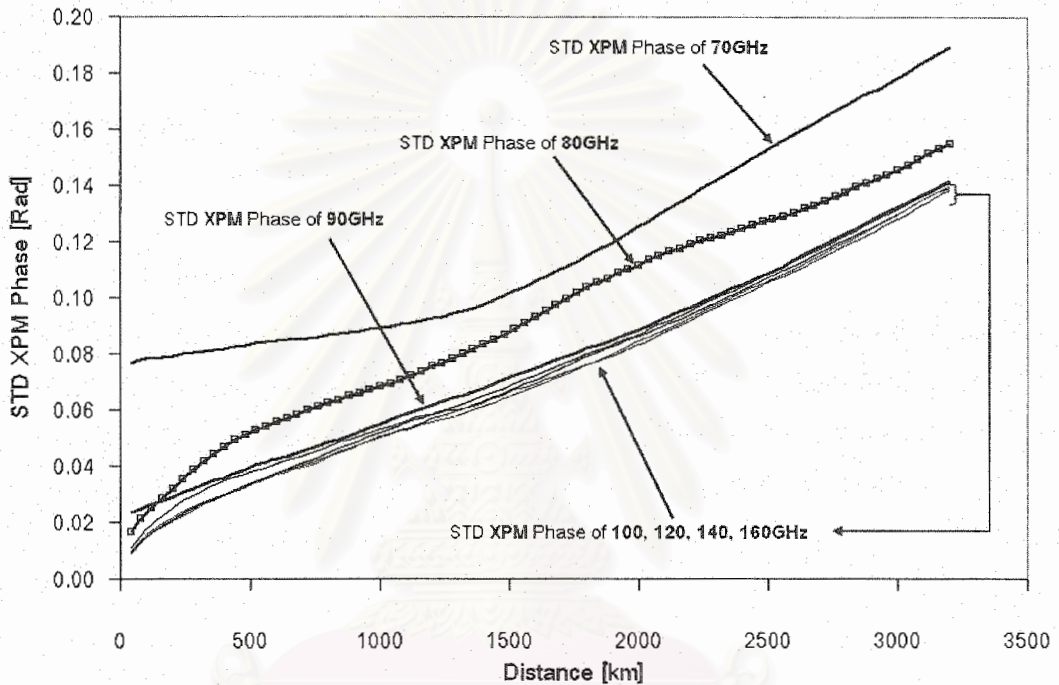
รูปที่ 5.24 การแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงาน

ผลของ XPM เนื่องจากการสแกนสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับสหสัมพันธ์กำลังงานในช่วงการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ ภาพรวมของสหสัมพันธ์กำลังงานจะประกอบด้วยการผสมผสานกันระหว่างค่ามากที่สุดและน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงาน เพื่อเป็นการง่ายในการพิจารณา เราจะแบ่งช่วงระยะทางครึ่งแรก (20 km) ของช่วงการชดเชย Dispersion ให้เป็นการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่มีสหสัมพันธ์กำลังงานมากที่สุดและส่วนที่เหลือจะเป็นการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่มีสหสัมพันธ์กำลังงานน้อยสุด สิ่งสำคัญที่สุดในการสื่อสารสัญญาณด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคคือความไม่เท่ากันของเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปในแต่ละบิตเนื่องจาก Kerr effect โดยหลักการแล้วหากว่ากำลังงานของสัญญาณพัลส์มีค่าเท่ากันในแต่ละบิต Kerr effect จะไม่มีผลต่อการเสื่อมค่าลงของคุณภาพสัญญาณในการมอดูเลตดีพีเอสเคเลยแม้แต่น้อยแต่ในความเป็นจริงสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณจะเป็นตัวกระตุ้นให้ Kerr effect เหนียวินาผลของสัญญาณในแต่ละบิตอย่างไม่เท่ากัน เมื่อความเร็วกลุ่มของสองช่องสัญญาณแตกต่างกันมากขึ้นย่อมจะทำให้จำนวนบิตที่ทำการสแกนสัญญาณพัลส์มีจำนวนมากขึ้นตามซึ่งจะส่งผลให้เฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM มีความสม่ำเสมอ (Uniform) มากขึ้น เนื่องจากว่าสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์สัญญาณถือว่าเป็นสัญญาณเชิงสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยศูนย์ (Zero-mean random signal) หากว่าเราพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสัญญาณพัลส์จำนวนมาก เราจะประมาณได้ว่าค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนจะมีค่าประมาณศูนย์โดยคุณสมบัติของสัญญาณเชิงสุ่มค่าเฉลี่ยศูนย์ ดังนั้นยิ่งจำนวนบิตที่ทำการสแกนสัญญาณพัลส์มากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้ XPM ที่เกิดจากการสแกนสัญญาณพัลส์มีความสม่ำเสมอมากยิ่งขึ้นและ Kerr effect ที่เกิดขึ้นในการสื่อสารสัญญาณที่มอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณสามารถประมาณได้ว่า $XPM + SPM \approx SPM$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าอิทธิพลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณมิได้ทำให้เฟสของสัญญาณโดยเฉลี่ยที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกันในขบวนพัลส์หนึ่งๆ แต่จะมีผลโดยตรงกับความแปรปรวนเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM โดยที่ยิ่งความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ความแปรปรวนเฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM ลดลง



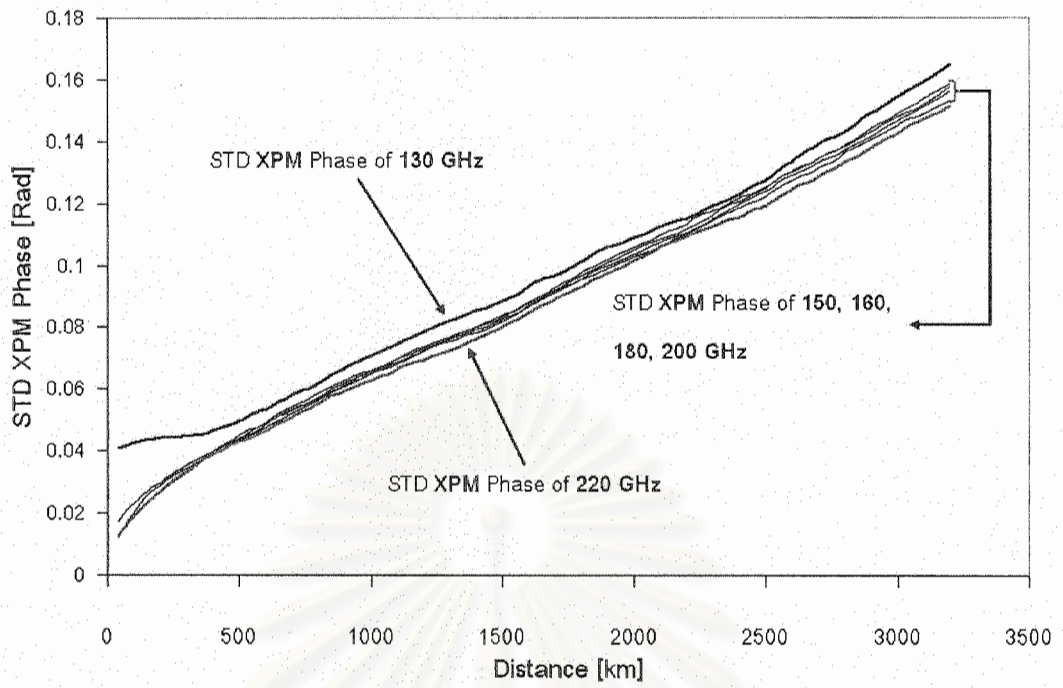
รูปที่ 5.25 ค่าเฉลี่ยเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM ในการมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่างกัน

รูปที่ 5.25 แสดงถึงค่าเฉลี่ยเฟสที่เกิดจาก XPM ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน จะเห็นได้ว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณที่แตกต่างกันมิได้ทำให้เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกันซึ่งผลลัพธ์ในรูปที่ 5.25 สามารถยืนยันว่าการวิเคราะห์สัญญาณทางกายภาพในข้อความก่อนหน้านี้มีความถูกต้องและสมเหตุสมผลที่กล่าวว่าการผลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณมิได้ทำให้เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกัน



รูปที่ 5.26 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน

รูปที่ 5.26 และ 5.27 แสดงถึงค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ในเส้นใยแสง SMF ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ และ 33%-RZ ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสจะเพิ่มขึ้นตามระยะทาง เมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสลดน้อยลง และเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะทำให้ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสเริ่มอึดตัวในที่สุดซึ่งให้ผลสอดคล้องกับบทวิเคราะห์ในข้อความข้างต้นที่กล่าวว่าการผลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะทำให้ความเบี่ยงเบนเฟสที่เกิดจาก XPM ลดน้อยลง ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ จะมากกว่าของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ เพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณของสัญญาณพัลส์ 66%-RZ น้อยกว่าของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ จึงทำให้จำนวนบิตที่ใช้ในการกวาด (Scanning) น้อยกว่าตามไปด้วย



รูปที่ 5.27 ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานเฟสที่เกิดจาก XPM ของสัญญาณพัลส์ 33%-RZ ในเส้นใยแสง SMF ด้วยความถี่ระหว่างช่องสัญญาณแตกต่างกัน

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6 สรุป

โครงการนี้ได้ทำการศึกษามูลของ Kerr effect ที่มีต่อการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคโดยแบ่งเนื้อหาออกเป็นกรณีของคลื่นพาห้ความถี่เดียวหรือการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงช่องสัญญาณเดียว และคลื่นพาห้สองความถี่หรือการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ พบว่าอิทธิพลที่มีผลต่อความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางเฟสผ่านทาง Kerr effect มีอยู่หลายปัจจัยด้วยกันเช่น ตำแหน่งของ GVD ในเส้นใยแสงที่เลือกใช้งานเพราะว่าเมื่อ GVD มีค่ามากขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสลดลงและส่งผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณดีขึ้น กำลังงานในการส่งสัญญาณ หากเรากำหนดค่ากำลังงานสูงเกินไป แทนที่จะเป็นผลดีทำให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงเพิ่มขึ้นแต่ในทางกลับกันกลายเป็นการช่วยสนับสนุนให้ Kerr effect เหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มมากขึ้นและทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลง ช่วงการชดเชย Dispersion ในทางทฤษฎีเมื่อกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion มากขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดน้อยลงแต่ในความเป็นจริงหากกำหนดช่วงการชดเชย Dispersion มากเกินไป จะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกจนทำให้เกิด ISI ก่อนเข้าสู่กระบวนการชดเชย Dispersion ซึ่งจะกลายเป็นสัญญาณรบกวนของอีกสัญญาณพัลส์ที่อยู่ใกล้เคียง และ Kerr effect จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนเหล่านั้นเปลี่ยนเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส ดังนั้นเมื่อช่วงการชดเชย Dispersion มีค่ามากเกินไปจะทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลงหรือค่า Q ลดลง สำหรับในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายความยาวคลื่น การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะมีผลต่อคุณภาพสัญญาณ กล่าวคือในทางทฤษฎี ยิ่งความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ XPM มีนัยสำคัญลดน้อยลงต่อความผิดพลาดเฟส แต่ในความเป็นจริงการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากเกินไปจะส่งผลให้การใช้ประโยชน์ช่องสัญญาณเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ จากผลการสร้างแบบจำลองพบว่าค่า Q ของสัญญาณจะเริ่มอิมิตัวที่ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นจำนวนช่องสัญญาณที่ควรจะใช้ควรจะมีมากกว่า 3 ช่องสัญญาณในการสื่อสารสัญญาณด้วยการมอดูเลตดีพีเอสเคแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ เพื่อให้คุ้มค่ากับต้นทุนของ Kerr effect ที่เกิดขึ้น

- [1] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer, "Phase-Shift-Keyed Transmission," in Proc *Optical Fiber Communication Conference 2004*, 22-27 February 2004.
- [2] A. H. Gnauck, and P. J. Winzer, "Optical Phase-Shift-Keyed Transmission," *J. Lightwave Technology*, January 2005, pp. 115-130.
- [3] W. Idler, "System Performance and Tolerances of 43-Gb/s ASK and DPSK Modulation Formats," in Proceedings *European Conference and Exhibition on Optical Communication*. (2003): Th2.6.3.
- [4] M. Robde, "Robustness of DPSK Direct Detection Transmission Format in Standard Fiber WDM Systems," *IEEE Electronics Letters*, Vol. 36, No. 17, pp. 1483-1584, 2000.
- [5] C. Xu, "Comparison of Return-to-Zero Phase Shift Keying and On-Off Keying in Long Haul Dispersion Managed Transmission," in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference 2003*.
- [6] T. Miyana, "Suppression of Degradation Induced by SPM/XPM+GVD in WDM Transmission Using a Bit-Synchronous Intensity Modulated DPSK signal," in Proceedings *OptoElectronics and Communications Conference*, 2000: 14D3-3.
- [7] C. J. Mckinstrie, "CF-RZ-DSPK for Suppression of XPM on Dispersion-Managed Long-Haul Optical WDM Transmission on Standard Single-Mode Fiber," *IEEE Photonics Technology Letters*. Vol. 14, No. 2, pp. 155-157, 2002.
- [8] C. Wree, "RZ-DQPSK Format with High Spectral Efficiency and High Robustness Towards Fiber Nonlinearities," in Proceedings *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2002: 9.6.6.
- [9] A. Sano, T. Kawasaki, T. Kataoka, and S. Matsuoka, "50 GHz Spaced 38x43 Gbit/s Transmission Experiment Over 300 km of Dispersion-Shifted Fiber using DPSK Direct Detection," in Proceedings *OptoElectronics and Communications Conference*, 2005: PDP-04.
- [10] A. H. Gnauck, "2.5 Tb/s (64x42.7 Gb/s) Transmission Over 40x100 km NZDSF Using RZ-DPSK Format and All-Raman-Amplified Spans," in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference*, 2002, pp. 875-877.
- [11] H. Kim, "Experimental Investigation of The Performance Limitation of DPSK Systems Due to Nonlinear Phase Noise," *IEEE Photonics Technology Letters*. Vol. 15, No. 2, 2003.
- [12] H. Kim, "Cross-Phase-Modulation-Induced Nonlinear Phase Noise in WDM Direct-Detection DPSK System," *J. Lightwave Technology*. Vol. 21, No. 8, 2003.

- [13] P. J. Winzer, C. Dorrer, R. J. Esseambre, and I. Kang, "Chirped Return-to-Zero Modulation by Imbalanced Pulse Carver Driving Signals," *IEEE Photonics Technology Letters*. Vol. 16, No. 5, pp. 1379-1381, May 2004.
- [14] G. Bosco, "The Effect of Receiver Imperfections on The Performance of Direct-Detection Optical Systems Using DPSK Modulation," in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference*, 2003: ThE6.
- [15] P. J. Winzer, "Impact of Pulse Carver Chirp on RZ-DPSK Receiver Performance," in Proceedings *European Conference and Exhibition on Optical Communication*, 2003: We3.5.6.
- [16] P. A. Humbler, "On the Bit Error Rate of Lightwave Systems with Optical Amplifiers," *J. Lightwave Technology*. Vol. 9, No. 11, pp. 1576-1582, 1991.
- [17] K. P. Ho, "Effect of Nonlinear Phase Noise on DPSK Signals," in Proceedings *OptoElectronics and Communications Conference*, 2005: 7B3-2.
- [18] S. L. Jansen, D. Borne, P. M. Krummrich, G.D. Khoe, and H. Waardt, "Nonlinear Phase Noise Degradation in Ultra-Long Haul 2x10 Gbit/s DQPSK transmission," in Proceedings *OptoElectronics and Communications Conference*, 2005: PDP-04.
- [20] C. Lorattanasane, and K. Kikuchi, "Parametric Instability of Optical Amplifier Noise in Long-Distance Optical Transmission Systems," *J. Quantum Electronics*. Vol. 33, pp. 1068-1074, July 1997.
- [21] G. P. Agrawal, *Nonlinear Fiber Optics*, 3th edition, Academic Press, 2001.
- [22] A. Bogoni, L. Poti, and A. Bononi, "Accurate Measurement of In-Band FWM Power in DWDM Systems over Nonzero Dispersion Fibers," *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 15, No. 2, pp. 260-262, Feb 2003.
- [23] L. Paradiso, P. Boffi, L. Marazzi, N. D. Vecchia, M. Artiglia, and M. Martinelli, "Experimental XPM, SPM, FWM Penalty Evaluation in Very Dense WDM Optical Systems," in Proceedings *Conference on Lasers and Electro-Optics*, 2005: CWG2.
- [24] X. Wang, "Analysis of Dispersion-Managed Optical Fiber Transmission System Using Non-Return-to-Zero Pulse Format and Performance Restriction from Third-Order Dispersion," *IEICE Transaction Electronics*, Vol.8, pp. 1407-1413, 1999.
- [25] C. J. Rasmussen, "Simple and Fast Method for Step Size Determination in Computers of Signal Propagation Though Nonlinear Fibers," in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference*, 2001: WDD29-1.
- [19] T. Tsuritani, K. Ishida, A. Agata, K. Shimomura, I. Morita, T. Tokura, H. Taga, T. Mizuochi, N. Edarawa, and S. Akiba, "70-GHz-Spaced 40x42.7 Gb/s Transpacific Transmission Over 9400 km

- Using Prefiltered CSRZ-DPSK Signals, All-Raman Repeaters, and Symmetrically Dispersion-Managed Fiber Spans,” *J. Lightwave Technology*, Vol. 22, No. 1, pp. 215-224, Jan 2004.
- [20] H. C. Wang, and K. P. Ho, “XPM-Induced Crosstalk for RZ-DPSK Signals in Highly Dispersive Transmission Systems,” in Proceedings *OptoElectronics and Communications Conference*, 2005: 7B2-3.
- [21] X. Liu, “Nonlinear Effects in Phase Shift Keyed Transmission,” in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference*, 2004: ThM4.
- [22] G. Charlet, “Impact of Intrachannel Nonlinear Effects on The Choice of Modulation Format for Ultra Long-Haul Terrestrial and Submarine Transmission Systems at 40 Gbit/s,” in Proceedings *OptoElectronics and Communications Conference*, 2005: 7B2-1.
- [23] C. Lorattanasane, and K. Kikuchi, “Parametric Instability of Optical Amplifier Noise in Long-Distance Optical Transmission Systems,” *J. Quantum Electronics*. Vol. 33, pp. 1068-1074, July 1997.
- [24] A. Tonello, and S. Wabnitz, “Duty Ratio Control of Nonlinear Phase Noise in Dispersion Managed WDM Systems Using RZ-DPSK Modulation,” in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference*, 2005: OME55.
- [25] Y. Yadin, and M. Orenstein, “Statistics of Nonlinear Phase Noise in Phase Modulated Fiber-Optic Communications Systems,” in Proceedings *Optical Fiber Communication Conference*, 2003: MF59.
- [26] Y. Yadin, M. Shtaf, and M. Orenstein, “Nonlinear Phase Noise in Phase-Modulated WDM Fiber-Optic Communications,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 16, No. 5, pp. 1307-1309, May 2004.
- [27] X. Huang, L. Zhang, and P. Ye, “Impact of Nonlinear Phase Noise on Direct-Detection DQPSK WDM Systems,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 17, No. 7, pp. 1423-1425, Jul 2005.
- [28] K. P. Ho, “Performance of DPSK Signals with Quadratic Phase Noise,” *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 53, No. 8, pp. 1361-1365, Aug 2005.
- [29] K. P. Ho, “Performance Degradation of Phase-Modulated Systems due to Nonlinear Phase Noise,” *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 15, No. 9, pp. 1213-1215, Sep 2003.

Part II

การวางอุปกรณ์เครือข่ายการกระจายตามความถี่อย่างมีประสิทธิภาพในโครงข่าย DWDM

แบบ Broadcast-and-Selective

บทนำ

ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

ในอดีตที่ผ่านมามีการติดต่อสื่อสารจะอยู่ในรูปแบบของการส่งสัญญาณไฟฟ้าผ่านเส้นทองแดงชนิดสายคู่พันเกลียว (twisted pair) หรือ สายเคเบิลแกนร่วม (coaxial cable) ในปัจจุบันปริมาณการส่งข้อมูล (data traffic) มีเพิ่มมากขึ้นตามการพัฒนาของเทคโนโลยี ส่งผลให้การสื่อสารในรูปแบบเดิมมีแบนด์วิดท์ไม่เพียงพอที่จะสามารถรองรับปริมาณการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้นนี้ได้ ดังนั้นการสื่อสารทางแสง (optical communication) จึงเข้ามามีบทบาทและเป็นที่น่าสนใจในการใช้เพื่อส่งข้อมูลที่มีปริมาณมากและต้องการความเร็วในการรับส่งข้อมูล เนื่องจากความจุของการสื่อสารทางแสงนี้มีความจุที่สูงมาก การเพิ่มความจุสามารถทำได้โดยใช้วิธี Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) ซึ่งเป็นการเพิ่มความจุโดยรวมของสัญญาณหลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกัน จากเหตุผลด้านความจุที่มากของการสื่อสารทางแสงนี้เอง ทำให้การสื่อสารทางแสงสามารถรองรับปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องได้ดีกว่าการสื่อสารรูปแบบอื่น

เมื่อเปรียบเทียบชนิดของตัวกลางที่ใช้ส่งสัญญาณจะพบว่า การสื่อสารผ่านเส้นใยแสง (optical fiber) มีข้อดีอีกมากมาย [1] เช่น

- (1) มีอัตราการสูญเสียพลังงานแสงในเส้นใยแสงต่ำ ทำให้ส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลกว่า
- (2) เส้นใยแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาซึ่งสามารถติดตั้งได้ง่าย จากการมีขนาดเล็กจึงสามารถรวมเส้นใยแสง หลายเส้นเข้าด้วยกันเป็นสายเคเบิลทำให้ได้จำนวนเส้นที่มากขึ้น เป็นการเพิ่มช่องทางการสื่อสารให้มากขึ้นจากการใช้พื้นที่เท่าเดิม
- (3) เส้นใยแสงถูกผลิตมาจากวัสดุฉนวนไฟฟ้า จึงปราศจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสื่อประเภทอื่น ข่าวสารที่ส่งไปกับแสงจะมีตำแหน่งรับและส่งที่แน่นอน ดังนั้นการแอบลักลอบใช้สัญญาณทางแสงเพื่อดักฟังจึงไม่สามารถกระทำได้
- (4) เส้นใยแสงทำจากวัสดุที่ไม่มีสารเจือปนและการออกแบบข่ายเชื่อมโยงที่มีความต้านทานต่อทั้งอุณหภูมิและความชื้น ทำให้สามารถนำเส้นใยแสงไปใช้ได้ น้ำได้และเส้นใยแสงยังมีอายุการใช้งานที่ยาวนานอีกด้วย ซึ่งเส้นใยแสงบางเส้นมีอายุการใช้งานประมาณ 30 ปี อีกทั้งความต้องการการบำรุงรักษาอย่างน้อยมาก

จากข้อดีที่กล่าวมาทำให้ระบบสื่อสารผ่านโครงข่ายทางแสงมีการวิจัยและการพัฒนาอย่างกว้างขวาง ซึ่งส่งผลทำให้มีเทคโนโลยีและอุปกรณ์ได้ถูกพัฒนาและนำออกมาใช้มากมายหลายประเภททั้งอุปกรณ์แบบกัมมันต์หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (active component) และอุปกรณ์แบบอ้อมกัมมันต์หรืออุปกรณ์ที่ไม่

ใช้พลังงานในการทำงาน (passive component) ใน โครงข่ายที่มีอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนมากนั้นจะเกิด ปัญหาหาคอขวด (bottleneck) เนื่องจากข้อจำกัดในการสั้นของอิเล็กทรอนิกส์ทำให้โครงข่ายทางแสงมีอัตราการส่งข้อมูลที่ลดลง ดังนั้นการลดการใช้งานอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะทำให้โครงข่ายทางแสงมีประสิทธิภาพมากขึ้น ในโครงข่ายวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการเลือกใช้งาน โครงข่ายทางแสงที่ใช้อุปกรณ์ แบบอ้อมมันต์เพื่อประสิทธิภาพในการส่งข้อมูลของระบบ แต่เนื่องจากในปัจจุบันอุปกรณ์บางตัวภายใน โครงข่ายยังมีราคาสูงอยู่ทำให้มีการวิจัยพัฒนาระเบียบขั้นตอนวิธีเพื่อกำหนดตำแหน่งการวางอุปกรณ์อย่าง มีประสิทธิภาพ โดยงานวิจัยส่วนใหญ่เป็นการพัฒนาระเบียบวิธีการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง [2], [3] แต่เนื่องจากโครงข่ายทางแสงแบบบรอดคาสท์และซีเลคทีฟที่มีอุปกรณ์กระจายสัญญาณตัวคู่ต่อแบบ พาสซีฟ (Passive Star Coupler: PSC) ซึ่งไม่สามารถแก้ไขผลกระทบของสัญญาณที่เกิดจากปรากฏการณ์ การกระจายตามความถี่ (dispersion) ที่ส่งผลต่อรูปร่างของสัญญาณจากการที่ความเร็วในแต่ละความยาว คลื่นไม่เท่ากันทำให้สัญญาณเกิดการขยายตัวออกส่งผลต่อคุณภาพของสัญญาณ ซึ่งอาจส่งผลทำให้อุปกรณ์ รับสัญญาณ ไม่อาจตรวจจับหรือแยกแยะความแตกต่างของแต่ละบิตสัญญาณ ได้ ดังนั้นเพื่อแก้ไขผลกระทบ เนื่องจากการกระจายตามความถี่จะต้องมีการติดตั้งอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ (DCUs) ใน โครงข่ายทางแสง โดยในโครงข่ายวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอระเบียบขั้นตอนวิธีในการวางอุปกรณ์ชดเชยการ กระจายตามความถี่อย่างมีประสิทธิภาพซึ่งมีรายละเอียดตามหัวข้อต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ หัวข้อที่ 1 หลักการ และทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารด้วยแสงระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น ส่วนใน หัวข้อที่ 2 นั้นกล่าวถึงการกำหนดระเบียบขั้นตอนวิธีในการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่อย่าง มีประสิทธิภาพ

จุดประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาระเบียบขั้นตอนวิธีการในการกำหนดตำแหน่งการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ ให้มีประสิทธิภาพสูงสุดทั้งใน โครงข่ายบรอดคาสท์และซีเลคทีฟและโครงข่ายวงแหวน
2. ศึกษาอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ประเภทต่างๆ เพื่อนำมาใช้ในการจำลองระบบและ กำหนดความยาวคลื่นในการส่งผ่านสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงให้มีประสิทธิภาพเพื่อลด Kerr effect ที่เกิดจากการเลือกใช้ความยาวคลื่นในการส่งผ่านสัญญาณที่ใกล้กัน
3. สร้างระเบียบขั้นตอนวิธีที่สามารถกำหนดตำแหน่งการวางที่มีประสิทธิภาพของอุปกรณ์ชดเชยค่า การกระจายตามความถี่และจำนวนที่ต้องใช้ให้น้อยที่สุดและนำข้อมูลไปใช้ในการเปรียบเทียบเพื่อ หาชนิดอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ที่เหมาะสมที่สุด
4. เพื่อสร้างองค์ความรู้ใหม่ในการพัฒนาระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงในอนาคต

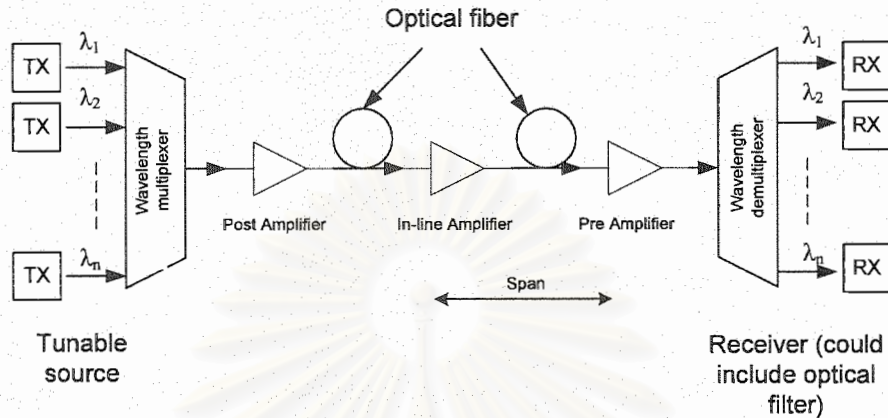
ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการ

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงและปัจจัยต่าง ๆ ที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งแสงผ่านเส้นใยแสง โดยเฉพาะผลของการกระจายตามความถี่รวมทั้งการแก้ไขการกระจายตามความถี่ในโครงข่าย
2. ศึกษาคุณสมบัติและอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงข่ายบรอดแคสต์และซีเลคทีฟ
3. ศึกษาบทความที่มีการศึกษาหัวข้อของการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงในโครงข่ายประเภทต่างๆ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับงานในวิทยานิพนธ์
4. กำหนดระเบียบขั้นตอนวิธีในการสร้างสมการและอสมการเพื่อใช้ในการกำหนดเงื่อนไขและวัตถุประสงค์ของการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ในโครงข่ายแบบบรอดแคสต์และซีเลคทีฟ
5. ทดสอบและปรับปรุงระเบียบขั้นตอนวิธีที่สร้างขึ้นกับโครงข่ายตัวอย่าง โดยใช้อุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ประเภทต่างๆ
6. ทดสอบกับโครงข่ายทางแสงขนาดต่างๆ
7. วิเคราะห์ผลการทดลอง, รวบรวมข้อมูล และจัดเก็บข้อมูล
8. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 7 หลักการและทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารด้วยแสง
ระบบการมัลติเพลกซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น (WDM)

7.1 WDM systems and components



รูปที่ 7.1. WDM system and components

จากประสิทธิภาพของเส้นใยแสงที่มีความกว้างของแบนด์วิคท์มหาศาลทำให้เราสามารถเลือกใช้ช่วงความยาวคลื่นได้ตั้งแต่ 800 nm ถึง 1,600 nm [4] ซึ่งมีจำนวนความยาวคลื่นมากมายเพียงพอกับการใช้งานที่หลากหลายของโครงข่ายทั้งการส่งข้อมูล, ภาพ, และเสียงด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูง การที่จะใช้ประโยชน์ของจำนวนความยาวคลื่นที่มากมายขนาดนี้ให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นไปอีกนั้นต้องมีการใช้เทคโนโลยี WDM [5], [6] ข้อมูลแต่ละชุดจะครอบครองสัญญาณแสงในแต่ละความยาวคลื่น โดยระบบและองค์ประกอบของ WDM เป็นดังรูปที่ 7.1 ซึ่งสัญญาณจำนวน N ความยาวคลื่นจะถูกมัลติเพลกซ์และส่งไปตามเส้นใยแสงเส้นเดียว และอุปกรณ์ที่ปลายทางจะเลือกรับในความยาวคลื่นที่ต้องการ ในช่วงแรกระบบ WDM จะเป็นการส่งความยาวคลื่นเพียง 2 หรือ 4 ความยาวคลื่นซึ่งมีระยะห่างระหว่างความยาวคลื่นที่กว้าง เทคโนโลยีในระยะต่อมาจะคือ coarse DWDM (CWDM) และ dense DWDM (DWDM) โดยการพัฒนาการของเทคโนโลยีจะเกี่ยวข้องกับขีดจำกัดของระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่น เทคโนโลยี CWDM ทั่วไปแล้วจะมีระยะห่างของความยาวคลื่นอยู่ที่ 20 nm (3000 GHz) มีจำนวนความยาวคลื่นอยู่ที่ 18 ความยาวคลื่นและถูกจำกัดอยู่ที่พิสัยความยาวคลื่น 1270 nm ถึง 1610 nm ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.2 ส่วนเทคโนโลยี DWDM นั้นปรกติจะมีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นอาจจะอยู่ที่ 200, 100, 50, หรือ 25 GHz โดยมีจำนวนช่องสัญญาณให้สามารถใช้ได้จำนวน 128 ช่องสัญญาณหรือมากกว่านั้นและสามารถส่งสัญญาณไปได้หลายพันกิโลเมตร โดยต้องมีอุปกรณ์ขยายสัญญาณและอุปกรณ์ทวนสัญญาณตามเส้นทางส่งสัญญาณ [7] ซึ่งทำให้ระหว่างการเดินทางของสัญญาณผ่านเส้นใยแสงจะต้องมีการขยายสัญญาณด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง เราสามารถแบ่งลักษณะการใช้งานอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงได้ดังนี้

- 1.) Power amplifier : วางไว้ก่อนเข้าสายส่งเพื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณ

2.) Line amplifier : วางไว้ระหว่างสายส่งสัญญาณเป็นช่วงๆ เพื่อชดเชย fiber losses

3.) Preamplifier : ทำการขยายสัญญาณเพื่อปรับสัญญาณให้ดีขึ้นก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ

ส่วนระยะห่างของอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (span) นั้นเราต้องไม่กำหนดให้มีระยะทางมากเกินไปจนกำลังสัญญาณถูกลดทอนลงทำให้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงไม่สามารถตรวจจับได้หรือทำให้อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณและกำลังของสัญญาณรบกวนทางแสง (Optical Signal to Noise Ratio: OSNR) มีค่าต่ำซึ่งจะแสดงถึงประสิทธิภาพที่ไม่ดีของระบบ

7.2 ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อรูปร่างและกำลังของสัญญาณ

7.2.1) Attenuation loss

เป็นการสูญเสียกำลังสัญญาณอันเนื่องมาจากการที่แสงเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางหนึ่งๆ โดย

มีสมการแสดงการลดทอนกำลังสัญญาณ [4] ดังนี้

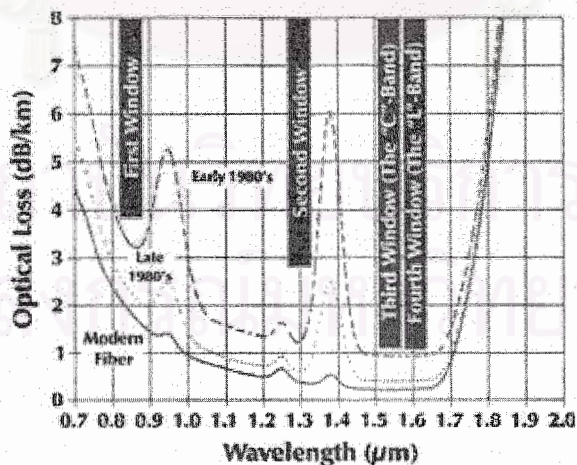
$$P(L) = P(0) - \alpha L \quad (1)$$

โดยที่

$P(L)$ คือ กำลังของสัญญาณพัลส์ทางแสงที่ระยะ L จากอุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]

$P(0)$ คือ กำลังสัญญาณพัลส์ทางแสงที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]

α คือ ค่าคงตัวของการลดทอน [dB/km]



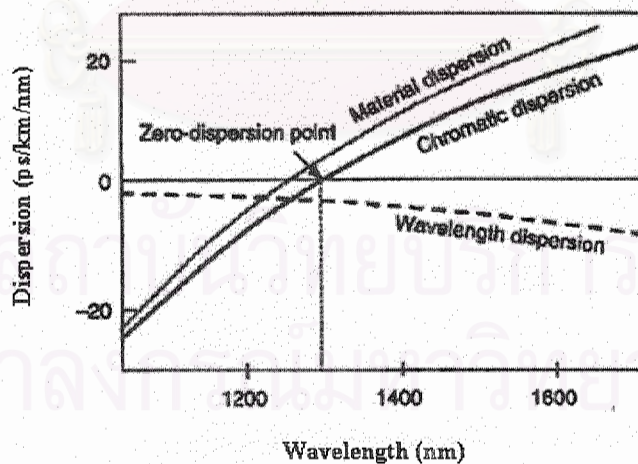
รูปที่ 7.2. Optical fiber attenuation vs. wavelength

สำหรับค่าคงตัวการลดทอน α นั้นแตกต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นดังรูปที่ 7.2 ซึ่งแสดงเส้นโค้งทั้ง 3 เส้นโดยเส้นบนสุดซึ่งเป็นเส้นประแสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงต้นยุค 80 ในส่วนเส้นจุดตกลงมาเป็นเส้นโค้งที่แสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงปลายยุค

80 และล่างสุดเส้นทึบซึ่งแสดงถึงเส้นใยแสงในยุคปัจจุบัน ระบบเส้นใยแสงในช่วงแรกหรือยุคแรก (first window) นั้นจะทำงานที่ความยาวคลื่นประมาณ 850 nm บนเส้นใยแสงที่ทำจากซิลิกาและจากเส้นโค้งเรา จะพบจุดยอดที่เกิดจากความชื้นและผลของ rayleigh scattering ซึ่งทำให้อัตราสูญเสียสัญญาณมีค่าสูงคั้งเส้นประในรูปที่ 7.2 หลังจากนั้นก็มีการพัฒนาอุปกรณ์ส่งสัญญาณทางแสงทำให้มีการใช้งานคุณลักษณะการสูญเสียสัญญาณในยุคที่ 2 (second window) ซึ่งแสดงโดยเส้นจุดที่ความยาวคลื่น 1310 nm มีอัตราการสูญเสียสัญญาณต่ำกว่า 0.5 dB/km ในช่วงปี 1977 Nippon Telegraph and Telephone (NTT) ได้พัฒนาการใช้งานระบบเส้นใยแสงมาสู่ยุคที่ 3 (third window) ที่ความยาวคลื่น 1550 nm และยังคงแสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณต่ำสุดที่ 0.2 dB/km ในการใช้งานนั้นถ้าเป็นการส่งผ่านข้อมูลระยะสั้นๆ เราจะใช้ความยาวคลื่นที่ 660 nm หรือ 850 nm ส่วนในระบบส่งผ่านข้อมูลทางไกลจะใช้ความยาวคลื่นที่ 1550 nm ปัจจุบันมีการพัฒนาการใช้งานเส้นใยแสงในยุคที่ 4 (forth window) ซึ่งใช้ความยาวคลื่นใกล้ 1625 nm แต่ยังไม่สามารถทำให้การสูญเสียสัญญาณต่ำกว่าที่ความยาวคลื่น 1550 nm

7.2.2) Fiber dispersion

เมื่อส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (Single Mode Fiber: SMF) ผลของการกระจายตามความถี่แบบโครมาติก (chromatic dispersion) จะเด่นชัด เนื่องจากแสงประกอบด้วยหลายความถี่ ซึ่งแต่ละความถี่มีค่าของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกัน ผลของค่าดัชนีหักเหที่ต่างกันนี้จะทำให้แสงแต่ละความถี่เดินทางด้วยความเร็วที่ไม่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้พัลส์สัญญาณมีการขยายออก (broadening) การกระจายตามความถี่แบบโครมาติกเป็นผลรวมของการกระจายตามความถี่จากวัสดุ (material dispersion) อันเนื่องมาจากวัสดุที่ใช้ทำเส้นใยแสง และ การกระจายตามความถี่จากท่อนำคลื่น (waveguide dispersion) ซึ่งเป็นผลจากลักษณะรูปร่างของเส้นใยแสง

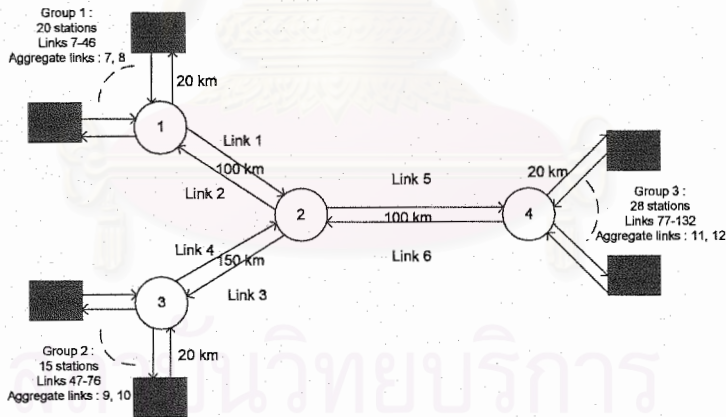


รูปที่ 7.3. Chromatic dispersion [3]

รูปที่ 7.3 แสดงการกระจายตามความถี่ที่แตกต่างกันไปตามความยาวคลื่นของแสง การส่งสัญญาณที่ความยาวคลื่น 1310 nm สำหรับ SMF: ITU-T G.652 ซึ่งมีการกระจายตามความถี่เป็นศูนย์ (zero-dispersion point) จะหลีกเลี่ยงผลของการกระจายตามความถี่ได้ ยิ่งไปกว่านั้น ได้มีการปรับปรุงการกระจายตามความถี่จากเส้นทางนำแสงเพื่อให้เกิดการกระจายตามความถี่เป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นประมาณ 1550.12 nm ซึ่งเป็นจุดที่มีอัตราการลดทอนต่ำ เราเรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า Dispersion Shifted Fiber (DSF: ITU-T G.653)

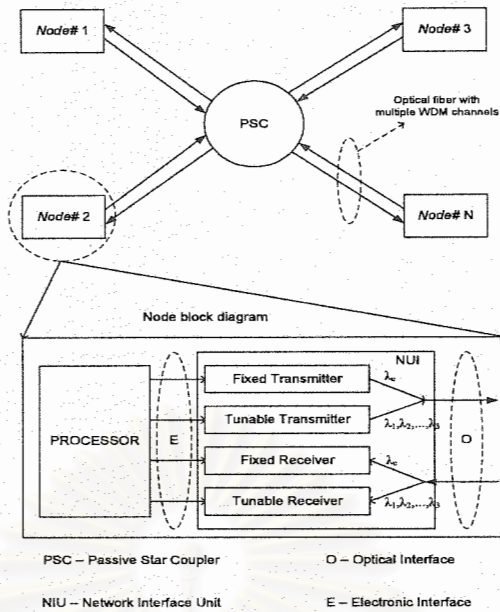
อย่างไรก็ตาม ในระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่นซึ่งสัญญาณแสงประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นรวมอยู่ด้วยกัน แม้จะมีการเลือกความยาวคลื่นหนึ่งให้เกิดการกระจายตามความถี่เป็นศูนย์ความยาวคลื่นอื่นๆที่เหลือย่อมได้รับผลจากการกระจายตามความถี่ค่าต่างๆ แตกต่างกันไปทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณในช่องสัญญาณที่ต่างกัน (signal distortion) และรุนแรงไม่เท่ากัน อันเนื่องมาจากค่าความชันของเส้นโค้งการกระจายตามความถี่ (dispersion slope) ซึ่งค่าความชันของการกระจายตามความถี่เป็นดังรูปที่ 7.3

7.3 โครงข่าย Broadcast and Selective



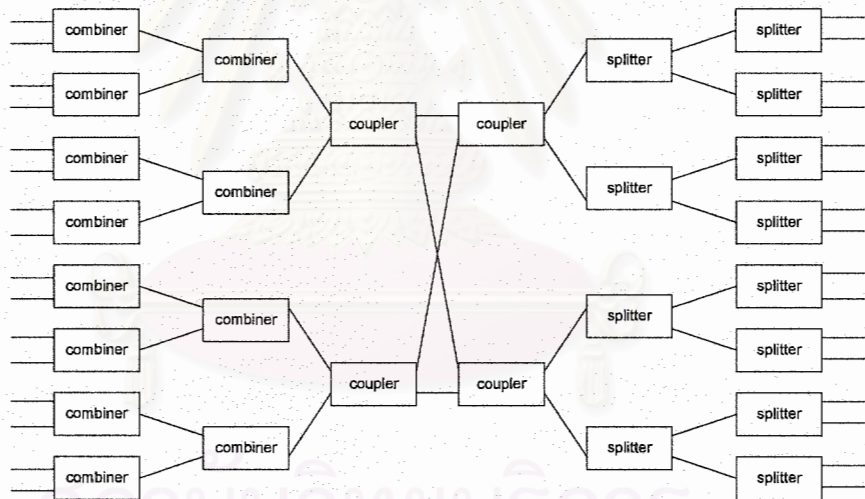
รูปที่ 7.4. Broadcast-and-Selective WDM Networks [8]

รูปที่ 7.4 แสดงถึงตัวอย่างโครงข่ายแบบ Broadcast-and-Selective WDM Networks พบว่าโครงข่ายประกอบด้วยสถานีและ passive star coupler ซึ่งเชื่อมโยงกันอยู่ในรูปของโครงข่ายแบบ broadcast and selective โดยไม่ปรากฏวงปิดในโครงข่าย โดยแต่ละสถานีประกอบด้วยอุปกรณ์ส่งสัญญาณทำหน้าที่ส่งสัญญาณหนึ่งความยาวคลื่นเฉพาะ ส่งกระจายไปยังทุกสถานีในโครงข่าย และ อุปกรณ์รับสัญญาณที่สามารถปรับค่าเพื่อเลือกรับสัญญาณแสงจากสถานีอื่นๆ ในความยาวคลื่นที่ต้องการได้ [8] โดยค่ากำลังสัญญาณที่เข้าสู่ อุปกรณ์รับสัญญาณจะต้องมีค่ามากกว่า sensitivity level p_{sen} [2]



รูปที่ 7.5. องค์ประกอบภายในสถานี [8]

รูปที่ 7.5 แสดงองค์ประกอบภายในสถานีหนึ่งๆ ซึ่งจะมีอุปกรณ์ทั้งอุปกรณ์ส่งสัญญาณอุปกรณ์รับสัญญาณซึ่งอาจมีทั้งแบบที่ส่งหรือรับได้เพียงความยาวคลื่นเดียว (fixed transmitter หรือ fixed receiver) และแบบที่เลือกส่งหรือรับได้หลายความยาวคลื่น (tunable transmitter หรือ tunable receiver)



รูปที่ 7.6. 16x16 PSC [8]

PSC แต่ละตัวประกอบด้วยพอร์ตขาเข้าและพอร์ตขาออกเป็นคู่ๆ เช่น $N \times N$ star ก็คือ PSC ที่มีดีกรีเท่ากับ N จะมีคู่พอร์ตขาเข้ากับพอร์ตขาออกจำนวน N คู่ เป็นต้น โครงสร้างของ PSC เป็นดังรูปที่ 7.6 ซึ่งแสดงตัวอย่างของ 16×16 PSC ซึ่งเมื่อมีสัญญาณแสงเข้าที่พอร์ตใดๆทางซ้ายมือ สัญญาณแสงจะกระจายออกยังพอร์ตทางขวามือทั้ง 16 พอร์ต ซึ่งค่ากำลังสัญญาณก็จะลดทอนลงตามสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณ

ขาเข้า P_{in} กับกำลังสัญญาณขาออก P_{out} [8] ดังสมการที่ (2)

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{N} \quad (2)$$

โดยที่ N คือ ดีกรีของ PSC

จากสมการที่ (2) เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านเข้าสู่พอร์ตขาเข้าของ $N \times N$ PSC ด้วยกำลังขาเข้า P_{in} หลังจากที่ผ่านมา โครงสร้างภายในของ PSC สัญญาณจะถูกแบ่งเป็น N ส่วนและกระจายออกทุกพอร์ตขาออก ด้วยกำลังเท่ากับ P_{out}

แต่สำหรับโครงข่ายที่ทำการออกแบบนั้น เราใช้ non-reflective PSC ซึ่งพอร์ตขาออกใดๆ มีสัญญาณออกในทุกความยาวคลื่นที่เข้าสู่ PSC นั้นๆ ยกเว้นความยาวคลื่นในพอร์ตขาเข้าที่เป็นคู่ของมัน ยกตัวอย่างเช่น PSC2 ในรูปที่ 5 พบว่าข่ายเชื่อมโยงที่ 5 มีสัญญาณรวมทั้งสิ้น 35 ความยาวคลื่นซึ่งมาจากข่ายเชื่อมโยงที่ 1 จำนวน 20 ความยาวคลื่น และจากข่ายเชื่อมโยงที่ 4 จำนวน 15 ความยาวคลื่น โดยไม่นับรวมความยาวคลื่นที่มาจากข่ายเชื่อมโยงที่ 6 ที่เป็นคู่ของข่ายเชื่อมโยงที่ 5 เอง

สำหรับกรณีค่ากำลังสัญญาณที่ลดทอนลงไปในนั้นก็จะจะเป็นไปตามสมการแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณขาเข้า P_{in} กับกำลังสัญญาณขาออก P_{out} ที่ถูกปรับแก้ใหม่ ดังนี้

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{N - 1} \quad (3)$$

โดยที่ N คือ ดีกรีของ PSC

จากสมการที่ (3) สัญญาณขาเข้า P_{in} เมื่อเข้าสู่ $N \times N$ PSC จะกระจายออก $N-1$ พอร์ตขาออกด้วยกำลังเท่าๆกันเท่ากับ P_{out}

เราเรียกค่าการสูญเสียข้างต้นอันเนื่องมาจากกำลังสัญญาณขาเข้า PSC ถูกลดทอนไป ดังสมการ (3) ว่า splitting loss [8]

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 8 การกำหนดระเบียบขั้นตอนวิธี

ในการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ

โครงข่ายบรอดแคสต์และซีเลกทีฟเป็นที่รู้จักดีในฐานะโครงข่ายที่มีต้นทุนต่ำและสามารถส่งผ่านข้อมูลจากอุปกรณ์ส่งสัญญาณ (transmitter) ไปยังอุปกรณ์รับสัญญาณ (receiver) ได้อย่างสมบูรณ์ โดยการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงอย่างมีประสิทธิภาพในโครงข่ายประเภทนี้ได้ถูกนำมาศึกษาไปแล้ว [2], [3] แต่เนื่องจากโครงข่ายทางแสงแบบบรอดแคสต์และซีเลกทีฟที่มีอุปกรณ์กระจายสัญญาณตัวคู่ต่อแบบพาสซีฟ (Passive Star Coupler: PSC) ซึ่งไม่สามารถแก้ไขผลกระทบของสัญญาณที่เกิดจากปรากฏการณ์การกระจายตามความถี่ ทำให้การกำหนดระเบียบขั้นตอนวิธีในการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่อย่างมีประสิทธิภาพมีความน่าสนใจและจำเป็นต่อโครงข่าย ในการหาผลตอบของจำนวนอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ในโครงข่ายบรอดแคสต์และซีเลกทีฟได้กำหนดขั้นตอนไว้ทั้งหมด 4 ขั้นตอน ดังนี้

8.1) ตรวจสอบความเป็นไปได้ของโครงข่าย (Test feasibility of the network)

การทดสอบความเป็นไปได้ของโครงข่ายต้องการให้ทุกสัญญาณจากอุปกรณ์ส่งสัญญาณควรจะได้เดินทางไปยังปลายทางด้วยกำลังของสัญญาณมากพอที่อุปกรณ์รับสัญญาณจะตรวจจับได้

$$P_{\max} - 10 \log(DG_{i\max} - 1) - 10 \log(|\lambda_{j\max}|) - \sigma_{ij} \geq P_{\text{sen}} \quad (4)$$

เมื่อ P_{\max} [dBm] คือ กำลังขาออกสูงสุดของอุปกรณ์ขยายสัญญาณและอุปกรณ์ส่งสัญญาณ

P_{sen} [dBm] คือ กำลังของสัญญาณน้อยสุดที่อุปกรณ์ขยายสัญญาณและอุปกรณ์รับสัญญาณสามารถ

ตรวจจับได้

$DG_{i\max}$ คือ จำนวนขาทั้งหมดของ PSC ตัวที่ i (ชนิดไม่สะท้อนกลับ)

$\lambda_{j\max}$ คือ จำนวนความยาวคลื่นมากสุดในข่ายเชื่อมโยงที่ j ที่เชื่อมไปยัง PSC ตัวที่ i

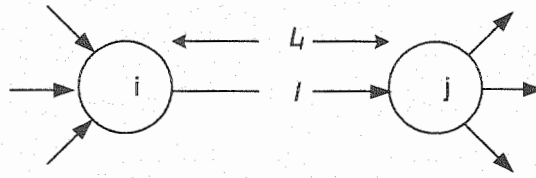
σ_{ij} [dBm] คือ การสูญเสียพลังงานทั้งหมดเช่น insertion loss, splicing loss, และ power margin

พิจารณาจากข่ายเชื่อมโยงที่ j ที่เชื่อมไปยัง PSC ตัวที่ i จนกว่าสัญญาณจะออกจาก PSC ตัวที่ i

เราจะพิจารณาเฉพาะข่ายเชื่อมโยงที่ j กับ PSC ตัวที่ i สำหรับทดสอบโดยใช้เงื่อนไข $(DG_{i\max} - 1)|\lambda_{j\max}|$ ที่มีค่ามากที่สุด

8.2) สร้างสมการเงื่อนไขขอบเขต (Generate the constraints)

I. Link Constraints



รูปที่ 8.1. ข่ายเชื่อมโยงระหว่าง PSCs

เราจะทำการสร้างสมการเงื่อนไขสำหรับการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่สำหรับข่ายเชื่อมโยง l ซึ่งเชื่อมระหว่าง PSC ตัวที่ i กับ PSC ตัวที่ j ตามแสดงในรูปที่ 1 เราจะได้สมการดังนี้

$$AD_{ik} + (D_k \times L_l) + (D_{comp_k} \times N_l) = AD_{jk} \tag{5}$$

เมื่อ AD_{ik} และ AD_{jk} คือ หดของการกระจายตามความถี่สะสมของสัญญาณจากสถานี k บน PSC ตัวที่ i

กับ PSC ตัวที่ j ตามลำดับ

k คือ หมายเลขประจำสถานีของโครงข่ายโดยมีค่า $1 \leq k \leq S$

S คือ จำนวนสถานีที่มีในโครงข่ายซึ่งมีค่าเท่ากับจำนวนความยาวคลื่นทั้งหมดในโครงข่าย

D_k คือ การกระจายตามความถี่ของความยาวคลื่นจากสถานี k

L_l คือ ความยาวของข่ายเชื่อมโยงที่ l

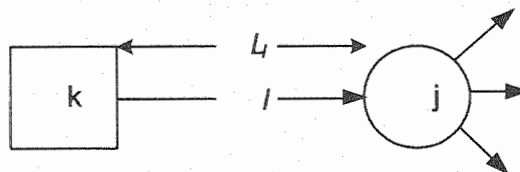
D_{comp_k} คือ การกระจายตามความถี่ที่จะได้รับการชดเชยจากอุปกรณ์ชดเชยการกระจาย

ตาม

ความถี่ของความยาวคลื่นจากสถานี k

N_l คือ จำนวนอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ที่ใช้ในข่ายเชื่อมโยง l

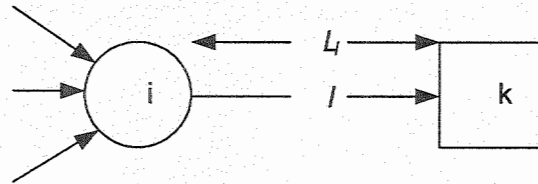
ต่อมาเราจะทำการพิจารณาข่ายเชื่อมโยงระหว่างสถานีกับ PSC ซึ่งจะมีด้วยกัน 2 กรณี โดยกรณีแรกคือข่ายเชื่อมโยงที่ส่งผ่านสัญญาณจากสถานีไปยัง PSC และอีกกรณีหนึ่งคือข่ายเชื่อมโยงที่ส่งสัญญาณจากสถานีอื่นมายังสถานีปลายทาง



รูปที่ 8.2. ข่ายเชื่อมโยงระหว่างสถานีไปยัง PSC

ในรูปที่ 2 แสดงข่ายเชื่อมโยง I ซึ่งเชื่อมระหว่างสถานี k และ PSC j โดยเราสามารถกำหนดสมการขอบเขตของข่ายเชื่อมโยง I ได้ดังนี้

$$(D_k \times L_I) + (D_{comp_k} \times N_I) = AD_{jk} \quad (6)$$



รูปที่ 8.3. ข่ายเชื่อมโยงระหว่าง PSC ไปยังสถานี

และในรูปที่ 3 แสดงข่ายเชื่อมโยง I ซึ่งเชื่อมระหว่าง PSC i กับสถานี k โดยเราสามารถกำหนดสมการขอบเขตของข่ายเชื่อมโยงได้ดังนี้

$$AD_{ik} + (D_k \times L_I) + (D_{comp_k} \times N_I) = ADS_k \quad (7)$$

เมื่อ ADS_k คือ การกระจายตามความถี่สะสมของสัญญาณจากสถานีอื่นที่มาถึงสุดที่สถานี k

II. Dispersion Constraints

สำหรับแต่ละความยาวคลื่น เราต้องการให้การกระจายตามความถี่สะสมบน PSC และ สถานีมีค่าน้อยกว่า D_{max} และมากกว่า $-D_{max}$ ดังนี้

$$-D_{max} \leq AD_{iS} \leq D_{max} \quad (8)$$

$$-D_{max} \leq ADS_k \leq D_{max} \quad (9)$$

เมื่อ D_{max} คือ การกระจายตามความถี่สะสมมากที่สุดที่ไม่ทำให้พัลส์สัญญาณเกิดการกระจายตัวออกจน

ไม่สามารถชดเชยให้กลับมาสู่สัญญาณเดิมได้

III. Integrality Constraints

สำหรับแต่ละข่ายเชื่อมโยง I

$$N_I \text{ ต้องเป็นจำนวนเต็ม} \quad (10)$$

IV. Objective Constraints

$$\text{Minimize } N = \sum_I N_I \quad (11)$$

เมื่อ N คือ จำนวนอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ทั้งหมดบนโครงข่าย

8.3) การแก้สมการและอสมการเงื่อนไขขอบเขต (Solve the constraints equations)

เราสามารถใช้อัลกอริทึม Optimization ต่างๆ ในการแก้สมการเหล่านี้
เช่น

I.) โปรแกรม Xpress MP

II.) โปรแกรม Cplex

เป็นต้น

ซึ่งผลเฉลยที่ได้เราจะได้อัตราการกระจายตามความถี่ในแต่ละข่ายเชื่อมโยงของ
โครงข่าย จากนั้นจึงทำการคำนวณหาตำแหน่งการติดตั้งและอัตราขยายของแต่ละตัว

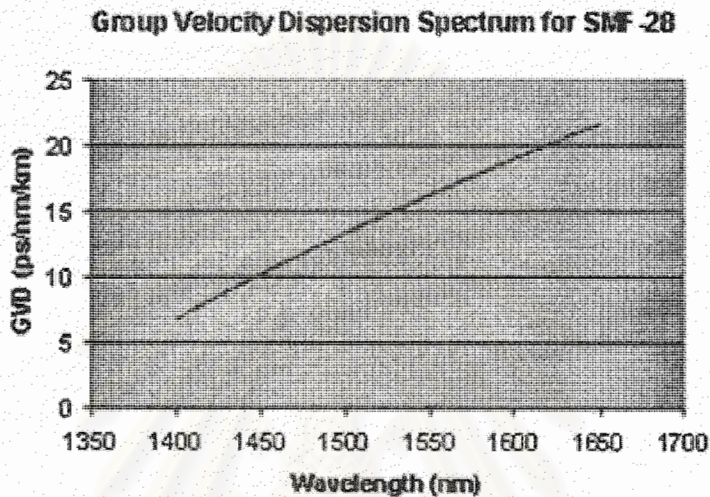
8.4) การวางตำแหน่งอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่

เราจะทำการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่เมื่อมีความยาวคลื่นอย่างน้อยหนึ่งความยาว
คลื่นที่มี การกระจายตามความถี่สะสมถึงค่า D_{max}

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 9 การวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ในโครงข่ายตัวอย่าง

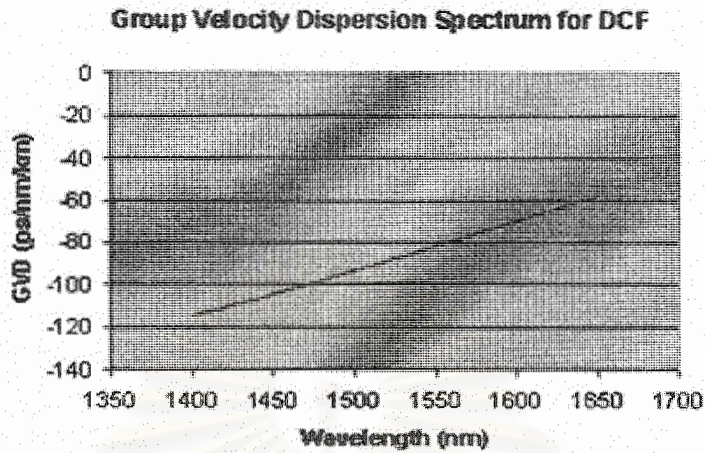
โครงร่างวิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอวิธีที่ใช้ได้จริงสำหรับการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ โดยในการทดลองเบื้องต้นเราได้กำหนดค่าความยาวคลื่นตาม 25-GHz-grid ITU ให้แต่ละสถานี และใช้เส้นใยแสงแบบแพนคลื่นเดี่ยว (single-mode fiber: SMF, G.652) โดยมีคุณสมบัติคือ การกระจายความเร็วกลุ่ม (group velocity dispersion: GVD) มีค่า 16.5 ps/km/nm ที่ 1550 nm ด้วยความชันของการกระจายตามความถี่ 0.05 ps/nm²/km ดังรูปที่ 9.1 เป็นเส้นใยแสงในการส่งสัญญาณ



รูปที่ 9.1. GVD Spectrum for SMF-28

ส่วนอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่นั้นในการทดลองได้ใช้อุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ 2 ชนิดคือ

- 1) Non slope compensating dispersion compensating fiber (DCF) มี GVD แสดงออกมาที่ -82 ps/km/nm ที่ 1550 nm ด้วยความชันของการกระจายตามความถี่ 0.25 ps/nm²/km ดังรูปที่ 9.2 และความยาวของ DCF ในอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ชดเชยการกระจายตามความถี่สะสมของเส้นใยแสง G.652 ที่ 100 km (dispersion level)



รูปที่ 9.2. GVD Spectrum for DCF

- 2) Slope compensation DCF[8] โดย DCF นี้มีคุณสมบัติชดเชยความชันของการกระจายตามความถี่ได้ 100% และทำงานในช่วงความยาวคลื่น C-band เพื่อชดเชยการกระจายตามความถี่สะสมของ G.652 ในระยะทาง 100 km



รูปที่ 9.3. Avanex's 100% Slope Compensating DCUs over C-band

ตารางที่ 9.1 KEY OPTICAL PARAMETERS FOR COMMON MODULE LENGTHS

Module Description ¹	Measured Dispersion ² (ps/nm)					
	@ 1525 nm		@ 1545 nm		@ 1565 nm	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max
DCM-10-SMF-C	-159	-145	-170	-158	-184	-168
DCM-20-SMF-C	-315	-293	-337	-319	-364	-340
DCM-40-SMF-C	-629	-588	-673	-640	-727	-662
DCM-60-SMF-C	-942	-883	-1000	-960	-1090	-1024
DCM-80-SMF-C	-1251	-1183	-1340	-1266	-1448	-1371
DCM-100-SMF-C	-1560	-1482	-1671	-1611	-1805	-1718

จากข้อมูลใน [9] กำหนดให้ $K_{NDSF}^{1545} = 275$ nm และสมการ Definition of dispersion slope compensation เป็นดังนี้

$$SC = \frac{k_{NDSK}^{1545}}{K_{DCF}^{1545}} = \frac{\left(\frac{D_{NDSF}^{1545}}{S_{NDSF}^{1545}} \right)}{\left(\frac{D_{DSF}^{1545}}{S_{DSF}^{1545}} \right)} = 1 \quad (12)$$

$$S_{DCF}^{1545} = \frac{D_{DCF}^{1545}}{275} \quad (13)$$

และจากตารางที่ 1 ความยาวคลื่นที่ 1545 nm มีการกระจายตามความถี่สะสมเฉลี่ย -1641 ps/nm ดังนั้น

$$S_{DCF}^{1545} = \frac{-1641}{275} = -5.9673$$

จากคุณสมบัติของอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ทั้งสองชนิดทำให้เราสามารถหาค่าดีสเพอร์ชันของอุปกรณ์ที่ความยาวคลื่นต่างๆ ได้ดังนี้

ตารางที่ 9.2 การกำหนดความยาวคลื่นและการกระจายตามความถี่ของเส้นใยแสงทั้งชนิด DSF และ SMF ของแต่ละสถานี

Station	λ [nm]	D_{SMF} [ps/nm/km]	D_{DCF} [ps/nm/km]	DCM (Dispersion Lv. 100km) [ps/km/nm]
S1	1550.12	16.5060	-81.9700	-1670.9
S2	1549.92	16.4960	-82.0200	-1669.7
S3	1549.72	16.4860	-82.0700	-1668.5
S4	1549.52	16.4760	-82.1200	-1667.3
S5	1549.32	16.4660	-82.1700	-1666.1

S6	1549.12	16.4560	-82.2200	-1664.9
S7	1548.92	16.4460	-82.2700	-1663.7
S8	1548.72	16.4360	-82.3200	-1662.5

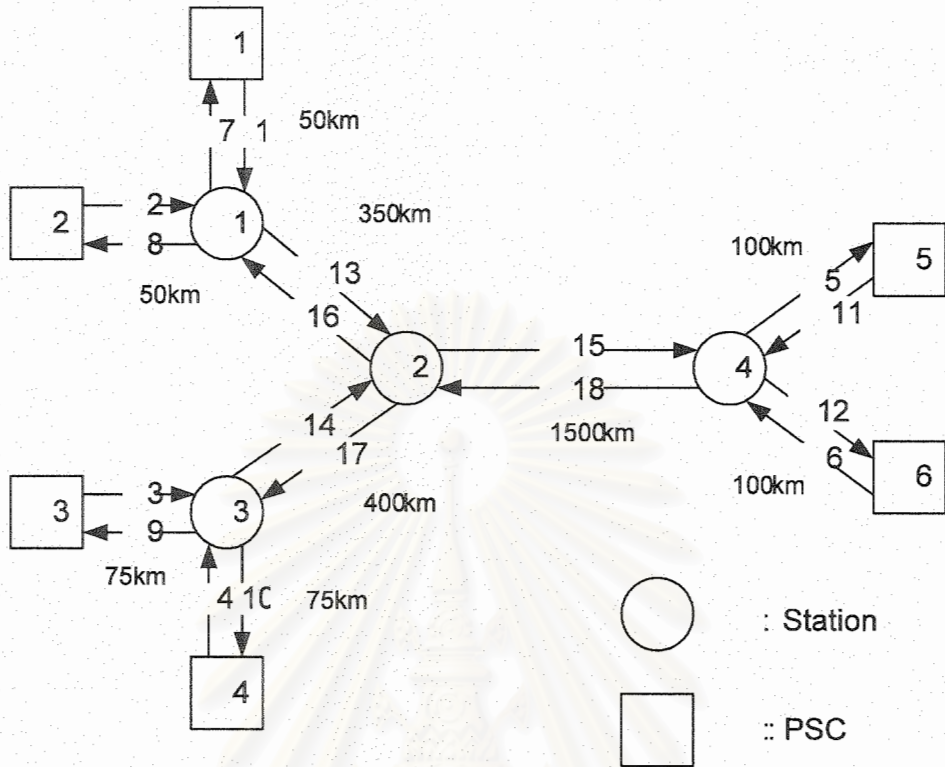
ในการทดลองเบื้องต้นเราได้ทำการจำลองโครงข่ายตัวอย่างขึ้นมา 2 โครงข่ายเหมือนใน [2] แต่ได้ทำการเพิ่มความยาวในข่ายเชื่อมโยงของโครงข่าย และกำหนดค่าต่างๆ ดังนี้

ตารางที่ 9.3. ค่าพารามิเตอร์สำคัญสำหรับการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง

Parameters	Description	Range	Value
P_{sen}	Min. signal power at receiver/amp.	-30dBm at 1Gbps	-30 dBm
P_{max}	Max. total output power of amp. and transmitter		0 dBm
α	Fiber attenuation		0.2 dB/km

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

โครงข่ายตัวอย่างที่ 1



รูปที่ 9.4. Sample Network 1

เมื่อกำหนด โครงข่ายตัวอย่างได้ดังรูปที่ 14 แล้วจึงทำการคำนวณระยะเบี่ยงขึ้นตอนวิธีตามที่ได้กล่าวมาโดยโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 นี้มี $DG_{imax} = 3$, $\lambda_{jmax} = 6$, และ system margin = 6 dB

การตรวจสอบความเป็นไปได้ของโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 (Test feasibility of the network)

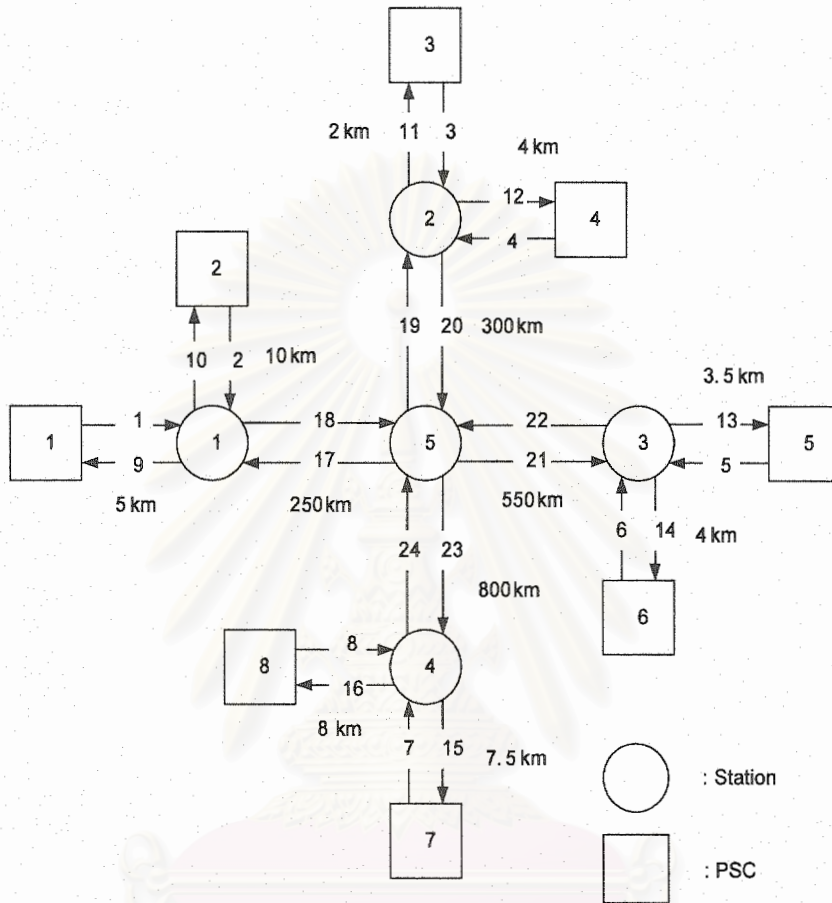
จากค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 9.3 และสมการ 4 เราได้ผลการตรวจสอบดังนี้

$$0\text{dBm} - 10\log(3) - 10\log(6) - 6 = -18.5527\text{dBm}$$

ซึ่งจากผลการคำนวณพบว่าระบบมีความเป็นไปได้เนื่องจากค่าพลังงานที่อุปกรณ์รับสัญญาณมีค่ามากกว่า

P_{sen}

โครงข่ายตัวอย่างที่ 2



รูปที่ 9.5. Sample Network 2

เมื่อกำหนด โครงข่ายตัวอย่างได้ดังรูปที่ 15 แล้วจึงทำการดำเนินระเบียบขั้นตอนวิธีตามที่ได้กล่าวมาโดย
 โครงข่ายตัวอย่างที่ 2 นี้มี $DG_{i\max} = 4$, $\lambda_{j\max} = 8$, และ system margin = 6 dB
 การตรวจสอบความเป็นไปได้ของโครงข่ายที่ 2 (Test feasibility of the network)
 จากค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 9.3 และสมการ 4 เราได้ผลการตรวจสอบดังนี้

$$0\text{dBm} - 10\log(4) - 10\log(8) - 6 = -26.5527\text{dBm}$$

ซึ่งจากผลการคำนวณพบว่าระบบมีความเป็นไปได้เนื่องจากค่าพลังงานที่อุปกรณ์รับสัญญาณมีค่ามากกว่า
 P_{sen}

เมื่อทำการทดสอบความเป็นไปได้ของโครงข่ายทั้งสองแล้วทำการสร้างสมการและอสมการเงื่อนไขตามระเบียบวิธีขั้นตอนตามในบทที่แล้วและทำการหาผลเฉลยด้วยโปรแกรมแก้ไขสมการและอสมการเชิงเส้น ได้ผลเฉลยดังตารางที่ 4.

ตารางที่ 9.4. Optimal number of DCUs

Types of DCUs	Optimal(minimum) number of DCUs	
	Sample Network#1	Sample Network#2
Non slope compensated DCU	51	38
100%-slope compensated DCU	50	38

สำหรับโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 เราพบว่าอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่แบบ 100%-slope compensated DCU ใช้จำนวนอุปกรณ์น้อยกว่าอุปกรณ์แบบ non-slope-compensated DCU เพียงตัวเดียวเท่านั้น ส่วนในโครงข่ายตัวอย่างที่ 2 นั้นมีการใช้จำนวนอุปกรณ์ทั้งสองชนิดเท่ากัน โดยทั่วไปแล้วราคาของอุปกรณ์ non-slope-compensated DCU มีราคาที่ถูกกว่าแบบ slope-compensated DCU ดังนั้นเราสามารถใช่วิธีขั้นตอนวิธีในการวิเคราะห์เพื่อการลดต้นทุนของโครงข่ายได้อย่างมีประสิทธิภาพ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 10 สรุป

ระเบียบวิธีสำหรับการกำหนดตำแหน่งการวางอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่อย่างมีประสิทธิภาพที่ได้กำหนดขึ้นสามารถใช้งานกับอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ได้ทั้งแบบ non-slope-compensated and slope-compensated ในโครงข่ายแบบ DWDM broadcast and selective และจากการใช้ระเบียบขั้นตอนวิธีที่ได้กำหนดขึ้นกับโครงข่ายตัวอย่างทั้งสองเราสามารถหาจำนวนอุปกรณ์น้อยที่สุดสำหรับอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ทั้งสองแบบที่ใช้ในโครงข่ายตัวอย่างทั้งสองได้ เราพบว่าเราต้องใช้จำนวนอุปกรณ์ชดเชยการกระจายตามความถี่ทั้งสองชนิดใกล้เคียงกัน



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bob Chomycz, *FIBER OPTIC INSTALLER'S FIELD MANUAL*, McGraw Hill, 2000.
- [2] B. Ramamurthy, et. al., "Optimizing Amplifier Placements in a Multiwavelength Optical LAN/MAN: The Equally Powered-Wavelengths Case" , *J. Lightwave Technology.*, VOL. 16, NO. 9, SEPTEMBER 1998.
- [3] B. Ramamurthy, et. al., "Optimizing Amplifier Placements in a Multiwavelength Optical LAN/MAN: The Unequally Powered-Wavelengths Case" , *J. Lightwave Technology.*, VOL. 6, NO. 6, DECEMBER 1998.
- [4] G. Keiser, *Optical fiber communications 3rd edition*, McGraw Hill, 2000.
- [5] B. Ramamurthy, and J. P. Jue, Fibers, lasers, receivers and amplifiers. In Sivalingam, K. M. and Subramaniam, S., editors, *Optical WDM Networks: Principles and Practice*, chapter 2. Kluwer Academic Publishers, Boston, MA, 2000.
- [6] B. Mukherjee, *Optical Communication Networks*. McGraw-Hill, New York, NY, 1997.
- [7] *Tutorial DWDM prerequisite training* : Fujitsu, 2002.
- [8] B. Ramamurthy, B. Mukherjee, *Design of Optical WDM Networks*. Kluwer Academic Publishers, Massachusetts, 2001.
- [9] *Data Sheet of PowerForm DCM Modules for Single-Mode Fiber, C-Band*: Avianex, 2005.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย