

โครงการวิจัยย่อยลำดับที่ 14

เรื่อง การเพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณและโครงข่ายเส้นใยแสงแบบ DWDM ปีที่ 2

ผู้รับผิดชอบโครงการ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.พสุ แก้วปลั่ง

ภาพรวมของโครงการวิจัยย่อย

การมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในโครงข่ายเส้นใยแสงในปัจจุบันจะใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK (On-off keying) ซึ่งเป็นรูปแบบการส่งสัญญาณที่ง่ายมีสัญญาณแสงอยู่ 2 ระดับ ซึ่งการส่งสัญญาณแสงโดยอาศัยการมอดูเลตแบบ OOK นั้นยังไม่สามารถใช้งานโครงข่ายทางแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพอย่างแท้จริง ดังนั้นหนึ่งในทางเลือกในการเพิ่มศักยภาพของโครงข่ายสามารถทำได้โดยเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณไปเป็นแบบ PSK ซึ่งอาศัยการเก็บข้อมูลไว้ในเฟสของสัญญาณ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้การมอดูเลตแบบ DSPK ซึ่งมีหลายงานวิจัยที่แสดงถึงประสิทธิภาพที่เหนือกว่าโครงข่ายที่ใช้การมอดูเลตแบบ OOK อย่างมาก ดังนั้นแนวทางในการศึกษาของโครงการวิจัยนี้จึงเน้นไปยังโครงข่ายที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ DSPK โดยจะมีการแบ่งออกเป็น 2 โครงการย่อยคือ การศึกษาผลกระทบจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่มีผลต่อการส่งสัญญาณแบบ PSK ร่วมกับวิธีสังยุคเฟสทางแสง ทั้งแบบ 1 ช่องสัญญาณและแบบหลายช่องสัญญาณ (WDM) และ การศึกษาการแปลงการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK โดยใช้อุปกรณ์เชิงแสงทั้งหมด

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับการส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลตเป็นแบบ DPSK คือจะต้องคำนึงถึงคุณภาพสัญญาณที่ภาครับในระบบการสื่อสารสัญญาณระยะทางไกลมาก เนื่องจากสัญญาณแสงที่ส่งไปจะเกิดการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณที่วางอยู่เป็นรายคาบสัญญาณรบกวนเหล่านี้จะถูกขยายโดยปรากฏการณ์ Kerr และ Dispersion การใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบเป็นวิธีที่สามารถลดผลของ Dispersion และ Kerr Effect พร้อมกันได้ทำให้สามารถเพิ่มระยะทางในการส่งสัญญาณได้ไกลมากขึ้นในอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) ที่เท่ากัน ผลกระทบของการสะสมสัญญาณรบกวนจึงเป็นปัจจัยหลักต่อคุณภาพของสัญญาณที่ภาครับ ดังนั้นการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณเปรียบได้กับการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบการส่งสัญญาณระยะทางไกลแบบ DPSK จึงเป็นจุดเริ่มต้นของโครงการนี้

การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสจะเริ่มจากการหาความสัมพันธ์เชิงคณิตศาสตร์ว่าการสะสมของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณแบบอดีเอเฟจะส่งผลให้มีความผิดพลาดเฟสมากหรือน้อยเพียงใด เราแบ่งการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสในทางทฤษฎีที่จะทำการวิจัยค้นคว้าออกเป็นสามส่วนคือ ระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion (Dispersion compensation) ระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ (Optical Phase Conjugation) และระบบที่ทำการชดเชย Dispersion รวมไปถึงการวิเคราะห์ถึงความสำคัญของแต่ละตัวแปรที่มีอิทธิพลต่อความผิดพลาดเฟส นอกจากนี้การวิเคราะห์ความผิดพลาดทางเฟสยังสามารถนำมาใช้ในการออกแบบระบบที่มีการมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่นเพื่อให้ได้ความห่างระหว่างช่องสัญญาณน้อยที่สุด

ในช่วงรอยต่อของการยกระดับโครงข่ายจากเดิมที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ OOK เป็น DPSK จะทำให้มีการใช้โครงข่ายที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณทั้งสองชนิดในเวลาพร้อมกัน ดังนั้นในการเชื่อมต่อโครงข่ายทั้งสองนี้ จะต้องอาศัยตัวกลางในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยทั่วไปอุปกรณ์ที่ใช้ในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณนั้นจะเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบ OEO ซึ่งการใช้อุปกรณ์แบบนี้กับโครงข่ายที่มีอัตราบิตสูงก็ยิ่งทำให้อุปกรณ์มีราคาที่สูงขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นในโครงการนี้จึงทำการศึกษาวิธีการแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยอาศัยอุปกรณ์ทางแสงทั้งหมด ซึ่งอุปกรณ์ทางแสงที่ใช้จะต้องอาศัยปรากฏการณ์เคอร์ ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง โดยเฉพาะอย่างยิ่งปรากฏการณ์ XPM ซึ่งสามารถใช้ในการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณแสงได้ และนอกจากนี้ปรากฏการณ์ XPM สามารถตอบสนองกับการส่งข้อมูลที่อัตราข้อมูลสูงๆ ได้ เนื่องจากปรากฏการณ์ XPM สามารถตอบสนองที่อัตราบิตสูงมากได้

ภาพรวมของวัตถุประสงค์และเป้าหมายหลักของโครงการ

โครงการวิจัยนี้ จะแบ่งโครงการเป็น 4 โครงการย่อยตามปัญหาที่น่าสนใจศึกษาปัญหาดังที่ได้กล่าวมา โดยมีจุดประสงค์ของโครงการโดยคร่าวดังนี้คือ

1. โครงการย่อยโครงการแรก มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาและเปรียบเทียบความผิดพลาดทางเฟส เนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่ถูกขยายโดยปรากฏการณ์เคอร์ในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK ในระบบปกติ, ระบบที่ทำการชดเชย Dispersion โดยการวาง Dispersion Compensation Unit แบบเป็นรายคาบ และการใช้วิธีคอนจูเกตทางแสงทั้งในระบบช่องสัญญาณเดี่ยวและในระบบที่ใช้การมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น (WDM) พร้อมทั้งทำการจำลองการสื่อสารสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยแสงเพื่อทดสอบทฤษฎีที่นำเสนอ

2. โครงการย่อยโครงการที่สองนั้น มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาวิจัยแนวทางในการสร้างอุปกรณ์ที่ใช้ในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK โดยใช้อุปกรณ์ทางแสงทั้งหมด
3. โครงการย่อยโครงการที่สามมุ่งหมายเพื่อนำเสนอระเบียบขั้นตอนวิธีการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Unit: DCU) อย่างเหมาะสมที่สุดในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มลักษณะวงแหวน ทั้งในกรณีที่โครงข่ายทำงานปกติ (Normal Operation) และกรณีที่มีความเสียหายเกิดขึ้นกับสายเชื่อมโยงหนึ่งในโครงข่าย (Single-link Failure) ซึ่งระเบียบขั้นตอนวิธีดังกล่าวสามารถนำไปใช้ได้ทั้งหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันชนิด Non-Slope-Compensated DCU (NSC-DCU) และ Slope-Compensated DCU (SC-DCU)
4. โครงการย่อยโครงการที่สี่นั้น มีจุดประสงค์เพื่อศึกษาการใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสแสง (Optical phase conjugation, OPC) ในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มแบบวงแหวน และกำหนดตำแหน่งการวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงเพื่อชดเชยดิสเพอร์ชัน เพื่อลดผลของดิสเพอร์ชันในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มแบบวงแหวน นอกจากนี้โครงการย่อยที่สี่ยังจะทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงทางไกลยิ่งที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK (Differential phase-shift keying) ที่มีการวาง OPC ไว้ที่กึ่งกลางระบบ ระหว่างระบบที่ใช้ DRA เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงกับระบบที่ใช้ EDFA เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง ทั้งในระบบช่องสัญญาณเดี่ยวและในระบบที่ใช้การมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น (Wavelength division multiplexing: WDM)

โครงสร้างของรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์

รายงานฉบับนี้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 4 ส่วนหลักคือ Part I: การศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับสมรรถนะของวิธีส่งยุคเฟสทางแสงสำหรับการสื่อสารสัญญาณแสงดีพีเอสเคระยะทางไกลยิ่งและ Part II: การแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเคโดยอาศัยครอสเฟสมอดูเลชัน Part III: การวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุดในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มลักษณะวงแหวน และ Part IV: การศึกษาความเป็นไปได้การใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสแสงในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มแบบวงแหวนและการศึกษาสมรรถนะของระบบการสื่อสารทางไกลยิ่งแบบดีพีเอสเค ที่ใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงชนิดรามานและมีการวางอุปกรณ์คอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางระบบ ซึ่งจะสอดคล้องกับภาพรวมของจุดประสงค์หลัก 4 ข้อ ดังที่กล่าวมา ในแต่ละส่วนของโครงการวิจัยย่อยนั้น จะมีการกล่าวถึง จุดประสงค์เป้าหมาย วิธีการและขั้นตอนการ

ดำเนินงาน รวมถึงผลการวิจัยจนถึงสรุปของแต่ละโครงการย่อยอย่างละเอียด ทำที่สุดของรายงาน
จะแสดงผลสัมฤทธิ์ของโครงการในรูปแบบของผลงานนำเสนอในที่ประชุมวิชาการ และ
วิทยานิพนธ์ของนิสิตที่ได้ผ่านการสอบจบการศึกษาเรียบร้อยแล้ว



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Part I

การศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับสมรรถนะของวิธีส่งยุคเฟสทางแสงสำหรับการสื่อสารสัญญาณแสงดี พีเอสเคระยะทางไกลยิ่ง

บทนำ

ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

การติดต่อสื่อสารของมนุษย์มีมาช้านานนับแต่มีการก่อกำเนิดของมนุษยชาติ การสื่อสารในยุคแรกๆ มีรูปแบบแตกต่างกันไป ไม่ว่าจะเป็นการใช้ภาษา การแสดงอาการปฏิกิริยา ท่าทาง รูปภาพ สัญญาณควัน และวิธีการอื่นๆ ในอดีตการสื่อสารเกิดขึ้นได้เฉพาะในขอบเขตที่จำกัด กล่าวคือ การสื่อสารของคนสองคนจะมีประสิทธิภาพได้จะต้องอยู่ในระยะที่สามารถมองเห็นกัน หรืออยู่ในระยะ ใกล้กันเท่านั้น หากบุคคลทั้งสองอยู่ห่างกันไกลการสื่อสารก็จะยากลำบากมากขึ้น

ต่อมาในราวปี ค.ศ. 1837 การติดต่อสื่อสารของมนุษย์ได้เปลี่ยนแปลงอย่างมาก นับแต่การคิดค้นระบบโทรเลข (Telegraph) [1] ขึ้นเป็นครั้งแรกโดย Samuel Morse การคิดค้นนี้ช่วยให้มนุษย์สามารถส่งสัญญาณไฟฟ้ารูปพัลส์ผ่านสายนำสัญญาณทองแดง (Copper wire) ระยะทางไกลได้ การส่งข้อมูลในเวลานั้นอาศัยพัลส์เพียง 2 ขนาดคือ ขนาดสั้นและยาว หรือที่เรียกว่า จุด (dot) และขีด (dash) เพื่อใช้ในการเข้ารหัสแทนอักขระแต่ละตัว ในการส่งสัญญาณระยะทางไกลนั้นจะต้องมีอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (repeater) วางอยู่ในระบบเป็นคาบ

ต่อมาในปี ค.ศ. 1876 Alexander Graham Bell ได้คิดค้นระบบโทรศัพท์ (telephone) ขึ้นเป็นครั้งแรก การค้นพบครั้งนั้นทำให้มนุษย์สามารถติดต่อสนทนากันแม้จะอยู่ห่างกันในระยะทางไกลได้ หลักการของระบบโทรศัพท์อาศัยการแปลงสัญญาณเสียงให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้าและส่งสัญญาณไฟฟ้านั้นผ่านสายนำสัญญาณเสียงอีกครั้ง และในปี ค.ศ. 1880 Alexander Graham Bell ได้ประดิษฐ์เครื่องโฟโตโฟน (Photophone) [2] เป็นโทรศัพท์ที่ใช้แสงเป็นคลื่นพาห้ (carrier wave) และใช้อากาศเป็นสื่อกลางในการติดต่อสื่อสารสามารถติดต่อได้ในระยะทางประมาณ 200 เมตร แต่ไม่สามารถนำมาใช้ในระบบการสื่อสารจริงๆ ได้ เพราะฉะนั้นการสื่อสารในช่วงก่อนเข้าสู่ศตวรรษที่ 20 จะเป็นการสื่อสารผ่านสัญญาณไฟฟ้าเป็นส่วนใหญ่ เมื่อมนุษย์มีความต้องการในการสื่อสารมากขึ้นการสื่อสารผ่านตัวกลางสายนำสัญญาณทองแดงไม่สามารถรองรับได้ความต้องการได้เพียงพอ เนื่องจากการส่งสัญญาณในความถี่สูงๆ ในสายนำสัญญาณทองแดงจะทำให้ส่งได้ไม่ไกลมากนัก ด้วยสาเหตุนี้ได้มีการคิดเปลี่ยนตัวกลางในการส่งสัญญาณจากสายนำสัญญาณทองแดงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ไมโครเวฟ ทำให้สามารถเพิ่มระยะทางในการส่งสัญญาณให้ไกลได้มากขึ้น

อย่างไรก็ตามความต้องการใช้การสื่อสารของมนุษย์มากขึ้นอย่างไม่มีการสิ้นสุด สายนําสัญญาณทองแดงและคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าในย่านความถี่ของไมโครเวฟไม่สามารถรองรับได้อย่างพอเพียง ในปี ค.ศ. 1960 เส้นใยแสงได้ถูกนำเสนอเป็นหนึ่งในทางเลือกในการสื่อสารแทนการสายนําสัญญาณทองแดง แต่ยังไม่สามารถใช้ในการสื่อสารได้เนื่องจากการสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสงสูงมากประมาณ 1000 dB/km การสูญเสียนี้เกิดเนื่องมาจากความไม่บริสุทธิ์ของวัสดุของเส้นใยแสง จึงได้มีแนวโน้มที่จะพัฒนารวมวิธีในการผลิตเส้นใยแสงเพื่อที่จะลดค่าการสูญเสียให้น้อยลง ในปี ค.ศ. 1970 Drs. Robert Maurer, Donald Keck and Peter Schultz ของบริษัท Corning Inc. ได้พัฒนาเส้นใยแสงที่ใช้ fused silica มาเป็นวัตถุดิบ [2] มีค่าการสูญเสียประมาณ 20 dB/km ด้วยเหตุนี้ในปี ค.ศ. 1970 ได้มีการพัฒนาระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงในงานวิจัยเป็นอย่างมากและนำมาใช้จริงในระบบเชิงธุรกิจ ในปี ค.ศ. 1977 มีการนำเส้นใยแสงมาใช้ในระบบโทรศัพท์ ซึ่งถือเป็นยุคแรกของการสื่อสารผ่านเส้นใยแสง ความยาวคลื่นที่ใช้ประมาณ 850 นาโนเมตรที่มาจากเครื่องส่งสัญญาณแบบเลเซอร์ไดโอดที่อัตราข้อมูลอยู่ที่ 50 - 100 Mbit/s มีค่าการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงประมาณ 2 dB/km ดังนั้นต้องวางอุปกรณ์ทวนสัญญาณในระบบมีระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ทวนสัญญาณอยู่ที่ประมาณ 10 km ซึ่งระยะห่างนี้ยังมากกว่าระบบที่ใช้สายนําสัญญาณทองแดงในการสื่อสาร เพื่อที่จะเพิ่มระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ทวนสัญญาณในยุคที่สองได้เปลี่ยนความยาวคลื่นในการส่งสัญญาณอยู่ที่ประมาณ 1300 นาโนเมตร มีค่าการสูญเสียประมาณ 0.5 dB/km และมีค่าการกระจาย (dispersion) ต่ำที่สุด อัตราข้อมูลอยู่ที่ 100 Mbit/s ระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ทวนสัญญาณประมาณ 20 km ด้วยอัตราในการส่งข้อมูลและระยะทางที่ไกลจึงเหมาะสำหรับใช้เป็นสายเชื่อม (trunk) ต่อระหว่างตึก แต่ยังไม่เหมาะสำหรับการส่งสัญญาณในระยะทางไกลมากเช่นการส่งสัญญาณใต้ทะเลระหว่างทวีป เนื่องจากผลมาจากค่า Dispersion ในเส้นใยแสงยังมีค่ามากเป็นผลทำให้ระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ทวนสัญญาณค่อนข้างสั้น ด้วยสาเหตุนี้จึงมีการพัฒนาเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (Single Mode Fiber) ที่ให้ค่า Dispersion เท่ากับศูนย์ที่ความยาวคลื่นเท่ากับ 1310 นาโนเมตร ในปี ค.ศ. 1988 Bell Lab ทำการวิจัยส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงข้ามมหาสมุทรแอตแลนติกเป็นครั้งแรกที่อัตราข้อมูล 565 Mbit/s โดยมีอุปกรณ์ทวนสัญญาณวางเป็นรายคาบ ประมาณเดือนธันวาคมในปีเดียวกันได้ประกาศมาตรฐานในการส่งสื่อสารผ่านเส้นใยแสงในเส้นใยแสงแบบโหมดเดียวที่ความยาวคลื่น 1300 นาโนเมตร ในยุคที่สามประมาณปี ค.ศ. 1990 บริษัท Nippon Telegraph and Telephone (NTT) ได้พัฒนาเส้นใยแสงที่มีค่าการสูญเสียประมาณ 0.2 dB/km ที่ความยาวคลื่น 1550 นาโนเมตรเพื่อที่จะเพิ่มระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ทวนสัญญาณให้มากขึ้นที่เกิดมาจากการสูญเสียในเส้นใยแสง แต่มีผลกระทบของ Dispersion ค่อนข้างมาก ต่อมาบริษัท Corning Inc. ได้ผลิตเส้นใยแสงแบบ Dispersion Shifted Fiber (DSF) มีค่าการสูญเสียเท่ากับ 0.2 dB/km และให้ค่า

Dispersion เท่ากับศูนย์ที่ความยาวคลื่น 1550 นาโนเมตรทำให้ระยะห่างระหว่างอุปกรณ์ทวนสัญญาณระยะห่างที่มากขึ้น ถึงอย่างนั้นอัตราข้อมูลที่ส่งอยู่ที่ประมาณ 10 Gbit/s ปัจจัยที่ทำให้ระบบสื่อสารทางแสงระยะไกลไม่สามารถส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูลสูงมากว่านี้ได้เนื่องจากเกิดปัญหาคอขวดของอุปกรณ์ทวนสัญญาณที่เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องอาศัยการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้าและเป็นแสงอีกครั้ง (Optical-to-electrical-to-optical: OEO) ในยุคที่เครื่องขยายสัญญาณทางแสงแบบอีดีเอฟเอ (EDFA) ได้ถูกประดิษฐ์ขึ้นโดย Dave Payne [3] เป็นผู้ค้นคิด โดยเครื่องขยายสัญญาณนี้สามารถขยายสัญญาณทางแสงโดยไม่ต้องแปลงเป็นสัญญาณไฟฟ้าก่อน และคุณสมบัติที่สำคัญของเครื่องขยายสัญญาณนี้คือสามารถขยายสัญญาณทางแสงได้พร้อมกันหลายความยาวคลื่นโดยไม่คำนึงถึงอัตราข้อมูลที่ส่ง ทำให้ข้อจำกัดของการสื่อสารผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกลในยุคก่อนๆ หดหายไป

ในยุคที่ห่า ระบบสื่อสารทางแสงระยะทางไกลต้องมีเครื่องขยายสัญญาณแบบอีดีเอฟเอวางเป็นรายคาบเพื่อที่จะชดเชยการสูญเสียกำลังของสัญญาณที่เกิดมาจากการสูญเสียในเส้นใยแสง เมื่อมีการใช้เครื่องขยายสัญญาณแบบอีดีเอฟเอแทนอุปกรณ์ทวนสัญญาณ ส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ภาครับมากขึ้นเป็นผลกระทบจาก Dispersion และปรากฏการณ์เคอร์ (Kerr Effect) ปรากฏการณ์เคอร์เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสง เนื่องจากค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังของสัญญาณ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงระดับของกำลังสัญญาณที่เกิดมาจากเครื่องขยายสัญญาณส่งผลให้ค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงเปลี่ยนแปลงตามปรากฏการณ์นี้เป็นปรากฏการณ์แบบไม่เป็นเชิงเส้นส่งผลทำให้เกิดปรากฏการณ์ Self-Phase Modulation (SPM) ของสัญญาณพัลส์ SPM กับ Dispersion จะส่งผลซึ่งกันและกันเป็นผลให้สัญญาณที่ส่งผิดเพี้ยนไป เพราะฉะนั้นในการส่งสัญญาณทางไกลจะต้องทำการลดผลของความผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจาก Kerr Effect กับ Dispersion เป็นหลัก

มีหลายงานวิจัยที่ทำการลดผลความผิดเพี้ยนของสัญญาณในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกล วิธีที่ถูกรวบรวมออกมา มี 3 วิธีหลักๆ คือ 1. การจัดการผลกระทบของ Dispersion (Dispersion Management) [4] 2. การลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณโดยใช้ผลกระทบของ Dispersion หักล้างผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง (Soliton Transmission) [5] 3. การใช้วิธีสังยุคเฟสแสง (Optical phase conjugation, OPC) วิธีที่นิยมใช้กับระบบสื่อสารทางแสงในปัจจุบันคือวิธีการจัดการผลกระทบของ Dispersion ในระบบสื่อสารทางแสงระยะทางไกลมากผลของ Kerr Effect มีผลมากขึ้นซึ่งวิธีนี้ไม่ได้ลดผลความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดจาก Kerr Effect วิธีที่การใช้วิธีสังยุคเฟสแสงหรือวิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบเป็นวิธีที่สามารถลดผลของ Dispersion และผลของ Kerr Effect โดยการนำ

อุปกรณ์ส่งยุคเฟสทางแสงวางไว้ที่กึ่งกลางระบบ การใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบได้ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกในปี ค.ศ.1979 โดย Yariv A. ได้เสนอว่าความเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นนั้นสามารถที่จะชดเชยได้โดยการใช้เครื่องส่งยุคเฟสทางแสงทางแสงวางไว้ที่กึ่งกลางระบบและโดยมีเงื่อนไขที่ว่า ค่า Dispersion ของเส้นใยแสงในฝั่งครั้งแรกและครั้งที่สองของระบบจะต้องมีคุณสมบัติเหมือนกัน [6] ในปี ค.ศ. 1983 Fisher ได้นำเสนอว่าทั้งค่า Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงสามารถชดเชยได้โดยวิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในเส้นใยแสงที่ไม่มีการสูญเสีย [7] แต่วิธีการนี้ยังไม่สามารถนำมาใช้ในระบบจริงได้เนื่องจากมีอุปกรณ์ทวนสัญญาณที่วางอยู่ในระบบทำหน้าที่สร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่วิธีการนี้จึงไม่มีความจำเป็น จนกระทั่งมีการค้นคิดเครื่องขยายสัญญาณแบบออปติคัลเอเวอริการคอนจูเกตทางแสงได้ถูกนำกลับมาพิจารณาอีกครั้ง ในปี ค.ศ. 1993 Kikuchi ได้ทำการจำลองส่งสัญญาณในระบบระยะทางไกลที่มีเครื่องขยายสัญญาณแบบออปติคัลเอเวอริการเป็นรายคาบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ สามารถลดผลของ Dispersion ได้หมดแต่ไม่สามารถลดของปรากฏการณ์เคอร์ได้สมบูรณ์ [8] แสดงให้เห็นว่าในระบบที่มีระยะทางสั้น วิธีส่งยุคเฟสทางแสงสามารถชดเชยผลกระทบที่เกิดจากการกระจายออกของสัญญาณและความไม่เป็นเชิงเส้นได้เกือบสมบูรณ์ แต่ในระยะทางไกลไม่สามารถลดได้สมบูรณ์เนื่องจากผลของการเปลี่ยนแปลงของกำลังสัญญาณเป็นรายคาบและการเปลี่ยนแปลงไปมาของค่า Dispersion [9]

ในช่วงประมาณ 1-2 ปีที่ผ่านมาได้มีการนำเสนอกฎที่เพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงในระยะทางไกลอย่างมากมาย หนึ่งในวิธีการเพิ่มสมรรถนะของระบบคือการเปลี่ยนรูปแบบการมอดูเลตของสัญญาณแสง ตั้งแต่มีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงรูปแบบการมอดูเลตที่ใช้เป็นการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด (On-off keying, OOK) อยู่ทั้งในแบบกลับสู่ศูนย์ (RZ) และ แบบไม่กลับสู่ศูนย์ (NRZ) ซึ่งการใช้รูปแบบสัญญาณดังกล่าวยังไม่สามารถดึงเอาศักยภาพที่แท้จริงของระบบมาใช้ได้ ดังนั้นการเปลี่ยนไปใช้การมอดูเลตสัญญาณขั้นสูง (Advanced Modulation Format) เช่น ดูโอไบนารี (Duobinary), แอลเอ็มไอ (Alternate mark inversion, AMI), ซีเอสอาร์แซด (Carrier-suppressed return-to-zero, CSRZ) และ พีเอสเค (Phase-shift keying, PSK) สามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของระบบได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้การมอดูเลตแบบ DPSK (DPSK) [10] ซึ่งมีข้อดีกว่า OOK คือ มีความต้องการอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (OSNR) เพียงครึ่งหนึ่งของ OOK เพื่อให้ได้อัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่เท่ากันเมื่อใช้กับเครื่องรับสัญญาณแบบสมดุล (Balanced Detector) [10] - [11] และยังมีความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (Fiber nonlinearity) สูง เนื่องจากมีกำลังสัญญาณที่คงและมีกำลังค่ายอดที่ต่ำกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน

อันที่จริงแล้ว DPSK มีใช้มาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1980-1990 เนื่องจากสามารถส่งไปได้ไกลกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานที่เท่ากัน แต่เมื่อมีการค้นพบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบอดีเอฟเอทำให้ความนิยมใน DPSK ลดลง เพราะกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณไม่ได้เป็นข้อจำกัดอีกต่อไป ทั้งการใช้ DPSK ยังมีความยุ่งยากในการรับสัญญาณที่ต้องใช้อุปกรณ์แบบอาพันธ์ (Coherent) อีกด้วย แต่ในปัจจุบันงานวิจัยที่ใช้ OOK ในการส่งสัญญาณได้มาถึงข้อจำกัดแล้ว ดังนั้นงานวิจัยสมัยใหม่จึงเริ่มกลับมาสนใจการใช้ DPSK อีกครั้งหนึ่ง โดยงานวิจัยเหล่านี้ได้นำเสนอถึงสมรรถนะของการมอดูเลต DPSK เทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [12]-[13] และยังมีงานวิจัยซึ่งได้กล่าวถึงการลดผลกระทบของ Kerr Effect ที่มีความเกี่ยวเนื่องกับ Dispersion ของการมอดูเลต DPSK เทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง [14]-[15] การมอดูเลต DPSK ได้มีการทดลองส่งสัญญาณในเส้นใยแสงอยู่หลากหลายรูปแบบเช่น การส่งสัญญาณหลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นขนาด 38×43 Gbit/s ด้วยความห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 50 GHz บนระยะทาง 300 km ทำให้ได้ค่า Q ของแต่ละช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นไม่ต่ำกว่า 11 dB [16] การส่งสัญญาณที่ใช้การมอดูเลต DPSK ด้วยอัตราบิต 2.5 Tbit/s (64×42.7) ในระบบการมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่น เป็นระยะทาง 4,000 km [17] การทดลองเพื่อหาข้อจำกัดของการมอดูเลต DPSK เนื่องจากสัญญาณรบกวนทางเฟสเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง [18] และการทดลองเพื่อที่จะหาผลกระทบของความห่างระหว่างช่องสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสในระบบแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น (WDM) [19] เป็นต้น

ในปี ค.ศ.2006 ได้มีงานวิจัยทำการเพิ่มสมรรถนะในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงระยะทางไกลมากในรูปแบบการมอดูเลตดีพีเอสโดยใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ [20] ผลปรากฏว่าการส่งสัญญาณในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบส่งระยะทางได้ไกลกว่าระบบที่มีการชดเชยค่า Dispersion ประมาณร้อยละ 44 และค่า Q-factor เพิ่มขึ้นถึง 4 dB และการลดผลของสัญญาณรบกวนที่เกิดมาจากเครื่องขยายสัญญาณในระบบด้วยใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบสามารถลดได้เกือบสมบูรณ์ในระบบการมอดูเลตทางความเข้มแสง แต่ยังไม่มีการวิจัยใดที่วิเคราะห์สมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงแบบ DPSK โดยใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงทางแสงที่กึ่งกลางระบบในช่องสัญญาณเดี่ยวและหลายช่องสัญญาณในเชิงทฤษฎี คำนึงความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดมาจากการสะสมของสัญญาณรบกวนในเครื่องขยายสัญญาณแบบอดีเอฟเอแบบไม่เป็นเชิงเส้น เพราะฉะนั้นในงานวิจัยนี้ได้นำเสนอปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบการสื่อสารสัญญาณทางแสงแบบ DPSK ที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ โดยทำการวิเคราะห์และเปรียบเทียบความผิดพลาดทางเฟสในทางทฤษฎีซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนที่สะสมแบบไม่เป็นเชิงเส้นอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์เคอร์ ในระบบที่ใช้การมอดูเลต

แบบ DPSK ที่ไม่มีการชดเชย Dispersion, ระบบที่มีการชดเชย Dispersion แบบเป็นรายคาบ และระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในช่องสัญญาณเดี่ยวและหลายช่องสัญญาณ

จุดประสงค์ของโครงการ

1. วิเคราะห์และเปรียบเทียบความผิดพลาดทางเฟส เนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่ถูกขยายโดยปรากฏการณ์เคอร์รี่ในระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK ในระบบปกติและระบบที่ใช้การชดเชย Dispersion โดยการวาง Dispersion Compensation Unit แบบเป็นรายคาบ ทั้งในระบบช่องสัญญาณเดี่ยวและในระบบที่ใช้การมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น (WDM) พร้อมทั้งทำการจำลองการสื่อสารสัญญาณทางแสงผ่านเส้นใยแสงเพื่อทดสอบทฤษฎีที่น่าเสนอ
2. วิเคราะห์ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK ที่ใช้วิธีคอนจูเกตทางแสงลดผลความผิดพลาดของสัญญาณที่เกิดจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่ถูกขยายโดยปรากฏการณ์เคอร์รี่ในระบบช่องสัญญาณเดี่ยวและระบบ WDM

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการ

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาถึงวิธีการมอดูเลตสัญญาณ DPSK ในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
3. ศึกษาเกี่ยวกับระบบส่งยุคเฟสทางแสงในช่องสัญญาณเดี่ยวและหลายช่องสัญญาณในระบบที่มีการมอดูเลตแบบความเข้มแสง
4. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากเครื่องขยายสัญญาณ ในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่ไม่มีและไม่มีมีการชดเชย Dispersion และระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบช่องสัญญาณเดี่ยว
5. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณแสงแบบ DPSK ในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบช่องสัญญาณเดี่ยว
6. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลช่องสัญญาณเดี่ยวเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
7. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากเครื่องขยายสัญญาณ ในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่ไม่มีและไม่มีมีการชดเชย Dispersion และระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น

8. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณแสงแบบ DPSK ในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางในระบบการมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
9. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลแบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น เพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น
10. วิเคราะห์ผลจากแบบจำลองและผลในทางทฤษฎีว่าสอดคล้องกันหรือไม่อย่างไร และถ้าไม่สอดคล้องจะมีการอธิบายอย่างสมเหตุสมผลว่าสาเหตุใดผลลัพธ์ที่ออกมาจึงไม่สอดคล้องกับทฤษฎี
11. เรียบเรียงรายงานฉบับสมบูรณ์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1 ทฤษฎีพื้นฐานของเส้นใยแสง

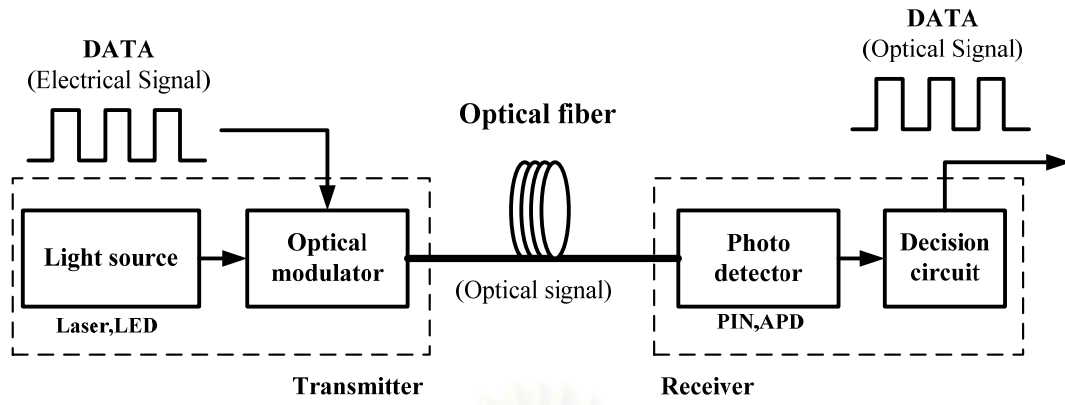
1.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงโดยทั่วไปสามารถแสดงให้เห็นดังรูปที่ 1.1 ซึ่งจะประกอบด้วย องค์ประกอบหลักๆ คือ อุปกรณ์ส่งสัญญาณแสง (Optical transmitter) เส้นใยแสง (Optical fiber) และอุปกรณ์รับสัญญาณแสง (Optical receiver)

การมอดูเลตสัญญาณแสงมีอยู่ สองประเภทหลักๆ คือ การมอดูเลตภายนอก (External modulation) [21] ซึ่งประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสง (Light source) และ อุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ (Modulator) แยกออกจากกัน ส่วนอีกประเภทจะเป็นการมอดูเลตโดยตรง (Direct modulation) [21] ซึ่งแหล่งกำเนิดแสงและอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณจะรวมอยู่เป็นอุปกรณ์เพียงชุดเดียว

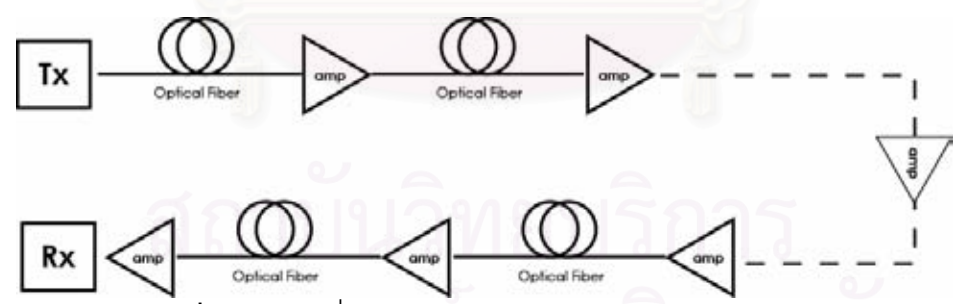
เส้นใยแสงทำหน้าที่เป็นตัวกลางในการนำสัญญาณแสงจากต้นทางไปยังปลายทาง เส้นใยแสงที่ใช้งานอยู่จะเป็นแบบ Single mode fiber (SMF) ซึ่งมีราคาสูง แต่มีค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนต่ำ (Attenuation coefficient) แบบ Multi-mode fiber (MMF) ซึ่งมีราคาถูกกว่า SMF แต่ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสูงกว่า SMF แบบ Dispersion-shifted fiber (DSF) ซึ่งจะมีคุณสมบัติพิเศษคือ ณ ความยาวคลื่น zero dispersion จะเป็นค่าเดียวกับความยาวคลื่นที่ให้ค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนกำลังงานต่ำที่สุด (1550 nm) และ Non-zero Dispersion-shifted fiber (NZDSF) ซึ่งมีคุณสมบัติเหมาะที่จะใช้ในระบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น

อุปกรณ์รับสัญญาณแสง ประกอบด้วยอุปกรณ์สองชนิดคือ อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Photo detector) ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยทั่วไปจะใช้เป็น PIN (Positive, intrinsic, negative junctions) และ APD (Avalanche photodiode) ส่วนองค์ประกอบที่สองของอุปกรณ์รับสัญญาณแสงคือ วงจรตัดสินใจ (Decision circuit) ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณขาออกควรจะเป็นบิต '0' หรือ '1' ซึ่งขึ้นอยู่กับค่า Decision threshold ภายในวงจรตัดสินใจ



รูปที่ 1.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง

สำหรับระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล (Long-haul transmission system) แสดงให้เห็นในรูปที่ 1.2 จะเห็นได้ว่ามีอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Optical amplifier) หรือ อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) วางคั่นระหว่างทางเป็นช่วงๆ เนื่องจากการสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงโดยจะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณทางแสงในแต่ละย่านความยาวคลื่น (Optical attenuation coefficient: α dB/km) ทำให้กำลังงานสัญญาณแสงลดลง และอาจจะเป็นผลให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Optical detector) ไม่สามารถตรวจจับกำลังงานแสงได้ สำหรับค่ากำลังงานต่ำสุดที่อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงจะสามารถแปลงกำลังงานแสงเป็นกำลังงานไฟฟ้าได้คือค่าความไว (Sensitivity) ซึ่งขึ้นอยู่กับแต่ละชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ



รูปที่ 1.2 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล

1.2 ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ดังนั้นสมการต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงย่อมมีความสัมพันธ์กับสมการของ Maxwell โดยเริ่มต้นพิจารณาการเดินทางของสัญญาณแสงจากสมการความหนาแน่นกระแสและสมการความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก จน

ท้ายที่สุด จะได้สมการการเคลื่อนที่ของสัญญาณแสงในเส้นใยแสงเป็นไปดังสมการ 6(2.1) ซึ่งมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Nonlinear Schrödinger equation (NLSE) [22],[23]

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{1}{2}\alpha A - \frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + i\gamma |A|^2 A \quad (2.1)$$

โดยที่ A เป็น Envelope ของสัญญาณ α เป็นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน β_2 เป็นค่า Group-velocity dispersion (GVD) γ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear coefficient) z เป็นระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง และ T เป็นกรอบเวลาที่เคลื่อนที่ไปพร้อมกับความเร็วกลุ่ม (v_g) ซึ่งสามารถแสดงดังในสมการ (2.2)

$$T = t - \frac{z}{v_g} \quad (2.2)$$

โดยที่ t เป็นเวลา ในพจน์ทางขวามือของสมการ 8(2.1)แสดงถึงปัจจัยที่มีผลต่อสัญญาณ A ซึ่งประกอบด้วย การลดทอนสัญญาณ (α) เมื่อสัญญาณเดินทางไปในเส้นใยแสงจะทำให้กำลังงานของสัญญาณแสงลดต่ำลงและเราสามารถชดเชยกำลังงานของสัญญาณได้ด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง สำหรับพจน์ที่สองทางขวามือของสมการ 9(2.1) คือ GVD (β_2) เป็นผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออก สำหรับพจน์สุดท้ายทางขวามือของสมการ 10(2.1)คือ ผลของปรากฏการณ์ Kerr ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสงซึ่งจะทำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนแปลงไปตามระยะทางและส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออก ความรุนแรงของปรากฏการณ์ Kerr ในเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูงสุด (Peak power) ของสัญญาณที่เดินทางในเส้นใยแสง เพื่อที่จะดูผลกระทบแต่ละปัจจัยในสมการ (2.1) ต่อสัญญาณ เราสามารถแยกคิดผลของปัจจัยต่างๆ ที่มีผลต่อสัญญาณได้ในหัวข้อถัดไป ดังนี้

1.2.1 การสูญเสียกำลังสัญญาณ (Attenuation loss)

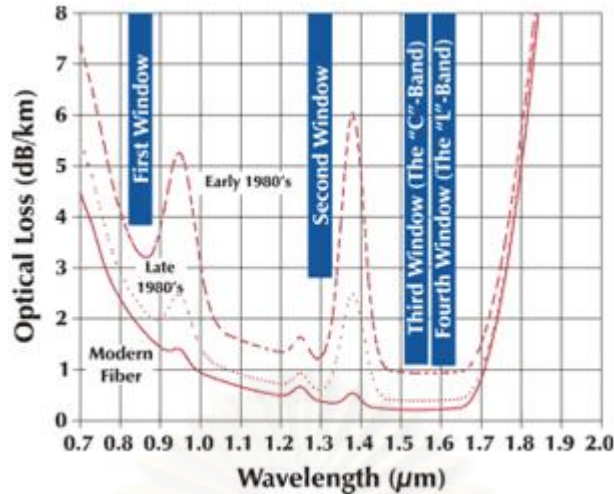
เป็นการสูญเสียค่ากำลังสัญญาณอันเนื่องมาจากการที่แสงเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางหนึ่งๆ โดยมีสมการแสดงการลดทอนกำลังสัญญาณดังนี้

$$P(L) = P(0) - \alpha L \quad (2.3)$$

โดยที่ $P(L)$ คือ กำลังของสัญญาณพัลส์ทางแสงที่ระยะ L จากอุปกรณ์ส่งสัญญาณ

$P(0)$ คือ กำลังสัญญาณพัลส์ทางแสงที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]

α คือ ค่าคงตัวของ การลดทอน [dB/km]



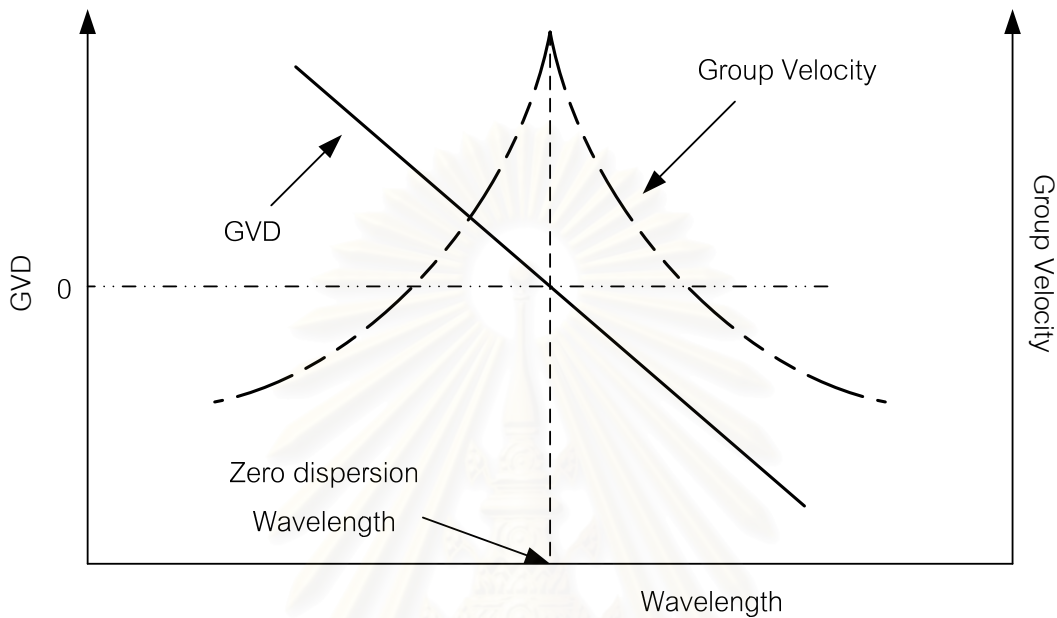
รูปที่ 1.3 Optical fiber attenuation vs. wavelength

สำหรับค่าคงตัวการลดทอน α นั้นแตกต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นดังรูปที่ 1.3 ซึ่งแสดงเส้นโค้งทั้ง 3 เส้นโดยเส้นบนสุดซึ่งเป็นเส้นประแสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงต้นยุค 80 ในส่วนเส้นจุดตกลงมาเป็นเส้นโค้งที่แสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงปลายยุค 80 และล่างสุดเส้นทึบซึ่งแสดงถึงเส้นใยแสงในยุคปัจจุบัน ระบบเส้นใยแสงในช่วงแรกหรือยุคแรก (first window) นั้นจะทำงานที่ความยาวคลื่นประมาณ 850 nm บนเส้นใยแสงที่ทำจากซิลิกาและจากเส้นโค้งเราจะพบจุดยอดที่เกิดจากความขึ้นและผลของ Rayleigh scattering ซึ่งทำให้อัตราการสูญเสียสัญญาณมีค่าสูงดังเส้นประในรูปที่ 1.3 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 เช่น ระบบ LAN เป็นต้น เราจะใช้ความยาวคลื่นที่ 850 nm ส่วนในระบบส่งผ่านข้อมูลทางไกลจะใช้ความยาวคลื่นที่ 1550 nm ปัจจุบันมีการพัฒนาการใช้งานเส้นใยแสงในยุคที่ 4 (forth window) ซึ่งเพิ่มการใช้ความยาวคลื่นใกล้แถบ 1625 nm

1.2.2 Group velocity dispersion (GVD)

โดยทั่วไป Dispersion ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสง มีสองประเภทด้วยกัน คือ Inter-modal dispersion สำหรับ MMF และ Chromatic dispersion สำหรับ SMF ในการส่งข้อมูลผ่านเส้นใย

แสงระยะไกล เราจะเลือกใช้ SMF เพราะว่า SMF สามารถส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูงกว่าเนื่องจากแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลกว้างกว่ารวมไปถึงอัตราการสูญเสียกำลังงานที่น้อยกว่า ดังนั้น Dispersion ที่ส่งผลกับระบบจะเป็นแบบ Chromatic dispersion



รูปที่ 1.4 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น

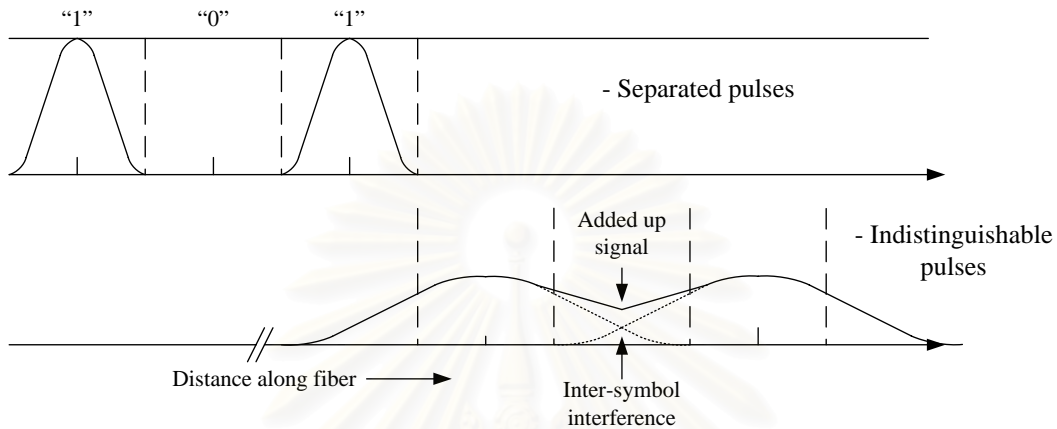
Chromatic dispersion เกิดจากคุณสมบัติของความเร็วกลุ่มมีค่าไม่เท่ากันในแต่ละความยาวคลื่น ทำให้สัญญาณพัลส์ที่ประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกันเป็นผลให้สัญญาณพัลส์ที่ปลายทางขยายออก 14รูปที่ 1.4 แสดงถึงตัวอย่างการแจกแจงความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่นซึ่งเห็นได้ว่าความเร็วกลุ่มของแต่ละความยาวคลื่นมีค่าแตกต่างกันและจะมีค่าสูงสุดที่ Zero-dispersion wavelength

เราสามารถแบ่งช่วงของ Dispersion ใน 15รูปที่ 1.4 ออกเป็น 3 ช่วงได้แก่ Normal dispersion ($\beta_2 > 0$) Anomalous dispersion ($\beta_2 < 0$) และ Zero dispersion ($\beta_2 = 0$) [22]

GVD จะมีอิทธิพลต่อคุณภาพของสัญญาณพัลส์อย่างมากในกรณีที่มีการส่งสัญญาณพัลส์เป็นขบวนออกไปในเส้นใยแสงเป็นระยะทางไกลๆ และสัญญาณพัลส์ที่อยู่ติดกันจะมีโอกาสเลื่อมกันมากขึ้น (Overlap) จนทำให้เกิด Inter-symbol interference (ISI) และอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ (Error decision) ว่าสัญญาณแสงที่วิ่งเข้ามาควรจะเป็น บิต '1' หรือ บิต '0' ซึ่งแสดงให้เห็นใน 16รูปที่ 1.5

17รูปที่ 1.5 แสดงถึงการเกิด ISI ที่เกิดจากการขยายตัวของสัญญาณพัลส์ โดยเริ่มแรกส่งสัญญาณแบบมอดูเลตความเข้มแสงด้วยบิต '1', '0', '1' ตามลำดับ สัญญาณพัลส์

ระหว่างบิตแยกออกจากกันอย่างชัดเจน เมื่อสัญญาณพัลส์เดินทางในเส้นใยแสงผลของ GVD ทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออก จนกระทั่งเกิด ISI ผลของ ISI ทำให้กำลังงานของสัญญาณที่ช่วงเวลา (Time slot) บิต '0' เพิ่มขึ้น และอาจทำให้ตรวจจับสัญญาณผิดพลาดจากบิต '0' กลายเป็นบิต '1' หากว่าสัญญาณที่เพิ่มขึ้นมาเลยค่าขอบเขตที่เครื่องตรวจจับสัญญาณกำหนดไว้



รูปที่ 1.5 การแสดงการเกิด Inter-symbol interference

1.2.3 Kerr effect

Kerr effect เป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้ค่าดัชนีหักเห เปลี่ยนแปลงไปตามกำลังงาน ทำให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปโดยที่มีขนาดขึ้นอยู่กับกำลังงานเรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปรากฏการณ์ Kerr effect ที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็นสามประเภทหลักคือ Self-phase modulation (SPM) Cross-phase modulation (XPM) และ Four-wave mixing (FWM)

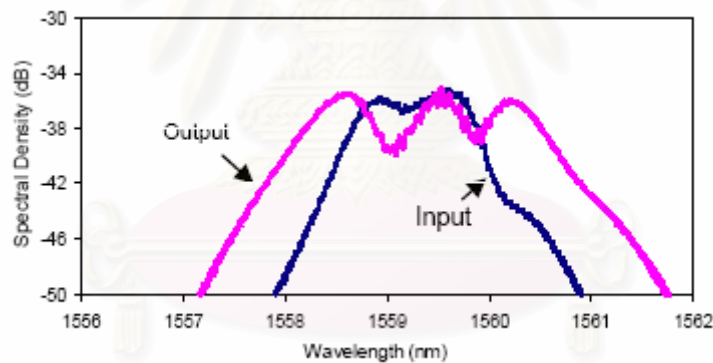
1.2.3.1 SPM

SPM เป็นปรากฏการณ์หนึ่งที่เป็นผลเนื่องมาจากปรากฏการณ์ Kerr กำหนดให้ $\phi_{NL}(z, T)$ เป็นเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น สำหรับ SPM นั้น เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับกำลังงานแสงในตัวสัญญาณ เมื่อ $\phi_{NL}(z, T)$ เปลี่ยนแปลงเมื่อเทียบกับหน่วยเวลา ทำให้เกิดเป็น Frequency chirp ขึ้นมา $\left(\Delta\omega_{NL} = \frac{\partial\phi_{NL}(z, T)}{\partial T} \right)$ ซึ่งเป็นผลทำ

ให้สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณขยายออกและเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจะถูกเหนี่ยวนำมากที่สุดบริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีปริมาณกำลังงานแสงสูงสุด

$$\phi_{NL,max} = z_{eff} P_0 \gamma \quad (2.4)$$

โดยที่ P_0 เป็นกำลังงานของสัญญาณพัลส์ $\phi_{NL,max}$ เป็นเฟสที่เลื่อนออกไปมากที่สุด ณ บริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ และ $z_{eff} = \frac{1 - \exp(-\alpha z)}{\alpha}$ เป็นความยาวประสิทธิผลเนื่องจากการลดทอนของสัญญาณในเส้นใยแสง รูปที่ 2.6 แสดงถึงการขยายออกสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์เนื่องจาก SPM เห็นได้ว่าสเปกตรัมสัญญาณจะแตกออกในส่วนบนและขยายออกทางด้านข้าง การที่สเปกตรัมสัญญาณขยายออกมากกว่า 1 nm (มากกว่า 100 GHz ที่ 1550 nm) เพราะว่าการกำลังงานสัญญาณที่เลือกใช้สูงมากรวมไปถึงเส้นใยแสงมีค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นสูงมากด้วยเช่นกันจึงส่งผลให้ SPM ส่งผลต่อสเปกตรัมสัญญาณอย่างรุนแรง ส่งผลต่อความถี่รอบข้างทำให้เกิดความผิดพลาดต่อสัญญาณของข้อมูลที่ภาครับ



รูปที่ 1.6 การขยายออกสเปกตรัมของสัญญาณพัลส์เนื่องจาก SPM ในเส้นใยแสงที่มีสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นสูงมาก

1.2.3.2 XPM

Cross-Phase Modulation (XPM) ปฏิกิริยานี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1 และ ω_2 ซึ่งมีค่าต่างกัน ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยแต่ละสัญญาณพัลส์ ณ ช่องสัญญาณหนึ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกำลังงานของสัญญาณแสงอื่นที่อยู่ที่คลื่นพาห์มีความถี่ที่ต่างออกไปเหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม

ปกติแล้วเมื่อ 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น ω_1 และ ω_2 ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง นอกจากทั้ง 2 สัญญาณแสงจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกันซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็นปัจจัยที่กำหนดการเลื่อมล้ำของทั้ง 2 สัญญาณแสงในปรากฏการณ์ XPM โดยปรากฏการณ์ นี้จะเกิดขึ้นช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่าโดยมีเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจาก SPM และ XPM ดังนี้

$$\phi_{NL} = n_2 k_0 L (|E_0|^2 + 2|E_1|^2) \quad (2.5)$$

เมื่อ $|E_0|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์ ω_1
 $|E_1|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์ ω_2

1.2.3.3 FWM

Four Wave Mixing (FWM) เกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน 4 ความถี่ที่มีความสัมพันธ์ตามเงื่อนไข การจับคู่ความถี่ (frequency matching) จะทำให้เกิดการถ่ายเทพลังข้ามให้แก่กัน และกัน การกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยเกิดจากสัญญาณพัลส์หลายๆ ช่องสัญญาณที่มีความถี่ต่างๆ กันมาผสมผสานกัน สำหรับการเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ (f_4) จากสัญญาณความถี่ f_1, f_2, f_3 ซึ่งเป็นไปตามสมการ (2.6)

$$f_4 = f_1 + f_2 - f_3 \quad (2.6)$$

และเงื่อนไขของการจับคู่เฟส (Phase matching condition) ดังนี้

$$k_4 = k_1 + k_2 - k_3 \quad (2.7)$$

โดยที่ k_n คือ ค่าคงตัวเฟส ณ ความถี่ที่ n ดังนั้นประสิทธิภาพของ FWM ผลของ FWM ในกรณีของช่องสัญญาณเดียว เรียกว่า Intra-channel FWM (IFWM) จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่กระจายออกมาถ่ายเทกำลังงานซึ่งกันและกันจนทำให้เกิด Ghost pulse ขึ้นมาในสัญญาณที่มอดูเลตแบบ On-Off Keying (OOK) สำหรับผลของ FWM ในกรณีของหลายช่องสัญญาณ จะมีสัญญาณความถี่ใหม่เกิดขึ้นมา และจะมีความรุนแรงเมื่อความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นมาทับซ้อนหรือว่า

เชื่อมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลขึ้น แต่ว่าผลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก FWM จะมีความรุนแรงน้อยกว่า XPM

1.3 การมอดูเลตสัญญาณทางแสง (Optical modulation)

ในงานวิจัยนี้เกี่ยวข้องกับโดยตรงกับหลักการมอดูเลตสัญญาณแสง 2 วิธีคือ การมอดูเลตความเข้มแสง (หรือ On-off keying: OOK) และการมอดูเลตแบบ DPSK ซึ่งทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันอย่างมากโดยเฉพาะความยุ่งยากซับซ้อนและความทนทานต่อสัญญาณรบกวนต่างๆ โดยพื้นฐานแล้วการมอดูเลตความเข้มแสงนิยมใช้กันมาตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบันเพราะว่าความไม่ยุ่งยากซับซ้อนทั้งอุปกรณ์ทางด้านส่งและทางด้านรับ แต่เมื่อไม่นานนี้ ได้มีงานวิจัยอย่างหลากหลาย [12]-[15] ที่กล่าวถึงข้อดีของการมอดูเลต DPSK ทางแสงเมื่อเทียบกับการมอดูเลตความเข้มแสง อาทิเช่น ความทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง กำลังงานในการส่งสัญญาณที่ไม่ได้ขึ้นอยู่กับการเรียงตัวของบิตข้อมูลทำให้ผลของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นมีค่าเท่ากันทุกบิต [10],[11] เป็นต้น

1.3.1 การมอดูเลตทางความเข้มแสง

ในการมอดูเลตความเข้มแสง สัญญาณข้อมูลจะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานทางแสง สัญญาณดิจิทัล (Digital signal) ที่เป็น '1' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานค่าหนึ่ง และสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' ก็จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานอีกค่าหนึ่ง โดยทั่วไปสัญญาณดิจิทัลที่เป็น '0' จะถูกแทนที่ด้วยระดับกำลังงานศูนย์หรืออาจเรียกได้ว่าไม่ได้ส่งสัญญาณออกไปในช่วงเวลาที่มีสัญญาณขาเข้า (Input signal) เป็นสัญญาณดิจิทัล '0'

1.3.2 การมอดูเลตแบบ DPSK

กำลังงานของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบ DPSK จะมีปริมาณเท่ากันหมดไม่ว่าจะเป็นบิต '0' หรือบิต '1' และการมอดูเลตสัญญาณทางภาคส่งจะมีการป้อนสัญญาณดิจิทัลผลต่างทางเฟสเข้าสู่อุปกรณ์มอดูเลตเฟสทำให้เฟสของสัญญาณขาออกต่างกัน π เมื่อมีการเปลี่ยนของระหว่างบิต '0' กับ บิต '1' [10],[11] สำหรับทางภาครับจะใช้วิธีการเปรียบเทียบความต่างเฟสระหว่าง

สัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน จึงเป็นข้อดีของการมอดูเลต DPSK ที่ไม่จำเป็นต้องมีการอ้างอิงเฟสระหว่างอุปกรณ์ส่งสัญญาณและอุปกรณ์ทางภาครับ ซึ่งการมอดูเลต DPSK นี้จำเป็นต้องมีส่วนที่ทำหน้าที่ในการประวิงเวลาสัญญาณในช่วงเวลาหนึ่งบิต (1-bit delay) เพื่อทำหน้าที่ในส่วนของการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณบิตที่อยู่ติดกัน [10],[11]

สัญญาณบิตข้อมูลของการมอดูเลต DPSK จะอยู่ที่เฟสของสัญญาณ ดังนั้นสัญญาณรบกวนทางเฟสจึงเป็นส่วนสำคัญในการทำให้คุณภาพของสัญญาณข้อมูลเสื่อมลง โดยทฤษฎีแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดจะไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลต DPSK แต่เพราะว่า Kerr effect ที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงจะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส โดยทั่วไปแล้วสัญญาณรบกวนทางแอมพลิจูดนั้นอาจเกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง อุปกรณ์ส่งสัญญาณทางแสง หรือแม้แต่ภายในของเส้นใยแสง ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีความเป็นไปได้อย่างมากเมื่อสัญญาณในแต่ละบิตที่เดินทางในเส้นใยแสงจะมีขนาดของแอมพลิจูดหรือกำลังที่แตกต่างกัน ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าความผิดพลาดทางเฟสที่แตกต่างกันในแต่ละบิตเนื่องจากความไม่เท่ากันของแอมพลิจูดจึงมีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งต่อการมอดูเลตสัญญาณแบบ DPSK

1.3.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียระหว่างการมอดูเลตความเข้มแสงและการมอดูเลต DPSK

ความแตกต่างขั้นพื้นฐานระหว่างการมอดูเลตความเข้มแสงและการมอดูเลต DPSK มีดังนี้คือ

1. การมอดูเลต DPSK จะมีความไวในการตรวจจับสัญญาณที่ภาครับได้ดีกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงอยู่ประมาณ 3 dB ในกรณีกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณแต่ละบิตมีค่าเท่ากัน [10],[11]
2. การมอดูเลต DPSK จะมีความทนทานต่อการกระเพื่อมของกำลังสัญญาณที่ภาครับ แต่ในทางกลับกันการกระเพื่อมของกำลังสัญญาณที่ภาครับจะมีอิทธิพลต่อการมอดูเลตความเข้มแสง [10],[11],[24]-[25]
3. สัญญาณรบกวนทางเฟส จะมีอิทธิพลต่อการมอดูเลต DPSK แต่จะไม่มีผลกระทบต่อการมอดูเลตความเข้มแสง

ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกล สาเหตุหลักที่ทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลงคือ Dispersion และ Kerr effect ในเส้นใยแสง การที่จะระบุว่า การมอดูเลตแบบไหนให้

ผลลัพธ์ที่ดีกว่ากัน เราต้องพิจารณาว่าการมอดูเลตแบบไหนให้ความทนทานต่อ Dispersion และ Kerr effect มากกว่ากัน

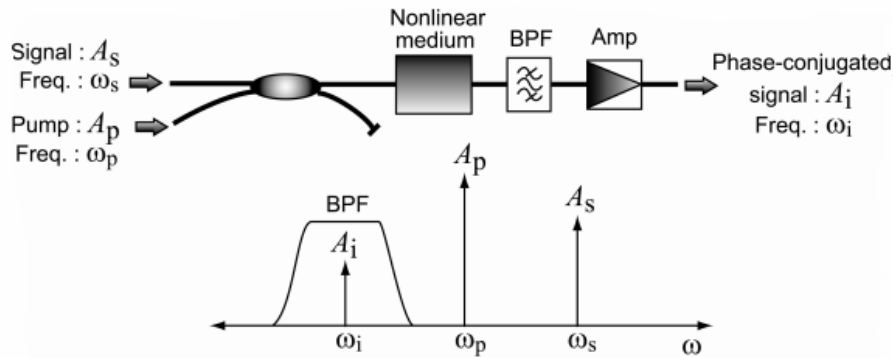
ในกรณีของ Dispersion การมอดูเลตทั้งสองแบบไม่มีความแตกต่างกันมากเพราะว่า Dispersion จะทำให้สัญญาณพัลส์ขยายออกโดยไม่ขึ้นกับรูปแบบการมอดูเลต ส่วนกรณีของ Kerr effect ในเส้นใยแสง การมอดูเลต DPSK จะมีความทนทานต่อ Kerr effect ในเส้นใยแสง มากกว่าการมอดูเลตความเข้มแสงเพราะว่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูลบิต '0' และบิต '1' มีปริมาณเท่ากันดังนั้นผลของความผิดพลาดที่เกิดจาก Kerr effect ในเส้นใยแสงแต่ละบิตมีค่าเท่ากัน ด้วยเหตุนี้การมอดูเลต DPSK จึงไม่มีผลต่อการตีมอดูเลตด้วยความต่างเฟสที่ภาครับ

1.4 ทฤษฎีพื้นฐานของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ (Optical Phase Conjugation for long-haul Transmission)

วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบเป็นทางเลือกทางหนึ่งที่สามารถชดเชยรูปคลื่นสัญญาณที่ไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดความเพี้ยนขึ้น โดยการวางเครื่องสังยุคเฟสทางแสง(optical phase conjugator) ไว้ที่กึ่งกลางระบบ เมื่อสัญญาณถูกปล่อยออกจากตัวส่งให้เดินทางในเส้นใยแสง รูปคลื่นสัญญาณจะเกิดความเพี้ยนขึ้นในฝั่งครั้งแรกของระบบแต่จะสามารถกลับมาเป็นรูปคลื่นสัญญาณเดิมที่ไม่มีความเพี้ยนเกิดขึ้นที่เครื่องรับสัญญาณได้ โดยมีเงื่อนไขที่ว่า คุณสมบัติย่อยในสายส่งของทั้งสองฝั่งของระบบจะต้องมีความสมมาตรเมื่อมองจากจุดกึ่งกลางของระบบ เครื่องสังยุคเฟสทางแสงนั้นสามารถสร้างสัญญาณคอนจูเกตได้โดยใช้หลักการจากกระบวนการ Four-Wave Mixing (FWM) ในตัวกลางที่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้นอันดับที่สาม (third-order nonlinear medium) ซึ่งเป็นตัวกลางที่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้นอย่างรุนแรง โดยเมื่อสัญญาณเข้าทำปฏิกิริยากับสัญญาณจากภายนอกที่ใส่เข้าไปที่เรียกว่าสัญญาณปั๊ม(Pump)ที่มีกำลังสูง ใน third-order nonlinear medium แล้วจะเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ขึ้นมาที่เรียกว่า idler wave โดยกระบวนการ FWM ซึ่ง idler wave เป็นคอนจูเกตกับสัญญาณเข้า ดังรูปที่ 2.7 สมการ (2.8)

$$2h\omega_p = h\omega_s + h\omega_i \quad (2.8)$$

โดยสมการ 20(2.8) หมายถึงพลังงานโฟตอนของสัญญาณปั๊มถูกแยกออกมาเพื่อเสริมสัญญาณที่ส่งเข้าและสร้าง idle wave ที่เป็นคอนจูเกตกับสัญญาณที่ส่งเข้า



รูปที่ 1.7 การสร้างสัญญาณสังยุคเฟสโดยกระบวนการ FWM ใน third-order nonlinear medium

ในโครงงานนี้เราจะถือว่าเครื่องสังยุคเฟสทางแสงเป็นแบบอุดมคติคือ ไม่มีเกิดสูญเสียขึ้นในเครื่องคอนจูเกต สัญญาณที่ออกมาจากเครื่องคอนจูเกตจะมีความถี่เดียวกับสัญญาณที่ก่อนจะเข้าเครื่อง คือไม่มีการเลื่อนทางความถี่เกิดขึ้นและเครื่องคอนจูเกตนี้สามารถสร้างสัญญาณคอนจูเกตได้อย่างสมบูรณ์

ในสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบนั้นสามารถชดเชยผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นและ dispersion ในระบบที่มีระยะสั้นได้ดี แต่ในระบบที่มีระยะยาวจะเกิดปัญหาเกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงเป็นคาบของสัญญาณกำลัง (periodic power variation) และการแกว่งไป-มาของค่า dispersion ตลอดทั้งระบบ ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดสัญญาณที่เพิ่มขึ้นที่เครื่องรับ [6],[8]

เงื่อนไขที่สำคัญในการออกแบบเพื่อให้คุณสมบัติของสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบนั้นมีประสิทธิภาพสูงคือ

1. ระยะระหว่างเครื่องขยายสัญญาณ ต้องสั้นกว่าระยะที่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity length)
2. ค่า dispersion นั้นต้องอยู่ในบริเวณ normal dispersion (สองเงื่อนไขนี้ใช้กำจัดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงเป็นคาบของสัญญาณกำลัง)
3. ในส่วนต่างๆของเส้นใยแก้วนำแสงจะต้องมีค่าคงที่เฉลี่ยทั้งระบบของค่า dispersion ยาวกว่าระยะที่มีผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น (เงื่อนไขนี้ใช้กำจัดผลกระทบของการแกว่งไป-มาของค่า dispersion)

บทที่ 2 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียว

หากจะกล่าวถึงการมอดูเลตสัญญาณเชิงเลขเฟสผลต่างนั้น สิ่งที่ต้องให้ความสำคัญมากเป็นพิเศษก็คือ สัญญาณรบกวนทางเฟส (Phase noise) ที่มีค่าไม่เท่ากันในแต่ละบิตข้อมูลซึ่งทำให้คุณภาพของสัญญาณที่มอดูเลตแบบ DPSK เสื่อมค่าลง ดังนั้นเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแหล่งที่มาของสัญญาณรบกวนทางเฟสที่เกิดขึ้นในเส้นใยแก้ว นอกจากนี้ยังได้กล่าวไปถึงความสัมพันธ์ระหว่าง Kerr effect และ Dispersion ว่ามีผลต่อสัญญาณรบกวนทางเฟสมากหรือน้อยเพียงใด

2.1 การหาผลเฉลยของสัญญาณเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

เนื่องจากว่าแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนทางเฟสในเส้นใยแก้วนั้น มิได้เกิดขึ้นโดยตรงจากเส้นใยแสง แต่โดยส่วนใหญ่แล้วจะเกิดมาจากเครื่องขยายสัญญาณ เมื่อสัญญาณรบกวนนั้นเดินทางผ่านเส้นใยแสง จะมีการเปลี่ยนแปลงเนื่องจาก Kerr Effect ดังนั้นในการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มจากการหาผลเฉลยการเดินทางในเส้นใยแสงของสัญญาณรบกวนขนาดเล็ก (Small signal, $a(z, T)$) ที่มอดูเลตทางแอมพลิจูด (Amplitude modulation) ไปกับคลื่นพาห้ ซึ่งสามารถหาได้จากสมการ (2.1) และผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวของคลื่นพาห้ (Steady state solution, A_{ss}) ในสมการ (2.1) สามารถแสดงได้ในสมการ (3.1)

$$A_{ss} = \sqrt{P} \exp(iy\bar{P}z) \quad (3.1)$$

โดยที่ \bar{P} คือ กำลังงานเฉลี่ยสัญญาณตามระยะทาง หลังจากนั้นเราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสภาวะอยู่ตัว ทำให้ได้ดังสมการ (3.2)

$$A = \left\{ \left(\sqrt{P} + a(z, T) \right) \exp(iy\bar{P}z) \right\} \quad (3.2)$$

โดยที่ สัญญาณเล็ก $a(z, T)$ ซึ่งอาจจะหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง สามารถเขียนรูปแบบทั่วไปในสมการ (3.3)

$$a(z, T) = (a_m(z) + ib_m(z)) \cos(\omega_m T) \quad (3.3)$$

โดยที่ $a_m(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ In-phase และ $b_m(z)$ แสดงถึงส่วนประกอบ Quadrature-phase ของสัญญาณรบกวนขนาดเล็กโดยทั้ง $a_m(z)$ และ $b_m(z)$ ต่างเป็นฟังก์ชันค่าจริงของ z สำหรับ ω_m แสดงถึงความถี่เชิงมุมของสัญญาณเล็กที่ถูกมอดูเลตเข้าไปกับคลื่นพาห้ ดังนั้นเมื่อ

เรานำสมการ (3.2) และ (3.3) แทนลงในสมการ (3.4) ซึ่งเป็นการดัดแปลงจากสมการ (2.1) โดยมิได้คำนึงผลของอัตราการลดทอนกำลังงานในเส้นใยแก้ว ทำให้เราได้สมการ (3.5)

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} = i\gamma \bar{P} A \quad (3.4)$$

$$\left(\sqrt{\bar{P}} + a\right) + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = i\gamma \left(\left(\sqrt{\bar{P}} + \text{Re}\{a\}\right)^2 + \left(\text{Im}\{a\}\right)^2\right) \left(\sqrt{\bar{P}} + a\right) \quad (3.5)$$

จากสมการ (3.5) เราจะทำการประมาณโดยมีเงื่อนไขว่าสัญญาณ a มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับ $\sqrt{\bar{P}}$ ซึ่ง $\left(2\sqrt{\bar{P}} \text{Re}\{a\} + |a|^2\right) \left(\sqrt{\bar{P}} + a\right) \approx 2\bar{P} \text{Re}\{a\}$ ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นไปตามสมการ (3.6)

$$\frac{\partial a}{\partial z} + \frac{i\beta_2}{2} \frac{\partial^2 a}{\partial T^2} = i\gamma \bar{P} (a + a^*) \quad (3.6)$$

โดย a^* หมายถึงคอนจูเกตของ a เมื่อแทน a จากสมการ (3.3) ลงในสมการ (3.6) จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (3.7)

$$\frac{da_m}{dz} + i \frac{db_m}{dz} - \frac{i\beta_2 \omega_m^2}{2} (a_m + ib_m) = i2\gamma \bar{P} a_m \quad (3.7)$$

เพื่อจะหาผลเฉลยในสมการ (3.7) จึงจำเป็นต้องแยกส่วนจริง (Real part) และส่วนจินตภาพ (Imaginary part) ออกจากกัน ทำให้ได้สมการ (3.8) และ (3.9)

$$\frac{da_m}{dz} = -\frac{\beta_2 \omega_m^2}{2} b_m \quad (3.8)$$

$$\frac{db_m}{dz} = 2\gamma \bar{P} a_m + \frac{\beta_2 \omega_m^2}{2} a_m \quad (3.9)$$

นอกจากนี้เราสามารถนำสมการ (3.8) และ (3.9) มาเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังสมการ (3.10)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 \\ \frac{1}{2} \beta_2 \omega_m^2 + 2\gamma \bar{P} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_m \\ b_m \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

ดังนั้นผลเฉลยของสมการ (3.10) สามารถแสดงได้ในสมการ (3.11) ซึ่งเป็นผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง z โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มแรก (Initial value) ของสัญญาณขนาดเล็กที่ระยะทาง $z = 0$

$$\begin{bmatrix} a_m(z) \\ b_m(z) \end{bmatrix} = M(\omega_m, z) \begin{bmatrix} a_m(0) \\ b_m(0) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

โดยที่ $M(\omega_m, z)$ แสดงเป็นเมตริกซ์ดังแสดงในสมการ (3.12)

$$M(\omega_m, z) = \begin{bmatrix} \cos(\kappa z) & -\Gamma \sin(\kappa z) \\ \Gamma^{-1} \sin(\kappa z) & \cos(\kappa z) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

โดยที่

$$\Gamma = \sqrt{\frac{\beta_2 \omega_m^2}{(\beta_2 \omega_m^2 + 4\gamma P)}} \quad (3.13)$$

$$\kappa = \frac{1}{2} \sqrt{\beta_2 \omega_m^2 (\beta_2 \omega_m^2 + 4\gamma P)} \quad (3.14)$$

2.2 การผลเฉลยของสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

จากหัวข้อ 4.2.1 เราสามารถหาผลเฉลยของสัญญาณรบกวนของเครื่องขยายสัญญาณเครื่องเดียว แต่ในระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงจะพบว่าเครื่องขยายสัญญาณเป็นจำนวนมากและเครื่องขยายสัญญาณจะสร้างสัญญาณรบกวนขึ้นมา ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการรวมสัญญาณรบกวนที่เกิดมาจากการขยายสัญญาณ โดยเราทราบว่าผลเฉลยของสัญญาณรบกวนของเครื่องขยายสัญญาณเครื่องเดียวเป็นไปตามสมการ (3.11) ในการหาผลรวมของสัญญาณรบกวนนั้นสามารถทำได้โดยการนำกำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณทั้งหมดมารวมกัน ณ ที่ภาครับ โดยในแต่ละสัญญาณรบกวนจะเดินทางในเส้นใยแสงในระยะทางที่ไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณนั้นดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 การวางตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณในระบบ

ให้ระยะทางระหว่างเครื่องขยายสัญญาณกับเครื่องขยายสัญญาณเท่ากับ L_a โดยสมมติให้สัญญาณรบกวนมีการแจกแจงแบบ Gaussian และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 ดังสมการ (3.15)

$$[a_m(\omega_m) \quad b_m(\omega_m)]^T \quad (3.15)$$

มีค่าความแปรปรวนร่วม (covariance) เท่ากับ

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{S_0}{2} & 0 \\ 0 & \frac{S_0}{2} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

โดยที่ S_0 เป็นกำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณตามสมการ (3.17)

$$S_0 = hf_0(G-1)n_{sp} \quad (3.17)$$

ซึ่ง hf_0 คือ พลังงานของโฟตอน, n_{sp} คือ spontaneous emission factor, และ G คืออัตราขยาย

ดังนั้นเราสามารถหาคำสั่งของสัญญาณรบกวน ณ ระยะทางเท่ากับ z ได้ดังนี้

$$B(\omega_m, z) = M(\omega_m, z)B_0M^T(\omega_m, z) \quad (3.18)$$

ที่ภาครับจะได้คำสั่งของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณที่วางอยู่ในระบบรวมกันตามสมการ (3.19)

$$B_N(\omega_m) = \frac{S_0}{2} \sum_{k=1}^N [M(\omega_m, l_A)]^{N-k} [M^T(\omega_m, l_A)]^{N-k} \quad (3.19)$$

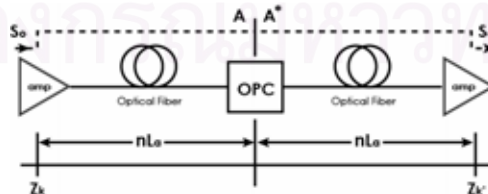
โดยที่ N คือจำนวนเครื่องขยายสัญญาณ -1 ดังนั้นในการหาความผิดพลาดทางเฟส ($\Delta\phi_{sm}$) ที่ภาครับ ซึ่งเกิดจากผลรวมของสัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณได้ดังนี้

$$\Delta\phi_{sm} = \tan^{-1} \left(\frac{b_m(\omega_n)}{\sqrt{P} + a_m(\omega_n)} \right) \quad (3.20)$$

โดยที่ $a_m(\omega_m) = \sqrt{B_{N(1,1)}(\omega_n)}$ และ $b_m(\omega_m) = \sqrt{B_{N(2,2)}(\omega_n)}$ สามารถหาได้จากสมการ (3.20) เราได้กำหนดค่าเริ่มแรกให้กับคำสั่งของสัญญาณ a_m กับ b_m ในสมการ (3.16)

2.3 การผลเฉลยของสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาร์ความถี่เดียวในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

จากหัวข้อที่ 3.1 เราสามารถหาผลเฉลยของสัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณเครื่องเดียว และในหัวข้อ 3.2 เราสามารถหาความผิดพลาดทางเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณในระบบที่ไม่มีการชดเชย ในหัวข้อนี้จะหาความผิดพลาดทางเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ดังนั้นในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของสัญญาณรบกวนที่เดินทางในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและการรวมสัญญาณรบกวนเหล่านั้นที่ภาครับ



รูปที่ 2.2 การเดินทางของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณในระบบที่ใช้เครื่องสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

ในการวิเคราะห์ทฤษฎีเราจะพิจารณาในรูปที่ 2.2 ซึ่งจะพิจารณาการเดินทางของสัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณ ณ ตำแหน่ง Z_k เดินทางผ่านไประยะทางจำนวน n ของ Fiber span ไปถึง ณ ตำแหน่งกึ่งกลางระบบซึ่งเป็นตำแหน่ง Z_m เราจะได้ค่า covariance matrix ได้ดังนี้

$$B_m(\omega_m) = \frac{S_0}{2} [M(\omega_m, l_A)]^n [M^T(\omega_m, l_A)]^n \quad (3.21)$$

เมื่อสัญญาณรบกวนนี้ผ่านเครื่องส่งยุคเฟสทางแสงจะได้ covariance matrix ดังนี้

$$B_m^c(\omega_m) = \hat{F} B_m(\omega_m) \quad (3.22)$$

โดยตัวดำเนินการ \hat{F} เป็นฟังก์ชันตามสมการ (3.23)

$$\hat{F} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & -b \\ -c & d \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

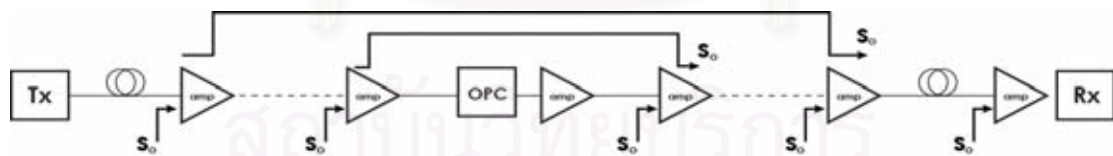
เมื่อสัญญาณรบกวนเดินทางไปในเส้นใยแสงครึ่งหลังจนไปถึงเครื่องขยายสัญญาณ ณ ตำแหน่ง Z_k เราจะได้ covariance matrix ดังสมการ (3.24)

$$B_{k'}(\omega_m) = [M(\omega_m, l_A)]^n \{ \hat{F} B_m(\omega_m) \} [M^T(\omega_m, l_A)]^n \quad (3.24)$$

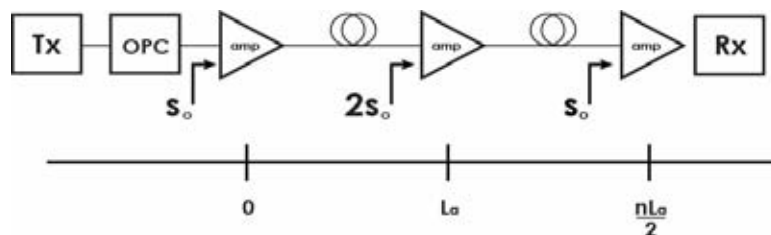
เมื่อเราแทนสมการ (3.12) กับสมการ (3.21) ลงในสมการ (3.24) จะได้

$$B_{k'}(\omega_m) = \begin{bmatrix} \frac{S_0}{2} & 0 \\ 0 & \frac{S_0}{2} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณในครั้งแรกของระบบ สามารถชดเชยได้ด้วยเครื่องส่งยุคเฟสทางแสงในครึ่งหลังของระบบ ในการชดเชยสัญญาณรบกวนรบกวนสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การเดินทางของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณในแต่ละตัวในระบบที่ใช้เครื่องส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ



รูปที่ 2.4 ระบบที่สมมูลกับระบบในรูปที่ 2.3

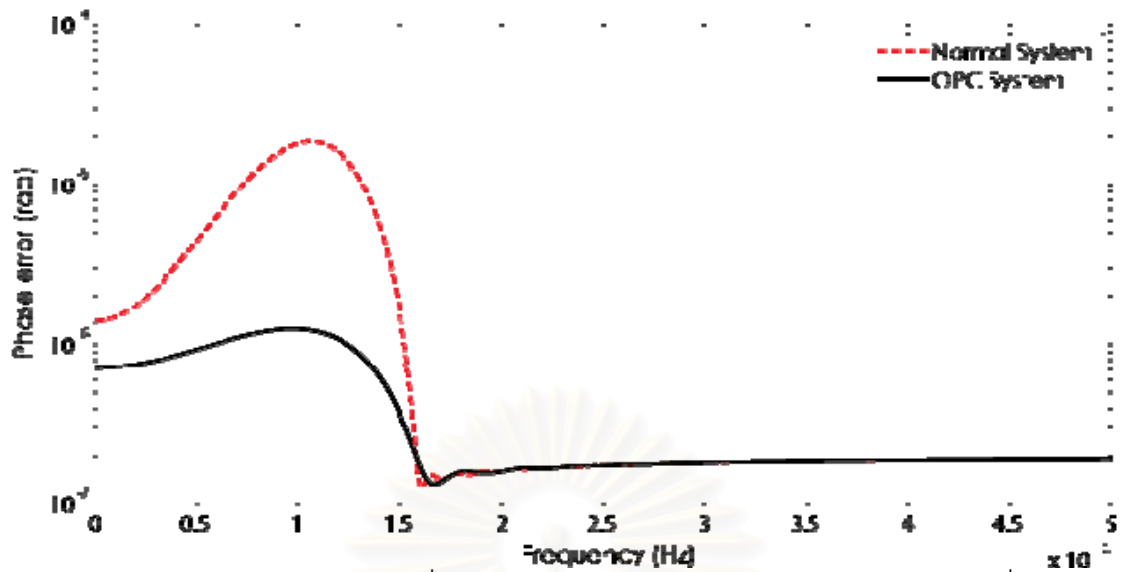
เพราะฉะนั้นผลรวมของสัญญาณรบกวนทั้งหมดใน 60 รูปที่ 2.3 สามารถแสดงได้ใน 61 รูปที่ 2.4 ซึ่งกำลังของสัญญาณรบกวนในแต่ละเครื่องขยายสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า และเดินทางในครึ่งหลังของระบบ ดังนั้นเราสามารถหา covariance matrix ใน 62 รูปที่ 2.4 ได้ดังนี้

$$B_{OPC}(\omega_m) = \left(S_0 \sum_{k=1}^{N/2} [M(\omega_m, l_A)]^{\frac{N-k}{2}} [M^T(\omega_m, l_A)]^{\frac{N-k}{2}} \right) + \left(\frac{S_0}{2} [M(\omega_m, l_A)]^{\frac{N}{2}} [M^T(\omega_m, l_A)]^{\frac{N}{2}} \right) - \frac{S_0}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

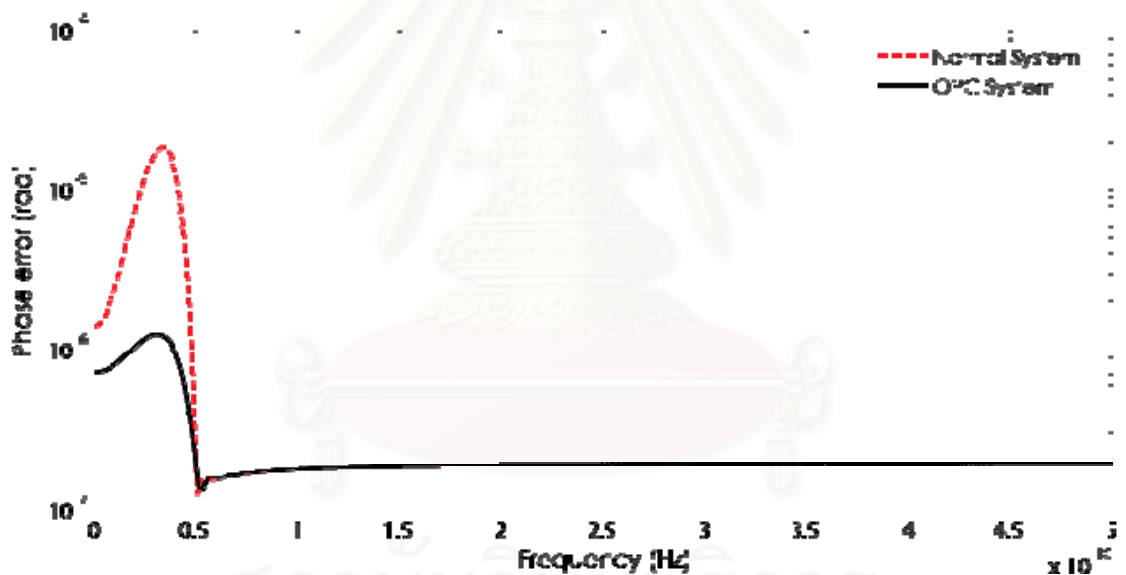
2.4 การหาผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดทางเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

จากหัวข้อที่ 3.2 และ 3.3 เราสามารถหาความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณในระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ดังนั้นในหัวข้อนี้แสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดของเฟสในสมการ (3.20) กับความถี่ของสัญญาณรบกวนในระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้เครื่องคอนจูเกต ซึ่งความผิดพลาดของเฟสนี้แสดงให้ถึงสมรรถนะในการส่งข้อมูลในรูปแบบ DPSK เปรียบเทียบกันระหว่างสองระบบนี้

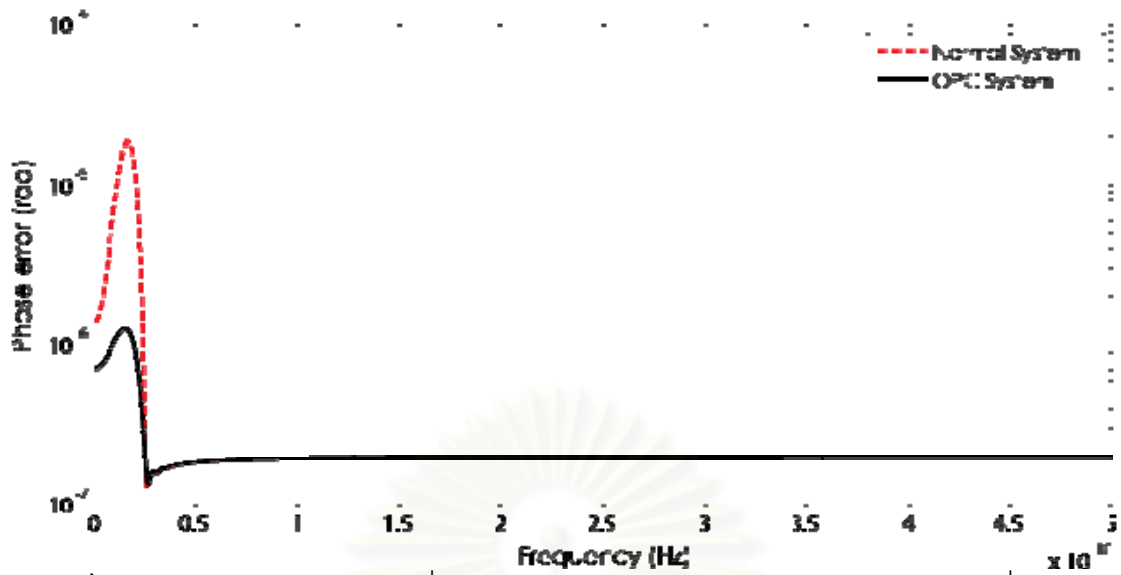
ในการหาผลตอบสนองนี้ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ ขนาดของค่า GVD ($|\beta_2|$) = 0.5 ps²/km, 5 ps²/km และ 20 ps²/km กำลังส่งขาเข้าของคลื่นพาห้ (P_0) = 3 mw สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (γ) = 1.06 w⁻¹km⁻¹ เครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) เท่ากับ 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณกับเครื่องขยายสัญญาณ = 50 km และระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ = 5000 km



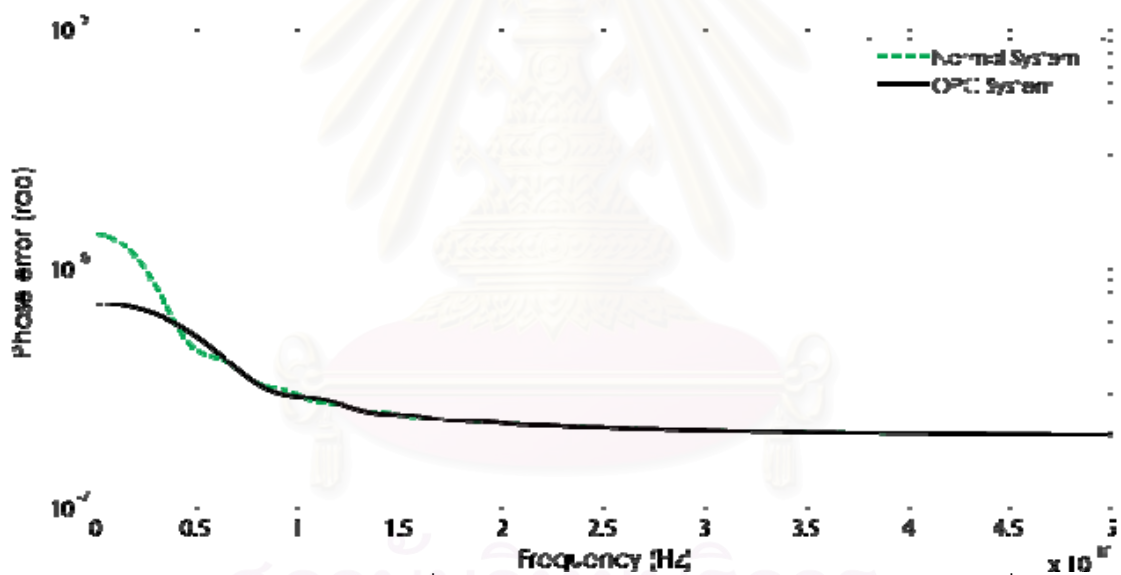
รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ที่ค่า GVD เป็น $-0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$



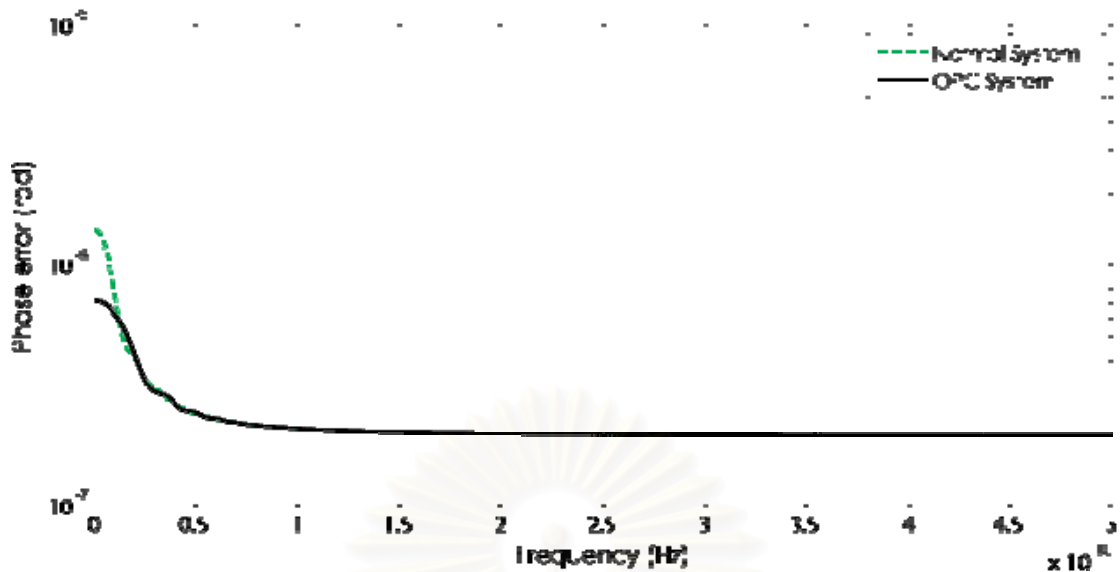
รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ที่ค่า GVD เป็น $-5 \text{ ps}^2/\text{km}$



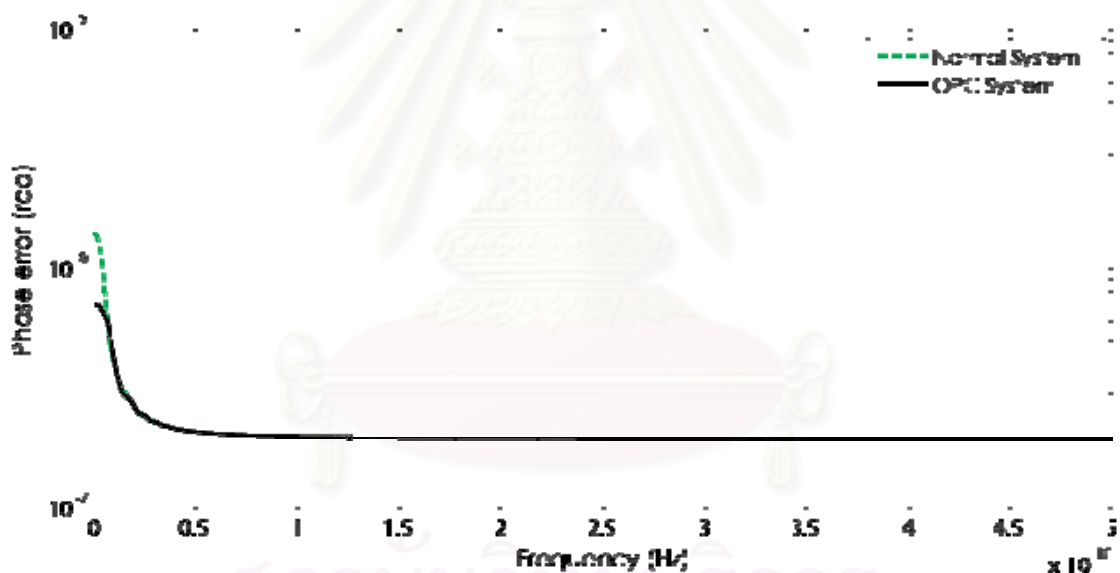
รูปที่ 2.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ที่ค่า GVD เป็น $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$



รูปที่ 2.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ที่ค่า GVD เป็น $0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ที่ค่า GVD เป็น $5 \text{ ps}^2/\text{km}$



รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ที่ค่า GVD เป็น $20 \text{ ps}^2/\text{km}$

64รูปที่ 2.5 -รูปที่ 2.10 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในช่วง 50 GHz ทั้งในกรณีของ Normal dispersion ($+\beta_2$) และ Anomalous dispersion ($-\beta_2$) ในระบบปกติกับระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสง ในทั้งสองระบบถ้าเราพิจารณาจะเห็นความแตกต่างลักษณะเฉพาะของความผิดพลาดเฟส (Phase error characteristic) ระหว่างกรณี Normal dispersion และ Anomalous dispersion การพิจารณาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเพียงแค่ช่วง 50 GHz จาก 66รูปที่ 2.5 -รูปที่ 2.10 ทั้งสองกรณีของ Dispersion เมื่อ

ความถี่ของการมอดูเลตมีค่าเพิ่มขึ้น ความผิดพลาดเฟสจะมีค่าน้อยลงอย่างมากซึ่งในช่วงนี้จะเรียกว่าสภาวะปกติ (Normal state) [22] หากพิจารณาแต่ละกรณีของ Dispersion เมื่อความถี่ของการมอดูเลตมีค่าไม่มากพอที่จะเข้าสู่สภาวะปกติ (0.1 – 10 GHz) ในกรณีของ Normal dispersion จะทำให้เกิดความผิดพลาดเฟสอย่างค่อนข้างรุนแรงในช่วงก่อนเข้าสู่สภาวะปกติ ซึ่งในช่วงนี้จะเรียกว่า สภาวะการรบกวนทางเฟส (Phase noise state) [22] สำหรับในกรณีของ Anomalous dispersion จะทำให้เกิดความผิดพลาดเฟสอย่างมากและมีส่วนพุ่งเกิน (Overshoot) เกิดขึ้นที่ตำแหน่งก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะปกติซึ่งในช่วงนี้จะเรียกว่า สภาวะความไม่เสถียรของการมอดูเลต (Modulation instability state) [22] และเมื่อความถี่ของการมอดูเลตมีค่าน้อยมากจะทำให้ค่าความผิดพลาดเฟสมีค่าคงตัวค่าหนึ่งของทั้งสองกรณี Dispersion โดยในช่วงนี้จะเรียกว่า สภาวะการคงตัวของเฟส (Phase constant state) [22]

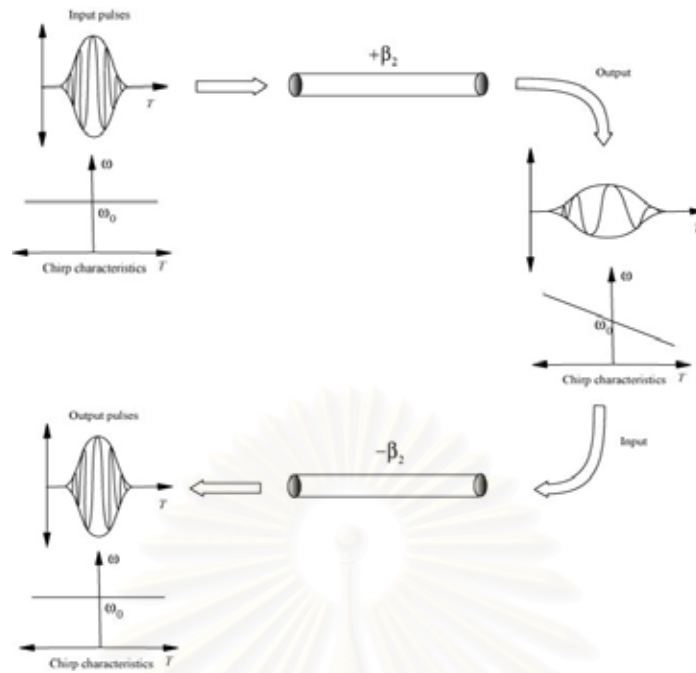
จาก 68 รูปที่ 2.5 -รูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้วิธีการส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบนั้นสามารถความผิดพลาดของเฟสที่เกิดจากสัญญาณรบกวนได้ ในทั้งกรณี Normal dispersion และ Anomalous dispersion แต่ในกรณี Anomalous dispersion นั้นเครื่องคอนจูเกตไม่สามารถลดผลของ Modulation Instability ได้อย่างสมบูรณ์ และ จากรูปดังกล่าวเมื่อค่า GVD เพิ่มขึ้นความผิดพลาดของเฟสกรณี Normal dispersion และ Anomalous dispersion ของทั้งสองระบบจะเข้าสู่สถานะคงตัวเร็วขึ้น เฉพาะนั้นในกรณี Anomalous dispersion เมื่อเพิ่มค่า GVD แล้วช่วงความถี่ที่เกิด Modulation Instability ก็น้อยลงตาม

2.5 การหาผลตอบสนองของสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ใช้วิธีชดเชยค่า Dispersion แบบเป็นรายคาบ

ในระบบที่ทำการชดเชย Dispersion เป็นระบบที่นำเอาเส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion ต่างกันนำมาต่อกันเพื่อชดเชยและทำให้ Dispersion เหลือมีค่าเป็นศูนย์ ตามสมการ (3.27)

$$D_1 L_1 + D_2 L_2 = 0 \quad (3.27)$$

โดย D_1 คือ ค่า Dispersion ของเส้นใยแสงที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ [ps/km/nm]
 D_2 คือ ค่า Dispersion ของเส้นใยแสงที่ใช้ในการชดเชยค่าการกระจายตามความถี่ [ps/km/nm]
 L_1 คือ ความยาวของเส้นใยแสงที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ [km]
 L_2 คือ ความยาวของเส้นใยแสงที่ใช้ในการชดเชยค่าการกระจายตามความถี่ [km]



รูปที่ 2.11 Dispersion management technique

รูปที่ 2.11 แสดงถึงการจัดการความถี่ที่ที่เกิดจาก Dispersion ด้วยเทคนิคการจัดการค่า Dispersion ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อสัญญาณแสงเดินทางผ่านเส้นใยแสงที่มี GVD (β_2) ที่มีค่าเป็นบวกจะทำให้พัลส์เกิดการขยายตัวออกและเมื่อทำการจัดการการกระจายตามความถี่ด้วยการนำสัญญาณมาส่งผ่านเส้นใยแสงที่มีค่า GVD (β_2) ที่เป็นลบจะทำให้เกิดการหดเซยการกระจายตามความถี่ ส่งผลให้สามารถแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ เราสามารถแปลงค่าการกระจายตามความถี่กับ GVD ได้ดังสมการ (3.28)

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (3.28)$$

โดยที่ D คือ ค่าการกระจายตามความถี่ [ps/km/nm]

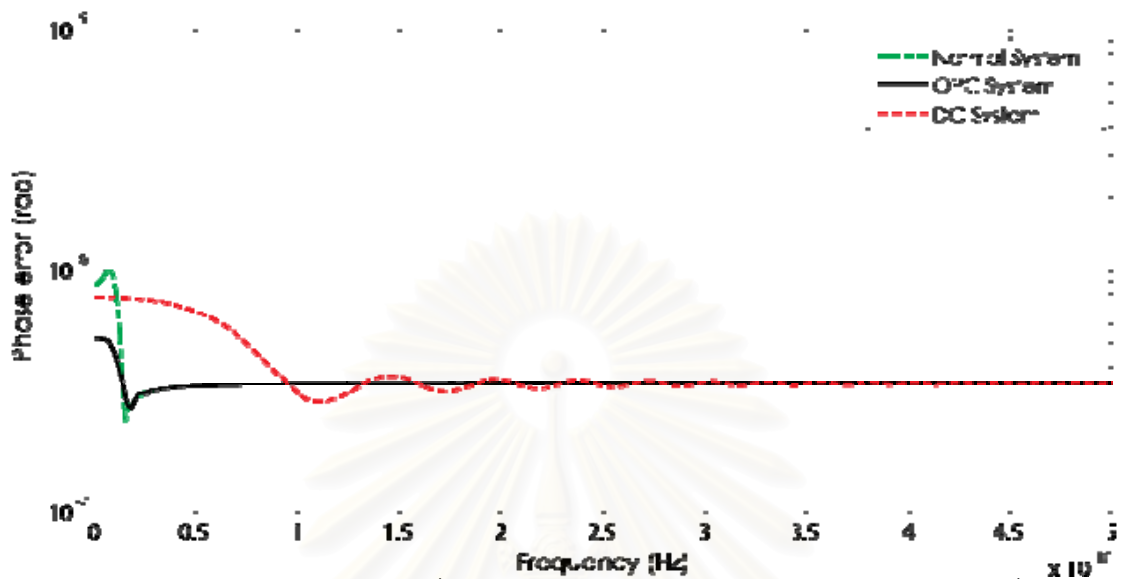
c คือ ค่าคงที่ความเร็วแสงในสุญญากาศ = 2.99739×10^8 m/s

λ คือ ค่าความยาวคลื่น [nm]

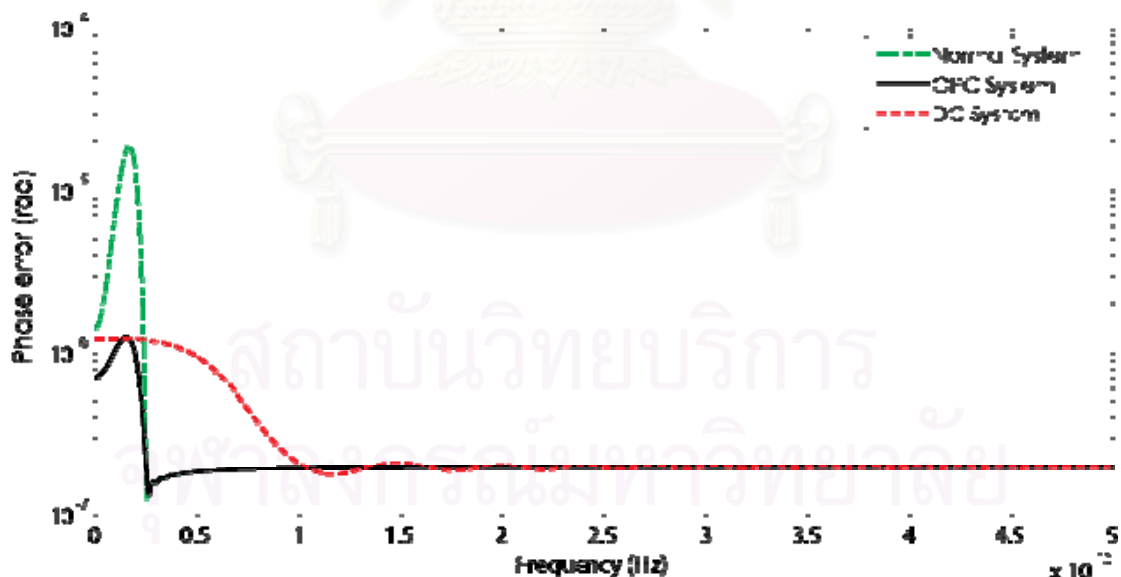
β_2 คือ ค่า GVD [ps^2/km]

ในการหาผลตอบสนองนี้ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ การลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) 0.2 dB/km ขนาดของค่า Dispersion ของ SMF = 16.3 ps/(km-nm) [26] และค่า Dispersion ของ DCF = -109.1 ps/(km-nm) [12] กำลังงานขาเข้าของคลื่นพาห้ (P_0) = 1 mW, 3 mW, 5 mW และ 7 mW สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ SMF (γ) = $1.06 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ [26] ในกรณีของ DCF เราจะคิดเป็นอุดมคติคือไม่มีค่าของความไม่เป็นเชิงเส้น เครื่องขยายสัญญาณทาง

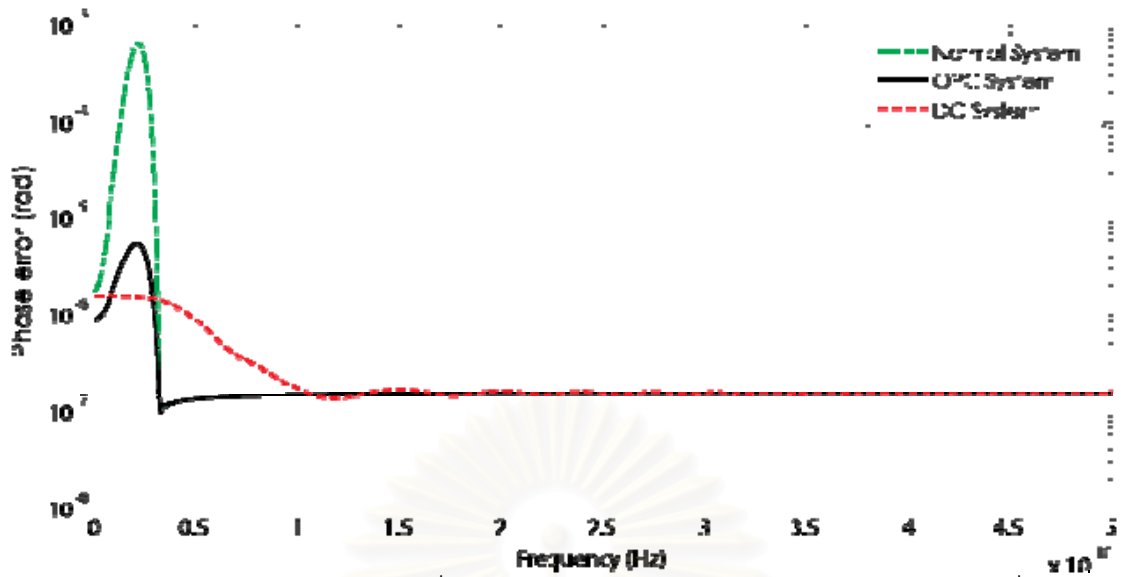
แสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) เท่ากับ 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณกับเครื่องขยายสัญญาณ = 50 km และระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ = 5000 km



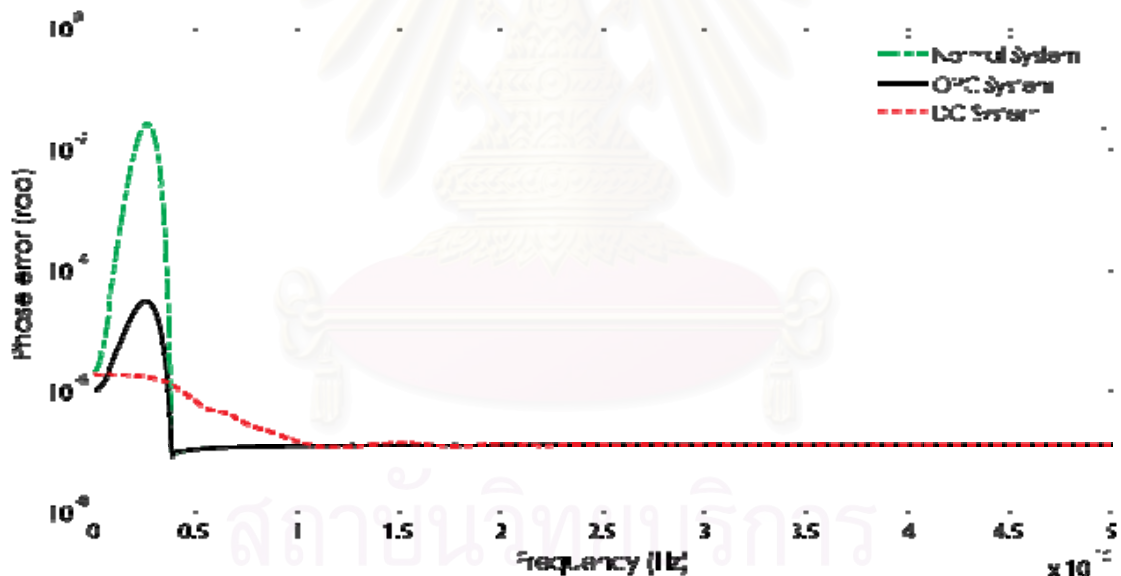
รูปที่ 2.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 20 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 1 mW



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 20 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 3 mW



รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 20 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 5 mW



รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสในช่วง 20 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 7 mW

ใน 73 รูปที่ 2.12 – 74 รูปที่ 2.15 ความผิดพลาดทางเฟสในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ในช่วงก่อนที่เข้า Steady State มีแบนด์วิดท์มากกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ส่วนในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบมีความผิดพลาดทางเฟสช่วงก่อนเข้าสู่ Steady State มากกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เนื่องจากผลของ Modulation Instability

แต่ถ้าทำการส่งสัญญาณในอัตราบิตที่ต่ำเช่น 2 Gb/s เป็นต้นคุณภาพสัญญาณที่ภาครับของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion จะให้ผลที่ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ เนื่องจากความผิดพลาดทางเฟสในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ของบิต 1 และบิต 0 เกิดในปริมาณที่คงที่ ผลทำให้ความต่างเฟสระหว่างบิต 1 และบิต 0 แตกต่างอย่างคงที่ ทำให้ภาครับสามารถตรวจสอบสัญญาณได้อย่างแม่นยำ

เพราะฉะนั้นเมื่อเราส่งข้อมูลในอัตราบิตต่ำ ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion จะให้คุณภาพสัญญาณที่ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ แต่ถ้าเราส่งข้อมูลในอัตราบิตสูง ระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบจะให้คุณภาพสัญญาณที่ดีกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion



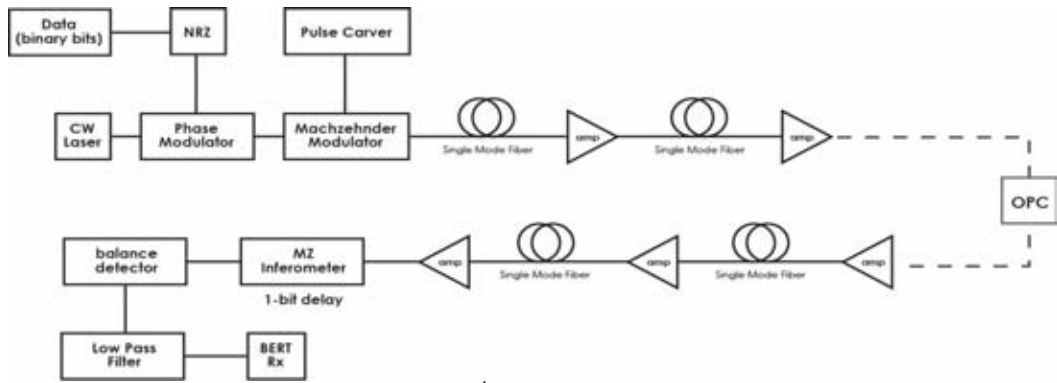
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3 แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลต DPSK ช่องสัญญาณเดียว

ใน 757677 บทที่ 2 ได้กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับความผิดพลาดเฟสในคลื่นพาห้ความถี่เดียวเมื่อมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปกับคลื่นพาห้ซึ่งมีหลายปีจจัยที่ส่งผลกระทบต่อความผิดพลาดเฟสเช่น Dispersion และกำลังงานคลื่นพาห้ สำหรับเนื้อหาในบทที่ 4 จะกล่าวถึงการสร้างแบบจำลองทางคอมพิวเตอร์การสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK เพื่อเป็นการพิสูจน์ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 เนื้อหาที่น่าสนใจในหัวข้อนี้จะแยกออกเป็นสองส่วนคือ คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK ช่องสัญญาณเดียวในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ใช้วิธีชดเชยค่า Dispersion และผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตแบบ DPSK ช่องสัญญาณเดียวทั้งสองระบบเปรียบเทียบกัน

3.1 คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตแบบ DPSK ช่องสัญญาณเดียวที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

การสร้างแบบจำลองการเดินทางสัญญาณแสงในเส้นใยแสงจะใช้ระเบียบวิธี Split-step-Fourier [23],[27] ซึ่งเป็นการแยกส่วนของ Dispersion และความไม่เป็นเชิงเส้นออกจากกันในแต่ละช่วงสั้นๆ (Step) ที่กำหนดไว้ ดังนั้นความถูกต้องหรือความแม่นยำในการใช้ระเบียบวิธี Split-step-Fourier จึงขึ้นอยู่กับข้อกำหนดช่วงการคำนวณ เมื่อช่วงการคำนวณมีค่าลดลงมากเท่าไรก็จะมีค่าความถูกต้องของสัญญาณมากขึ้นด้วยและย่อมจะใช้เวลาในการประมวลผลทางคอมพิวเตอร์นานขึ้นด้วยเช่นกัน



รูปที่ 3.1 แผนภาพบล็อกแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลต DPSK Return-to-Zero (RZ-DPSK) ช่องสัญญาณเดียวที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

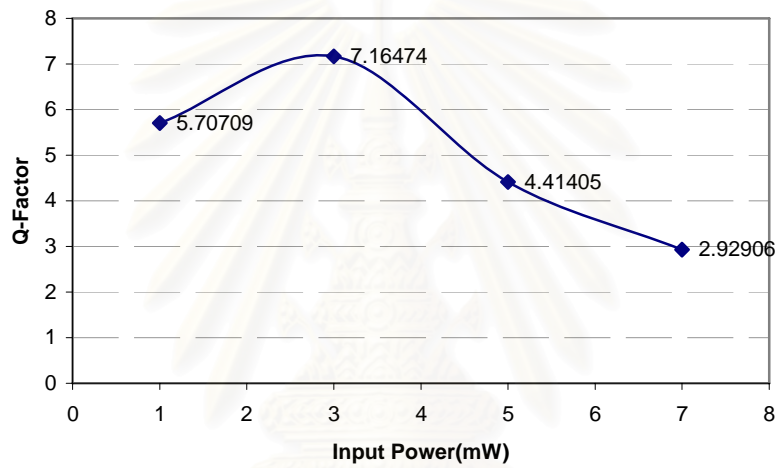
รูปที่ 3.1 แสดงถึงแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลต DPSK ช่องสัญญาณเดียวที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ในระบบนี้ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงความถี่เดียวด้วยกำลังงานต่างๆ กัน สัญญาณข้อมูล pseudo random จำนวน 1024 บิตที่มีอัตราบิต 40 Gbps อุปกรณ์มอดูเลตเฟส อุปกรณ์เกลาสัญญาณ 40 Gbps เพื่อแปลงสัญญาณขาเข้า Non-Return-to-Zero (NRZ) ให้กลายเป็นสัญญาณ 66%-RZ เส้นใยแสงแบบ SMF ที่มีการลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) 0.2 dB/km และสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของแต่ละเส้นใยแสง $\gamma_{SMF} = 1.06 \text{ w}^{-1} \text{ km}^{-1}$ [26] ณ ตำแหน่งที่กึ่งกลางระบบมีเครื่องคอนจูเกตที่เป็นแบบอุดมคติ ไม่ได้คำนึงถึงผลของการลดทอนและ Kerr effect มีการวางตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณทางแสงทุกๆ 50 km โดยเครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) เท่ากับ 5 dB วงจรกรองความถี่ต่ำ เพื่อที่จะเลือกเอาแต่สัญญาณข้อมูลที่ต้องการ และอุปกรณ์มอดูเลตสัญญาณ RZ-DPSK ที่มีวงจรวัดเวลา 1 บิตของ 40 Gbps รวมอยู่ด้วย ส่วนการวัดคุณภาพสัญญาณ เราจะใช้ปริมาณ Q-factor เป็นตัววัดคุณภาพของสัญญาณ ซึ่งสามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4.1)$$

โดยที่ μ_1 และ σ_1 เป็นค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณบิต '1' และ โดยที่ μ_0 และ σ_0 เป็นค่าเฉลี่ยและค่าเบี่ยงเบนมาตรฐานของสัญญาณบิต '0' ซึ่งทำการวัดที่ตรงกลางบิต '0' และ '1' ณ มาตรฐานที่ $Q = 6.9$ จะได้อัตราผิดพลาดบิต (Bit-error rate) ประมาณ 10^{-12}

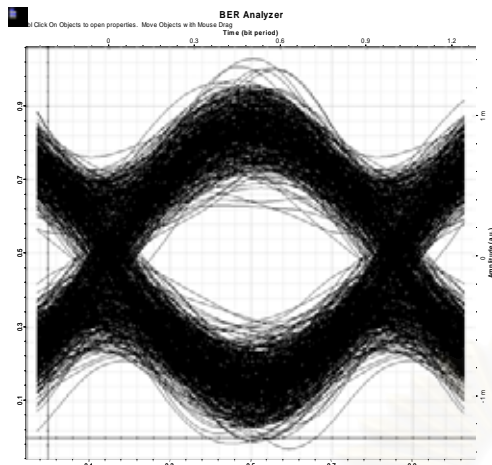
3.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตแบบ DPSK ช่องสัญญาณเดี่ยวของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

จาก 79 รูปที่ 3.2 -80 รูปที่ 3.3 เราจะเห็นได้ว่ากำลังขาเข้าเท่ากับ 3 mW จะให้ค่า Q-factor มากที่สุดแสดงถึงคุณภาพสัญญาณที่ภาครับดีที่สุด เนื่องจากว่าเมื่อกำลังของสัญญาณขาเข้ามีค่าน้อยจะทำให้กำลังของสัญญาณรบกวนมีผลค่อนข้างมากมีค่า OSNR ต่ำ แต่ถ้าเพิ่มกำลังขาเข้ามากขึ้นเรื่อยๆ ผลของความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงจะมีผลมากขึ้นเนื่องจากกำลังเฉลี่ยในระบบมีค่ามากขึ้น จึงเป็นผลให้ค่า Q-Factor มีค่าลดลง

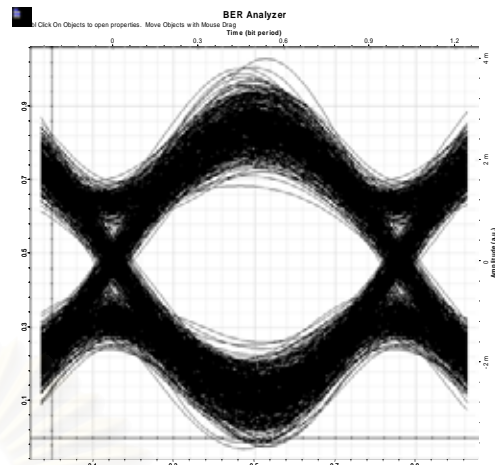


รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังส่งขาเข้ากับ Q-Factor

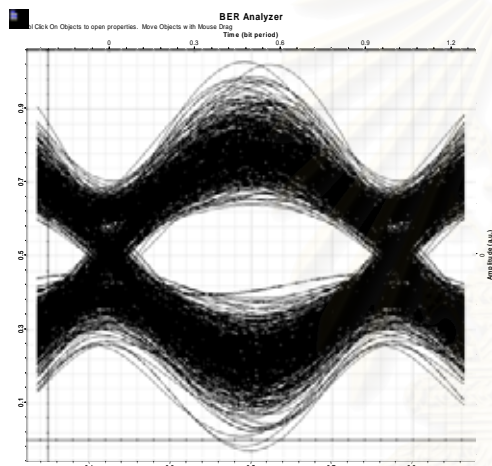
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



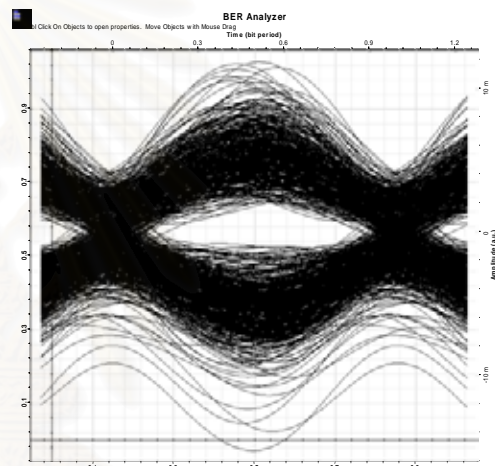
(ก)



(ข)



(ค)



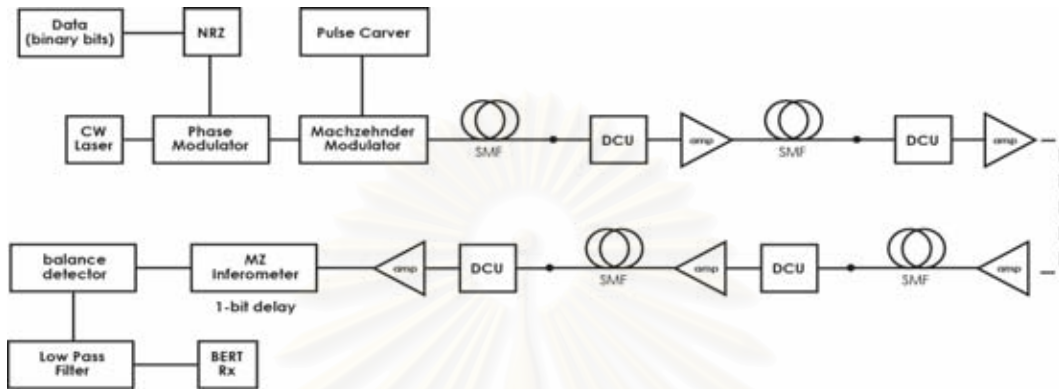
(ง)

รูปที่ 3.3 Eye Pattern ของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ มีระยะห่างเครื่องขยายสัญญาณเท่ากับ 50 km ระยะทาง 5000 km แต่ละกำลังส่งขาเข้า (ก) 1 mW (ข) 3 mW (ค) 5 mW (ง) 7 mW

3.3 แบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK ช่องสัญญาณเดี่ยวของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion

ในรูปที่ 3.4 แสดงแบบจำลองระบบส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกลด้วยการมอดูเลตแบบ DPSK ที่ชดเชยค่า Dispersion ในแบบจำลองนี้ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงความถี่เดียวด้วยกำลังงานต่างๆ กัน สัญญาณข้อมูล pseudo random จำนวน 1024 บิตที่มีอัตราบิต 40 Gbps คูบกรณ์มอดูเลตเฟส คูบกรณ์เวลาสัญญาณ 40 Gbps เพื่อแปลงสัญญาณขาเข้า Non-Return-to-Zero (NRZ) ให้กลายเป็นสัญญาณ 66%-RZ เส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF ที่มีการลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) 0.2 dB/km มีค่า Dispersion เป็น 16.3 กับ -109.1

ps/(km-nm)ตามลำดับ และมีสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของแต่ละเส้นใยแสง $\gamma_{SMF} = 1.06 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ [26] มีการวางตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณทางแสงทุกๆ 50 km พร้อมกับเครื่องชดเชย Dispersion (DCU) ที่เป็นอุดมคติ เครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) เท่ากับ 5 dB เป็นระยะทาง 5000 km



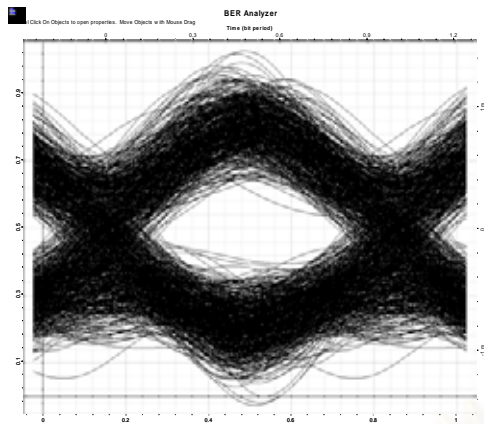
รูปที่ 3.4 แผนภาพบล็อกแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะไกลด้วยการมอดูเลต DPSK Return-to-Zero (RZ-DPSK) ช่องสัญญาณเดียวที่ใช้วิธีชดเชย Dispersion

3.4 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK ช่องสัญญาณเดียวของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion และการวิเคราะห์ผลลัพธ์

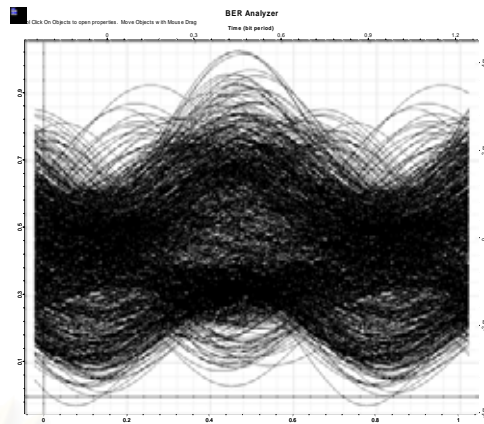
ตารางที่ 3.1 ค่า Q-Factor ของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion

กำลังสัญญาณขาเข้า (mW)	Q-Factor
1	4.35543
3	-
5	-
7	-

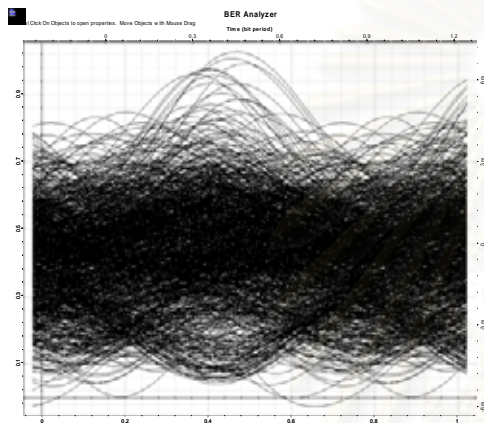
จากตารางที่ 3.1 และรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าเมื่อกำลังขาเข้าเท่ากับ 1 mW จะสามารถวัดค่า Q-Factor ออกมาได้แต่เมื่อเพิ่มกำลังขาเข้ามากขึ้นเรื่อยๆ ทำให้สัญญาณมีความผิดเพี้ยนมากขึ้น เหตุที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากระบบที่ชดเชย Dispersion นั้นไม่ได้ทำการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวสัญญาณที่ส่ง เมื่อเพิ่มกำลังส่งเข้าไปในระบบจะทำให้กำลังเฉลี่ยในระบบมีค่ามากขึ้นทำให้เกิดผลของความไม่เป็นเชิงเส้นมากขึ้นแปรผันโดยตรงกับกำลังที่ส่ง



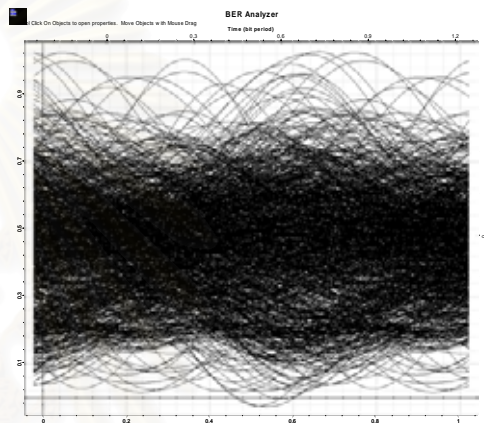
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 3.5 Eye Pattern ของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion มีระยะห่างเครื่องขยายสัญญาณเท่ากับ 50 km ระยะทาง 5000 km แต่ละกำลังส่งขาเข้า (ก) 1 mW (ข) 3 mW (ค) 5 mW (ง) 7 mW

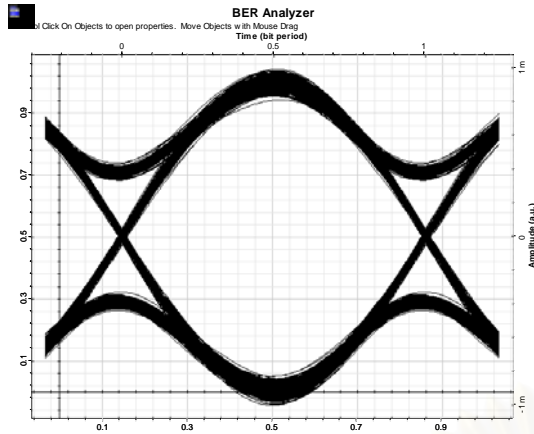
จากผลลัพธ์ของทั้งสองระบบนั้นเมื่อเราพิจารณาเชิงทฤษฎีตาม 84 รูปที่ 2.12 – รูปที่ 2.15 ระบบที่มีกำลังส่งเท่ากับ 1 mW ใน 86 รูปที่ 2.12 ความผิดพลาดของเฟสที่เกิดจากการสะสมของสัญญาณรบกวนในระบบที่ใช้วิธีคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบจะดีกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เพราะว่าการชดเชยค่า Dispersion ที่กึ่งกลางระบบสามารถลดผลของ Modulation Instability ได้อย่างชัดเจน แต่ในระบบที่มีกำลังส่งเท่ากับ 3 mW, 5 mW และ 7 mW นั้นระบบที่ใช้วิธีคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบไม่สามารถลดผลของ Modulation Instability ได้อย่างสมบูรณ์ แต่ในผลลัพธ์ของการจำลองระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เปรียบเทียบกับระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ เห็นได้ว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ให้ผลของค่า Q-Factor ที่แยกกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบทุกค่าของกำลังส่งขาเข้า เนื่องจากว่าผลของความไม่เป็นเชิงเส้นในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion รุนแรงกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ เนื่องจากในระบบ Dispersion ไม่มีการลดผลของความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสงเหมือนระบบที่ใช้วิธีการคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบ

ตารางที่ 3.2 ค่า Q-Factor ของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ
เปรียบเทียบระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ ที่อัตราบิต 5 Gbps

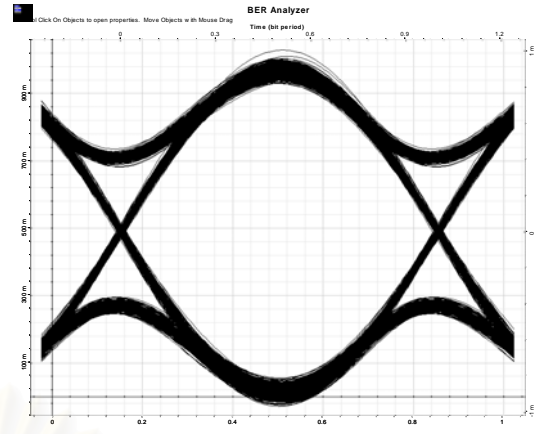
ระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสง ที่กึ่งกลางระบบ	ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ
30.53057	31.97351
46.22925	52.68903
11.22095	67.48872

รูปที่ 3.6 แสดง Eye Pattern ของสัญญาณที่ภาครับระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบที่อัตราบิตเท่ากับ 2.5 Gbps โดยเปลี่ยนค่ากำลังสัญญาณขาเข้าเป็น 1, 3 และ 5 mW ผลลัพธ์คุณภาพสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบเป็นดัง 88 ตารางที่ 3.2 แสดงให้เห็นว่าคุณภาพสัญญาณที่อัตราบิต 5 Gbps ของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบดีกว่าระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบทุกกำลังสัญญาณขาเข้า ซึ่งสอดคล้องกับการวิเคราะห์ทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้ในรูปที่ 2.12 – 90 รูปที่ 2.15

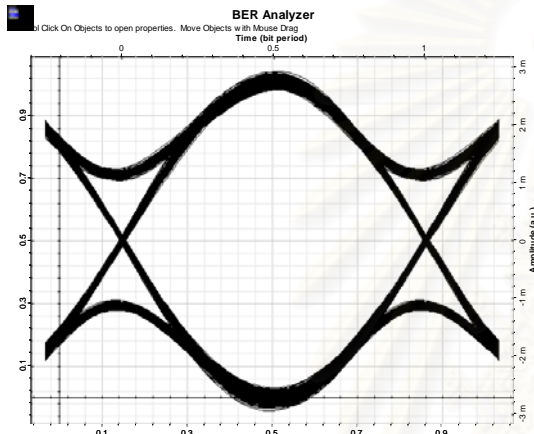
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



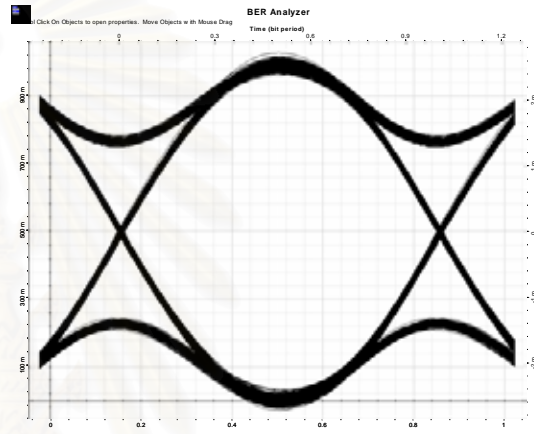
(ก)



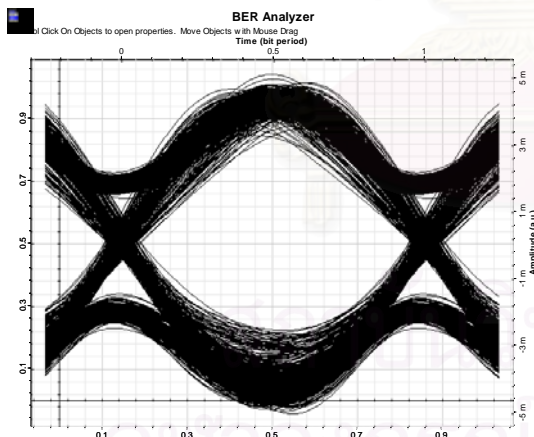
(ข)



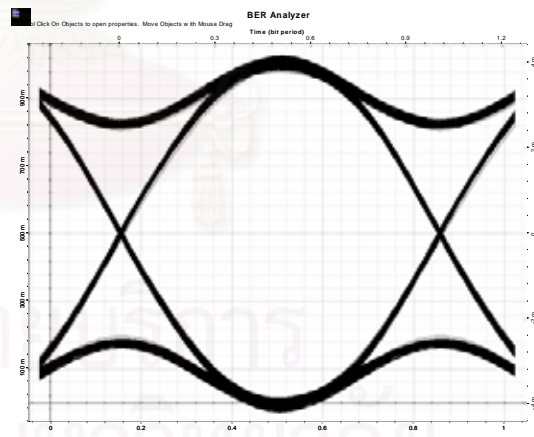
(ค)



(ง)

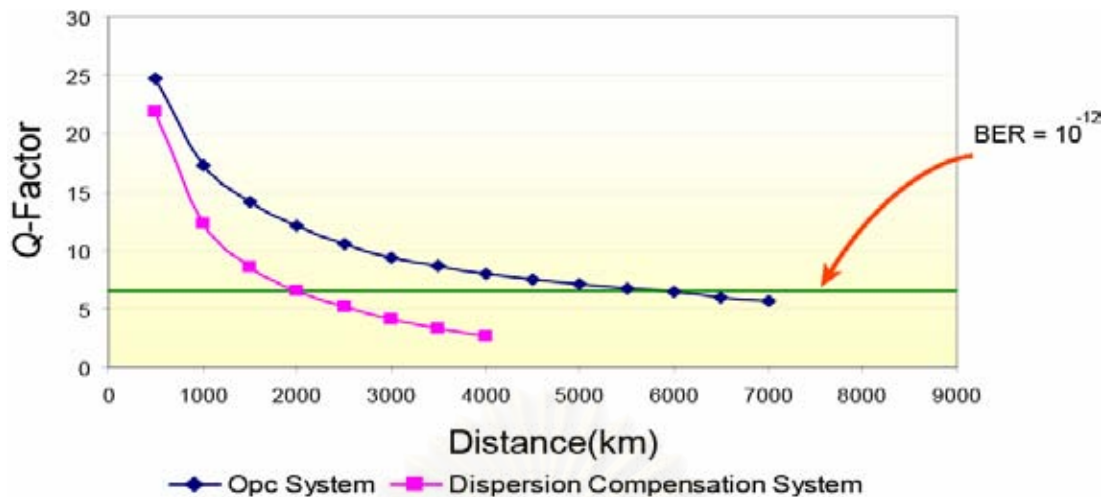


(จ)



(ฉ)

รูปที่ 3.6 Eye Pattern ของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบเปรียบเทียบกับระบบที่
 ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ การส่งข้อมูลที่อัตราบิต 5 Gbps
 กำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1, 3 และ 5 mW ระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ
 กำลังสัญญาณขาเข้า (ก) 1 mW (ค) 3 mW (จ) 5 mW ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ
 กำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ (ข) 1 mW (ง) 3 mW (ฉ) 5 mW

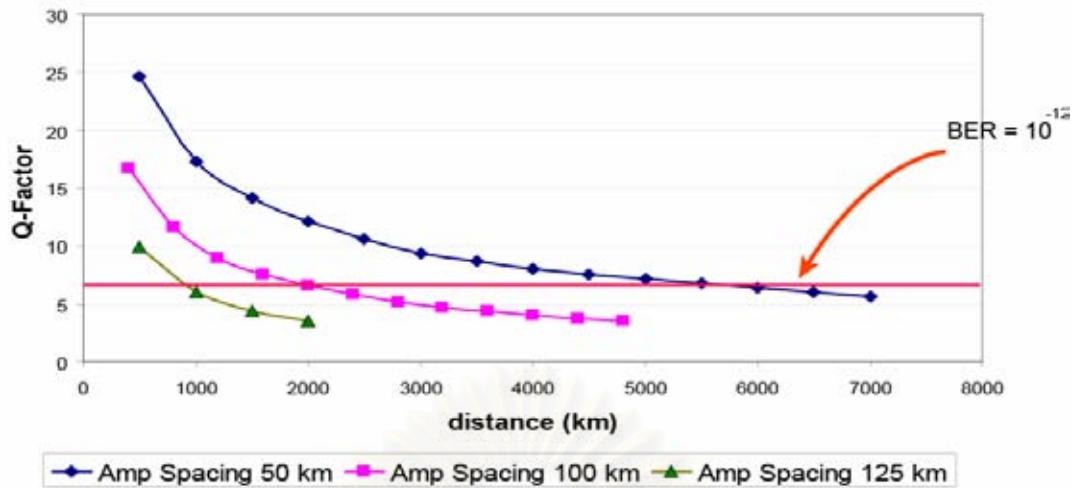


รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบกับระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ

จากรูปที่ 3.7 แสดงให้เห็นว่าการส่งสัญญาณในระยะทางไม่ไกลระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ให้คุณภาพสัญญาณที่ภาครับแยกจากระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบไม่มากนัก (ระยะทาง 500 km ให้ผลแตกต่างค่า Q-Factor ประมาณ 2.8155) เหมือนทำการเพิ่มระยะในการส่งสัญญาณให้ไกลมากขึ้นระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ให้คุณภาพสัญญาณที่แยกจากระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณที่เกิดการสะสมมากขึ้นเรื่อยๆ ในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ทำให้ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ส่งได้ในระยะทางประมาณ 2000 km ที่ให้ค่า Q-Factor เท่ากับ 6.9 ส่วนในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบส่งได้ระยะทางประมาณ 6000 km ในค่า Q-Factor ที่เท่ากัน

3.5 แบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK ช่องสัญญาณเดี่ยวของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบโดยปรับเปลี่ยนค่าระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณทางแสง

ในแบบจำลองที่ผ่านมาเราได้ทำการให้ค่าระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณมีค่าคงที่เท่ากับ 50 km โดยเปลี่ยนค่ากำลังส่งขาเข้าเป็นค่าต่างๆ แล้วดูผลลัพธ์ แต่ในหัวข้อนี้เราจะทำการเปลี่ยนค่าระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณเป็นค่า 50 km, 100 km และ 125 km โดยกำหนดกำลังส่งขาเข้าเท่ากับ 3 mW เพื่อที่จะได้เห็นผลของ Modulation Instability ได้โดยกำหนดพารามิเตอร์อื่นๆ เหมือนกับในหัวข้อที่ 923.1



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ค่า Q กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบที่แปรเปลี่ยนระยะห่างเครื่องขยายสัญญาณ

จากรูปที่ 3.8 แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการลดระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณทำให้ส่งสัญญาณในระยะทางไกลได้มากขึ้น เนื่องจากเพราะว่าการเปลี่ยนแปลงระดับกำลังของสัญญาณในระบบที่มีระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณน้อยจะมีการเปลี่ยนแปลงน้อยกว่าระบบที่มีระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณมาก ผลให้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงลดผลของความไม่เป็นเชิงเส้นได้ดีกว่า ทำให้ระบบที่มีระยะห่างเครื่องขยายสัญญาณที่น้อยส่งสัญญาณได้ไกลกว่าระบบที่มีระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณที่มาก ณ ที่ให้ค่า Q-Factor เท่ากับ 6.9 ระบบที่มีระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณเท่ากับ 100 km และ 125 km ได้ระยะทางในการส่งประมาณ 1000 km กับ 2000 km ซึ่งน้อยกว่าระบบที่มีระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณเท่ากับ 50 km ที่ส่งได้ระยะทางประมาณ 6000 km

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4 การวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกัน

ในบทที่ 3 ที่ผ่านมามีได้นำเสนอถึงวิธีการหาผลเฉลยของสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณพร้อมกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวรวมไปถึงการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสทั้งในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ระบบที่มีและไม่มี การชดเชย Dispersion สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการหาผลเฉลยของสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณไปกับสองคลื่นพาห้ที่มีความถี่ต่างกันโดยใช้หลักการคล้ายคลึงกับวิธีการหาผลเฉลยในบทที่ 3 รวมไปถึงการวิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้น

4.1 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปกับสองคลื่นพาห้ความถี่ต่างกันในระบบที่ไม่มี การชดเชย Dispersion

สมมติว่าในระบบประกอบด้วยคลื่นพาห้สองความถี่หรือความยาวคลื่นเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสง สำหรับการหาความผิดพลาดเฟสจะเริ่มต้นจาก NLSE ของสองความยาวคลื่น โดยรวมผลของ XPM เข้าไปด้วยและไม่ได้คำนึงผลของการลดทอนกำลังงานสัญญาณมาร่วมคิดคำนวณซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้ดังสมการ (5.1) และ (5.2)

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + i \frac{\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 A_1}{\partial T^2} = i \gamma_1 A_1 (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \quad (5.1)$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + d \frac{\partial A_2}{\partial T} + i \frac{\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 A_2}{\partial T^2} = i \gamma_2 A_2 (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \quad (5.2)$$

โดยที่

- A_1 เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่หลัก
- A_2 เป็นสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่ที่สองซึ่งเดินทางในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน
- β_{21} เป็นค่า GVD ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่หลัก
- β_{22} เป็นค่า GVD ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง
- T เป็นกรอบเวลา (Time frame) เทียบกับคลื่นพาห้ความถี่หลัก
- \bar{P}_1 เป็นกำลังงานเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณคลื่นพาห้ความถี่หลัก
- \bar{P}_2 เป็นกำลังงานเฉลี่ยตามระยะทางของสัญญาณของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง
- γ_1 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นพาห้ความถี่หลัก

γ_2 เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง

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

v_{g1} เป็นค่าความเร็วกลุ่ม ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่หลัก

v_{g2} เป็นค่าความเร็วกลุ่ม ณ ตำแหน่งของคลื่นพาห้ความถี่ที่สอง

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

$$A_{1,ss} = \sqrt{\bar{P}_1} \exp\{i\gamma_1 z (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2)\} \quad (5.3)$$

$$A_{2,ss} = \sqrt{\bar{P}_2} \exp\{i\gamma_2 z (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1)\} \quad (5.4)$$

จากนั้น เราทำการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กเข้าไปในผลเฉลยสภาวะอยู่ตัวทำให้ได้สมการ (5.5)

และ (5.6) ออกมา

$$A_1 = \left\{ \left(\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1}(z, T) \right) \exp\left(i\gamma_1 z (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2)\right) \right\} \quad (5.5)$$

$$A_2 = \left\{ \left(\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2}(z, T) \right) \exp\left(i\gamma_2 z (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1)\right) \right\} \quad (5.6)$$

โดยที่สัญญาณขนาดเล็ก $a_{m1}(z, T)$ และ $a_{m2}(z, T)$ อาจหมายถึงสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง โดยสามารถแสดงสัญญาณขนาดเล็กรูปแบบทั่วไปได้ดังสมการ (5.7) และ (5.8)

$$a_{m1}(z, T) = (a_1(z) + ib_1(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (5.7)$$

$$a_{m2}(z, T) = (a_2(z) + ib_2(z)) \exp(i\omega_m T) \quad (5.8)$$

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 (5.5)-(5.8) แทนลงในสมการ (5.1) และ (5.2) ทำให้เราได้สมการ (5.9) และ (5.10)

$$\frac{\partial a_{m1}}{\partial z} + i\gamma_1 (\bar{P}_1 + 2\bar{P}_2) \left(\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1} \right) + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 a_{m1}}{\partial T^2} = \quad (5.9)$$

$$i\gamma_1 \left(\left(\sqrt{\bar{P}_1} + \text{Re}\{a_{m1}\} \right)^2 + (\text{Im}\{a_{m1}\})^2 + 2 \left(\left(\sqrt{\bar{P}_2} + \text{Re}\{a_{m2}\} \right)^2 + (\text{Im}\{a_{m2}\})^2 \right) \right) \left(\sqrt{\bar{P}_1} + a_{m1} \right)$$

$$\frac{\partial a_{m2}}{\partial z} + i\gamma_2 (\bar{P}_2 + 2\bar{P}_1) \left(\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2} \right) + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 a_{m2}}{\partial T^2} + d \frac{\partial a_{m2}}{\partial T} = \quad (5.10)$$

$$i\gamma_2 \left(\left(\sqrt{\bar{P}_2} + \text{Re}\{a_{m2}\} \right)^2 + (\text{Im}\{a_{m2}\})^2 + 2 \left(\left(\sqrt{\bar{P}_1} + \text{Re}\{a_{m1}\} \right)^2 + (\text{Im}\{a_{m1}\})^2 \right) \right) \left(\sqrt{\bar{P}_2} + a_{m2} \right)$$

เราจะทำการประมาณสมการ (5.9) และ (5.10) โดยมีเงื่อนไขที่ว่าสัญญาณ a_{m1}, a_{m2} มีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับ $\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}$ ตามลำดับซึ่ง

$$\begin{aligned} & \left(2\sqrt{P_1} \operatorname{Re}\{a_{m1}\} + |a_{m1}|^2 + 4\sqrt{P_2} \operatorname{Re}\{a_{m2}\} + 2|a_{m2}|^2\right) \left(\sqrt{P_1} + a_{m1}\right) \\ & \approx 2\bar{P}_1 \operatorname{Re}\{a_{m1}\} + 4\sqrt{P_1 P_2} \operatorname{Re}\{a_{m2}\} \end{aligned} \quad (5.11)$$

และ

$$\begin{aligned} & \left(2\sqrt{P_2} \operatorname{Re}\{a_{m2}\} + |a_{m2}|^2 + 4\sqrt{P_1} \operatorname{Re}\{a_{m1}\} + 2|a_{m1}|^2\right) \left(\sqrt{P_2} + a_{m2}\right) \\ & \approx 2\bar{P}_2 \operatorname{Re}\{a_{m2}\} + 4\sqrt{P_1 P_2} \operatorname{Re}\{a_{m1}\} \end{aligned} \quad (5.12)$$

ทำให้ได้ผลการประมาณเป็นดังสมการ (5.13) และ (5.14)

$$\frac{\partial a_{m1}}{\partial z} + \frac{i\beta_{21}}{2} \frac{\partial^2 a_{m1}}{\partial T^2} = i\gamma_1 \left(\bar{P}_1 (a_{m1} + a_{m1}^*) + 2\bar{P}_2 (a_{m2} + a_{m2}^*) \right) \quad (5.13)$$

$$\frac{\partial a_{m2}}{\partial z} + \frac{i\beta_{22}}{2} \frac{\partial^2 a_{m2}}{\partial T^2} + d \frac{\partial a_{m2}}{\partial T} = i\gamma_2 \left(\bar{P}_2 (a_{m2} + a_{m2}^*) + 2\bar{P}_1 (a_{m1} + a_{m1}^*) \right) \quad (5.14)$$

เมื่อแทน a_{m1}, a_{m2} จากสมการ (5.7) และ (5.8) ลงในสมการ (5.13) และ (5.14) ตามลำดับ จะทำให้ได้ผลลัพธ์ในสมการ (5.15) และ (5.16)

$$\frac{da_1}{dz} + i \frac{db_1}{dz} - \frac{i\beta_{21}\omega_m^2}{2} (a_1 + ib_1) = i2\gamma_1 \left(\bar{P}_1 a_1 + 2\sqrt{P_1 P_2} a_2 \right) \quad (5.15)$$

$$\frac{da_2}{dz} + i \frac{db_2}{dz} - \frac{i\beta_{22}\omega_m^2}{2} (a_2 + ib_2) + i\omega_m d (a_2 + ib_2) = i2\gamma_2 \left(\bar{P}_2 a_2 + 2\sqrt{P_1 P_2} a_1 \right) \quad (5.16)$$

เพื่อจะหาผลเฉลยในสมการ (5.15) และ (5.16) จึงจำเป็นต้องแยกส่วนจริงและส่วนจินตภาพออกจากกัน ทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้ (5.17) - (5.20)

$$\frac{da_1}{dz} = -\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 b_1 \quad (5.17)$$

$$\frac{db_1}{dz} = \left(\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 + 2\gamma P_1 \right) a_1 + 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} a_2 \quad (5.18)$$

$$\frac{da_2}{dz} = \left(-\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 + d\omega_m \right) b_2 \quad (5.19)$$

$$\frac{db_2}{dz} = \left(\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 + 2\gamma P_2 - d\omega_m \right) a_2 + 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} a_1 \quad (5.20)$$

เมื่อเรานำสมการ (5.17) - (5.20) มาเขียนในรูปเมตริกซ์ ทำให้ได้รูปแบบสมการเมตริกซ์ (5.21)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} \beta_{21} \omega_m^2 + 2\gamma P_1 & 0 & 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 + d\omega_m \\ 4\gamma \sqrt{P_1 P_2} & 0 & 2\gamma P_2 + \frac{1}{2} \beta_{22} \omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

ดังนั้นผลเฉลยของสมการ (5.21) สามารถแสดงได้ในสมการ (5.22) ซึ่งเป็นผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กเมื่อเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทาง z โดยขึ้นอยู่กับค่าเริ่มแรก (Initial value) ของสัญญาณขนาดเล็กที่ระยะทาง $z = 0$

$$\begin{bmatrix} a_1(z=L) \\ b_1(z=L) \\ a_2(z=L) \\ b_2(z=L) \end{bmatrix} = \exp(\bar{A}L) \begin{bmatrix} a_1(z=0) \\ b_1(z=0) \\ a_2(z=0) \\ b_2(z=0) \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

โดยที่ Eigen vector \bar{A} แสดงเป็นเมตริกซ์ดังแสดงในสมการ (5.23)

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}\beta_{21}\omega_m^2 + 2\gamma P_1 & 0 & 4\gamma\sqrt{P_1P_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 + d\omega_m \\ 4\gamma\sqrt{P_1P_2} & 0 & 2\gamma P_2 + \frac{1}{2}\beta_{22}\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

ต่อมาทำการหาผลเฉลยสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณไปกับคลื่นพาห้สองความถี่ รูปแบบในการหาจะคล้ายกับหัวข้อที่ 3.2 ในคลื่นพาห้ความถี่เดียว

เริ่มจากสมมติให้สัญญาณรบกวนมีการแจกแจงแบบ Gaussian และมีค่าเฉลี่ยเท่ากับ 0 ดังสมการ (5.24)

$$[a_1(\omega_m) \quad b_1(\omega_m) \quad a_2(\omega_m) \quad b_2(\omega_m)]^T \quad (5.24)$$

มีค่าความแปรปรวนร่วม (Covariance) เท่ากับ

$$B_0 = \begin{bmatrix} \frac{S_0}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{S_0}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{S_0}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{S_0}{2} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

โดยที่ S_0 เป็นกำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณตามสมการ (3.17) ดังนั้นเราสามารถหาลำดับของสัญญาณรบกวน ณ ระยะทางเท่ากับ z ในระบบคลื่นพาห้สองความถี่ได้ดังนี้

$$B(\omega_m, z) = [\exp(\bar{A}L_A)] B_0 [\exp(\bar{A}L_A)]^T \quad (5.26)$$

ที่ภาครับจะได้กำลังของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณที่วางอยู่ในระบบรวมกันตามสมการ (3.19)

$$B_N(\omega_m) = \frac{S_0}{2} \sum_{k=1}^N [\exp(\bar{A}l_A)]^{N-k} \left[[\exp(\bar{A}l_A)]^T \right]^{N-k} \quad (5.27)$$

โดยที่ N คือจำนวนเครื่องขยายสัญญาณ -1 ดังนั้นในการหาความผิดพลาดเฟส ($\Delta\phi_{sm}$) ที่ภาครับ ซึ่งเกิดจากผลรวมของสัญญาณรบกวนจากเครื่องขยายสัญญาณได้ดังนี้

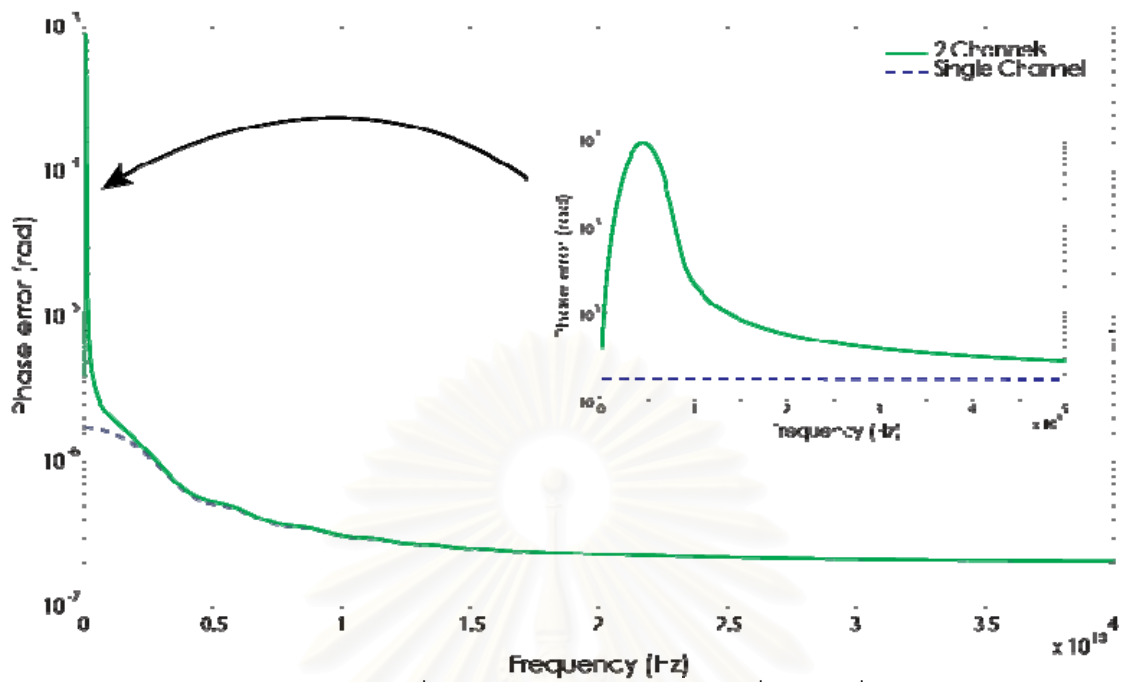
$$\Delta\phi_{sm} = \tan^{-1} \left(\frac{b_1(\omega_m)}{\sqrt{\bar{P}_1} + a_1(\omega_m)} \right) \quad (5.28)$$

โดยที่ $a_1(\omega_m) = \sqrt{B_{N(1,1)}(\omega_m)}$ และ $b_1(\omega_m) = \sqrt{B_{N(2,2)}(\omega_m)}$ สามารถหาได้จากสมการ (3.19) เราได้กำหนดค่าเริ่มแรกให้กับกำลังของสัญญาณ a_m กับ b_m ในสมการ (5.25)

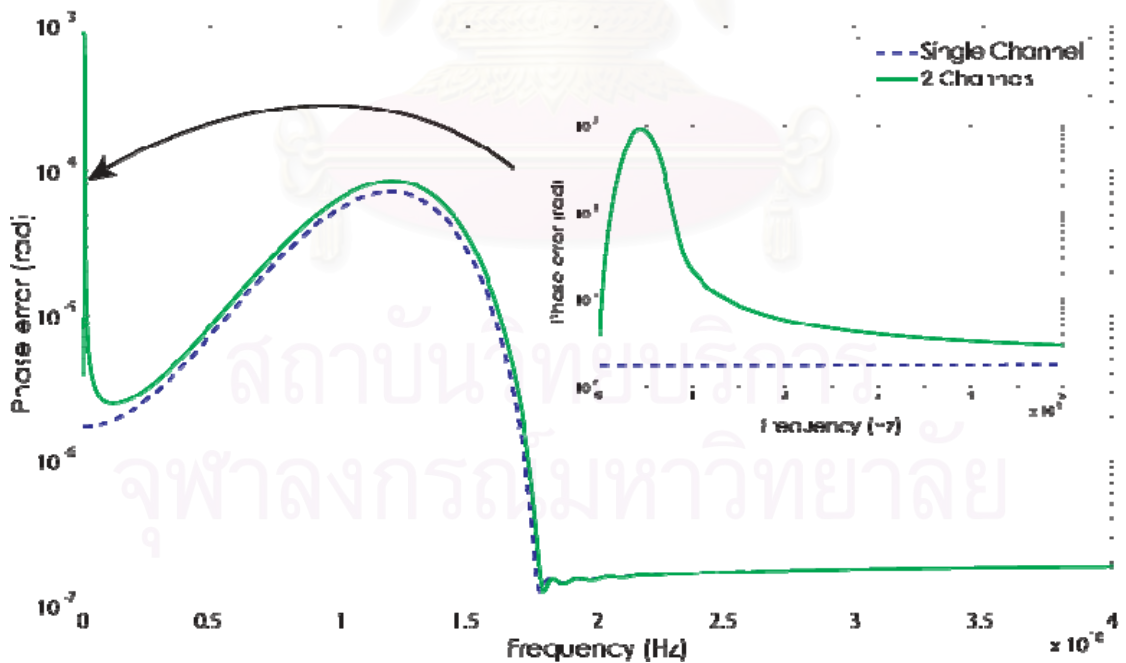
จากสมการ (5.28) ทำให้ เราสามารถหาความผิดพลาดของเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion ไปกับคลื่นพาหีสองความถี่ ดังนั้นเราสามารถหาความสัมพันธ์ของความผิดพลาดของเฟสในสมการ (5.28) กับความถี่ของสัญญาณรบกวนในระบบที่ไม่มีการชดเชย Dispersion

ในการหาผลตอบสนองนี้ได้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้ ขนาดของค่า GVD ($|\beta_2|$) = 0.5 ps²/km กำลังส่งขาเข้าของคลื่นพาห้ (P_0) = 3 mw สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (γ) = 1.3 w⁻¹km⁻¹ [28] เครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) เท่ากับ 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณกับเครื่องขยายสัญญาณ = 50 km และระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ = 5000 km ดังรูปที่ 4.1 และรูปที่ 4.2

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

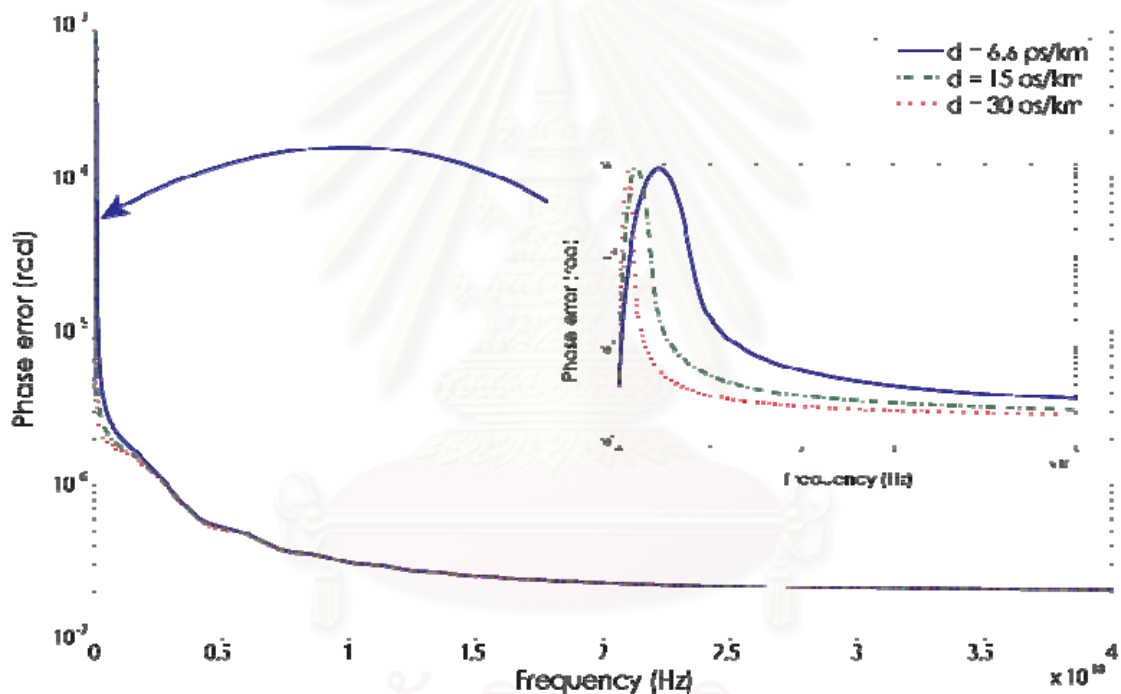


รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใย
แสงที่มีค่า $GVD = 0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง 40 GHz

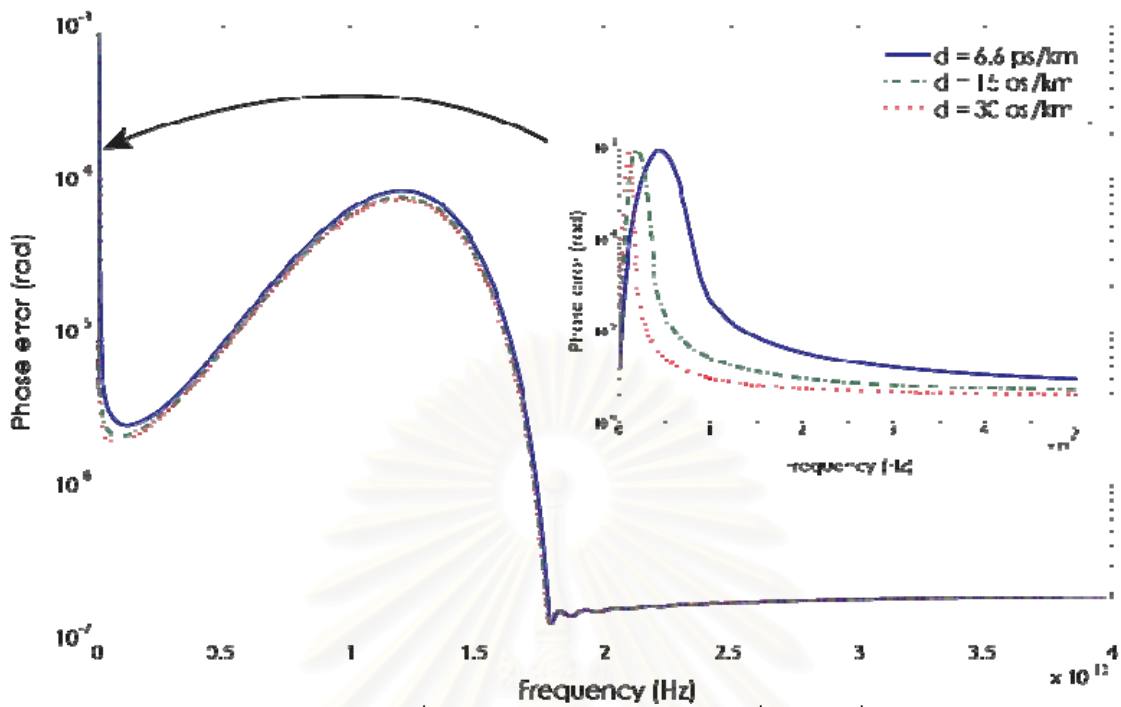


รูปที่ 4.2 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใย
แสงที่มีค่า $GVD = -0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง 40 GHz

ใน 134 รูปที่ 4.1 - 135 รูปที่ 4.2 แสดงถึงความแตกต่างระหว่างผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสสำหรับการเดินทางในเส้นใยแสงของสองคลื่นพารกักรณี Normal และ Anomalous dispersion จาก 136 รูปที่ 4.1 - 137 รูปที่ 4.2 เห็นได้ว่าทั้งกรณี Normal และ Anomalous dispersion บริเวณความถี่ใกล้กับความถี่ของคลื่นพารกักรณี มีลักษณะคล้ายกับ MI ขนาดเล็ก ๆ ของกรณี Anomalous dispersion (ดังที่แสดงในรูปเล็กของ 138 รูปที่ 4.1 และ 139 รูปที่ 4.2) เกิดมาจากผลของ XPM ที่มีอิทธิพลอย่างมากต่อความผิดพลาดเฟสในช่วงความถี่นั้นๆ และเมื่อความถี่สูงขึ้นความผิดพลาดเฟสมีค่าน้อยลง ส่วนในกรณี Anomalous dispersion ดัง 140 รูปที่ 4.2 จะมีผลของ modulation instability (MI) เกิดขึ้นเหมือนกับกรณีที่ส่งคลื่นพารกักรณีเดี่ยว แต่จะมีความผิดพลาดเฟสมากกว่าเนื่องจากผลของ XPM ไปเสริม



รูปที่ 4.3 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพารกักรณีเดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = 0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง 40 GHz และ $d = 6.6, 15$ และ 30 ps/km



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = -0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง 40 GHz และ $d = 6.6, 15$ และ $30 \text{ ps}/\text{km}$

เนื่องจากตัวแปร d แสดงถึงความห่างทางความถี่หรือความยาวคลื่นของสองช่องสัญญาณที่กำลังพิจารณา เมื่อ d มีค่าน้อยจะทำให้ผลของ XPM ที่มีความรุนแรงมากยิ่งขึ้น เพราะว่าเมื่อความห่างทางความถี่ของสองคลื่นพาห์มีค่าน้อยลงจะส่งผลให้ความแตกต่างความเร็วกลุ่มของสองคลื่นพาห์มีค่าน้อยลงตามและทำให้คลื่นพาห์ความถี่ที่สองเดินทางไปพร้อมกับความถี่หลักมากขึ้น 141รูปที่ 4.3 142รูปที่ 4.4 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของสองคลื่นพาห์ที่มีค่า d ต่างกันเดินทางในเส้นใยแสงกรณี Normal และ Anomalous dispersion ตามลำดับ ในรูปเล็กของ 143รูปที่ 4.3 และ 144รูปที่ 4.4 แสดงให้เห็นว่าเมื่อ d มีค่าสูงขึ้น จะทำให้ช่วงความถี่ที่มีความผิดพลาดเฟสที่เกิดเนื่องจาก XPM แคบลง ในบริเวณที่ XPM มีนัยสำคัญต่อความผิดพลาดเฟส ในกรณีของ Normal dispersion เมื่อทำการปรับค่า d และจะไม่ส่งผลกระทบต่อ SPM แต่ในกรณีของ Anomalous dispersion ผลกระทบของ XPM ส่งผลต่อ MI เมื่อทำการปรับค่า d จะมีผลกระทบต่อความผิดพลาดเฟสที่เกิดจากผลของ MI ดังใน 145รูปที่ 4.4

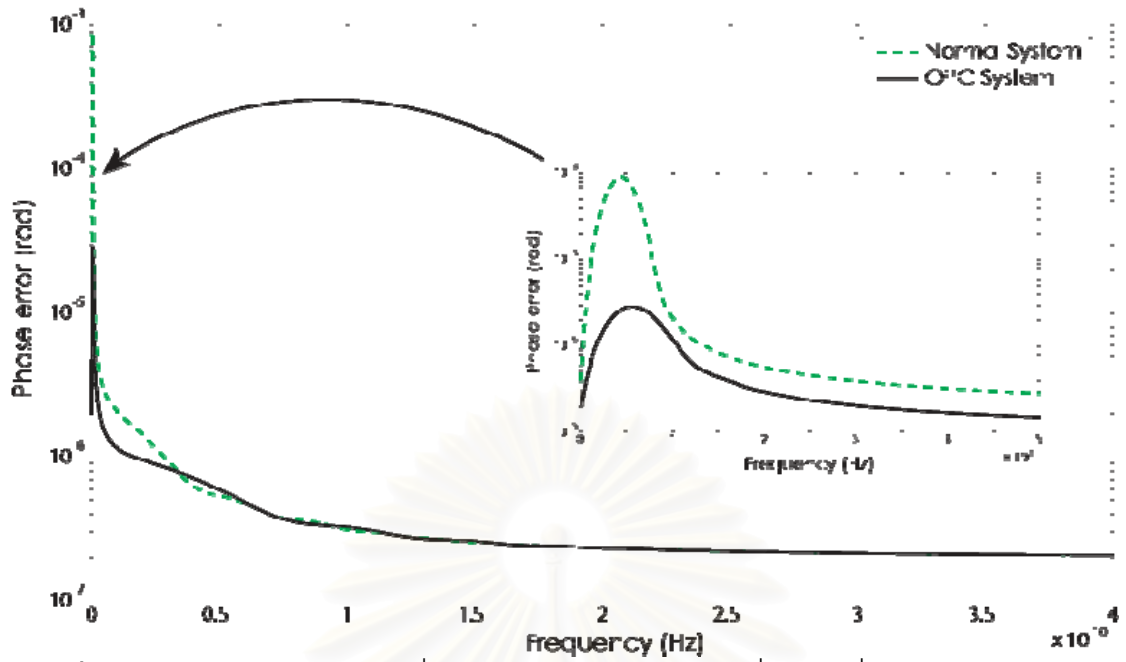
4.2 การความผิดพลาดเฟสของสัญญาณเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาห้ความถี่เดียวในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

การหาความผิดพลาดทางเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบที่มีคลื่นพาห้สองความถี่ มีขั้นตอนในการหาใกล้เคียงกับการความผิดพลาดทางเฟสของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบไปกับคลื่นพาห้เดียว ในสมการ (3.26) ทำการเปลี่ยนฟังก์ชันถ่ายโอน ($M(\omega_m, l_A)$) เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนที่มีผลกระทบของ XPM เป็น $\exp(\bar{A}l_A)$ ได้ดังสมการ (5.29)

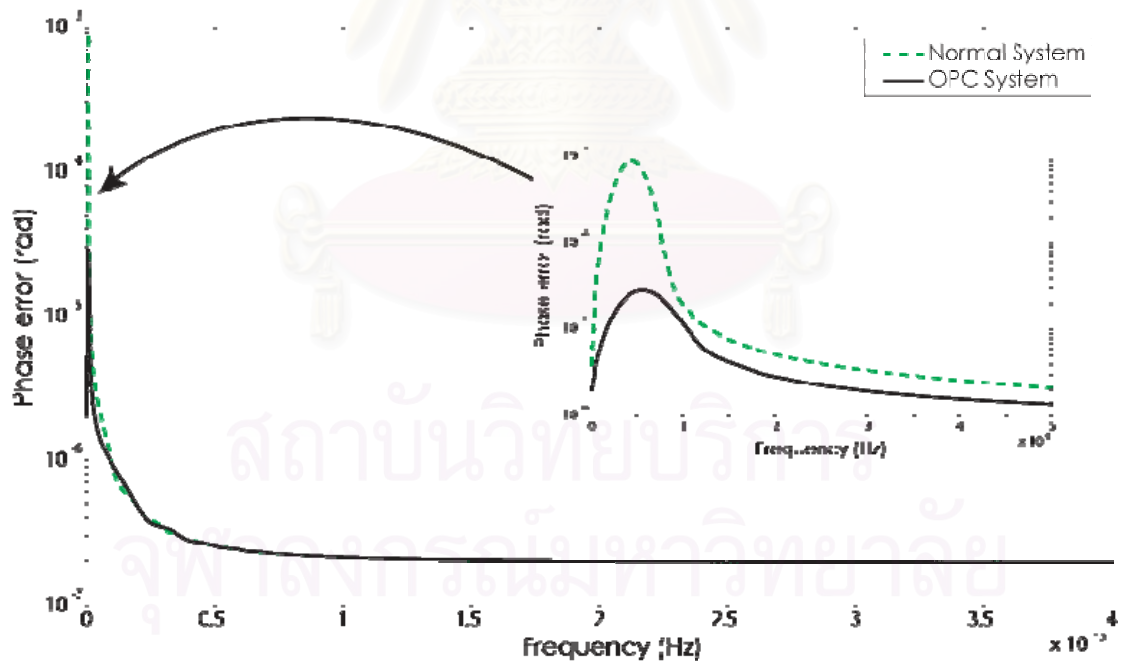
$$B_{OPC}(\omega_m) = \left(S_0 \sum_{k=1}^{N/2} [\exp(\bar{A}l_A)]^{\frac{N}{2}-k} \left[[\exp(\bar{A}l_A)]^T \right]^{\frac{N}{2}-k} \right) + \left(\frac{S_0}{2} [\exp(\bar{A}l_A)]^{\frac{N}{2}} [\exp(\bar{A}l_A)]^{\frac{N}{2}} \right) - \frac{S_0}{2} \quad (5.29)$$

ในหัวข้อที่ 5.3 และ 5.4 เราสามารถหาความผิดพลาดทางเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณในระบบคลื่นพาห้สองความถี่ที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ดังนั้นในหัวข้อนี้แสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดทางเฟสในสมการ 148(5.29) กับความถี่ของสัญญาณรบกวนในระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ซึ่งความผิดพลาดนี้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะในการส่งข้อมูลในรูปแบบ DPSK เปรียบเทียบกันระหว่างสองระบบนี้

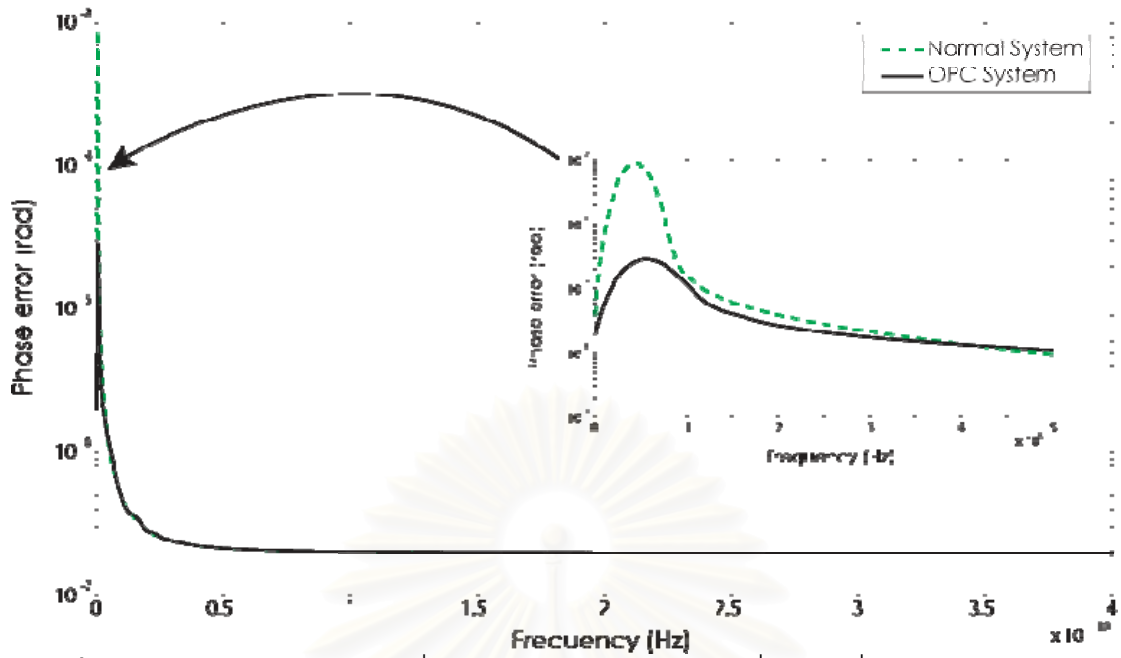
ในการหาผลตอบสนองนี้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ การลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) = 0.2 dB/km ขนาดค่า GVD ($|\beta_{21}|, |\beta_{22}|$) = 0.5, 5 และ 20 ps²/km กำลังงานขาเข้าของคลื่นพาห้ (P_1, P_2) = 3 mw สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง (γ) = 1.3 w⁻¹km⁻¹ เครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) เท่ากับ 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณ (l_A) เท่ากับ 50 km ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ (L) = 5,000 km



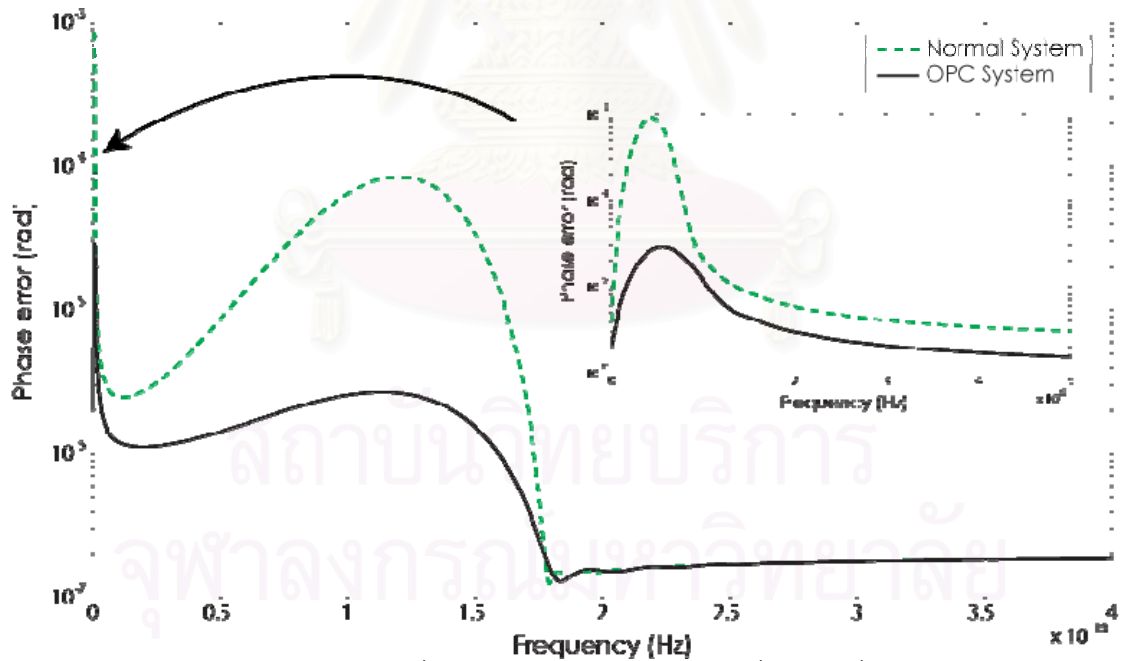
รูปที่ 4.5 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = 0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบสองช่องสัญญาณ



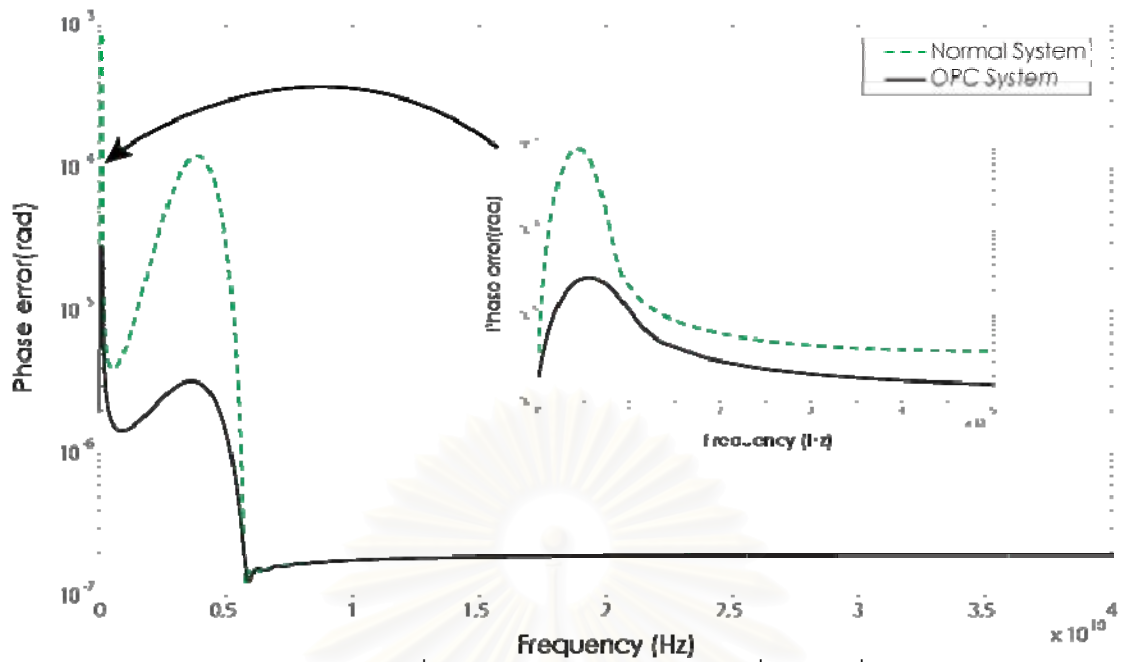
รูปที่ 4.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = 5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบสองช่องสัญญาณ



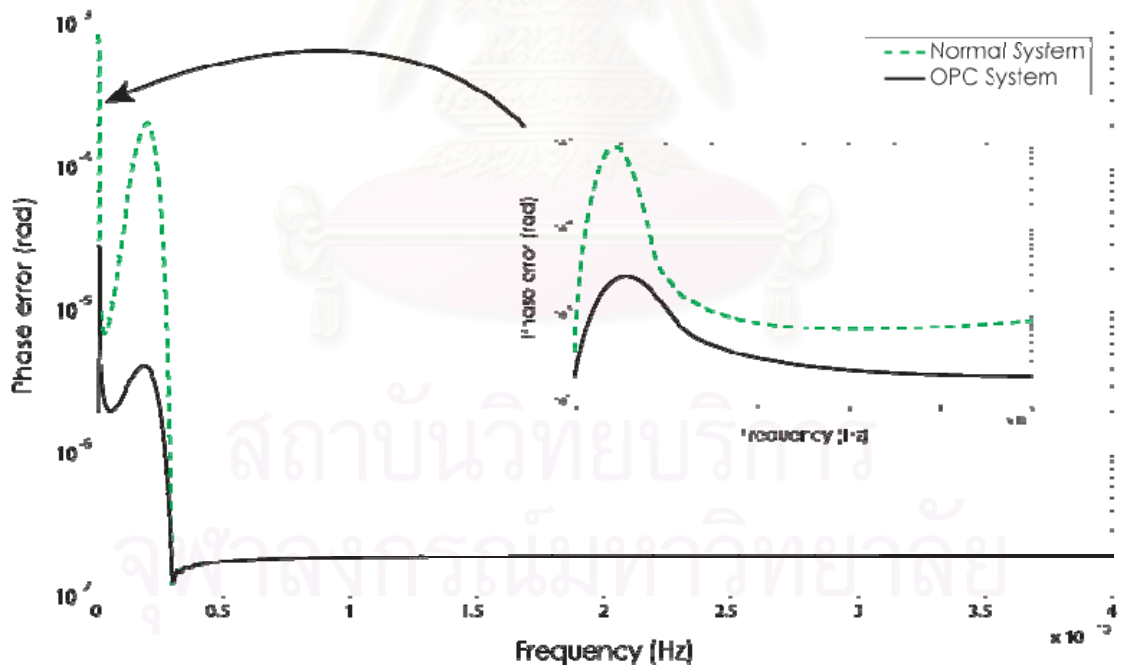
รูปที่ 4.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = 20 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบสองช่องสัญญาณ



รูปที่ 4.8 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = -0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบสองช่องสัญญาณ

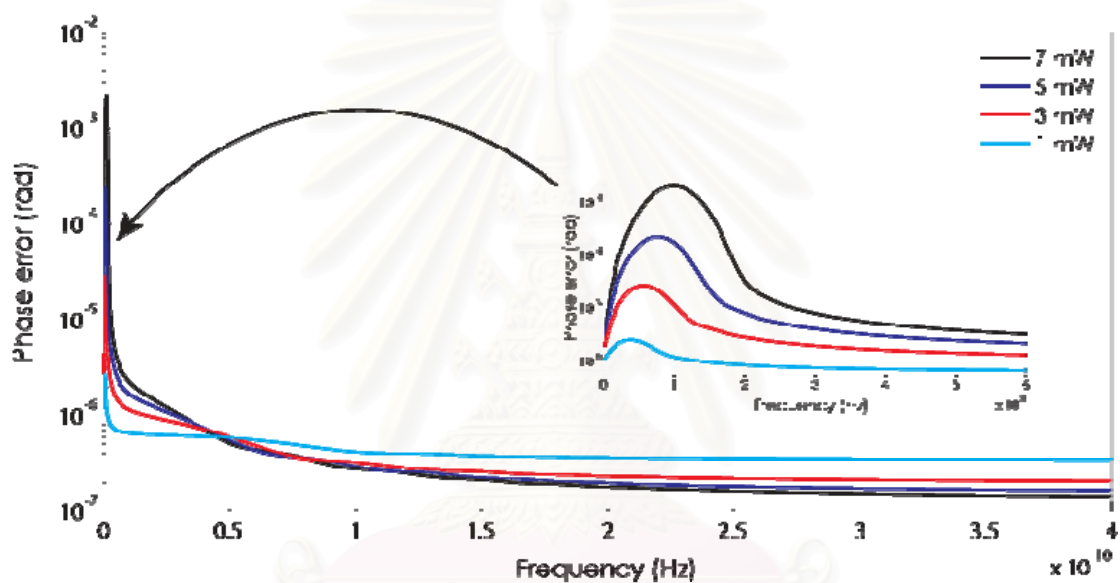


รูปที่ 4.9 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า GVD = $-5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบสองช่องสัญญาณ



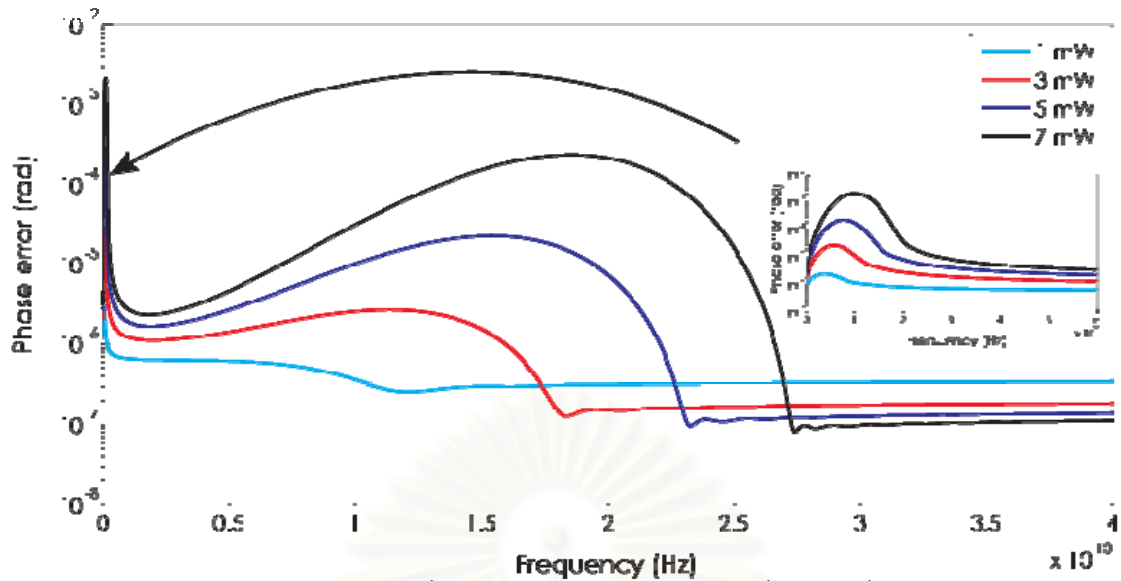
รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า GVD = $-20 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบในระบบสองช่องสัญญาณ

149รูปที่ 4.5 - 150รูปที่ 4.10 จะเห็นได้ว่าระบบที่ใช้วิธีการตอนจุดเกิดสัญญาณที่กึ่งกลางระบบนั้นสามารถผลความผิดพลาดเฟสที่เกิดผลกระทบจาก XPM ในทั้งกรณี Normal dispersion และ Anomalous dispersion ทุกค่า GVD (ดังรูปเล็กที่แสดงใน151รูปที่ 4.5 - 152รูปที่ 4.10) และกรณี Anomalous dispersion นั้นเครื่องคอนจูเกตไม่สามารถลดผลของ Modulation Instability ได้อย่างสมบูรณ์ และ จาก153รูปที่ 4.5 - 154รูปที่ 4.10 เมื่อค่า GVD เพิ่มมากขึ้นความผิดพลาดของเฟสกรณี Normal dispersion และ Anomalous dispersion ของทั้งสองระบบจะลู่เข้าสถานะคงตัวเร็วขึ้น เฉพาะนั้นในกรณี Anomalous dispersion เมื่อเพิ่มค่า GVD แล้วช่วงความถี่ที่เกิด Modulation Instability ก็น้อยลงตาม



รูปที่ 4.11 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = 0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ กำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1, 3, 5 และ 7 mW

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.12 ผลตอบสนองทางความถี่ของความผิดพลาดเฟสกรณีที่มีสองคลื่นพาห์เดินทางเส้นใยแสงที่มีค่า $GVD = -0.5 \text{ ps}^2/\text{km}$ ในช่วง ในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ กำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1, 3, 5 และ 7 mW

155รูปที่ 4.11และ156รูปที่ 4.12 แสดงถึงความต่างของผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสเมื่อกำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1, 3, 5 และ 7 mW ในกรณี Normal dispersion ใน 157รูปที่ 4.11 เมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณมากขึ้นเรื่อยๆส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสเข้าสู่สถานะคงตัวช้าลง ส่วนในกรณี Anomalous dispersion ใน158รูปที่ 4.12 เมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณมากขึ้นเรื่อยๆ ส่งผลให้เกิด MI มากขึ้น และในรูปเล็กของ159รูปที่ 4.11และ160รูปที่ 4.12 แสดงความผิดพลาดเฟสที่เกิดใกล้กับความถี่คลื่นพาห์ซึ่งเป็นผลมาจาก XPM เมื่อเราเพิ่มกำลังสัญญาณขาเข้าจะเห็นได้ว่าความผิดพลาดเฟสที่เกิดมาจากผลของ XPM มากขึ้นตามกำลังสัญญาณขาเข้า เนื่องจากเพราะว่าผลกระทบของ XPM แปรผันโดยตรงกับกำลังสัญญาณขาเข้า เราสามารถสรุปได้ว่าเมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณขาเข้าส่งผลทำให้สมรรถนะระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบแย่ลง เพราะมีช่วงความถี่ก่อนที่จะเข้าสู่สถานะคงตัวมากขึ้นเมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณขาเข้ามากขึ้น

4.3 การหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาห้สองความถี่ต่างกันในระบบที่ชดเชย Dispersion เป็นรายคาบ

ในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบของระบบมัลติเพลกซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น เป็นระบบที่นำเส้นใยแสงที่มีค่า Dispersion ต่างกันนำมาต่อกันเพื่อชดเชยและทำให้ค่า Dispersion เฉลี่ยในช่องสัญญาณหลักมีค่าเท่ากับศูนย์

ในการหาความผิดพลาดเฟสในระบบที่มีการชดเชย Dispersion นั้น เมื่อสัญญาณหรือคลื่นพาห้เดินทางมาถึง Dispersion compensated fiber (DCF) เราจะสมมติว่าไม่มีผลของ Kerr effect ภายใน DCF และสมมติว่าอัตราการชดเชย Dispersion อยู่ที่ 40 เท่า ดังนั้น เราสามารถหาผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กที่ถูกมอดูเลตไปกับคลื่นพาห้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} a_1(z=L) \\ b_1(z=L) \\ a_2(z=L) \\ b_2(z=L) \end{bmatrix} = \left(\exp(\bar{A}_{com} L_{com}) \exp(\bar{A} L_A) \right)^N \begin{bmatrix} a_1(z=0) \\ b_1(z=0) \\ a_2(z=0) \\ b_2(z=0) \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

โดยที่

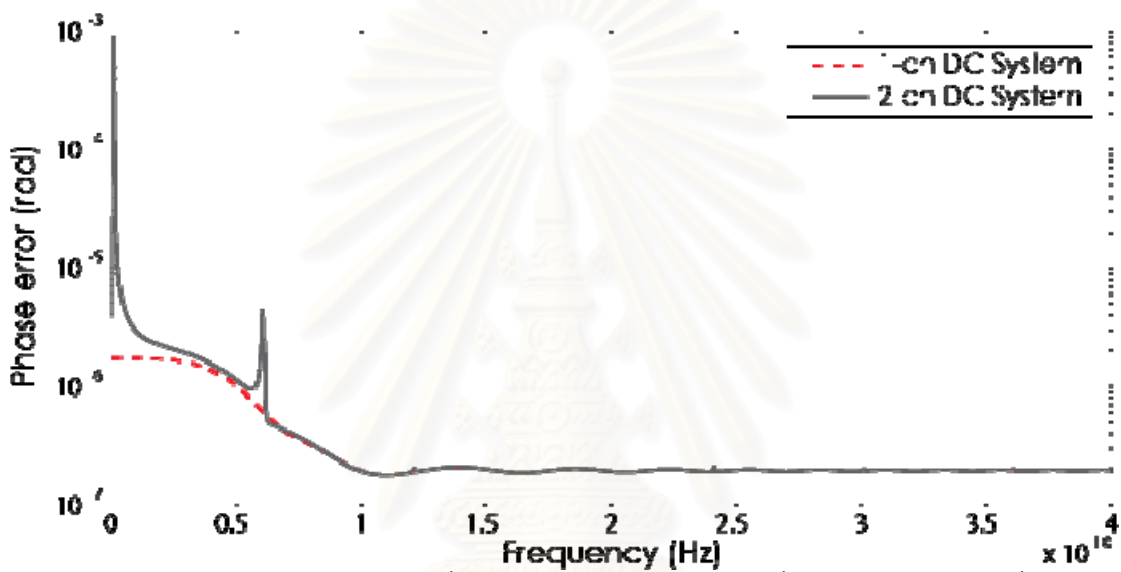
$$\bar{A}_{com} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_{21})\omega_m^2 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2}(-40\beta_{21})\omega_m^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2}(-40\beta_{22})\omega_m^2 + d\omega_m \\ 0 & 0 & \frac{1}{2}(-40\beta_{22})\omega_m^2 - d\omega_m & 0 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

\bar{A}_{com} เป็น Eigen vector ในส่วนของ DCF ในกรณีสองคลื่นพาห้

เมื่อเราสามารถหาค่า a_1 และ b_1 ได้แล้ว ดังนั้นความผิดพลาดเฟสที่จะนำไปใช้ในการวิเคราะห์สามารถหาได้จากสมการ (5.28)

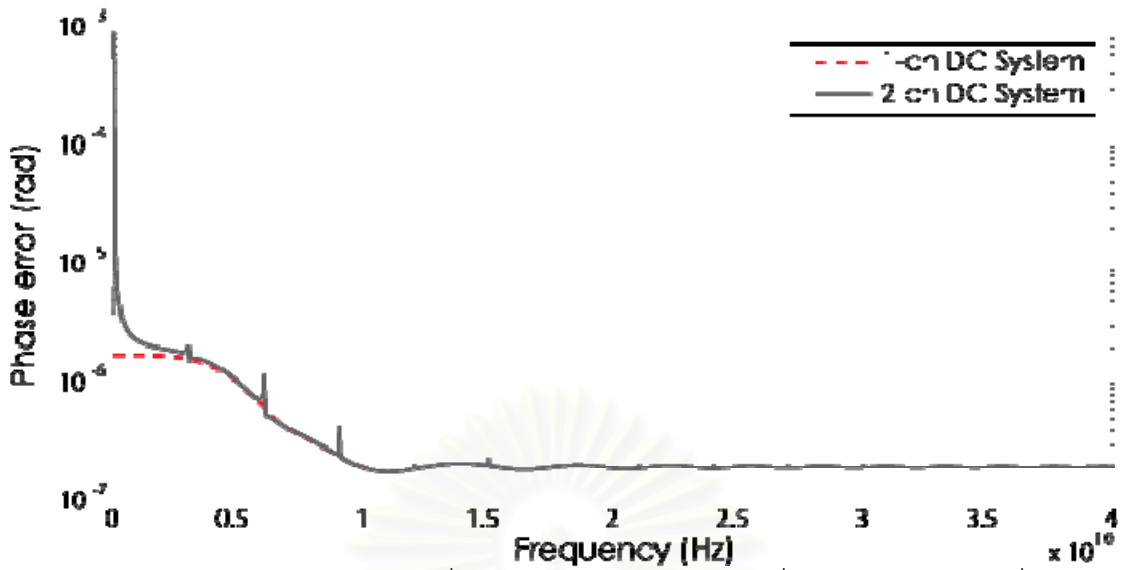
เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการมอดูเลตสัญญาณขนาดเล็กไปพร้อมกับสองคลื่นพาห้ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ดังนั้นหากว่าเรานำผลเฉลยของสัญญาณขนาดเล็กในสมการ (5.30) มาสร้างกราฟแสดงความสัมพันธ์ของความผิดพลาดเฟสในสมการ (5.28) กับตัวแปรที่สามารถเปลี่ยนค่าได้เช่น ความถี่เชิงมุมของสัญญาณขนาดเล็ก ค่า GVD และ ค่ากำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณ จากสมการ (5.28) และ (5.30) ทำให้เราสามารถหาความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นกับคลื่นพาห้ได้โดยกำหนดค่าตัวเริ่มต้นให้กับบางตัวแปรเพื่อดูแนวโน้ม

ความผิดพลาดเฟสเทียบกับค่าที่เปลี่ยนแปลงไปของตัวแปรนั้น สำหรับค่าเริ่มต้นในการหาผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสจะเป็นดังนี้ ขนาดของค่า $GVD(\beta_{21}, \beta_{22}) = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ กำลังงานขาเข้าของคลื่นพาห้ $(P_1, P_2) = 3 \text{ mw}$ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง $(\gamma) = 1.3 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ [28] Group velocity mismatch $(d) = 6.6 \text{ ps/km}$ เครื่องขยายสัญญาณทางแสงมีค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) เท่ากับ 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณ (L_A) เท่ากับ 50 km ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ $(L) = 5,000 \text{ km}$ มีการชดเชย Dispersion ทุกๆ 40 km

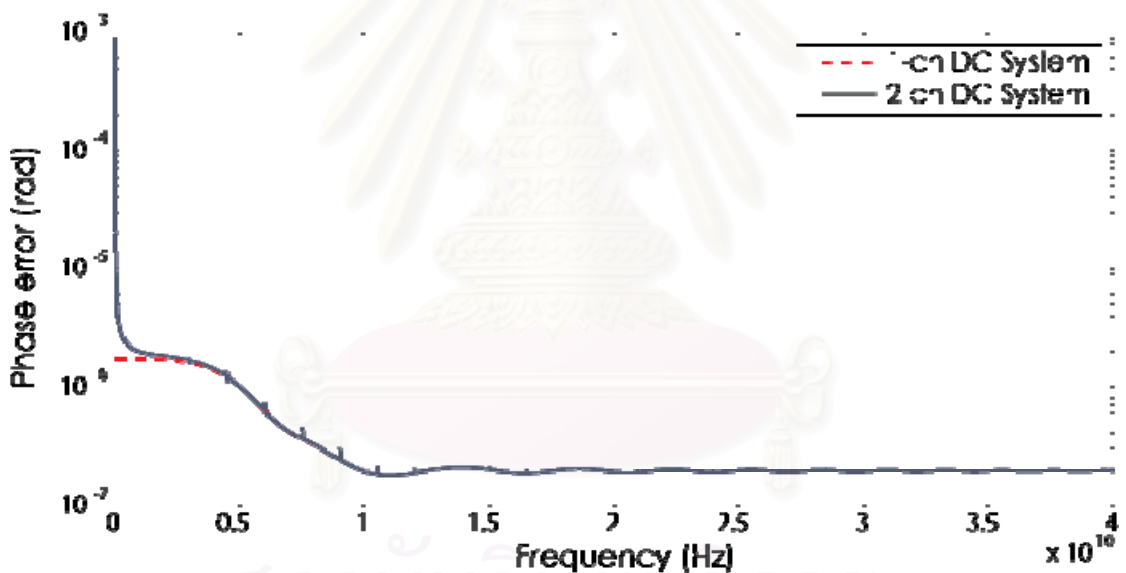


รูปที่ 4.13 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห้หลักในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ที่ $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ Channel Spacing 25 GHz

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.14 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการ
 กระจาย Dispersion ที่ $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ Channel Spacing 50 GHz



รูปที่ 4.15 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของคลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการ
 กระจาย Dispersion ที่ $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ Channel Spacing 100 GHz

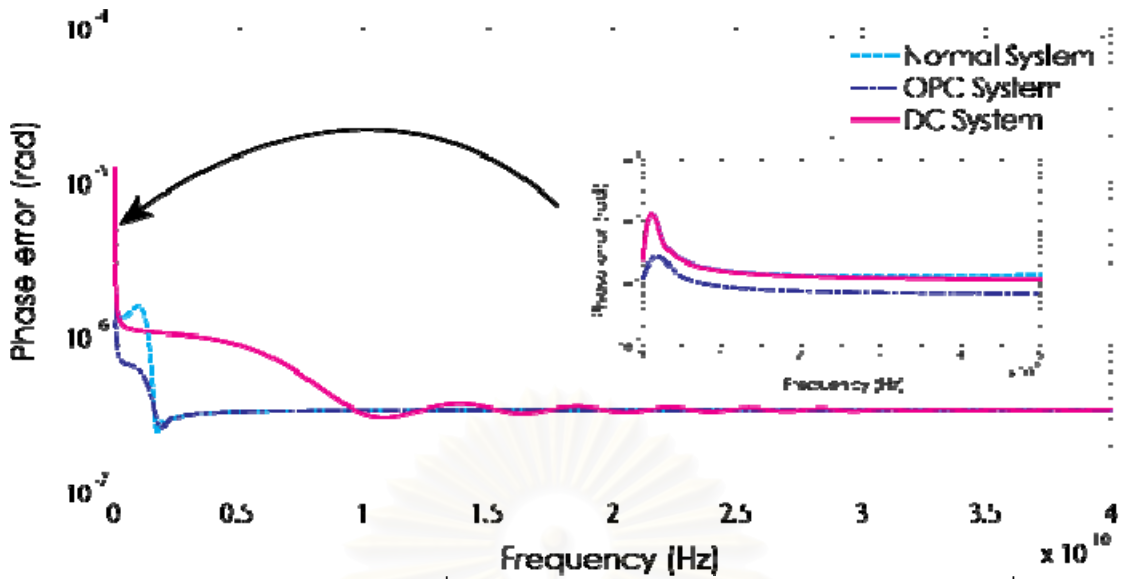
รูปที่ 4.13-รูปที่ 4.15 แสดงถึงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสของ
 คลื่นพาห์หลักในระบบที่มีการกระจาย Dispersion เป็นรายคาบของคลื่นพาห์ความถี่เดียวและ
 คลื่นพาห์สองความถี่ที่ $GVD = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$ (Anomalous dispersion) และทำการเปลี่ยนค่า
 ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (Channel Spacing) มีค่าเท่ากับ 25, 50 และ 100 GHz จากการ
 เปรียบเทียบทั้งสองระบบนี้ แสดงให้เห็นได้ชัดว่าระบบที่มีการกระจาย Dispersion เป็นรายคาบไป
 กับคลื่นพาห์สองความถี่ไม่สามารถลดผลกระทบของ XPM ได้ ปรากฏเห็นได้ชัดที่ความถี่ใกล้กับ

ความถี่คลื่นพาห้จะมีความผิดพลาดเฟสอย่างรุนแรง จาก 168 รูปที่ 4.13-รูปที่ 4.15 เห็นได้ว่า ผลตอบสนองทางความถี่ในระบบที่มีการชดเชย Dispersion ของสองคลื่นพาห้จะมีสัญญาณยอดแหลมรายคาบ (Periodic Spike) อาจเกิดมากจาก Sideband Instability (SI) [29] ที่เป็นอิทธิพลของ XPM ในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ เมื่อทำการปรับเปลี่ยนระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณจะส่งผลกับความถี่ที่เกิดสัญญาณยอดแหลมและขนาดความผิดพลาดเฟสของสัญญาณยอดแหลม เมื่อทำการเพิ่มระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณทำให้ขนาดความผิดพลาดเฟสของสัญญาณยอดแหลมมีค่าน้อยลง แต่ความถี่ที่เกิดยอดแหลมจะเกิดมากขึ้น อย่างไรก็ตามเมื่อเราลดระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณให้มีย่านน้อยลงความถี่ที่เกิดยอดแหลมจะเกิดขึ้นน้อยลง แต่ขนาดของความผิดพลาดทางเฟสของสัญญาณยอดแหลมมีค่ามากขึ้น

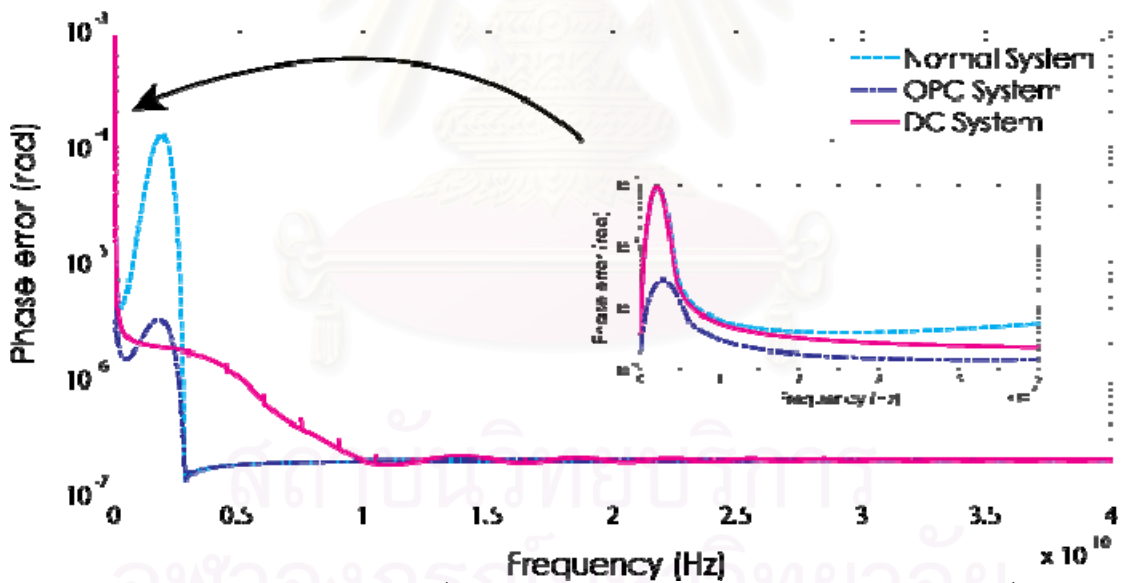
4.4 การเปรียบเทียบความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการสะสมของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณกับคลื่นพาห้สองความถี่ต่างกันในระบบที่มีและไม่มี Dispersion เป็นรายคาบ กับระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

ในหัวข้อนี้ทำการเปรียบเทียบความผิดพลาดเฟสของทั้ง 3 ระบบคือ ระบบที่ไม่มี Dispersion (Normal System) ระบบที่มีการชดเชย Dispersion เป็นรายคาบ (DC System) และระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ (OPC System) นำเสนอเป็นผลตอบสนองทางความถี่ของทั้ง 3 ระบบ

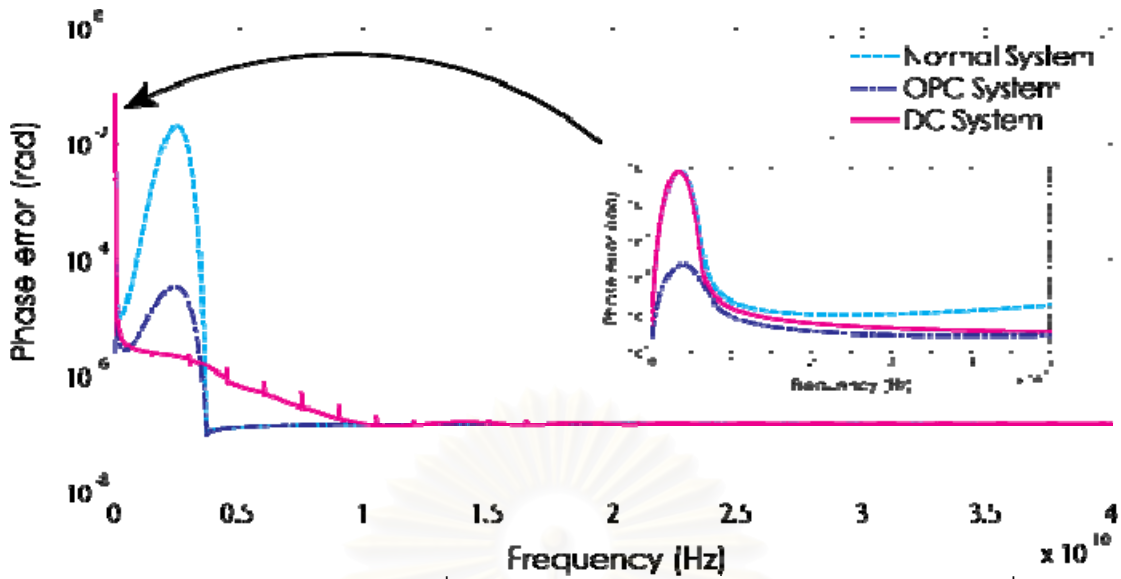
การหาผลตอบสนองนี้ได้กำหนดพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้ การลดทอนกำลังงานสัญญาณ $(\alpha) = 0.2$ dB/km ขนาดของค่า $GVD(\beta_{21}, \beta_{22}) = -20$ ps²/km กำลังงานขาเข้าของคลื่นพาห้ $(P_1, P_2) = 1, 3, 5$ และ 7 mw สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นในเส้นใยแสง $(\gamma) = 1.3$ w⁻¹km⁻¹ Group velocity mismatch $(d) = 13.04$ ps/km (ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 100 GHz [30]) เครื่องขยายสัญญาณทางแสงมีค่าตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) เท่ากับ 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณ (L_A) เท่ากับ 50 km ระยะทางที่ใช้ในการคำนวณ $(L) = 5,000$ km มีการชดเชย Dispersion ทุกๆ 40 km



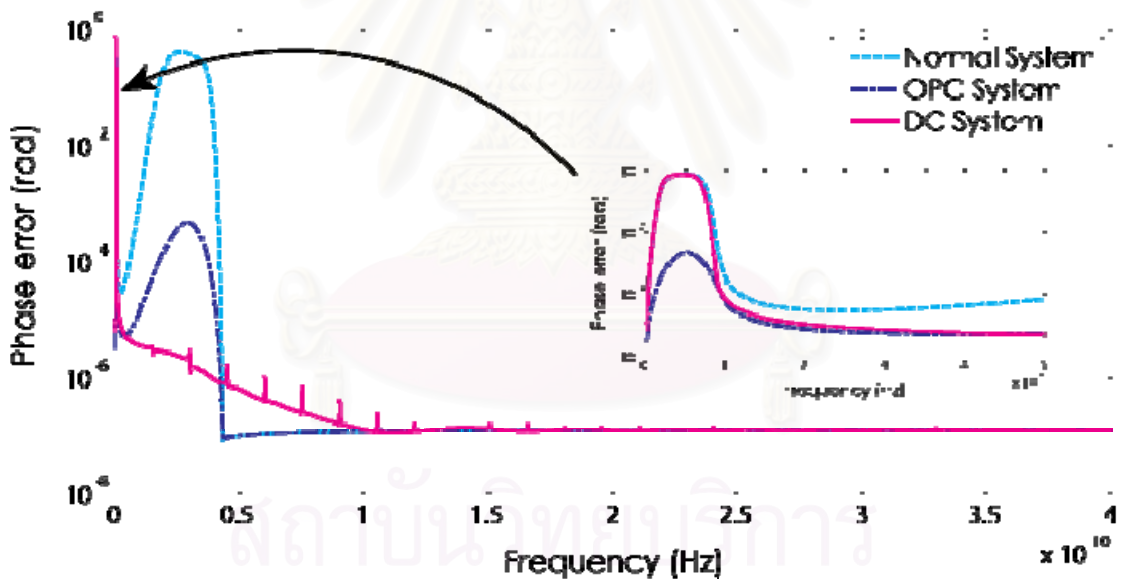
รูปที่ 4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบและระบบที่มีการชดเชย Dispersion เป็นรายคาบ ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 1 mW ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 100 GHz



รูปที่ 4.17 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบและระบบที่มีการชดเชย Dispersion เป็นรายคาบ ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 3 mW ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 100 GHz



รูปที่ 4.18 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบและระบบที่มีการชดเชย Dispersion เป็นรายการ ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 5 mW ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 100 GHz



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสในช่วง 40 GHz ของระบบที่ใช้และไม่ได้ใช้วิธีคอนจูเกตที่กึ่งกลางระบบและระบบที่มีการชดเชย Dispersion เป็นรายการ ที่มีกำลังขาเข้าเท่ากับ 7 mW ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 100 GHz

170รูปที่ 4.16 - 171รูปที่ 4.19 ความผิดพลาดเฟสในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ในช่วงก่อนเข้า Steady State มีแบนด์วิดท์มากกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ส่วนในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบมีความผิดพลาดเฟสช่วงเข้าสู่ Steady State มากกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เนื่องจากผลของ MI แต่ในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ไม่

สามารถลดผลกระทบของ XPM ได้เหมือนกับระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ นอกจากนี้ระบบที่ชดเชย Dispersion มีความผิดพลาดเฟสที่เป็นยอดแหลมรายคาบ (periodic spike) ซึ่งแปรผันโดยตรงกับกำลังสัญญาณขาเข้า

จาก 172 รูปที่ 4.16 - 173 รูปที่ 4.19 สามารถทำการวิเคราะห์ได้ว่าถ้าทำการส่งสัญญาณในอัตราบิตต่ำเช่น 5 Gb/s ที่กำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1 mW และ 3 mW ดัง 174 รูปที่ 4.16 และ 175 รูปที่ 4.17 คุณภาพสัญญาณที่ภาครับของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion จะให้ผลที่ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ เนื่องจากความผิดพลาดเฟสในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ของบิต 1 และบิต 0 เกิดในระดับที่คงที่บนแบนด์วิดท์ที่ครอบคลุมแถบความถี่ของสัญญาณความเร็วดังกล่าวได้ทั้งหมด ผลทำให้ความต่างเฟสระหว่างบิต 1 และบิต 0 แตกต่างอย่างคงที่ ทำให้ภาครับสามารถตรวจสอบสัญญาณได้อย่างแม่นยำ เมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณขาเข้ามากขึ้นดัง 176 รูปที่ 4.18 และ 177 รูปที่ 4.19 ในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion จะเกิดความผิดพลาดเฟสที่เป็นยอดแหลมรายคาบเห็นชัดเจนมากขึ้น โดยเฉพาะเมื่อกำลังสัญญาณขาเข้ามีค่าสูงเช่น 178 รูปที่ 4.19 และสถานะความผิดพลาดเฟสคงตัว (Phase Constant) [22] มีช่วงที่แคบลงทำให้การส่งที่กำลังสัญญาณสูงๆ เราไม่สามารถวิเคราะห์ได้อย่างแน่ชัดว่าระบบไหนให้คุณภาพสัญญาณที่ดีกว่ากัน เมื่อเราส่งสัญญาณในอัตราบิตสูงเช่น 40 Gb/s ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion จะมีช่วงความถี่ก่อนเข้าสู่สถานะคงตัวมากกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบทุกกำลังสัญญาณขาเข้า ส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบมีค่ามากกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ด้วยเหตุนี้ คุณภาพสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบดีกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบในการส่งอัตราบิตสูง นอกจากนี้อีกเหตุผลหนึ่งที่ทำให้คุณภาพสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบดีกว่าระบบที่ใช้วิธีการชดเชย Dispersion คือ กำลังสัญญาณเฉลี่ยที่เดินทางในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบมีค่าน้อยกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบเพราะว่าการชดเชยค่า Dispersion จะทำให้เพิ่มกำลังสัญญาณเฉลี่ยด้วย

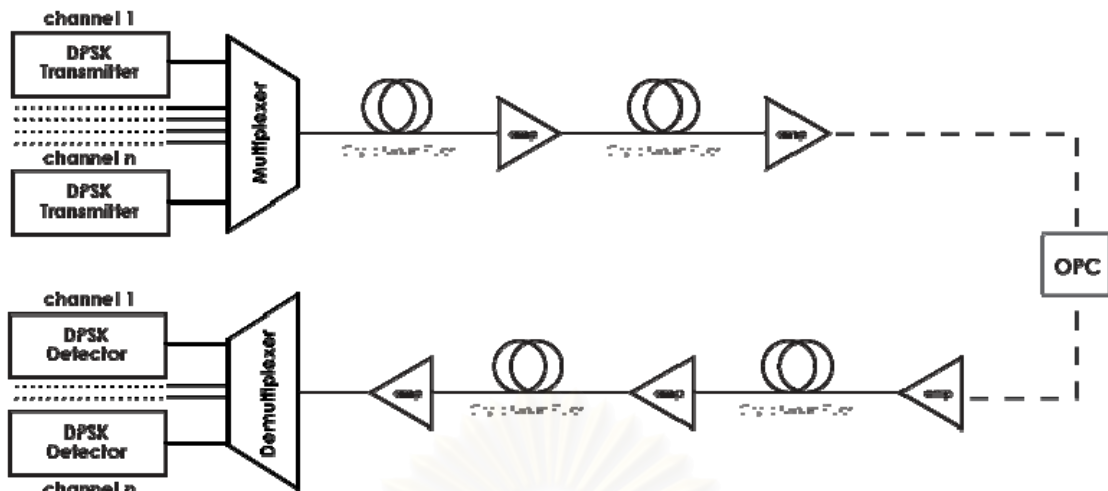
เพราะฉะนั้นเมื่อเราส่งข้อมูลในอัตราบิตต่ำและกำลังสัญญาณขาเข้าต่ำ ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ จะให้คุณภาพสัญญาณที่ดีกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ แต่ถ้าเราส่งข้อมูลในอัตราบิตสูงระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบจะให้คุณภาพสัญญาณที่ดีกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ

บทที่ 5 แบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงที่มีการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ

จากได้ที่นำเสนอถึงตัวแปรที่อิทธิพลต่อความผิดพลาดเฟสกรณีสองคลื่นพาห้ใน 179180 บทที่ 4 สำหรับเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงการตรวจสอบตัวแปรที่มีผลต่อสมรรถนะของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบเปรียบกับระบบที่ใช้วิธีการชดเชย Dispersion ว่าสอดคล้องหรือไม่สอดคล้องตามทฤษฎีเพราะเหตุใด เนื้อหาที่นำเสนอในบทนี้จะแยกออกเป็นสามส่วนหลักๆ คือ คุณสมบัติของแบบจำลองการส่งสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น ผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการส่งสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพลกซ์ 2 ช่องสัญญาณ และผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการส่งสัญญาณช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพลกซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณ

5.1 คุณสมบัติของแบบจำลองการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

ในการส่งสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นจำเป็นต้องมีตัวมัลติเพลกซ์ (Multiplexer) เพื่อรวมหลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกันในการส่งสัญญาณและตัวดีมัลติเพลกซ์ (Demultiplexer) เพื่อแยกสัญญาณแต่ละช่องสัญญาณออกจากกันในการรับสัญญาณ รูปที่ 5.1 แสดงถึงแผนภาพบล็อกระบบส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลต DPSK จะเห็นได้ว่าในส่วนที่แตกต่างจากการส่งสัญญาณช่องสัญญาณเดี่ยวคือทางด้านส่งจะมีตัวมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณเข้าด้วยกันและทางด้านรับจะมีตัวดีมัลติเพลกซ์แยกสัญญาณแต่ละความยาวคลื่นออกไปยังตัวดีมอดูเลตสัญญาณ DPSK



รูปที่ 5.1 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลต DPSK ของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ

คุณสมบัติแต่ละอุปกรณ์ในแบบจำลองที่ใช้ในการสื่อสารสัญญาณที่มีการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณโดยเบื้องต้นจะมีค่าเหมือนกับกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดี่ยวแต่จะมีตัวมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์สัญญาณเพิ่มเข้ามาโดยคิดว่าตัวมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์มีความเป็นอุดมคติและไม่มีการสูญเสียกำลังงานใดๆ เกิดขึ้น

ในการจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงดังรูปที่ 5.1 ได้กำหนดพารามิเตอร์หลักๆ ดังนี้ การลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) 0.2 dB/km ขนาดของค่า Dispersion ของ SMF = 16.3 ps/(km-nm) สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ SMF (γ) = 1.3 $w^{-1}km^{-1}$ [28] เครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise Figure) = 5 dB ระยะห่างระหว่างเครื่องขยายสัญญาณ = 50 km และทำการแปรเปลี่ยนพารามิเตอร์เหล่านี้คือ กำลังสัญญาณขาเข้า (Input Power), ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ(Channel Spacing) และระยะทางที่ใช้ในการจำลอง (Distance) เพื่อดูผลกระทบเกิดต่อคุณภาพของสัญญาณ ณ ภาครับ

สำหรับผลลัพธ์ในการสร้างแบบจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่น จะทำการแบ่งออกเป็น 2 ช่องสัญญาณและมากกว่า 2 ช่องสัญญาณเพื่อดูผลว่าจำนวนช่องสัญญาณมีผลต่อคุณภาพสัญญาณมากน้อยเพียงใด

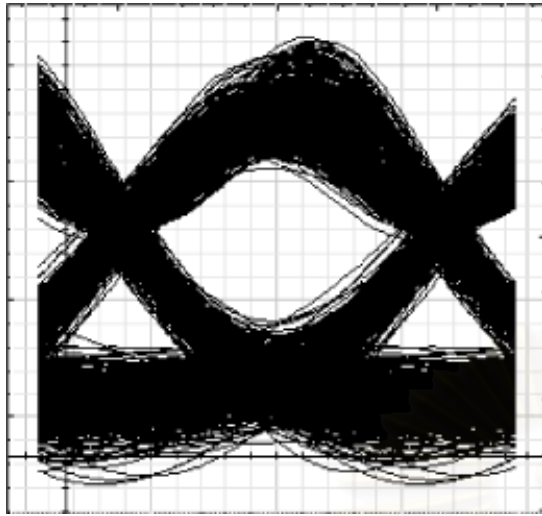
5.2 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

จาก 183 รูปที่ 4.5 - 184 รูปที่ 4.10 แสดงให้เห็นความสัมพันธ์ในทางทฤษฎีระหว่าง GVD และความผิดพลาดเฟสที่กล่าวไว้ในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ เมื่อ GVD มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความผิดพลาดเฟสเข้าสู่ steady state เร็วมากขึ้นซึ่งหากทฤษฎีดังกล่าวสามารถนำมาใช้ได้จริงดังนั้นผลลัพธ์ในแบบจำลองการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสงย่อมต้องสอดคล้องกับ 185 รูปที่ 4.5 - 186 รูปที่ 4.10 ด้วย

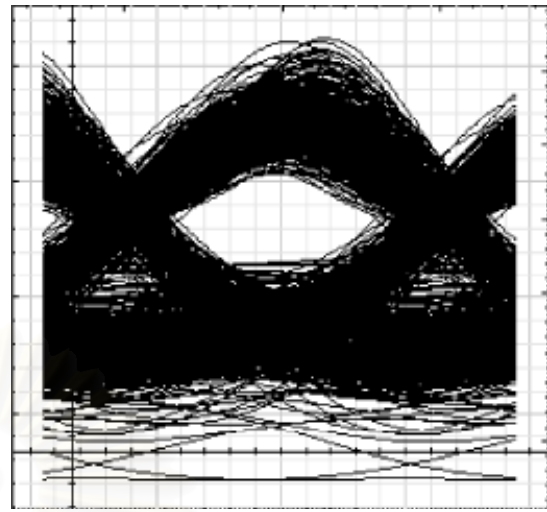
ในการวัดคุณภาพสัญญาณที่มอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณ จะทำการวัดคุณภาพสัญญาณ ณ ช่องสัญญาณหลัก เนื่องจาก XPM ส่งผลกระทบต่อช่องสัญญาณทั้งสองปริมาณเท่ากัน ดังนั้นจึงใช้ช่องสัญญาณหลักตรงความถี่เท่ากับ 193.1 THz เป็นตัวแทนในการวัดคุณภาพของสัญญาณ ใน 187 รูปที่ 5.2 แสดงรูป Eye Pattern ของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ระยะทาง 5000 km เปลี่ยนกำลังสัญญาณขาเข้าเป็นค่าต่างๆ

จาก 188 รูปที่ 5.2 แสดงให้เห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณขาเข้าส่งผลให้คุณภาพสัญญาณที่ภาครับแฉ่ง เนื่องจากผลของ SPM และ XPM ที่แปรผันโดยตรงกับกำลังสัญญาณ โดยเฉพาะผลของ XPM จะส่งผลอย่างรุนแรงมากเมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณ ทำให้คุณภาพของสัญญาณแฉ่งอย่างเห็นได้ชัดเจน

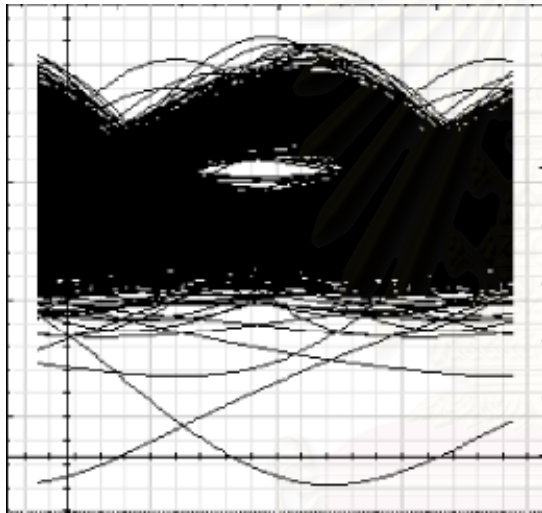
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



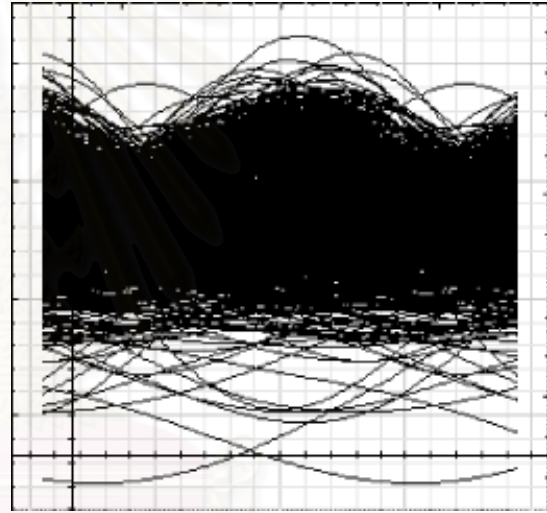
(ก)



(ข)

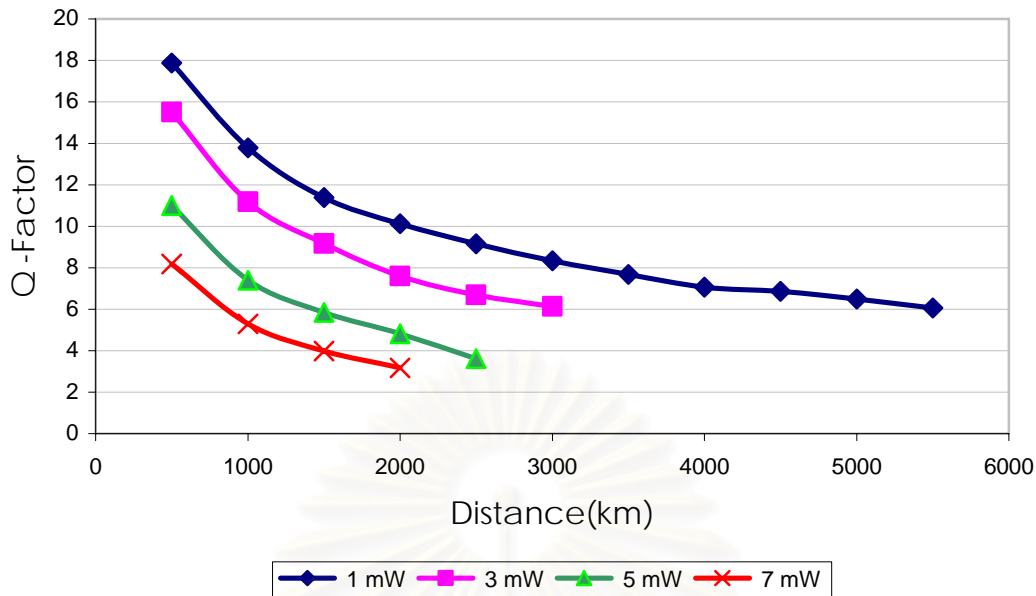


(ค)



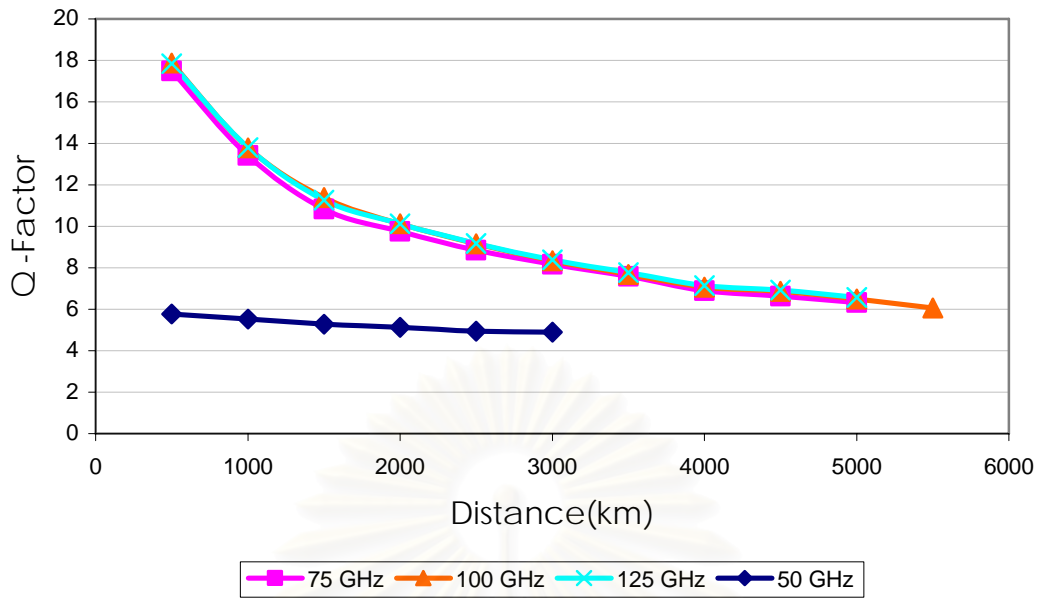
(ง)

รูปที่ 5.2 Eye Pattern ของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณ ระยะห่างเครื่องขยายสัญญาณเท่ากับ 50 km ระยะทาง 5000 km มีกำลังสัญญาณขาเข้า (ก) 1 mW (ข) 3 mW (ค) 5 mW (ง) 7 mW

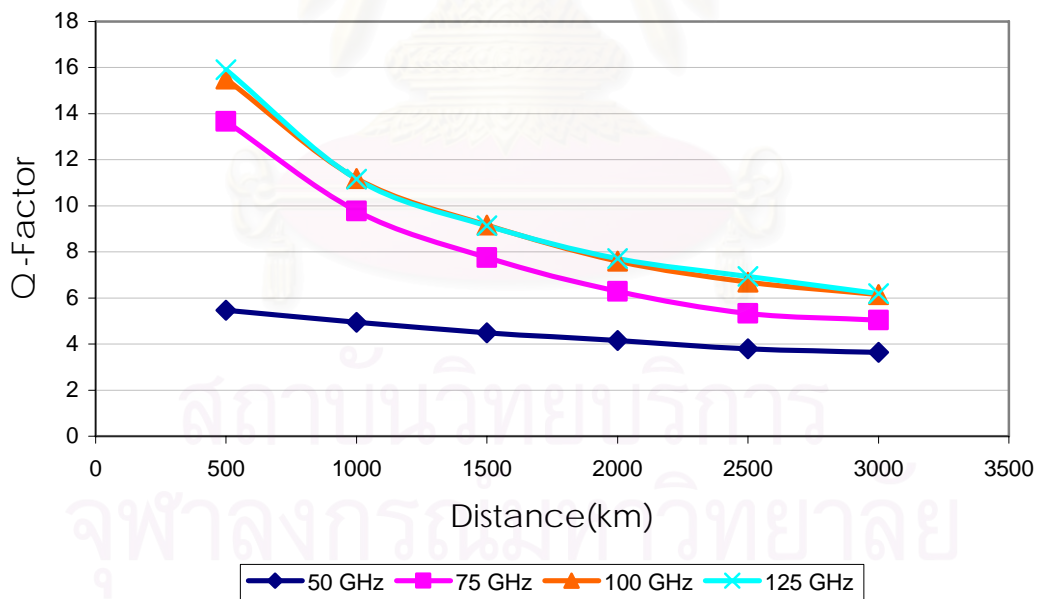


รูปที่ 5.3 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ด้วยกำลังสัญญาณขาเข้า = 1, 3, 5 และ 7 mW กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 100 GHz

รูปที่ 5.3 แสดงถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณที่ภาครับ (Q-Factor) ของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ด้วยกำลังสัญญาณขาเข้าที่ต่างกัน (1, 3, 5 และ 7 mW) จากผลลัพธ์ดังรูปที่ 5.3 สังเกตได้ว่าเมื่อกำลังสัญญาณขาเข้ามีค่ามากขึ้นจะส่งผลให้ค่า Q-Factor ลดลงอย่างรวดเร็ว แสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกับการเบี่ยงผลตอบสนองทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสรูปที่ 4.5 - 192รูปที่ 4.10 เมื่อเพิ่มกำลังสัญญาณขาเข้ามากขึ้น ผลจาก XPM ส่งผลกระทบรุนแรงต่อความผิดพลาดเฟสที่ความถี่ที่ใกล้กับความถี่ของคลื่นพาห้มากขึ้น ส่งผลให้คุณภาพสัญญาณที่ภาครับแย่ลง จากรูปที่ 5.3 สังเกตได้ว่าทั้ง 4 ค่ากำลังสัญญาณขาเข้าที่ต่างกันพบว่ากำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1 mW จะให้คุณภาพสัญญาณที่ดีที่สุดอย่างเห็นได้ชัดเมื่อระยะทางในการส่งสัญญาณมากขึ้น เนื่องจากว่าอิทธิพลของ Kerr Effect ที่แปรตามขนาดของกำลังสัญญาณจะค่อยสะสมเพิ่มขึ้นตามระยะทางที่ส่งสัญญาณ

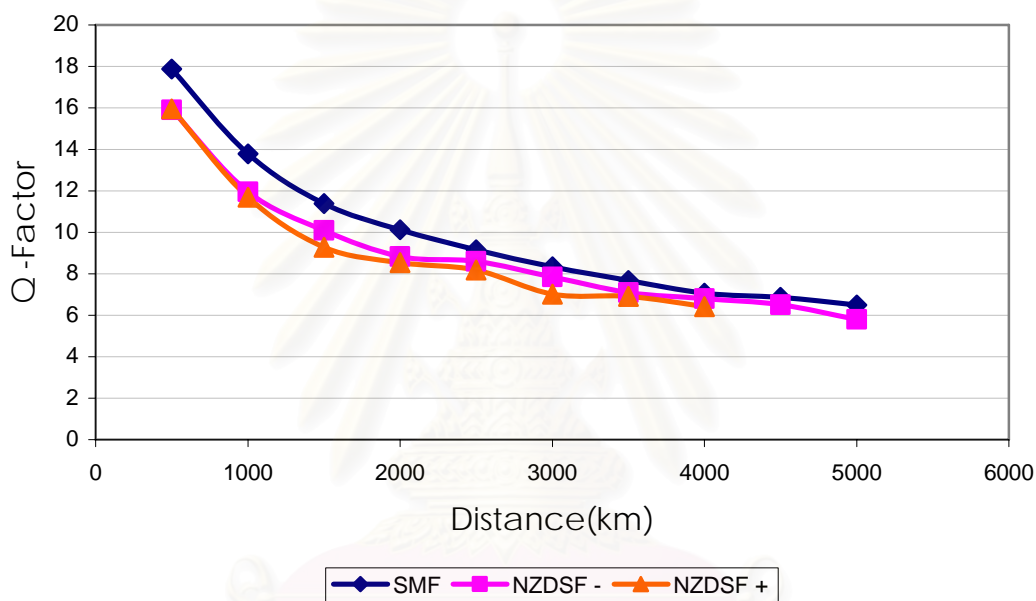


รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ด้วยกำลังสัญญาณขาเข้า = 1 mW กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 50, 75, 100 และ 125 GHz



รูปที่ 5.5 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ด้วยกำลังสัญญาณขาเข้า = 3 mW กรณีมัลติเพลกซ์แบบ 2 ช่องสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 50, 75, 100 และ 125 GHz

194รูปที่ 5.4 และ 195รูปที่ 5.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ของ Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ มีกำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1 mW และ 3 mW มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณต่างกัน (50, 75, 100 และ 125 GHz) ในทฤษฎีบทที่ 5 กล่าวไว้ว่าเมื่อเพิ่มระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณส่งผลให้ช่วงความถี่ที่มีความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเนื่องจาก XPM แคลบลง จาก196รูปที่ 5.4 และ 197รูปที่ 5.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณจาก 50 GHz เป็น 75 GHz ทำให้คุณภาพสัญญาณ (ค่า Q-Factor) ดีขึ้น ณ ที่ระยะทางในการสื่อสารสัญญาณที่เท่ากัน ซึ่งสอดคล้องตามทฤษฎี



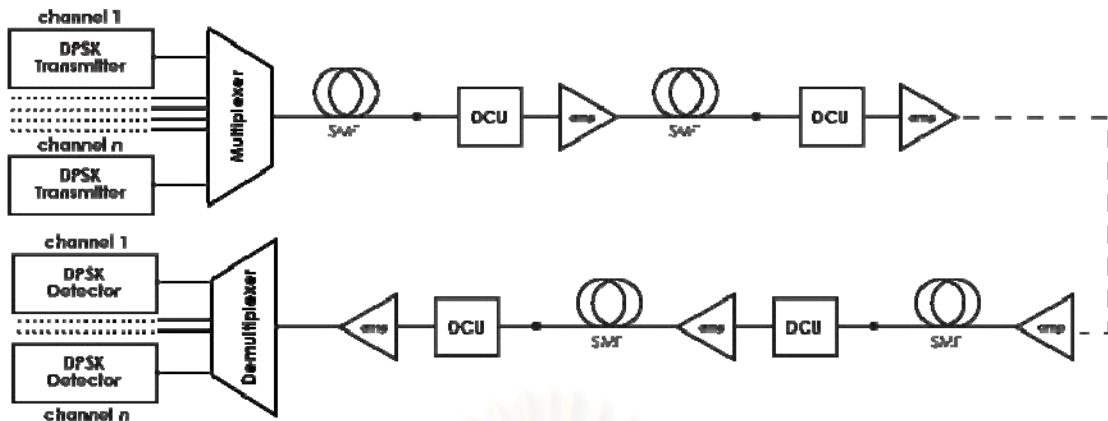
รูปที่ 5.6 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบแบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 100 GHz ในเส้นใยแสงชนิด SMF, NZDSF- และ NZDSF+

198รูปที่ 5.6 แสดงถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณ ณ ภาครับที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK ซึ่งมีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 100 GHz และมีกำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1 mW โดยทำการแปรเปลี่ยนชนิดของเส้นใยแสงเป็น SMF, NZDSF- และ NZDSF+ ที่มีค่า Dispersion ที่ 1552.52 nm ต่างกัน โดยที่ SMF มีค่า Dispersion = 16.3 ps/nm/km เห็นได้ว่าเมื่อเราเลือกใช้เส้นใยแสงที่มีค่า D มากขึ้นจะส่งผลให้ค่า Q ของสัญญาณมากขึ้นหรือทำให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้นเช่นที่ $Q = 6.9$ การเลือกใช้ Nonzero Dispersion-Shifted Fiber + (NZDSF+, $D=3.3264$ ps/km/nm) [31] ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลเพียงประมาณ 3000 km ส่วนการเลือกใช้เส้นใยแสงชนิด Nonzero Dispersion-Shifted Fiber - (NZDSF-, $D=-$

2.1336 ps/km/nm) [31] จะทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลประมาณ 4000km แต่ในขณะที่เส้นใยแสงชนิด SMF ($D=16.3$ ps/km/nm) ทำให้ส่งสัญญาณได้ไกลมากกว่า 4500 km ผลลัพธ์ดังกล่าวแสดงให้เห็นถึงความสอดคล้องกับการเปรียบเทียบผลตอบแทนของทางความถี่ต่อความผิดพลาดเฟสใน 199 รูปที่ 4.5 รูปที่ 4.8 และ 201 รูปที่ 4.10 ได้อย่างเห็นได้ชัดว่าเมื่อ GVD มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมลดลง จากผลลัพธ์นี้แสดงให้เห็นชัดได้ว่า ณ GVD หรือ D สูงๆ มีผลดีต่อการสื่อสารสัญญาณแบบมอดูเลต DPSK ในการลดความผิดพลาดทางเฟสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนของ Kerr effect ให้กลายเป็นสัญญาณรบกวนทางเฟส จากผลการจำลองระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงทำให้เราเชื่อมั่นว่าค่า $D = 16.3$ ps/nm/km จะให้สมรรถนะที่ดีในการส่งสัญญาณการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณซึ่งตรงกับคำแนะนำในบทที่ 5 โดยสนับสนุนให้เลือกใช้ SMF ที่ความยาวคลื่น 1,552.52 nm มากกว่าที่จะเลือกใช้ NZDSF+ หรือ NZDSF-

5.3 คุณสมบัติของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ

ใน 202 รูปที่ 5.7 แสดงแบบภาพบล็อกการจำลองระบบส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงระยะทางไกลด้วยการมอดูเลตแบบ DPSK ที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ ในแบบจำลองนี้ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสงความถี่เดียวด้วยกำลังงานต่างๆกัน สัญญาณข้อมูล pseudo random จำนวน 1024 บิตที่มีอัตราบิต 40 Gbps อุปกรณ์มอดูเลตเฟส อุปกรณ์เกลาสัญญาณ 40 Gbps เพื่อแปลงสัญญาณขาเข้า Non-Return-to-Zero (NRZ) ให้กลายเป็นสัญญาณ 66%-RZ มีเครื่องมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์ เพื่อรวมสัญญาณเข้าด้วยกันและแยกสัญญาณออกจากกัน คุณสมบัติของเส้นใยแสงที่ใช้ในการจำลองเป็นแบบ SMF ที่มีการลดทอนกำลังงานสัญญาณ (α) 0.2 dB/km มีค่า Dispersion เป็น 16.3 ps/(km-nm) และมีสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของแต่ละเส้นใยแสง $\gamma_{SMF} = 1.3 \text{ w}^{-1}\text{km}^{-1}$ [28] เครื่องขยายสัญญาณทางแสงที่มีตัวเลขสัญญาณรบกวน (Noise figure) เท่ากับ 5 dB การวางตำแหน่งของเครื่องขยายสัญญาณทางแสงทุกๆ 50 km พร้อมกับเครื่องชดเชย Dispersion (DCU) ที่เป็นอุดมคติ เป็นระยะทาง 5000 km



รูปที่ 5.7 แผนภาพบล็อกระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพล็กซ์ความยาวคลื่นด้วยการมอดูเลต DPSK ของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ

สำหรับผลลัพธ์และการวิเคราะห์ผลในการจำลองระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ทางความยาวคลื่นในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบแสดงอยู่ในหัวข้อที่ 2035.4 ที่จะนำเสนอในหัวข้อต่อไป

5.4 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอผลลัพธ์และวิเคราะห์ผลของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงของระบบที่ชดเชยค่า Dispersion แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบ DPSK เปรียบเทียบกับทฤษฎีที่นำเสนอในหัวข้อที่ 2044.4 เพื่อที่จะพิสูจน์ว่าทฤษฎีที่นำเสนอมีความถูกต้องแม่นยำเพียงใด

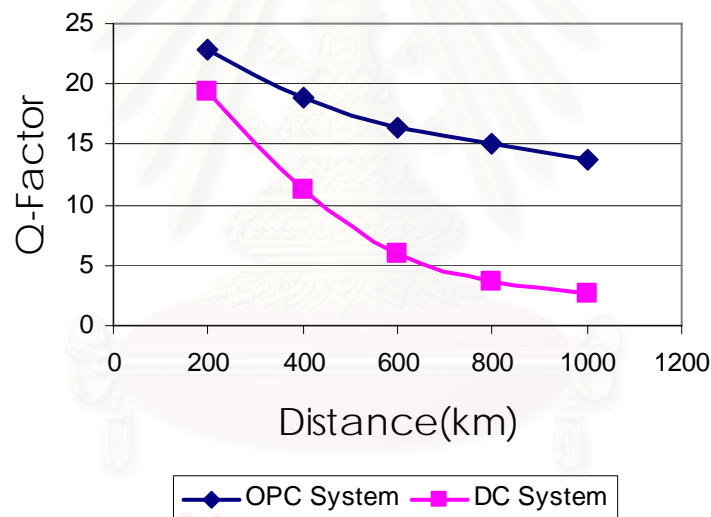
การจำลองระบบการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงดังรูปที่ 5.7 ในระยะทาง 5000 km ที่อัตราบิต 40 Gbps ตามทฤษฎีที่นำเสนอ ผลลัพธ์คือไม่สามารถวัดค่า Q-Factor ออกมาได้ทุกค่า กำลังขาเข้า เหตุที่ทำให้ไม่สามารถวัดค่า Q-Factor เนื่องจากสัญญาณมีความผิดเพี้ยนมากกว่าที่ภาครับสามารถรับได้ เพราะวาระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ไม่สามารถลดผลความผิดพลาดเฟสที่เกิดมาจากผลกระทบจาก XPM ที่เกิดใกล้กับความถี่พาห้ และความผิดพลาดเฟสโดยรวมมากกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลาง

ส่วนผลลัพธ์ของการจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระบบชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบและระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบที่อัตราบิต 5 Gbps ผลค่า Q-Factor แสดงในตารางที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าคุณภาพสัญญาณของระบบที่ชดเชยค่า

Dispersion เป็นรายคาบดีกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบทุกกำลังสัญญาณ ซึ่งสอดคล้องกับทฤษฎีที่นำเสนอในหัวข้อ 2074.4

ตารางที่ 5.1 ค่า Q-Factor ของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ ที่อัตราบิต 5 Gbps

กำลังสัญญาณขาเข้า (mW)	OPC System	DC System
1	7.14176	7.06894
3	-	8.02063
5	-	12.48992
7	-	7.75126



รูปที่ 5.8 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบเปรียบเทียบกับระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ แบบมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 100 GHz มีกำลังสัญญาณขาเข้าเท่ากับ 1 mW

จากผลลัพธ์ 208 รูปที่ 5.8 แสดงถึงความแตกต่างของคุณภาพสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นใยแสงในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบกับระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ จาก 209 รูปที่ 5.8 แสดงให้เห็นว่าการส่งสัญญาณในระยะทาง 500 km ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ให้คุณภาพสัญญาณที่ภาครับแยกว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบไม่มากนัก เมื่อทำการเพิ่มระยะในการส่งสัญญาณให้ไกลมากขึ้นระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ให้

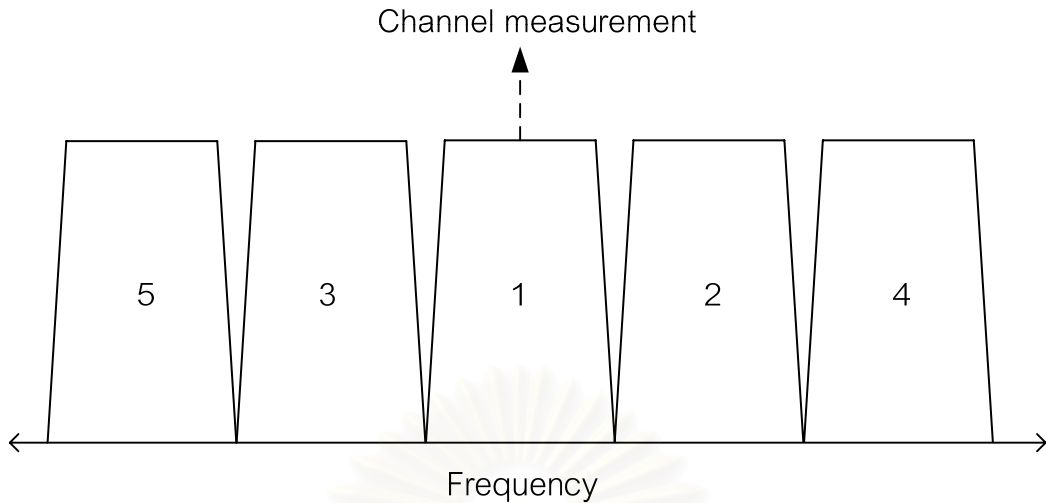
คุณภาพสัญญาณที่แย่กว่าระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากผลของ XPM ที่เกิดการสะสมมากขึ้นเรื่อยๆ ในระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ทำให้ระบบที่ชดเชยค่า Dispersion ส่งได้ไม่ไกลมากนัก

5.5 ผลลัพธ์ของแบบจำลองการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงด้วยการมอดูเลตแบบ DPSK แบบมัลติเพล็กซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและการวิเคราะห์ผลลัพธ์

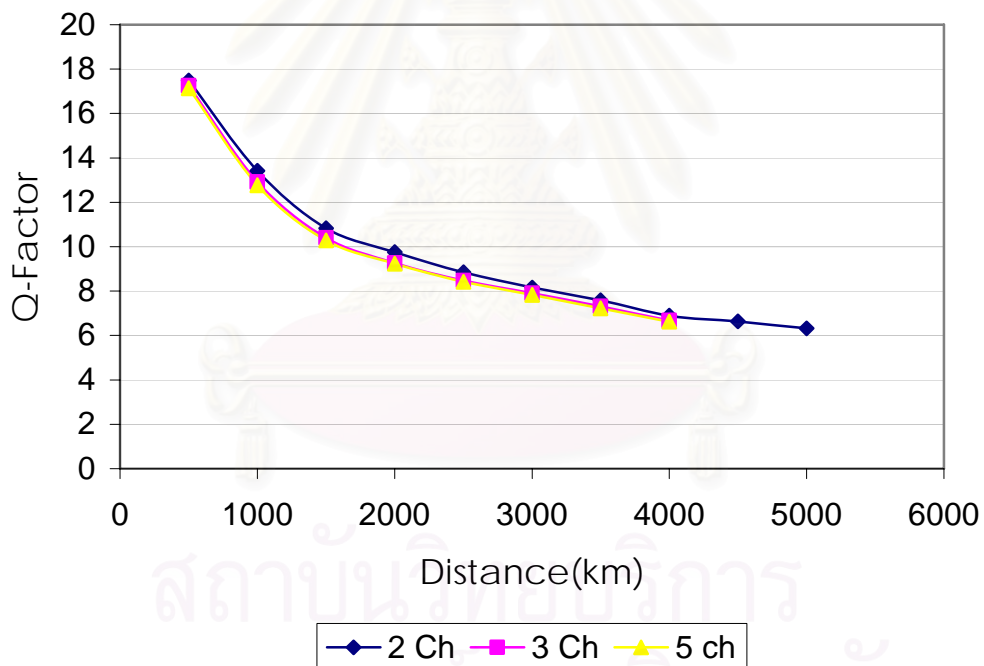
จากหัวข้อที่ผ่านมา ได้กล่าวถึงผลลัพธ์ที่ได้จากแบบจำลองการเดินทางสัญญาณในเส้นใยแสงและการวิเคราะห์ผลลัพธ์ดังกล่าวอย่างเป็นขั้นตอน สำหรับเนื้อหาในส่วนนี้จะกล่าวถึงการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพล็กซ์มากกว่า 2 ช่องสัญญาณเพื่อดูแนวโน้มว่าเมื่อเพิ่มจำนวนช่องสัญญาณเพิ่มขึ้นแล้วจะส่งผลกระทบต่อคุณภาพของสัญญาณ โดยหัวข้อนี้จะนำเสนอการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบ SMF ซึ่งให้คุณภาพของสัญญาณที่ดีดังได้กล่าวมาในหัวข้อก่อนๆ

ในการวัดคุณภาพสัญญาณที่มีการมอดูเลตแบบ DPSK แบบมัลติเพล็กซ์ 3 และ 5 ช่องสัญญาณ จะทำการวัดคุณภาพสัญญาณ ณ ช่องสัญญาณตรงกลางในการเปรียบเทียบเพื่อดูผลกระทบต่างๆ ที่เกิดขึ้นกับสัญญาณที่เดินทางในระบบที่ใช้วิธีสังยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ เนื่องจากว่าช่องสัญญาณตรงกลางดังรูป 210 รูปที่ 5.9 จะเกิดผลกระทบของ XPM จะมาจากช่องสัญญาณที่ 2, 3, 4 และ 5 ทำให้คุณภาพสัญญาณ (ค่า Q-Factor) ที่ช่องสัญญาณตรงกลางมีค่าแย่ที่สุด ดังนั้นจึงใช้คุณภาพสัญญาณของช่องสัญญาณตรงกลางเป็นตัวแทนในการเปรียบเทียบผลกระทบต่างๆ ที่เกิดขึ้นในระบบ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 5.9 ช่องสัญญาณที่ใช้วัดค่า Q-factor

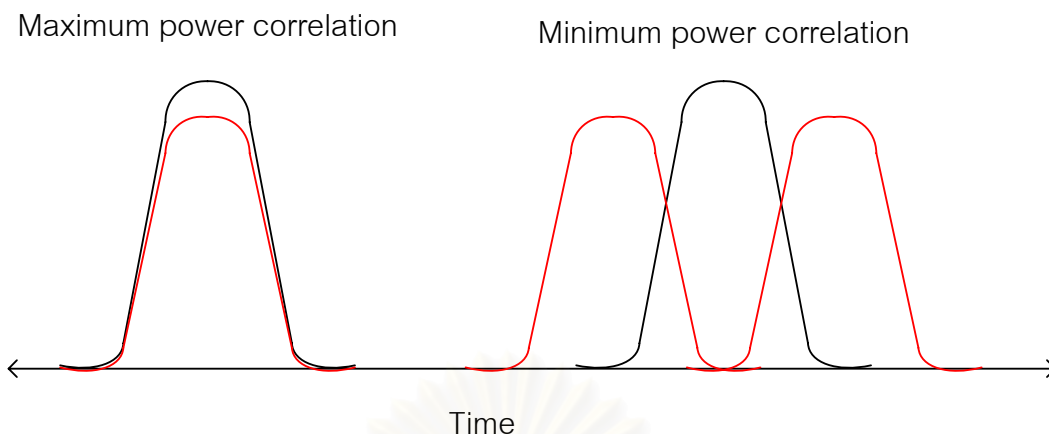


รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ค่า Q-Factor กับระยะทางของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ 100 GHz โดยจำนวนช่องสัญญาณ 2 3 และ 5

รูปที่ 5.10 แสดงถึงความแตกต่างคุณภาพของสัญญาณที่เดินทางผ่านเส้นใยแสง SMF ด้วยการมอดูเลต DPSK ในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเป็น 100 GHz สิ่งที่สังเกตได้จากผลลัพธ์ของทั้งสาม พบว่าค่า Q ของสัญญาณในการมอดูเลตเพลกซ์ 5 ช่องสัญญาณจะมีค่าใกล้เคียงหรือเท่ากับค่า Q ของสัญญาณใน

การมัลติเพล็กซ์ 3 ช่องสัญญาณ ดังนั้นการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง SMF เมื่อจำนวนช่องสัญญาณมากกว่า 3 ช่องสัญญาณโดยแม้ว่าจะมีความห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่าไรก็ตาม อธิพจน์ของ XPM จะไม่มีผลต่อคุณภาพสัญญาณอีกต่อไปเพราะว่าความห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ห่างไกลเกินกว่าที่ XPM จะส่งผลให้เกิดความแตกต่างของสัญญาณรบกวนทางเฟสในแต่ละบิตซึ่งจะแสดงการอธิบายเหตุผลอย่างละเอียดดังนี้

เหตุผลที่ว่าทำไมผลของ XPM จะลดความสำคัญลงเมื่อความห่างระหว่างช่องสัญญาณยิ่งเพิ่มมากขึ้น โดยหลักการแล้วความแตกต่างของความเร็วกลุ่มในแต่ละช่องสัญญาณจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับความห่างระหว่างช่องสัญญาณดังนั้นการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณให้มีความถี่ขึ้นย่อมส่งผลให้ความเร็วกลุ่มของแต่ละช่องสัญญาณมีความแตกต่างกันมากขึ้นด้วยเช่นกัน ในการพิจารณาอิทธิพลของ XPM สำหรับการซ้อนทับของสัญญาณพบว่าผลของ XPM จะมีประสิทธิภาพมากที่สุดก็ต่อเมื่อสองสัญญาณพัลส์ซ้อนทับกันอย่างพอดีตลอดการเดินทางของสัญญาณในเส้นใยแสง แต่ในความเป็นจริงสองสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคลื่นพาห์ต่างกันไม่สามารถเดินทางไปด้วยกันได้ตลอดในเส้นใยแสง ในกรณีสัญญาณพัลส์เดี่ยว (Single pulse) ถ้าสองสัญญาณพัลส์ที่มีความยาวคลื่นต่างกันเดินทางไปด้วยกันในเส้นใยแสงผลของ XPM จะมีนัยสำคัญเมื่อสองสัญญาณพัลส์ซ้อนทับซึ่งกันและกัน แต่ในทางตรงกันข้ามเมื่อสองสัญญาณพัลส์เดินทางแยกออกจากกันผลของ XPM จะไร้ประสิทธิภาพ (Ineffective) อย่างทันทีทันใด ในกรณีของขบวนพัลส์ (Pulse train) ที่มีการมอดูเลต DPSK ผลของ XPM จะขึ้นอยู่กับอัตราการสแกนสัญญาณพัลส์ (Pulse-scanning rate) ของสองขบวนพัลส์ใดๆ ที่มีความยาวคลื่นต่างกันและอัตราการสแกนสัญญาณพัลส์จะเกี่ยวข้องกับความแตกต่างความเร็วกลุ่ม ในการวิเคราะห์สัญญาณทางกายภาพเราจะกำหนดให้ขบวนพัลส์ในช่องสัญญาณที่ 2 ซึ่งประกอบด้วยหลายบิตข้อมูลทำการสแกนบิตที่กำหนดไว้ในช่องสัญญาณที่ 1 การพิจารณาถึงสหสัมพันธ์กำลังงาน (Power correlation) ระหว่างสองสัญญาณพัลส์ในช่วงที่มีการซ้อนทับของสัญญาณบิต เราสามารถแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและค่าน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงานซึ่งแสดงให้เห็นในรูปที่ 5.11



รูปที่ 5.11 การแสดงลักษณะการซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ที่ให้ค่ามากที่สุดและน้อยสุดของ สหสัมพันธ์กำลังงาน

ผลของ XPM เนื่องจากการสแกนสัญญาณพัลส์จะขึ้นอยู่กับสหสัมพันธ์กำลังงานในช่วง การซ้อนทับของสัญญาณพัลส์ ภาพรวมของสหสัมพันธ์กำลังงานจะประกอบด้วยการผสมผสาน กันระหว่างค่ามากที่สุดและน้อยสุดของสหสัมพันธ์กำลังงาน เพื่อเป็นการง่ายในการพิจารณา เราจะ แบ่งช่วงระยะทางครั้งแรก (20 km) ของช่วงการชดเชย Dispersion ให้เป็นการซ้อนทับของ สัญญาณพัลส์ที่มีสหสัมพันธ์กำลังงานมากที่สุดและส่วนที่เหลือจะเป็นการซ้อนทับของสัญญาณ พัลส์ที่มีสหสัมพันธ์กำลังงานน้อยสุด สิ่งสำคัญที่สุดในการสื่อสารสัญญาณด้วยการมอดูเลต DPSK คือความไม่เท่ากันของเฟสที่เปลี่ยนแปลงไปในแต่ละบิตเนื่องจาก Kerr effect โดยหลักการแล้วหา กว่ากำลังงานของสัญญาณพัลส์มีค่าเท่ากันในแต่ละบิต Kerr effect จะไม่มีผลต่อการเสื่อมค่าลง ของคุณภาพสัญญาณในการมอดูเลต DPSK เลยแม้แต่น้อยแต่ในความเป็นจริงสัญญาณรบกวนที่ เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณจะเป็นตัวกระตุ้นให้ Kerr effect เหนียวนำเฟสของสัญญาณในแต่ละ บิตอย่างไม่เท่ากัน เมื่อความเร็วกลุ่มของสองช่องสัญญาณแตกต่างกันมากขึ้นย่อมจะทำให้ จำนวนบิตที่ทำการสแกนสัญญาณพัลส์มีจำนวนมากขึ้นตามซึ่งจะส่งผลให้เฟสที่เปลี่ยนไป

เนื่องจาก XPM มีความสม่ำเสมอ (Uniform) มากขึ้น เนื่องจากว่าสัญญาณรบกวนที่ก่อกำเนิดจาก อุปกรณ์สัญญาณถือได้ว่าเป็นสัญญาณเชิงสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยศูนย์ (Zero-mean random signal) หากว่าเราพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในสัญญาณพัลส์จำนวนมาก เราจะประมาณได้ว่า ค่าเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนจะมีค่าประมาณศูนย์โดยคุณสมบัติของสัญญาณเชิงสุ่มค่าเฉลี่ย ศูนย์ ดังนั้นจึงจำนวนบิตที่ทำการสแกนสัญญาณพัลส์มากเท่าไรก็จะยิ่งทำให้ XPM ที่เกิดจากการ สแกนสัญญาณพัลส์มีความสม่ำเสมอมากยิ่งขึ้นและ Kerr effect ที่เกิดขึ้นในการสื่อสารสัญญาณที่ มอดูเลต DPSK แบบมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณสามารถประมาณได้ว่า $XPM + SPM \approx SPM$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าอิทธิพลของความห่างระหว่างช่องสัญญาณ

มิได้ทำให้เฟสของสัญญาณโดยเฉลี่ยที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM แตกต่างกันในขบวนพัสดุหนึ่งๆ แต่จะมีผลโดยตรงกับความแปรปรวนเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM โดยที่ยิ่งความห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ความแปรปรวนเฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM ลดลง



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 6 สรุป

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาความผิดพลาดเฟสที่เกิดจากการสะสมแบบไม่เชิงเส้นผ่าน Kerr Effect ของสัญญาณรบกวนที่เกิดจากเครื่องขยายสัญญาณแสงเชิงทฤษฎีของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและนำมาเปรียบเทียบกับระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ นำเสนอปัจจัยที่ส่งผลต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงแบบ DPSK ที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ โดยแบ่งเนื้อหาออกเป็นกรณีของคลื่นพาห้ความถี่เดียวหรือการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงช่องสัญญาณเดียว และคลื่นพาห้สองความถี่หรือการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณ

จากการศึกษาเชิงทฤษฎีพบว่าในระบบการสื่อสารสัญญาณทางแสงที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ อิทธิพลที่ส่งผลต่อความผิดพลาดเฟสเนื่องจากการสะสมแบบไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณรบกวนทางเฟสผ่านทาง Kerr effect มีอยู่หลายปัจจัยด้วยกันเช่น ค่าของ Dispersion ในเส้นใยแสงที่เลือกใช้งาน เมื่อเลือกค่า Dispersion มีค่ามากขึ้นส่งผลให้ความผิดพลาดเฟสโดยรวมมีค่าน้อยลงส่งผลให้คุณภาพสัญญาณดีขึ้น กำลังสัญญาณขาเข้า หากเรากำหนดค่ากำลังสัญญาณขาเข้าสูงเกินไป แทนที่จะเป็นผลดีทำให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสงเพิ่มขึ้นแต่ในทางกลับกันกลายเป็นการช่วยสนับสนุนให้ Kerr effect เหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนทางเฟสเพิ่มมากขึ้นและทำให้คุณภาพสัญญาณเสื่อมลง และการเลือกอัตราบิตในการสื่อสารสัญญาณส่งผลคุณภาพของสัญญาณในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบและระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ ในการส่งอัตราบิตต่ำเช่น 5 Gbps คุณภาพของสัญญาณระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบดีกว่าระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบ แต่ในการส่งอัตราบิตสูงเช่น 40 Gbps คุณภาพสัญญาณของระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบให้คุณภาพที่ดีกว่าระบบที่ชดเชยค่า Dispersion เป็นรายคาบ ทั้งในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบช่องสัญญาณเดียวและแบบมัลติเพลกซ์หลายความยาวคลื่น นอกจากนี้ในกรณีการสื่อสารสัญญาณแบบมัลติเพลกซ์หลายความยาวคลื่น การกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณจะมีผลต่อคุณภาพสัญญาณ กล่าวคือในทางทฤษฎี ยิ่งระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลให้ XPM มีนัยสำคัญลดน้อยลงต่อความผิดพลาดเฟส แต่ในความเป็นจริงการกำหนดความห่างระหว่างช่องสัญญาณมากเกินไปจะส่งผลให้การใช้ประโยชน์ช่องสัญญาณเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ จากผลการสร้างแบบจำลองพบว่าระยะห่างที่น้อยที่สุดที่ยังสามารถคงค่า Q ของสัญญาณในระบบที่ใช้วิธีส่งยุคเฟสทางแสงที่กึ่งกลางระบบอยู่ที่ประมาณ 100 GHz ดังนั้นในการส่งสัญญาณควรจะให้ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณอยู่ที่ 100 GHz เพื่อที่จะใช้ประโยชน์ช่องสัญญาณได้ประสิทธิภาพสูงสุด

รายการอ้างอิง

- [1] G. Keiser. Optical Fiber Communications. McGraw-Hill Higher Education. 2000.
- [2] J. Hecht. City of Light: The Story of Fiber Optics. Oxford University Press, USA. April 2004.
- [3] R. J. Mears, L. Reekie, I. M. Jauncey, and D. N. Payne. Low noise erbium-doped fiber amplifier operating at 1.54 pm. Electron Letter 23 (1990): 1026.
- [4] D. S. Govan, W. Forsyiaik, and N. J. Doran. 40 Gbit/s RZ transmission over more than 2000 km of standard fibre with dispersion management. High Speed and Long Distance Transmission (Ref. No. 1999/022), IEE Colloquium on (Mar 1999): 3/1 - 3/6.
- [5] G. Agrawal. Applications of Nonlinear Fiber Optics (Optics and Photonics Series). Academic Press. 2001.
- [6] A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper. Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation. Opt. Lett 4 (1979): 52-54.
- [7] R. A. Fisher, B. R. Suydam, and D. Yevick. Optical phase conjugation for time-domain undoing of dispersive self-phase-modulation effects. Opt. Lett 8 (1983): 611-613.
- [8] K. Kikuchi and C. Lorattanasane. Compensation for pulse waveform distortion in ultra-long distance optical communication system by using nonlinear optical phase conjugator. in Proceedings Optical Amplifier and their Applications (July 1993): SuC1.
- [9] C. Lorattanasane and K. Kikuchi. Design Theory of Long-Distance Optical Transmission Systems Using Midway Optical Phase Conjugation. J. Lightwave Technology 15 (June 1997): 948-955.
- [10] A. H. Gnauck and P. J. Winzer. Optical Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology 23 (January 2005): 115-130.
- [11] A. H. Gnauck and P. J. Winzer. Phase-Shift-Keyed Transmission. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference 5 (February 2004): TuF5.

- [12] 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.
- [13] 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 4 (2003): ThE3.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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): 875-877.
- [18] H. Kim. Experimental Investigation of The Performance Limitation of DPSK Systems Due to Nonlinear Phase Noise. IEEE Photonics Technology Letters 2 (2003)
- [19] H. Kim. Cross-Phase-Modulation-Induced Nonlinear Phase Noise in WDM Direct-Detection DPSK System. J. Lightwave Technology 8 (2003)
- [20] S. L. Jansen, D. v. d. Borne, B. Spinnler, S. Calabro, H. Suche, P. M. Krummrich, W. Sohler, G.-D. Khoe, and H. d. Waardt. Optical Phase Conjugation for Ultra Long-Haul Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology 24 (2006): 54-64.
- [21] A. Wonfor. Uncooled 40 Gbit/s Transmission Over 40 km Single Mode Fiber Using Multi-Level Modulation of a Highly Linear Laser. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference (2004): MF60.

- [22] C. Lorattanasane and K. Kikuchi. Parametric Instability of Optical Amplifier Noise in Long-Distance Optical Transmission Systems. J. Quantum Electronics 33 (July 1997): 1068-1074.
- [23] G. Agrawal. Nonlinear Fiber Optics (Optics and Photonics). Academic Press. 2001.
- [24] 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.
- [25] 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.
- [26] Y.Namihira, K. Miyagi, K. Kaneshima, M. Tadakuma, C. Vinegoni, G.Pietra, and K. Kawanami. A Comparison of six techniques for nonlinear coefficient measurements of various single mode optical fibers.
- [27] 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.
- [28] L. Grüner-Nielsen, M. Wandel, P. Kristensen, C. Jørgensen, L. V. Jørgensen, B. Edvold, B. Pálsdóttir, and D. Jakobsen. Dispersion-Compensating Fibers. J. Lightwave Technology 23 (November 2005): 3566-3579.
- [29] P. Kaewplung, T. Angkaew, and K. Kikuchi. Complete Analysis of Sideband Instability in Chain of Periodic Dispersion-Managed Fiber Link and Its Effect on Higher Order Dispersion-Managed Long-Haul Wavelength-Division Multiplexed Systems. J. Lightwave Technology 20 (November 2002): 1895-1907.
- [30] T.-K. Chiang, N. Kagi, M. E. Marhic, and L. G. Kazovsky. Cross-Phase Modulation in Fiber Links with Multiple Optical Amplifiers and Dispersion Compensators. J. Lightwave Technology 14 (March 1996): 249-260.
- [31] A. Bertaina, S. Bigo, and M. W. Chbat. INVESTIGATION OF THE LIMITATIONS OF WDM TYPICAL TERRESTRIAL TRANSMISSIONS OVER NZDSF AND SMF. European Conference on Optical Communication (Sep 1998): 279-280.

Part II

การแปลงแสงแบบเชิงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเค โดยอาศัยครอสเฟสมอดูเลชัน

บทนำ

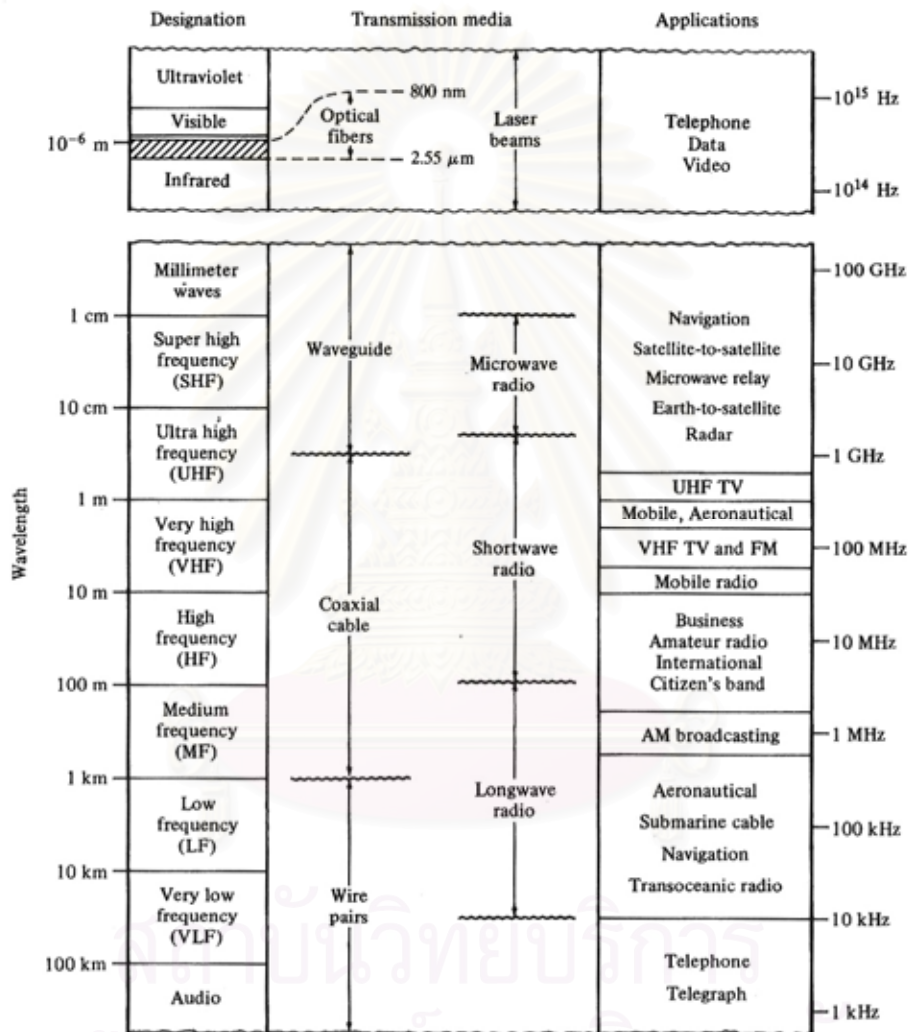
ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

นับตั้งแต่อดีตที่ผ่านมามนุษย์มีความต้องการในการติดต่อสื่อสารซึ่งกันและกัน จึงก่อให้เกิดการพัฒนาของระบบสื่อสารเพื่อนำพาข้อมูลจากจุดหนึ่งไปยังจุดอื่นๆ ได้ ตลอดช่วงหลายสิบปีที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาระบบสื่อสารอย่างต่อเนื่องเพื่อตอบสนองต่อความต้องการหลายอย่างเช่น ความต้องการอัตราข้อมูลที่สูงขึ้นเรื่อยๆ และ ความต้องการเพิ่มระยะทางในการส่งให้ไกลขึ้น ยุคของการสื่อสารด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์เริ่มขึ้นตั้งแต่เมื่อปี ค.ศ. 1838 ซึ่งมีการประดิษฐ์เครื่องโทรเลขกราฟ เครื่องแรกของโลกขึ้นมาได้โดย Samuel F.B. Morse [1] โดยในการส่งข้อมูลด้วยระบบอิเล็กทรอนิกส์นั้นต้องอาศัยการแทรกข้อมูลเข้าไปในคลื่นพาห์ (Carrier) ดังนั้นเมื่อต้องการส่งข้อมูลให้ได้อัตราข้อมูลที่เพิ่มขึ้น จำเป็นต้องหาตัวกลางสื่อสัญญาณ (Transmission media) ที่สามารถรองรับคลื่นพาห์ความถี่สูงๆ ได้ ดัง 214 รูปที่ 0.1 ซึ่งแสดงตัวกลางสื่อสัญญาณและการใช้ประโยชน์จากคลื่นพาห์ความถี่ต่างๆ จะเห็นได้ว่าสายทองแดงสามารถรองรับความถี่ [1],[2] ได้เพียง ระดับเมกะเฮิร์ตซ์สำหรับสายตีเกลียวคู่ (Twisted pair) และระดับกิกะเฮิร์ตซ์สำหรับสายร่วมแกน (Coaxial cable) โดยที่ระดับความถี่ดังกล่าวยังไม่สามารถตอบสนองต่อความต้องการได้ในปัจจุบันได้ ดังนั้นจึงมีการพัฒนาเส้นใยแสงขึ้นมา [3] เพื่อรองรับกับคลื่นพาห์ในระดับความถี่หลายๆ เทระเฮิร์ตซ์ ซึ่งตรงกับช่วงของแสงที่เรามองเห็นนั่นเอง โดยเส้นใยแสงที่พัฒนาขึ้นมาแล้วยังมีข้อดีอีกมากมายเมื่อเทียบกับสายทองแดง ตัวอย่างเช่น

- (1) เส้นใยแสงมีอัตราการสูญเสียพลังงานแสงในเส้นใยแสงต่ำ ทำให้ส่งสัญญาณได้ระยะทางไกลกว่าและใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณรวมทั้งอุปกรณ์ขยายสัญญาณน้อยกว่าการสื่อสารแบบอื่น
- (2) เส้นใยแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาซึ่งสามารถติดตั้งได้ง่าย จากการศึกษาที่มีขนาดเล็กจึงสามารถรวมเส้นใยแสง หลายเส้นเข้าด้วยกันเป็นสายเคเบิลทำให้ได้จำนวนเส้นที่มากขึ้น เป็นการเพิ่มช่องทางการสื่อสารให้มากขึ้นจากการใช้พื้นที่เท่าเดิม
- (3) เส้นใยแสงถูกผลิตมาจากวัสดุฉนวนไฟฟ้า จึงปราศจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสื่อประเภทอื่น

ข่าวสารที่ส่งไปกับแสงจะมีตำแหน่งรับและส่งที่แน่นอน ดังนั้นการแอบลักลอบใช้สัญญาณทางแสงเพื่อดักฟังจึงไม่สามารถกระทำได้

- (4) เส้นใยแสงทำจากวัสดุที่ไม่มีอาการเจือจางและการออกแบบสายเคเบิลของเส้นใยแสงมีความต้านทานต่อทั้งอุณหภูมิและความชื้น ทำให้สามารถนำเส้นใยแสงไปใช้ได้ น้ำได้และเส้นใยแสงยังมีอายุการใช้งานที่ยาวนานอีกด้วยซึ่งเส้นใยแสงบางเส้นมีอายุการใช้งานประมาณ 40 ปี อีกทั้งความต้องการการบำรุงรักษาอย่างน้อยมาก



รูปที่ 0.1 ตัวกลางและการประยุกต์ใช้คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆ

จากข้อดีที่ได้กล่าวมา เห็นได้ว่าโครงข่ายทางแสง (Optical network) ที่ใช้เส้นใยแสงเป็นตัวกลางสื่อสัญญาณนั้น มีความเหมาะสมอย่างยิ่งในการใช้เป็นโครงข่ายแกนหลัก (Core Network), โครงข่ายขนส่งระยะไกล (Long-haul Network), โครงข่ายบริเวณกว้าง (WAN) หรือแม้กระทั่งโครงข่ายนครหลวง (MAN) แต่ด้วยความต้องการอัตราข้อมูลที่ยังมีอยู่อย่างไม่จำกัด ทำ

ให้ยังคงมีการพัฒนาโครงข่ายทางแสงอย่างต่อเนื่อง เช่น ความพยายามในการลดอัตราการใช้สัญญาณในเส้นใยแสง [4], การประดิษฐ์เครื่องขยายสัญญาณแบบอีดีเอฟเอ (EDFA) 219[5], การจัดการผลกระทบของดิสเพอร์ชันด้วยวิธี Dispersion Management [6], การใช้วิธีสังยุคเฟสแสง (Optical phase conjugation, OPC) เพื่อลดผลกระทบของดิสเพอร์ชันและความไม่เป็นเชิงเส้น 221[7], การส่งสัญญาณแบบหลายความยาวคลื่น (WDM) 222[8] และการควบคุมความผิดพลาดล่วงหน้า (FEC) [9] เป็นต้น ซึ่งการพัฒนาดังกล่าวสามารถช่วยเพิ่มแบนด์วิดท์และระยะทางของโครงข่ายได้ แต่สิ่งหนึ่งซึ่งยังคงเดิมตั้งแต่มีการใช้โครงข่ายทางแสงมา คือ การมอดูเลตสัญญาณ (Signal Modulation) ที่ยังคงใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด (On-off keying, OOK) อยู่ทั้งในรูปแบบกลับสู่ศูนย์ (Return-to-zero, RZ) และ แบบไม่กลับสู่ศูนย์ (Nonreturn-to-zero, NRZ) ซึ่งการใช้รูปแบบสัญญาณดังกล่าวยังไม่สามารถดึงเอาศักยภาพที่แท้จริงของโครงข่ายมาใช้ได้ ดังนั้นการเปลี่ยนไปใช้การมอดูเลตสัญญาณขั้นสูง (Advanced Modulation Format) [2] เช่น ดูโอไบนารี (Duobinary), เอลเอ็มไอ (Alternate mark inversion, AMI), ซีเอสอาร์แชด (Carrier-suppressed return-to-zero, CSRZ) และ พีเอสเค (Phase-shift keying, PSK) สามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของโครงข่ายได้ โดยเฉพาะอย่างยิ่งการใช้การมอดูเลตแบบดีพีเอสเค (DPSK) [10] ซึ่งมีข้อดีกว่า OOK คือ มีความต้องการอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนทางแสง (OSNR) เพียงครึ่งหนึ่งของ OOK เพื่อให้ได้อัตราความผิดพลาดบิต (BER) ที่เท่ากันเมื่อใช้กับเครื่องรับสัญญาณแบบสมดุล (Balanced Detector) 226[10] และยังมีควมทนทานต่อความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (Fiber nonlinearity) สูง เนื่องจากมีกำลังสัญญาณที่คงและมีกำลังค่ายอดที่ต่ำกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน

อันที่จริงแล้ว DPSK มีใช้มาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1980-1990 เนื่องจากสามารถส่งไปได้ไกลกว่า OOK เมื่อใช้กำลังงานที่เท่ากัน แต่เมื่อมีการค้นพบอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบ EDFA ทำให้ความนิยมใน DPSK ลดลง เพราะกำลังงานที่ใช้ในการส่งสัญญาณไม่ได้เป็นข้อจำกัดอีกต่อไป ทั้งการใช้ DPSK ยังมีความยุ่งยากในการรับสัญญาณที่ต้องใช้อุปกรณ์แบบอาพันธ์ (Coherent) อีกด้วย แต่ในปัจจุบันงานวิจัยที่ใช้ OOK ในการส่งสัญญาณได้มาถึงข้อจำกัดแล้ว ดังนั้นงานวิจัยสมัยใหม่จึงเริ่มกลับมาสนใจการใช้ DPSK อีกครั้งหนึ่ง ดังเช่นงานวิจัย 227[11] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK แบบ WDM จำนวน 80 ช่องสัญญาณ อัตราบิตช่องสัญญาณละ 42.7 Gbps รวมเป็น 3.2 Tbps เป็นระยะทาง 5200 km, [12] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK แบบ DWDM จำนวน 373 ช่องสัญญาณ อัตราบิตช่องสัญญาณละ 10 Gbps รวมเป็น 3.73 Tbps เป็นระยะทาง 11,000 กิโลเมตร, 229[13] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK เปรียบเทียบกับ RZ-OOK และ NRZ-DPSK เปรียบเทียบกับ NRZ-OOK โดยส่ง 100 ช่องสัญญาณๆ ละ 10 Gbps พบว่า

เมื่อส่งได้ระยะทาง 9180 กิโลเมตร สัญญาณ DPSK มีค่า Q ดีกว่าสัญญาณ OOK อยู่ 3 เดซิเบล, 230[14] ทำการส่งสัญญาณ RZ-DPSK เปรียบเทียบกับ RZ-OOK ในระบบ WDM โดยใช้อัตราบิตของสัญญาณละ 10 Gbps พบว่าเมื่อใช้ Spectral efficiency ต่ำๆ สัญญาณ OOK จะมีคุณภาพที่ดีกว่า DPSK เมื่อเพิ่ม Spectral efficiency สูงขึ้นเป็น 0.2 b/s/Hz พบสัญญาณ DPSK และ OOK มีคุณภาพใกล้เคียงกัน และถ้าเพิ่ม Spectral efficiency ให้สูงกว่า 0.4 b/s/Hz พบว่าสัญญาณ DPSK จะดีกว่าสัญญาณ OOK อย่างเห็นได้ชัดและ [15] ที่ทำการส่งสัญญาณ DPSK เปรียบเทียบกับสัญญาณ OOK ที่ 160 Gbps ที่เกิดจากการนำสัญญาณ 40 Gbps มาทำการ Multiplexing แบบ OTDM พบว่าสัญญาณ DPSK สามารถเพิ่ม Receiver sensitivity ได้ถึง 4 dB จากแนวโน้มดังกล่าวทำให้ในอนาคตอันใกล้นี้จะมีช่วงรอยต่อในการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณในแต่ละโครงข่าย ซึ่งโครงข่ายเหล่านี้ยังคงต้องเชื่อมต่อกันอยู่ ดังนั้นจึงมีความต้องการอุปกรณ์ที่สามารถเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณระหว่าง OOK และ DPSK ได้ โดยเฉพาะถ้าเป็นอุปกรณ์ที่สามารถเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้การประมวลสัญญาณทางแสงทั้งหมด ซึ่งสามารถลดจำนวนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องอาศัยการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้าและเป็นแสงอีกครั้ง (Optical-to-electrical-to-optical, OEO) ถ้าโครงข่ายยังมีอัตราบิตที่สูง อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ใน OEO ก็ต้องทำงานที่ความเร็วสูงตามไปด้วย ซึ่งก็มีราคาที่สูงตามไปด้วยเช่นกัน และใน 232[16] พบว่านอกจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จะมีความเร็วสูงแล้วยังต้องมีการตอบสนองที่ไวด้วย คืออุปกรณ์ OEO จะต้องมีค่าค่า Rise time ที่ต่ำเพื่อให้ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

มีการศึกษาวิจัยอุปกรณ์ประมวลผลสัญญาณแบบทางแสงทั้งหมดอยู่มากมาย เช่น อุปกรณ์คืนสภาพสัญญาณ (Signal Regeneration) [17]-[19], อุปกรณ์เปลี่ยนความยาวคลื่น (Wavelength Conversion) [20]-[23], อุปกรณ์เปลี่ยนรูปแบบสัญญาณระหว่าง RZ และ NRZ [24], [25] อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เป็นเฟส [26], อุปกรณ์ดำเนินการตรรกะ (Logic Operation) [27], อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณมอดูเลตความต่างเฟสเป็นแอมพลิจูด [28] เป็นต้น แต่การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณจากการมอดูเลตแอมพลิจูดเป็นเฟส มีงานวิจัยเพียงหนึ่งงาน [29] ที่นำเสนอการแปลงสัญญาณจาก NRZ-OOK เป็น RZ-BPSK โดยนำเอาเครื่องขยายสัญญาณแบบสารกึ่งตัว (Semiconductor optical amplifier, SOA) นำมาต่อกันในแบบเอ็มแซดไฮ (MZI, Mach-Zehnder interferometer) ซึ่งสามารถแปลงรูปแบบสัญญาณที่อัตราข้อมูล 10.7 กิกะบิตต่อวินาที โดยมี Power penalty 2.9 dB เมื่อเทียบกับการส่งแบบ OOK ข้อจำกัดของงานวิจัยนี้คืออัตราข้อมูลที่สามารถแปลงรูปแบบสัญญาณได้เพียงประมาณ 10 Gbit/s เนื่องจากข้อจำกัดของ SOA ซึ่งจะเกิดการอิ่มตัวในการขยายสัญญาณที่เกิดชั่วชีวิตของพาหะ (Carrier lifetime) ไม่วิพพ แต่โครงข่ายที่ใช้สัญญาณ OOK ในปัจจุบันยังสามารถปรับปรุงโดยการเพิ่มโครงการวิจัยร่วมๆ ปีงบประมาณ 2549 766 จัดทำเมื่อ 31 กรกฎาคม 2550

อัตราข้อมูลขึ้นไปอีกได้ ดังนั้นจึงยังคงต้องการอุปกรณ์แปลงการมอดูเลตสัญญาณที่รองรับกับอัตราข้อมูลที่สูงขึ้นนี้ได้

จุดประสงค์ของโครงการ

นำเสนอวิธีการแปลงรูปแบบสัญญาณเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด (On-off keying, OOK) เป็นสัญญาณแบบพีเอสเค (PSK) โดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM ซึ่งสามารถตอบสนองกับอัตราข้อมูลที่สูงมากได้

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการ

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
2. ศึกษาการมอดูเลตสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
3. ศึกษาการประมวลสัญญาณโดยอาศัยอุปกรณ์ทางแสงทั้งหมด
4. นำเสนอวิธีในการแปลงรูปแบบสัญญาณจาก OOK เป็น BPSK โดยอาศัยการประมวลสัญญาณทางแสงทั้งหมดผ่านปรากฏการณ์ XPM
5. ทำการจำลองทางคณิตศาสตร์ เพื่อทดสอบวิธีการแปลงรูปแบบสัญญาณที่นำเสนอ และทำการหาคุณภาพของสัญญาณหลังแปลงเมื่อเทียบกับสัญญาณ PSK จริง
6. ศึกษาความทนทานต่อการเกิดดิสเพอร์ชันของสัญญาณหลังการแปลงสัญญาณ
7. ศึกษาผลกระทบจากสัญญาณรบกวนในสัญญาณ OOK ที่มีผลต่อการแปลงรูปแบบสัญญาณ
8. ศึกษาผลกระทบจากดิสเพอร์ชันในสัญญาณ OOK ที่มีผลต่อการแปลงรูปแบบสัญญาณ
9. ศึกษาผลกระทบจากการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณ OOK ไปจากค่าที่เหมาะสม ที่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณหลังการแปลงรูปแบบ
10. หาช่วงความยาวคลื่นของสัญญาณ OOK ที่ยังคงสามารถแปลงรูปแบบสัญญาณได้อย่างถูกต้อง
11. ศึกษาการแปลงสัญญาณจาก OOK เป็น PSK โดยใช้อัตราข้อมูลต่างๆ กัน
12. เรียบเรียงรายงานฉบับสมบูรณ์

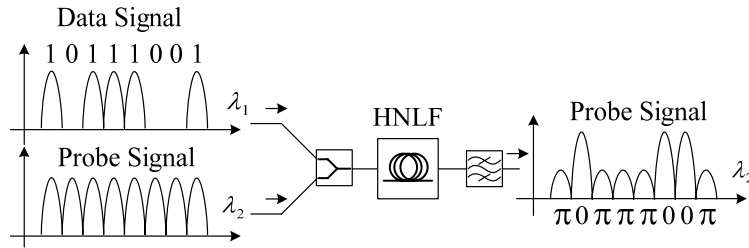
บทที่ 7 การแปลงแรงแบบเชิงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิด เป็นพีเอสเคโดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM

ในการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณในโครงการนี้จะอาศัยปรากฏการณ์ XPM ซึ่งการเกิดปรากฏการณ์ XPM ในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง จะเกิดขึ้นได้เมื่อมีการส่งสัญญาณที่มีคลื่นพาห์ตั้งแต่ 2 ความถี่ขึ้นไป เข้าไปในเส้นใยแสงหนึ่งเส้น เฟสของสัญญาณจะเกิดการเปลี่ยนแปลงไปตามกำลังของสัญญาณอีกความถี่หนึ่ง เนื่องจากเส้นใยแสงมีการเปลี่ยนแปลงดัชนีหักเหไปตามกำลังของสัญญาณ ดังนั้นถ้าทำการส่งสัญญาณ OOK ไปพร้อมกับสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องแล้วทำการปรับค่าต่างๆ ให้เหมาะสมก็สามารถเปลี่ยนเฟสของสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องไปตามพัลส์สัญญาณ OOK ได้ ในบทนี้กล่าวถึงการออกแบบระบบที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงการมอดูเลตสัญญาณ โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ การใช้เส้นใยแสงเพียงหนึ่งเส้นและการใช้เส้นใยแสง 2 เส้น

7.1 การแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเส้นเดียว

การเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณจาก OOK เป็น PSK สามารถทำได้โดยส่งสัญญาณ OOK ที่ต้องการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณเข้าไปในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง พร้อมกับสัญญาณพัลส์ต่อเนื่อง ดังแสดงใน 243 รูปที่ 7.1 ซึ่งจะเรียกสัญญาณ OOK นี้ว่า “สัญญาณข้อมูล” หรือ “Data Signal” และ เรียกสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องว่า “สัญญาณโพรบ” หรือ “Probe Signal” เมื่อสัญญาณทั้งสองเข้าไปใน HNLF กำลังสัญญาณของพัลส์ Data Signal จะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของ Probe Signal ซึ่งการเลื่อนเฟสนี้จะเกิดมากหรือน้อยจะขึ้นอยู่กับระดับกำลังของ Data Signal แต่เนื่องจาก Data Signal เป็นสัญญาณแบบ OOK ดังนั้นพัลส์สัญญาณจะมีเฉพาะบิต 1 เท่านั้น ดังนั้นเฟสของ Probe Signal จะเกิดการเลื่อนเฟสเฉพาะเมื่อ Data Signal เป็นบิต 1 เช่นกัน เมื่อจัดกำลังค่ายอดของสัญญาณบิต 1 ของ Data Signal ให้มีค่าเหมาะสม คือสามารถทำให้เฟสของ Probe Signal เลื่อนเฟสไป π เรเดียน พอดี สัญญาณ Probe Signal ที่ได้จะมีเฟสเป็น π เมื่อ Data Signal เป็นบิต 1 และเฟสเป็น 0 เมื่อ Data Signal เป็นบิต 0 ดังแสดงในสัญญาณขาออกจาก HNLF ใน 244 รูปที่ 7.1 ซึ่งเป็นลักษณะของ Probe Signal จะต่อกับ

สัญญาณแบบ BPSK และ DPSK ถ้ามีการเข้ารหัสก่อนหน้า (Pre-Coding) ในสัญญาณ OOK ไว้ด้วย

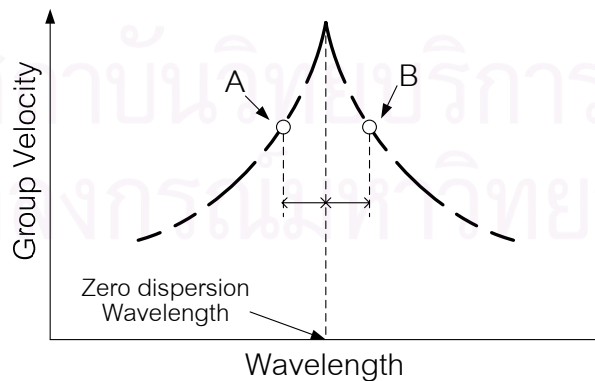


รูปที่ 7.1 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเพียงเส้นเดียว

การเลื่อนเฟสของสัญญาณ Probe Signal ให้ได้ π เรเดียนพอดีนั้น นอกจากจะต้องปรับค่ากำลังค่ายอดของ Data Signal ให้เหมาะสมแล้ว ยังต้องคำนึงถึงค่าอีก 2 อย่างคือ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง และ ความยาวของเส้นใยแสง ซึ่งเป็นสมการแสดงการเลื่อนเฟสของสัญญาณ และเมื่อพิจารณาเฉพาะตำแหน่งค่ายอดของสัญญาณ Probe Signal จะได้เป็นสมการ 245(7.1)

$$\phi_{NL} = \phi_{SPM} + \phi_{XPM} = \gamma P_{Probe,0} L_{eff} + 2\gamma P_{OOK,0} L_{eff} \quad (7.1)$$

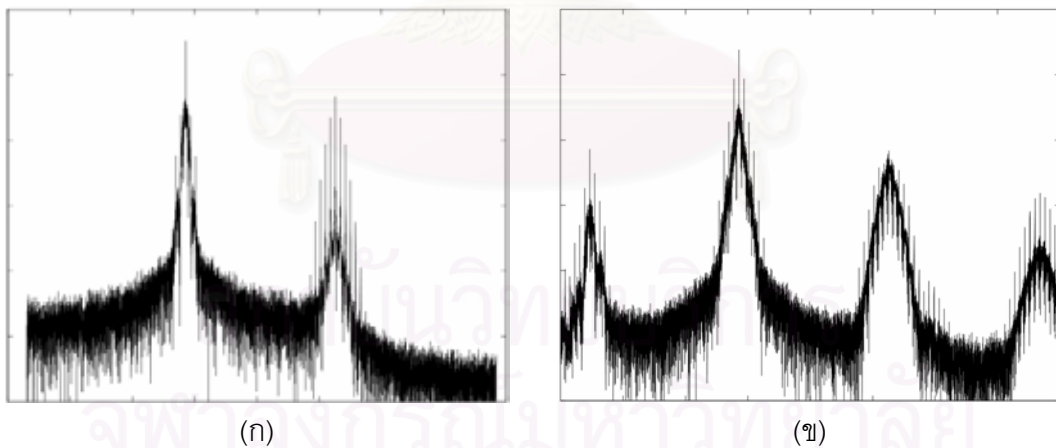
เมื่อ ϕ_{SPM} คือ เฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก SPM, ϕ_{XPM} คือ เฟสที่เปลี่ยนไปเนื่องจาก XPM, γ คือ สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น, P_0 คือ กำลังค่ายอดของสัญญาณ และ L_{eff} คือ ระยะทางประสิทธิผลตามสมการ $L_{eff} = (1 - e^{-\alpha L}) / \alpha$ โดยที่ L คือ ความยาวของเส้นใยแสง และ α คือ สัมประสิทธิ์การลดทอน ซึ่งการจัดให้สัญญาณโพรบเปลี่ยนแปลงเฟสไป π เรเดียนพอดีนั้น จะคิดเฉพาะผลจาก ϕ_{XPM} เท่านั้นเนื่องจาก ϕ_{SPM} จะมีค่าเท่ากันทุกพัลส์ของสัญญาณโพรบ เพราะสัญญาณโพรบเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องซึ่งจะมีกำลังสัญญาณ P_0 เท่ากันทุกๆ บิต



รูปที่ 7.2 การแจกแจงของความเร็วกลุ่มและ GVD เทียบกับความยาวคลื่น

นอกจากนี้จะต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพในการเกิดปรากฏการณ์ XPM ด้วยการเพิ่มประสิทธิภาพของ XPM สามารถทำได้โดยลดค่า d ให้มีค่าน้อยลง ซึ่งสามารถทำได้โดยเลือกความยาวคลื่นของสัญญาณ OOK และสัญญาณโพรบ ที่มีค่าความเร็วกลุ่มใกล้เคียงกันมากที่สุด ซึ่งเห็นได้จาก 246 รูปที่ 7.2 ซึ่งแสดงกราฟของความเร็วกลุ่ม จะพบว่า การเลือกจุด A และ B ใน 247 รูปที่ 7.2 เป็นการเลือกความยาวคลื่นของสัญญาณที่มีความเหมาะสมที่สุด เพราะว่าตำแหน่งทั้ง 2 มีความยาวคลื่นซึ่งห่างจากตำแหน่ง ZDWL เท่ากัน ซึ่งจะเป็นความยาวคลื่นที่มีความเร็วกลุ่มเท่ากันพอดี

จากที่กล่าวมาข้างต้น Probe Signal ที่ออกจาก HNLF จะมีเฟสเหมือนสัญญาณ BPSK ก็จริง แต่กำลังของพัลส์สัญญาณในแต่ละบิตจะมีค่าที่ไม่เท่ากัน ซึ่งจะเห็นได้ว่าพัลส์ที่มีเฟสเป็น "0" จะมีกำลังงานที่มากกว่าพัลส์ที่มีเฟสเป็น " π " เนื่องจากพัลส์ของสัญญาณโพรบที่มีเฟสเป็น " π " เกิดจากสัญญาณพัลส์ "1" ของ OOK เกิดปรากฏการณ์เคอร์กับพัลส์ของสัญญาณโพรบ ซึ่งปรากฏการณ์เคอร์ไม่ได้มีเพียงแค XPM เท่านั้นแต่ยังมี FWM ด้วย ซึ่งปรากฏการณ์ FWM นี้เองเป็นตัวที่ทำให้กำลังงานของพัลส์สัญญาณหายไป โดยจะถ่ายเทไปยังสัญญาณที่ความยาวคลื่นใหม่สองสัญญาณ ดัง 248 รูปที่ 7.3 ซึ่งแสดงสเปกตรัมของสัญญาณก่อนและหลัง HNLF จะเห็นว่าสเปกตรัมของสัญญาณหลังออกจาก HNLF จะมีสัญญาณเกิดเพิ่มขึ้นมาอีกสองสัญญาณที่ความถี่ซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขของปรากฏการณ์ FWM



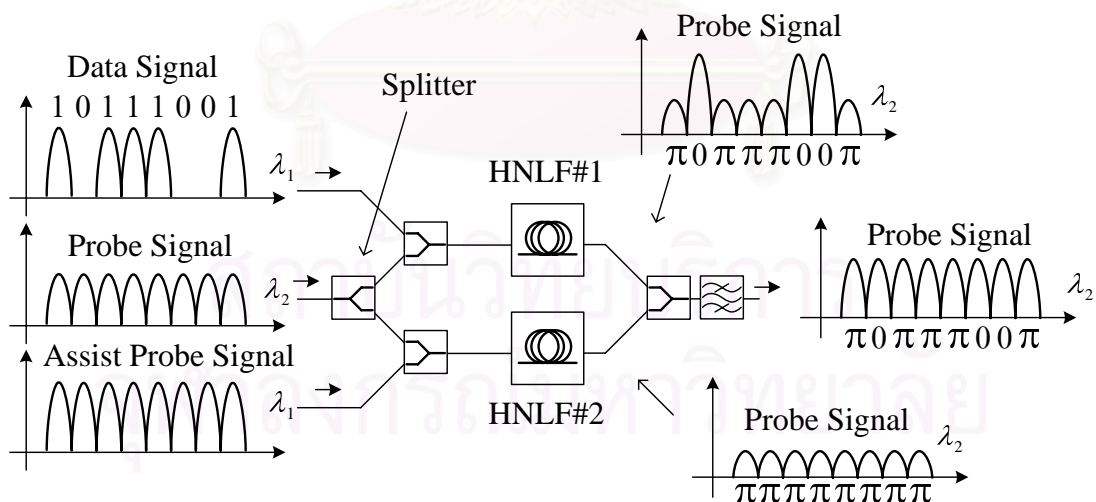
รูปที่ 7.3 สเปกตรัมของสัญญาณ (ก) ก่อนเข้า HNLF (ข) หลังออกจาก HNLF

การออกแบบระบบสำหรับการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณ โดยใช้การใช้เส้นใยแสงเพียงเส้นเดียวนั้น สามารถย้ายข้อมูลจากกำลังสัญญาณของ Data Signal ไปยังเฟสของ Probe Signal ได้อย่างถูกต้องคือ ทำให้เฟสของ Probe Signal ความต่างเฟสระหว่างบิต 1 และ 0 เป็น π ได้ แต่

ลักษณะพัลส์ของ Probe Signal ก็ยังคงไม่เหมือนกับสัญญาณแบบ DPSK หรือ BPSK เนื่องจากกำลังสัญญาณในแต่ละบิตยังไม่คงที่ ดังนั้นจึงต้องมีการออกแบบระบบขึ้นมาใหม่ในหัวข้อถัดไป

7.2 การแปลงการมอดูเลตสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น

ในการออกแบบระบบสำหรับการเปลี่ยนการมอดูเลตสัญญาณนี้ จะทำการแก้ปัญหาที่ กำลังของสัญญาณ Probe Signal แต่ละบิตไม่เท่ากัน โดยทำการเพิ่ม HNLF ที่มีคุณสมบัติ เหมือนกับ HNLF เดิม อีก 1 เส้น และ เพิ่มสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องอีก 1 สัญญาณ โดยจะเรียก สัญญาณที่เพิ่มขึ้นมานี้ว่า “สัญญาณช่วยโพรบ” หรือ “Assist Probe Signal” ดังแสดงในรูปที่ 7.4 ซึ่งจะเห็นได้ว่า สัญญาณที่ใส่เข้าไปใน HNLF เส้นที่ 1 จะมีลักษณะเหมือนกับระบบเดิมที่ ออกแบบไว้ในรูปที่ 7.1 คือมีการใส่สัญญาณ Data Signal และ Probe Signal เข้าไป ดังนั้น สัญญาณ Probe Signal ที่ออกมาจาก HNLF#1 จะมีลักษณะที่เหมือนเดิมคือ เป็นพัลส์ที่มีเฟส 0 และ π และกำลังของพัลส์สัญญาณที่มีเฟสเป็น 0 จะมากกว่าเฟส π เนื่องจากไม่เกิด FWM

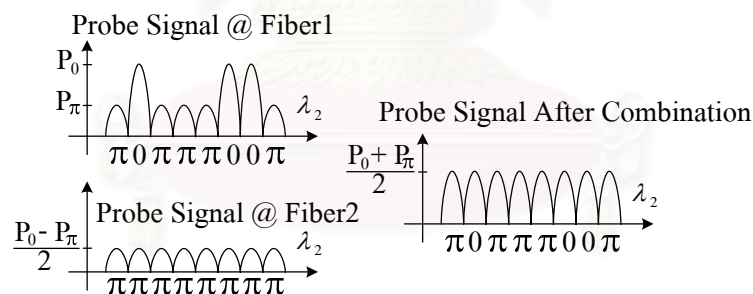


รูปที่ 7.4 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้น

ส่วน HNLF#2 จะทำการใส่สัญญาณเข้าไป 2 สัญญาณ คือ Probe Signal และ Assist Probe Signal ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องทั้งคู่ โดยกำลังของสัญญาณ Assist Probe Signal

จะต้องทำให้เฟสของสัญญาณ Probe Signal ที่เข้าไปใน HNLF#2 ด้วยกัน เลื่อนเฟสไป π เรเดียน เช่นเดียวกับสัญญาณ Probe Signal ใน HNLF#1 ที่วิ่งไปพร้อมกับบิต 1 ของ Data Signal ซึ่งก็คือ ค่ายอดกำลังของสัญญาณ Assist Probe Signal ที่ใช้จะต้องเท่ากับ Data Signal นั้นเอง

สัญญาณ Probe Signal ที่ออกมาจาก HNLF#2 จะมีเฟสเป็น π ทั้งหมด จากนั้นจะนำสัญญาณ Probe Signal จาก HNLF ทั้งสองมารวมกัน พัลส์สัญญาณ Probe Signal จาก HNLF#1 ที่มีเฟสเป็น π จะแทรกสอดแบบเสริมกับ Probe Signal จาก HNLF#2 และในทางกลับกัน Probe Signal จาก HNLF#1 ที่มีเฟสเป็น 0 จะแทรกสอดแบบหักล้างกับสัญญาณโพรบจาก HNLF #2 เพื่อให้ Probe Signal ที่ได้จากการแทรกสอดของสัญญาณทั้งสอง มีกำลังสัญญาณเท่ากันในทุกๆ บิต จะต้องปรับค่ากำลังสัญญาณของ Probe Signal ให้มีค่าที่เหมาะสม ดังแสดงในรูปที่ 7.5 ถ้า Probe Signal ที่ออกจาก HNLF#1 มีกำลังค่ายอดของพัลส์สัญญาณที่มีเฟสเป็น 0 และ π เป็น P_0 และ P_π ตามลำดับ Probe Signal จาก HNLF#2 จะต้องมีการปรับค่ายอดของพัลส์สัญญาณเป็น $(P_0 - P_\pi)/2$ จึงจะทำให้การแทรกสอดแบบเสริมมีกำลังสัญญาณเป็น $P_\pi + (P_0 - P_\pi)/2 = (P_0 + P_\pi)/2$ และการแทรกสอดแบบหักล้างมีกำลังสัญญาณเป็น $P_0 - (P_0 - P_\pi)/2 = (P_0 + P_\pi)/2$ เท่ากัน



รูปที่ 7.5 กำลังงานสัญญาณที่เหมาะสมที่ทำให้สัญญาณที่ผ่านการแปลงมีแอมพลิจูดแต่ละบิตเท่ากัน

ในการปรับกำลังสัญญาณ Probe Signal จาก HNLF#2 สามารถทำได้โดยเลือกอัตราส่วนการแยก (Splitting ratio) ของ Splitter ให้มีความเหมาะสม โดยการปรับ Splitter ratio ของ Splitter สามารถทำได้โดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า Coupler ซึ่งมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 7.6 (ก) Coupler เป็นอุปกรณ์ที่สามารถนำมาใช้เป็น Combiner, Splitter และ อุปกรณ์ Trap สัญญาณได้ โดยทำมาจากเส้นใยแสง 2 เส้นมาหลอมติดกัน (Fused Fiber) โดยคุณลักษณะของ Coupler จะขึ้นอยู่กับระยะ Coupling region ซึ่งเป็นความยาวที่เส้นใยแสงทั้ง 2 หลอมติดกัน ดัง

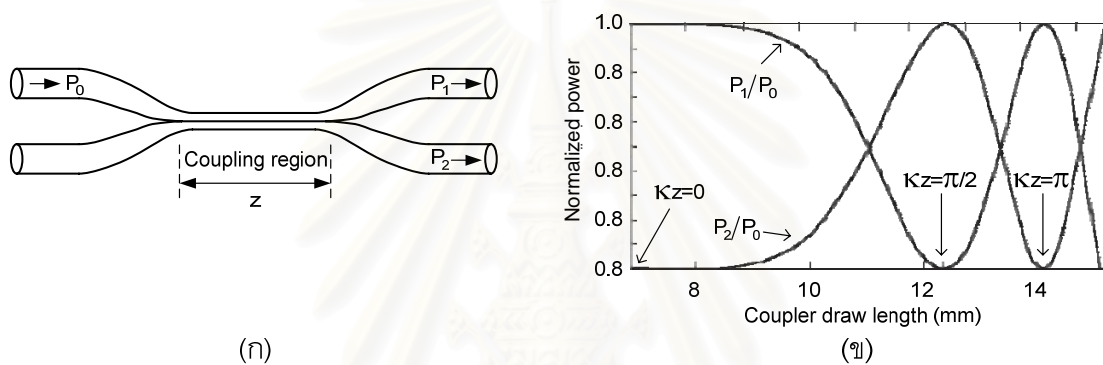
แสดงในรูปที่ 7.6 (ข) ซึ่งแสดงอัตราส่วนกำลังสัญญาณขาออกจาก Coupler (P_1, P_2) ต่อกำลังสัญญาณขาเข้า (P_0) เมื่อเทียบกับความยาวของ Coupling region โดยถ้าให้ Coupler เป็นแบบไม่มีอัตราสูญเสียจะได้กราฟทั้ง 2 เส้น จะเป็นดังสมการ 254(7.2) และ 255(7.3)

$$P_2 = P_0 \sin^2(\kappa z) \quad (7.2)$$

$$P_1 = P_0 - P_2 = P_0 \cos^2(\kappa z) \quad (7.3)$$

เมื่อ κ คือ Coupling coefficient และมี Splitting ratio เป็นดังสมการ 256(7.4)

$$\text{Splitting ratio} = \left(\frac{P_2}{P_1 + P_2} \right) \times 100\% \quad (7.4)$$



รูปที่ 7.6 Coupler (ก) ลักษณะของ Coupler (ข) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Splitting ratio และ ความยาวของ Coupling region

ถ้าค่า Splitting ratio ที่เหมาะสมมีค่าไม่เป็น 0.5 (หรือ 50%) จะส่งผลให้กำลังสัญญาณ Probe Signal ที่แยกไปยัง HNLFF#1 และ #2 ไม่เท่ากัน ซึ่งจะทำให้ ϕ_{SPM} ภาย HNLFF ทั้งสองมีค่าไม่เท่ากันด้วย ส่งผลให้ต้องปรับกำลังสัญญาณ Data Signal และ Assist Probe Signal ให้มีค่าที่ต่างกันเล็กน้อยดังสมการ 257(7.7)

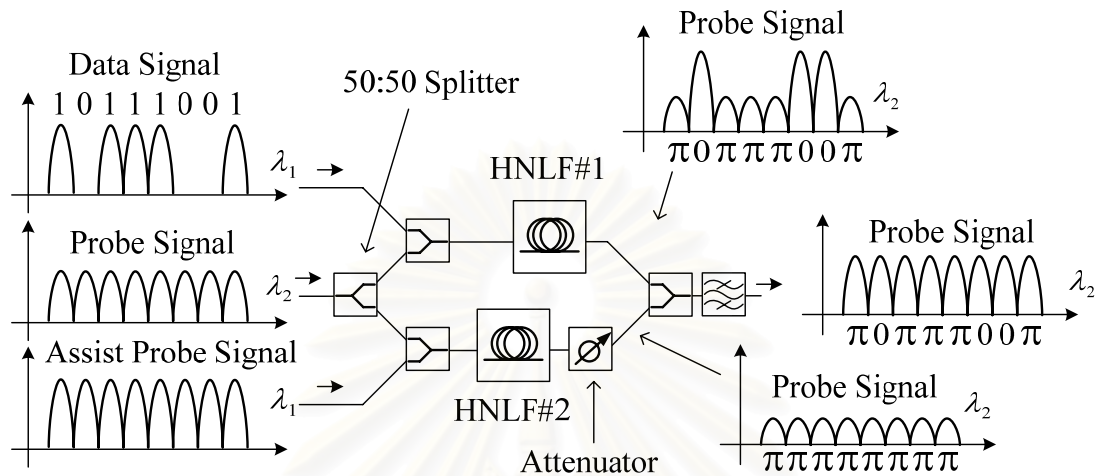
$$\phi_{NL, Fiber \#1} = \phi_{SPM} + \phi_{XPM} = \gamma \cdot SR \cdot P_{Probe,0} L_{eff} + 2 \cdot \gamma \cdot P_{OOK,0} \cdot L_{eff} \quad (7.5)$$

$$\phi_{NL, Fiber \#2} = \phi_{SPM} + \phi_{XPM} = \gamma \cdot (1 - SR) \cdot P_{Probe,0} L_{eff} + 2 \cdot \gamma \cdot P_{Assist,0} \cdot L_{eff} \quad (7.6)$$

$$\frac{(2 \cdot SR - 1)}{2} P_{Probe,0} = P_{Assist,0} - P_{OOK,0} \quad (7.7)$$

การปรับกำลัง Probe Signal จาก HNLFF#2 โดยการเลือกค่า Splitting ratio ที่เหมาะสมนั้นจะทำให้การออกแบบระบบต้องเลือกใช้ Coupler ที่มีความยาว Coupling region ที่ตายตัว จึงทำให้การปรับแต่ง (Tune) ระบบได้ลำบากไม่เหมาะในการใช้งานจริง ดังนั้นการออกแบบระบบที่เหมาะสมกว่าคือการนำเอาอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณมาใช้ ดังแสดงในรูปที่ 7.7 ที่มีการนำเอา

อุปกรณ์ลดทอนสัญญาณมาต่อหลังจาก HNLF#2 และใช้ 50:50 Splitter เพื่อแยกสัญญาณ Probe Signal ไปยัง HNLF ทั้ง 2 เท่าๆ กัน ซึ่งจะทำให้เกิดการเลื่อนเฟสเนื่องจาก SPM ที่เท่ากัน จึงไม่จำเป็นต้องใช้สมการ 259(7.7) อีกต่อไป



รูปที่ 7.7 การเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณโดยใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงสองเส้นร่วมกับ อุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 8 ผลการจำลองทางคณิตศาสตร์

ในบทนี้จะทำการหาผลการจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่ได้ออกแบบไว้ในบทที่ 3 โดยจะแบ่งออกเป็น 8 ส่วนประกอบไปด้วย 1) แสดงรายละเอียดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลอง 2) ผลการจำลองในการหาคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเปรียบเทียบกับสัญญาณ DPSK 3) การเปรียบเทียบผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่มีผลต่อสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตและสัญญาณ DPSK 4) หาผลกระทบของสัญญาณรบกวนในสัญญาณข้อมูลที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ 5) หาผลกระทบของดิสเพอร์ชันในสัญญาณข้อมูลที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ 6) หาผลกระทบของการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณไปจากค่าที่เหมาะสมที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ 7) ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นไปจากค่าที่เหมาะสมที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ และ 8) หาผลกระทบของความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงทั้งสองที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

8.1 ค่าพารามิเตอร์และการต่ออุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองทางคณิตศาสตร์

ในการจำลองผลทางคณิตศาสตร์ในโครงการนี้ จะใช้เส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงชนิด HNL-DSF (Highly nonlinear dispersion shifted fiber) 260[22] ซึ่งเป็นเส้นใยแสงที่ถูกเลื่อนความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์มาที่ 1550 nm เนื่องจากที่ความยาวคลื่นนี้เป็นช่วงที่เส้นใยแสงมีอัตราการลดทอนน้อยที่สุด ทำให้สามารถเลือกใช้ความยาวคลื่นของสัญญาณ OOK และสัญญาณโพรบในตำแหน่งที่ห่างจาก ZDWL เท่ากันได้และยังมีอัตราการลดทอนน้อยด้วยเช่นกัน โดยคุณสมบัติต่างๆ ของ HNL-DSF และ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่ใช้ในการจำลอง แสดงไว้ใน 261 ตารางที่ 8.1 โดยสัญญาณ Data Signal จะเป็นสัญญาณ OOK แบบเกาส์เซียนที่มี Duty cycle 50 %, Probe Signal เป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องที่มี Duty cycle เป็น 66% และสัญญาณ Assist Probe Signal เป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องแบบเกาส์เซียนที่มี Duty cycle 50%

ตารางที่ 8.1 คุณสมบัติของ HNL-DSF และค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลอง

ค่าพารามิเตอร์ และคำอธิบาย	ค่าที่ใช้	หน่วย
α อัตราการลดทอนของ HNL-DSF	0.51	dB/km
ZDWL ค่าความยาวคลื่นที่มีดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ของ HNL-DSF	1550	nm
Dispersion Slope ความชันดิสเพอร์ชันของ HNL-DSF	0.032	ps ² /(nm.km)
Nonlinear Coefficient สัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของ HNL-DSF	20.4	(W.km) ⁻¹
Length ความยาวของ HNL-DSF	3.054	km
λ_{probe} ความยาวคลื่นของ Probe Signal	1552.52	nm
λ_{OOK} ความยาวคลื่นของ Data Signal	1547.72	nm
λ_{assist} ความยาวคลื่นของ Assist Probe Signal	1547.72	nm
$P_{probe,0}$ กำลังค่ายอดของ Probe Signal	2	mW
$P_{OOK,0}$ กำลังค่ายอดของ Data Signal	37.8	mW
$P_{Assist,0}$ กำลังค่ายอดของ Assist Probe Signal	37.8	mW
Attenuation ค่าการลดทอนในอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ	21.8	dB
Sampling Frequency ความถี่ในการสุ่ม	1.28	THz
PBRS จำนวนบิตข้อมูลแบบเลขสุ่มเทียม	2 ¹¹ -1	Bits

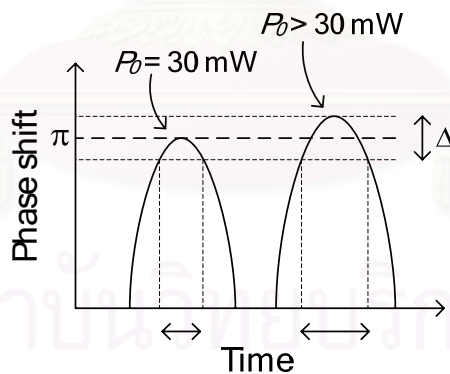
โดยเมื่อทำการคำนวณตามสมการ 262(7.1) จะพบว่า การเลื่อนเฟสที่เกิดจากปรากฏการณ์ XPM ให้ได้เป็น π พอดีแสดงในสมการ 263(8.1)-264(8.3)

$$\alpha = \frac{\alpha_{dB}}{4.343} = \frac{0.51}{4.343} = 0.117 \quad (8.1)$$

$$L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha} = \frac{1 - e^{-0.117 \times 3.054}}{0.117} = 2.566 \quad (8.2)$$

$$\phi_{XPM} = 2\gamma P_{OOK,0} L_{eff} = 2 \times 20.4 \times 30e^{-3} \times 2.566 = 3.141 \approx \pi \quad (8.3)$$

จากสมการ 265(8.1)-266(8.3) จะพบว่ากำลังค่ายอดที่ทำให้เฟสของ Probe Signal เปลี่ยนไป π พอดีได้คือ 30 mW แต่เนื่องจากในการคำนวณในสมการ 267(8.1)-268(8.3) ไม่ได้คำนึงถึงผลของดิสเพอร์ชันที่เกิดในเส้นใยแสงซึ่งทำพัลส์สัญญาณขยายตัวออกและกำลังค่ายอดลดลง ดังนั้นจึงต้องเพิ่มกำลังของสัญญาณ Data Signal ให้สูงขึ้นไปอีกเล็กน้อยชดเชยกับการเกิดดิสเพอร์ชัน และที่สำคัญ Data Signal เป็นสัญญาณแบบพัลส์ OOK แบบเกาส์เซียนซึ่งจะมีกำลังสูงสุด เฉพาะตำแหน่งกึ่งกลางพัลส์ ดังนั้นการเลื่อนเฟสของ Probe Signal ไป π ก็จะทำให้เฉพาะที่ตำแหน่งกึ่งกลางพัลส์เช่นกัน เพื่อในเฟสของ Probe Signal ส่วนใหญ่เลื่อนไปในช่วงประมาณ π จะต้องเพิ่มกำลังค่ายอดของ Data Signal ให้สูงขึ้นกว่าค่าที่คำนวณไว้ ดังแสดงในรูปที่ 8.1 โดยจากการจำลองพบว่าจะต้องใช้กำลังค่ายอดของ Data Signal เป็น 37.8 mW



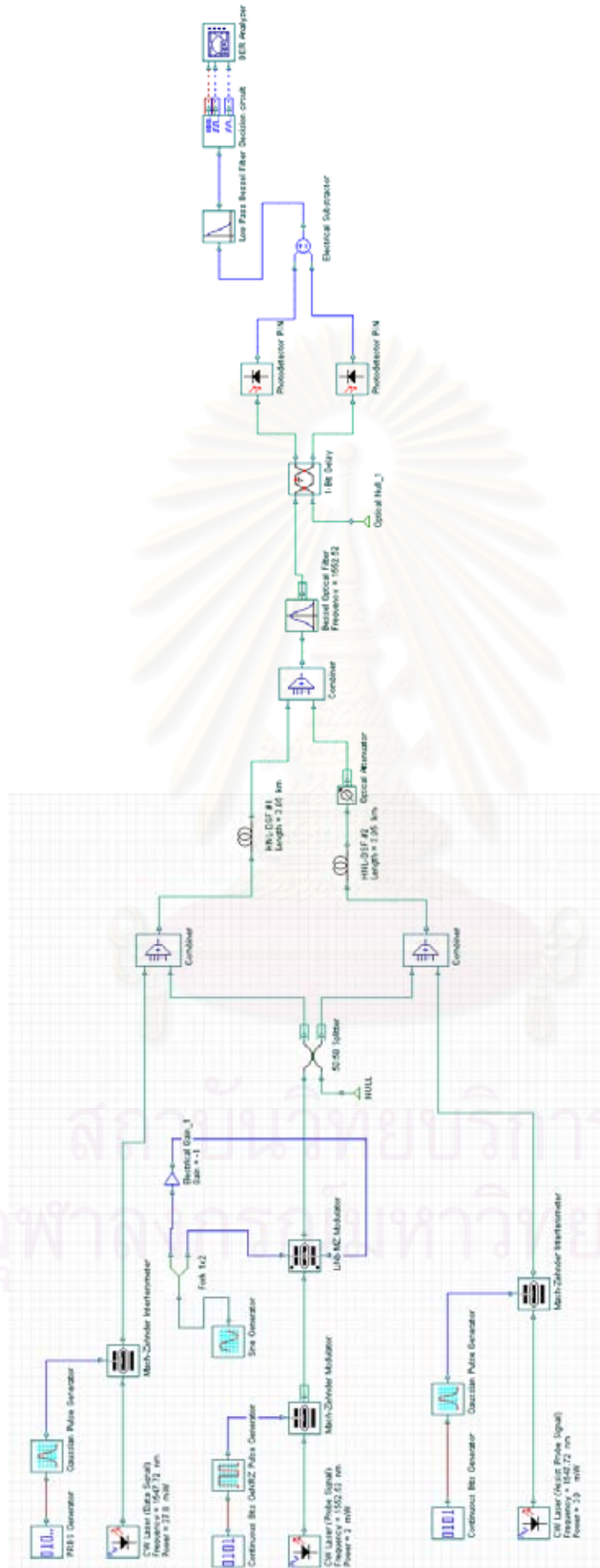
รูปที่ 8.1 กำลังของสัญญาณ Probe ที่ออกมาจาก HNFL#2

รูปที่ 8.2 แสดงรูปแบบการต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในการจำลองทางคณิตศาสตร์ โดยประกอบไปด้วยอุปกรณ์ส่งสัญญาณ 3 อุปกรณ์คือ Data Signal, Probe Signal และ Assist Probe Signal จากนั้นจะทำการแบ่งสัญญาณ Probe Signal ออกเป็น 2 ส่วนด้วย 50:50 splitter เพื่อนำไปรวมกับ Data Signal และ Assist Probe Signal แล้วส่งเข้าไปยังเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงเส้นที่ 1 และ 2 ตามลำดับ จากนั้นนำสัญญาณที่ออกจากเส้นใยแสงเส้นที่ 2 มาผ่าน

Attenuator เพื่อปรับกำลังสัญญาณให้สามารถชดเชยกับกำลังสัญญาณที่หายไปของเส้นใยแสง
เส้นที่ 1 ที่เกิดจากปรากฏการณ์ FWM และนำสัญญาณที่ออกจากเส้นใยแสงสัญญาณรวมกันแล้ว
กรองให้เหลือเฉพาะสัญญาณ Probe Signal ด้วยฟิลเตอร์ทางแสง และส่วนสุดท้ายคืออุปกรณ์รับ
สัญญาณแบบ Balanced detector ซึ่งประกอบไปด้วย 1-Bit Delay, Photodetector และ
Decision Circuit



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 8.2 รูปแบบการต่ออุปกรณ์ต่างๆ ในการจำลองทางคณิตศาสตร์

8.2 การเปรียบเทียบค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ กับสัญญาณ DPSK จริง

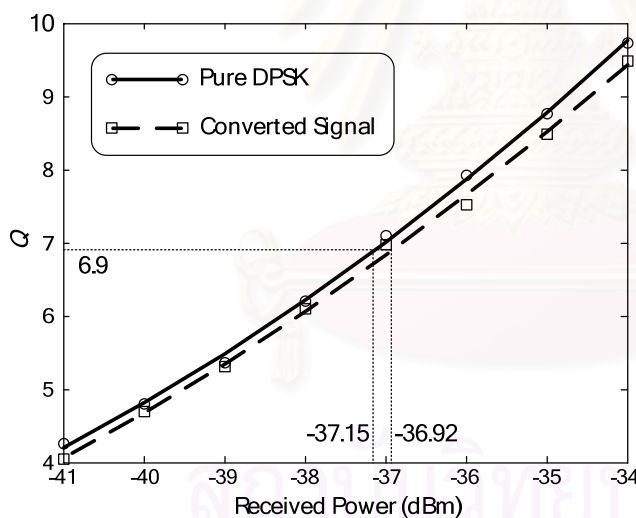
เพื่อทำการเปรียบเทียบคุณภาพของสัญญาณที่ได้จากการแปลงการมอดูเลตสัญญาณกับสัญญาณที่ผ่านการมอดูเลตแบบ DPSK โดยตรง สามารถทำได้โดยเปรียบเทียบค่า Q ของสัญญาณทั้งสอง โดยที่สัญญาณ Probe Signal ที่ใช้ในการจำลองนี้จะเป็นสัญญาณพัลส์ต่อเนื่องที่มี Duty cycle เป็น 66% ดังนั้นจึงใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณ DPSK ที่มี Duty cycle 66% เหมือนกัน

ในการหาคุณภาพของสัญญาณทำได้โดยนำสัญญาณทั้ง 2 มาผ่านอุปกรณ์ลดทอนสัญญาณ (Attenuator) เพื่อลดกำลังของสัญญาณลง เนื่องจากการใช้ Attenuator สามารถแทนลักษณะการลดลงของกำลังสัญญาณตามระยะทางที่เดินทางไปในเส้นใยแสง หลังจากนั้นนำสัญญาณที่ได้ต่อไปยังอุปกรณ์รับสัญญาณแบบ Balanced detector เพื่อเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า และนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้มาหาค่า Q ซึ่งจะช่วยให้ได้ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ

ในการเปรียบเทียบการส่งสัญญาณที่อัตราข้อมูล 20 Gbps ได้แสดงค่า Q เมื่อทำการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณให้เป็นค่าต่างๆ ไว้ใน 271 ตารางที่ 8.2 และใน 272 รูปที่ 8.3 ได้แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณแสงขึ้น ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณหรือค่า Q เพิ่มขึ้นเนื่องจาก อุปกรณ์รับสัญญาณแสงที่ใช้ไม่เป็นแบบอุดมคติคือ ไม่สามารถเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแบบแปรผันโดยตรง แต่จะต้องมีการเพิ่มสัญญาณรบกวนเข้ามาด้วย ดังนั้นเมื่อกำลังของสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณมีค่าที่น้อยจะส่งผลให้ค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะเพิ่มมากขึ้นทำให้คุณภาพของสัญญาณที่รับได้ลดลง และเมื่อพิจารณากำลังของสัญญาณแสงเมื่อมีค่า Q เป็น 6.9 (หรือมีอัตราความผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12}) เมื่อส่งสัญญาณที่อัตราบิต 20 Gbps พบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตมีกำลังที่สูงกว่าสัญญาณที่มอดูเลตแบบ DPSK โดยตรง อยู่ 0.23 dB หรือเรียกว่ามีค่า Power penalty 0.23 dB และผลจำลองการส่งสัญญาณที่อัตราบิต 40 Gbps ซึ่งแสดงใน 273 ตารางที่ 8.3 และ 274 รูปที่ 8.4 พบว่ามีค่า Power penalty 0.38 dB ที่อัตราความผิดพลาดบิต 10^{-12} เช่นกัน ซึ่งสูงกว่าอัตราบิต 20 Gbps อยู่ 0.15 dB แต่ก็ยังคงมีค่าไม่มากเมื่อเทียบกับข้อดีของสัญญาณ DPSK ที่ดีกว่าสัญญาณ OOK อยู่ถึง 3 dB

ตารางที่ 8.2 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK จริง ที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ เมื่อใช้อัตราข้อมูล 20 Gbps

กำลังของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ (dBm)	Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต	Q ของสัญญาณ DPSK จริง
-41	4.0506	4.2493
-40	4.6882	4.8012
-39	5.2998	5.3640
-38	6.1049	6.2073
-37	6.9710	6.7570
-36	7.5127	7.9203
-35	8.4902	8.7704
-34	9.4880	9.7306



(ก)

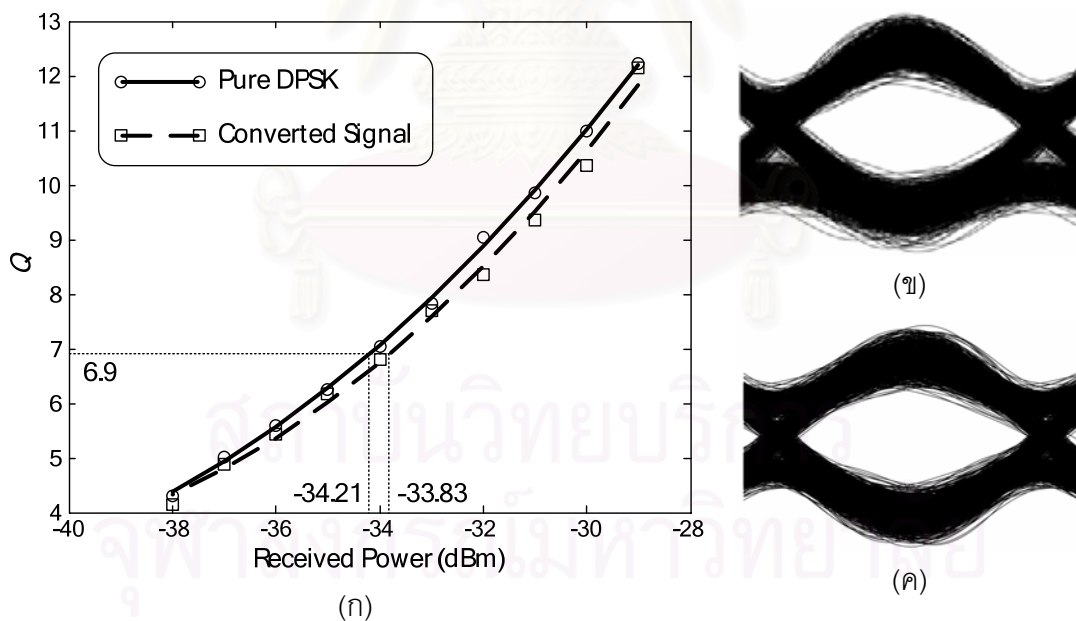


(ค)

รูปที่ 8.3 (ก) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ ที่อัตราข้อมูล 20 Gbps (ข) Eye diagram ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ -37 dBm (ค) Eye diagram ของสัญญาณ DPSK จริงที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ -37 dBm

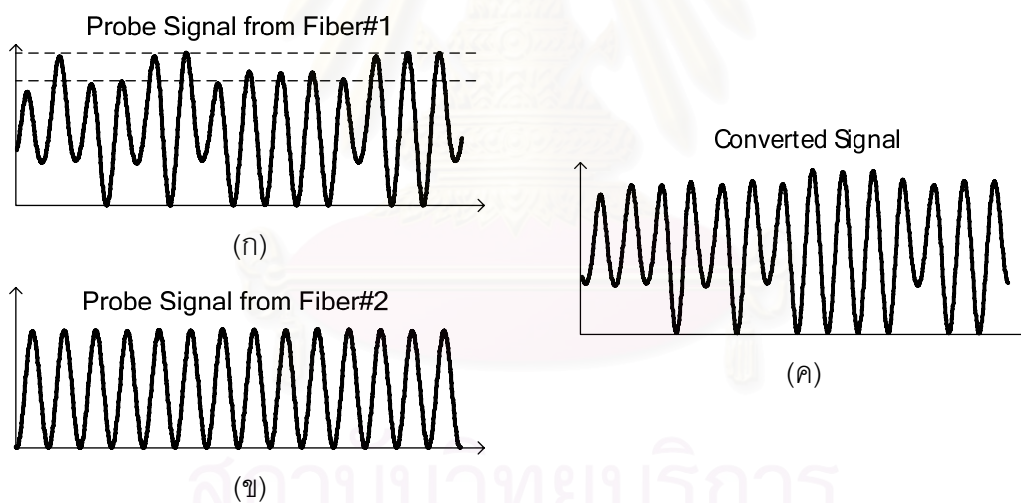
ตารางที่ 8.3 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK จริง ที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ เมื่อใช้อัตราข้อมูล 40 Gbps

กำลังของสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ (dBm)	Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต	Q ของสัญญาณ DPSK จริง
-38	4.1468	4.3783
-37	4.8740	5.0234
-36	5.4433	5.5806
-35	6.1647	6.2922
-34	6.8038	7.0710
-33	7.6871	8.0311
-32	8.3504	8.7861
-31	9.3591	10.1950
-30	10.3641	11.0838
-29	12.1351	12.5962



รูปที่ 8.4 (ก) กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณที่อัตราข้อมูล 40 Gbps (ข) Eye diagram ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับ -34 dBm (ค) Eye diagram ของสัญญาณ DPSK จริงที่กำลังสัญญาณก่อนเข้าเครื่องรับสัญญาณ -34 dBm

การที่สัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตมีคุณภาพต่ำกว่าสัญญาณ DPSK อยู่ 0.23 และ 0.38 dB เนื่องจากการเกิดปรากฏการณ์ FWM ใน HNL-DSF ซึ่งเป็นการถ่ายเทพลังงานไปยังความยาวคลื่นใหม่ เกิดไม่เท่ากันตลอด ขึ้นอยู่กับรูปแบบบิตข้อมูลของ Data Signal ทำให้การลดลงในแต่ละบิตไม่เท่ากัน ดังแสดงใน 275 รูปที่ 8.5 (ก) ซึ่งแสดงสัญญาณที่ออกจากเส้นใยแสงเส้นแรก พบว่าพัลส์สัญญาณจะมีระดับพลังงานอยู่ 2 ระดับเนื่องจากพัลส์บางส่วนเดินทางไปพร้อมกันบิต 0 ของ Data Signal ซึ่งจะไม่เกิด FWM ทำให้เหลือกำลังสัญญาณที่สูงกว่าพัลส์ที่เหลือ ซึ่งเดินทางไปพร้อมกับบิต 1 ของ Data Signal ทำให้เกิดจาก FWM แต่การลดลงของกำลังสัญญาณนี้ไม่เท่ากันขึ้นอยู่กับรูปแบบจำนวนบิต 1 ที่ติดกันของ Data Signal และเมื่อนำสัญญาณมาแทรกสอดกับสัญญาณที่ผ่านเส้นใยแสงเส้นที่สองดัง 276 รูปที่ 8.5 (ข) ซึ่งเป็นพัลส์กำลังของสัญญาณเท่ากันทุกบิต ทำให้ได้สัญญาณสุดท้ายที่ได้มีกำลังงานไม่เท่ากันในแต่ละบิตด้วย ดังแสดงใน 277 รูปที่ 8.5 (ค) และเมื่อนำสัญญาณนี้ไปยังอุปกรณ์รับสัญญาณแบบ Balanced detector จะทำให้เกิดการแทรกสอดกันใน Delay interferometer แบบเสริมและหักล้างที่ไม่พอดี จึงทำให้สัญญาณไฟฟ้าที่ได้มีคุณภาพลดต่ำลงไปด้วย



รูปที่ 8.5 ลักษณะพัลส์ของ Probe Signal (ก) ที่ออกจาก Fiber#1 (ข) ที่ออกจาก Fiber#2 และ (ค) สัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต

8.3 การเปรียบเทียบผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่มีผลต่อสัญญาณหลังการแปลงรูปแบบ และสัญญาณDPSK จริง

ปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชันเกิดจากองค์ประกอบความถี่ย่อยๆ ของสัญญาณเดินทางในเส้นใยแสงได้เร็วไม่เท่ากัน ดังนั้นพัลส์สัญญาณที่มีลักษณะกำลังงานที่เหมือนกัน จึงไม่จำเป็นที่จะต้องเกิดผลกระทบของดิสเพอร์ชันที่เหมือนกัน ในโครงการนี้จึงได้ทำการทดสอบผลของดิสเพอร์ชันที่มีต่อสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเปรียบเทียบกับสัญญาณที่มอดูเลตแบบ DPSK โดยตรง ซึ่งในการทดสอบผลของดิสเพอร์ชันจะใช้การจำลองการเดินทางของสัญญาณทั้ง 2 ผ่านเส้นใยแสง 2 ชนิดคือ SMF และ DCF ซึ่งเส้นใยแสงทั้งนี้จะให้ค่าดิสเพอร์ชันเป็นบวกและลบ กับสัญญาณซึ่งมีความถี่เป็น 1552.52 nm โดยใน 278 ตารางที่ 8.4 จะแสดงคุณสมบัติของเส้นใยแสงทั้ง 2 ชนิด และ 279 ตารางที่ 8.5 แสดงค่าดิสเพอร์ชันสะสมของสัญญาณที่ความยาวคลื่น 1552.52 nm เมื่อเดินทางไปในเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF ที่ระยะทางต่างๆ

ตารางที่ 8.4 คุณสมบัติของเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF

Fiber	Attenuation (dB/km)	Dispersion @ 1550 nm (ps/km/nm)	Dispersion slope (ps/km/nm ²)
SMF	0.2	17	0.075
DCF	0.2	-85	0.3

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 8.5 ค่าดิสเพอร์ชันสะสมตามระยะทางของสัญญาณที่มีความยาวคลื่น 1552.52 นาโนเมตร เมื่อเดินทางไปในเส้นใยแสงแบบ SMF และ DCF มีค่าความยาวต่างๆ

Dispersion (ps/nm)	Fiber	Length (km)
-200	DCF	2.332
-150	DCF	1.749
-100	DCF	1.166
-75	DCF	0.875
-50	DCF	0.583
50	SMF	2.909
75	SMF	4.363
100	SMF	5.818
150	SMF	8.726
200	SMF	11.635

ผลการจำลองหาคุณภาพของสัญญาณที่อัตราข้อมูล 20 Gbps เมื่อทำการลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -20 dBm และมีผลกระทบจากดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/nm แสดงไว้ในตารางที่ 8.6 ซึ่งเป็นตารางแสดงค่า Q และรูปที่ 8.6 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณแสง และผลการจำลองที่อัตราข้อมูล 40 Gbps เมื่อทำการลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -38 ถึง -17 dBm และมีผลกระทบจากดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/nm แสดงไว้ในตารางที่ 8.7 ซึ่งเป็นตารางแสดงค่า Q และรูปที่ 8.7 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณแสง พบว่าสัญญาณทั้ง 2 ที่อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps เมื่อได้รับผลกระทบของดิสเพอร์ชันมากขึ้น ไม่ว่าจะ เป็น Anomalous หรือ Normal Dispersion (ดิสเพอร์ชันแบบค่าบวกหรือลบ) ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณลดลง เนื่องจากดิสเพอร์ชันทำให้เกิดปรากฏการณ์ ISI ซึ่งทำให้กำลังสัญญาณของบิตข้างเคียงมารบกวนกำลังของบิตตรงกลาง

ตารางที่ 8.6 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต และสัญญาณ DPSK เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/km ที่กำลังของสัญญาณแสงค่าต่างๆ โดยมีอัตราบิตเป็น 20 Gbps

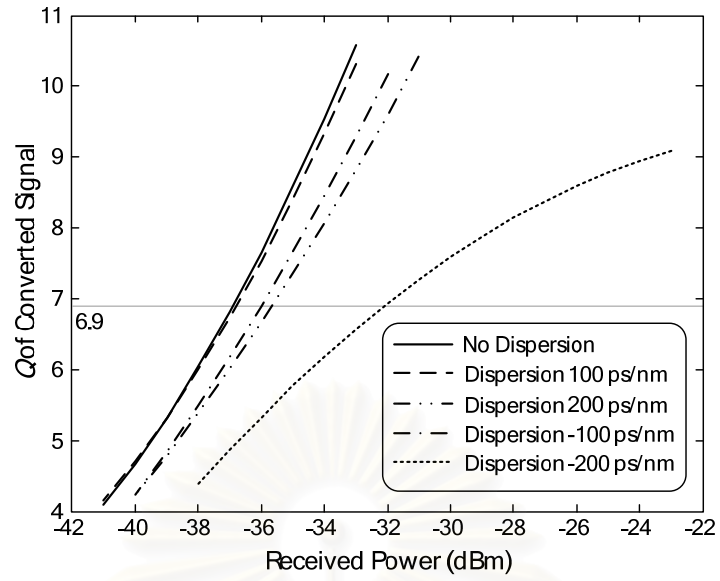
Dispersion (ps/nm)	-200		-100		100		200	
	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK
Received Power (dBm)								
-41	-	-	3.8120	4.0490	4.1354	3.9978	3.6309	-
-40	-	-	4.2967	4.6638	4.6896	4.5979	4.2715	-
-39	3.9125	4.0296	4.8338	5.2864	5.3397	5.2699	4.7980	3.9131
-38	4.4947	4.4317	5.4150	5.9803	5.9284	5.9154	5.3402	4.4501
-37	4.8078	4.8186	6.1794	6.5250	6.8097	6.5889	6.0307	4.8030
-36	5.2960	5.1488	6.7688	7.2554	7.5771	7.2388	6.6137	5.1295
-35	5.6844	5.7171	7.8903	8.0094	8.4325	8.1474	7.3114	5.7889
-34	6.2158	6.0846	8.4296	9.0732	9.0756	8.9534	7.9576	6.1968
-33	6.5008	6.5063	9.2777	9.9401	10.4656	9.8367	9.0550	6.7200
-32	6.9904	6.8947	10.1324	-	-	-	9.6609	6.9636
-31	7.1816	7.2344	-	-	-	-	10.2857	7.2058
-30	7.6043	7.6168	-	-	-	-	-	7.7159
-29	7.917	7.9329	-	-	-	-	-	7.9054
-28	8.1480	8.4007	-	-	-	-	-	8.2636
-27	8.4300	8.5822	-	-	-	-	-	8.3971
-26	8.7369	8.5914	-	-	-	-	-	8.6183
-25	8.7078	8.7990	-	-	-	-	-	8.9248
-24	8.9014	8.8313	-	-	-	-	-	8.9880
-23	9.0667	9.0916	-	-	-	-	-	9.1565
-22	-	9.2320	-	-	-	-	-	9.2604
-21	-	9.2384	-	-	-	-	-	9.3754
-20	-	9.2805	-	-	-	-	-	9.3366

เมื่อ CS คือ Converted Signal

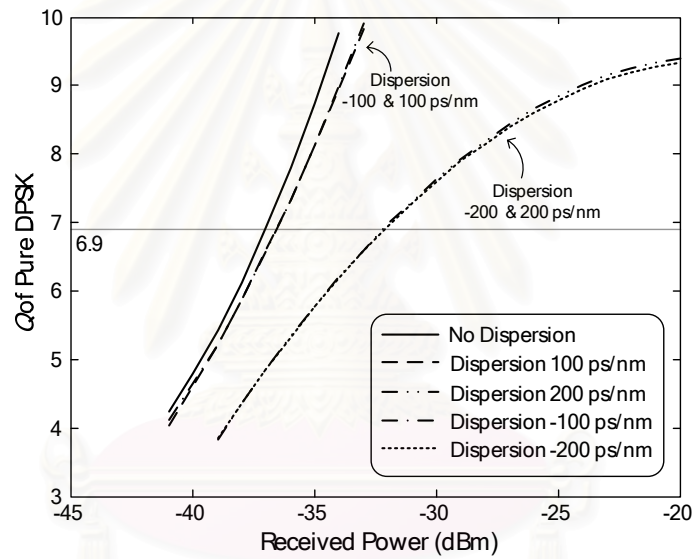
ตารางที่ 8.7 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตและสัญญาณ DPSK เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/km ที่กำลังของสัญญาณแสงค่าต่างๆ โดยมีอัตราบิตเป็น 40 Gbps

Dispersion (ps/nm)	-75		-50		50		75	
	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK	CS	DPSK
Received Power (dBm)								
-38	-	-	-	4.1175	3.9264	4.0612	-	-
-37	-	-	3.9415	4.4965	4.3883	4.4492	-	-
-36	-	4.1060	4.1856	4.9015	4.9744	4.9135	4.2288	4.1205
-35	-	4.2855	4.8205	5.5111	5.5683	5.4953	4.6530	4.3127
-34	3.8783	4.6514	5.3727	6.0425	6.1544	6.0054	4.9303	4.6787
-33	4.1793	5.0692	5.9131	6.8192	6.9365	6.8713	5.3507	5.1051
-32	4.4779	5.3620	6.5481	7.5507	7.6836	7.5181	5.8395	5.4412
-31	4.7589	5.6448	7.0389	7.8843	8.3576	7.8581	6.1832	5.6754
-30	4.9788	5.9498	7.4939	8.5430	9.4204	8.5426	6.8140	5.9313
-29	5.0745	6.1540	8.1387	9.1316	10.2091	9.3947	7.0036	6.2142
-28	5.3300	6.3315	8.6409	10.0615	-	10.0101	7.4703	6.3369
-27	5.5369	6.5421	9.0231	-	-	-	8.0087	6.5262
-26	5.6983	6.5935	9.6063	-	-	-	8.3644	6.6434
-25	5.7958	6.8523	10.1621	-	-	-	8.7330	6.8877
-24	5.9533	6.8919	-	-	-	-	9.0417	6.9298
-23	5.9605	7.0461	-	-	-	-	9.3156	6.9701
-22	-	7.0602	-	-	-	-	9.6136	7.1968
-21	-	7.1787	-	-	-	-	9.7906	7.2407
-20	-	7.2620	-	-	-	-	9.9742	7.2978
-19	-	7.2637	-	-	-	-	10.1438	7.2915
-18	-	7.3259	-	-	-	-	-	7.3401
-17	-	7.3148	-	-	-	-	-	7.2951

เมื่อ CS คือ Converted Signal

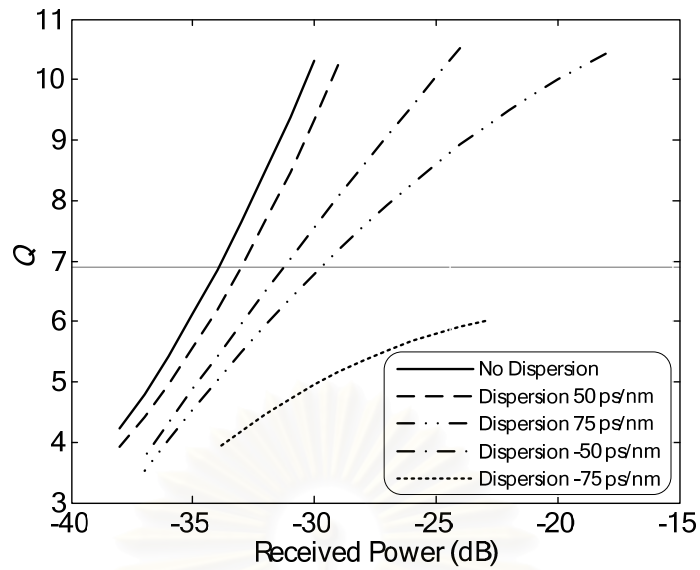


(ก)

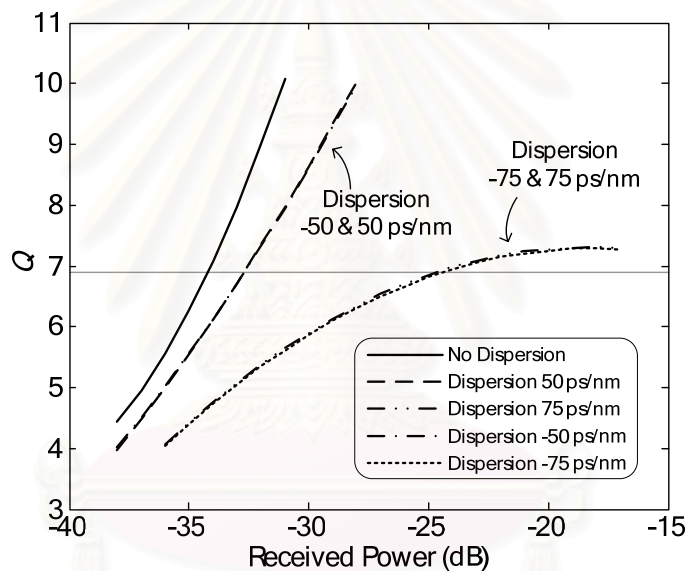


(ข)

รูปที่ 8.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณ (ก) ที่ผ่านการแปลงและ (ข) สัญญาณ DPSK ก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -200, -100, 100 และ 200 ps/nm โดยมีอัตราบิตเป็น 20 Gbps



(ก)

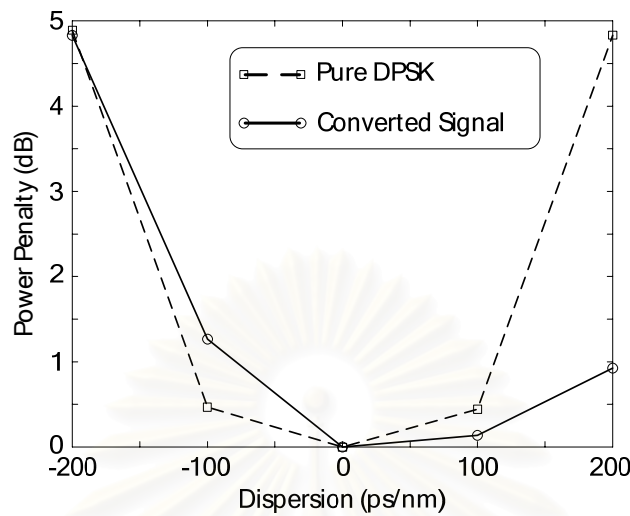


(ข)

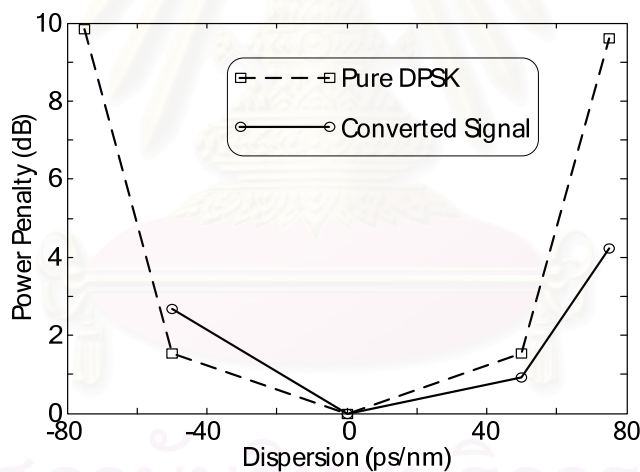
รูปที่ 8.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q และกำลังของสัญญาณ (ก) ที่ผ่านการแปลงและ (ข) สัญญาณ DPSK ก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อมีดิสเพอร์ชันเป็น -75, -50, 50 และ 75 ps/nm โดยมีอัตราบิตเป็น 40 Gbps

มาตรฐานของสัญญาณแสงที่มีคุณภาพดีต้องมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตอยู่ในช่วง 10^{-9} ถึง 10^{-12} ดังนั้นในโครงงานนี้จะใช้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ 10^{-12} เป็นตัวชี้วัดคุณภาพ ซึ่งจากบทที่ 2 พบว่าเราสามารถหาค่า Q แทนค่าอัตราความผิดพลาดบิตได้ โดยที่อัตราความผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} จะตรงกับค่า Q เป็น 6.9 ดังนั้นในการหาค่า Power penalty ที่ตำแหน่งค่า

Q เป็น 6.9 สำหรับการแปลงสัญญาณที่อัตราบิต 20 Gbps จะได้ดังรูปที่ 8.8 และสำหรับอัตราบิต 40 Gbps จะได้ดังรูปที่ 8.9



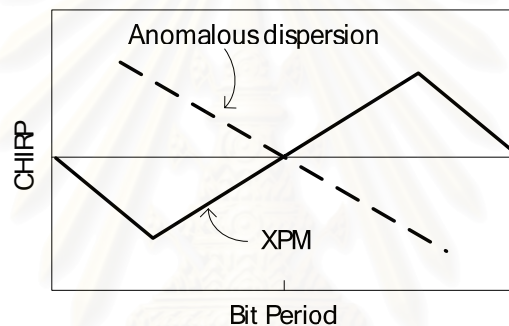
รูปที่ 8.8 ความทนต่อดิสเพอร์ชันของสัญญาณที่ผ่านการแปลงและสัญญาณ DPSK ที่อัตราข้อมูล 20 Gbps



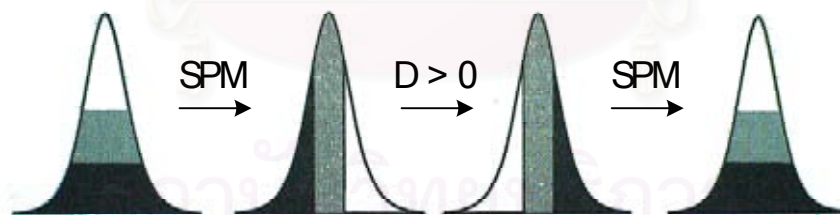
รูปที่ 8.9 ความทนต่อดิสเพอร์ชันของสัญญาณที่ผ่านการแปลงและสัญญาณ DPSK ที่อัตราข้อมูล 40 Gbps

จาก 286 รูปที่ 8.8 และ 287 รูปที่ 8.9 พบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงมีความทนต่อดิสเพอร์ชันในช่วงที่เป็นค่าลบหรือ Normal Dispersion ได้น้อยกว่าสัญญาณ DPSK แต่ในช่วงที่ดิสเพอร์ชันเป็นค่าบวกหรือ Anomalous dispersion สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีความทนต่อดิสเพอร์ชันได้มากกว่า เนื่องจากปรากฏการณ์ XPM ซึ่งจะทำพัลส์ของ Probe Signal ให้มี Nonlinear Positive Chirp ดังใน 288 รูปที่ 8.10 ซึ่งแสดง Chirp ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณ เห็นได้ว่า

บริเวณกลางของพัลส์จะมี Chirp ที่มีลักษณะเป็นเส้นตรงและมีความชันมากกว่า 0 หรือเรียกว่า Positive Chirp ดังนั้น chirp ในส่วนนี้จึงสามารถหักล้างกับ Negative Chirp ของ Anomalous dispersion ซึ่งแสดงใน 289 รูปที่ 8.10 เช่นกัน โดย Chirp ของ Anomalous dispersion จะมีลักษณะเป็นเส้นตรงมีความชันน้อยกว่า 0 ซึ่งลักษณะการหักล้างแบบนี้จะคล้ายกับการส่งสัญญาณแบบ Soliton ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่าง Chirp ของ SPM และดิสเพอร์ชัน ดังแสดงใน 290 รูปที่ 8.11 ซึ่งเห็นได้ว่าที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์สัญญาณตอนแรกมีองค์ประกอบความถี่ต่างๆ กระจายอยู่เท่ากัน (สีดำและสีขาวเป็นองค์ประกอบความถี่ต่ำและสูงตามลำดับ) เป็นองค์ประกอบปรากฏการณ์ SPM จะทำให้องค์ประกอบความถี่ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์เปลี่ยนไป โดยที่ลักษณะของพัลส์ยังคงเหมือนเดิม ส่วนดิสเพอร์ชันจะทำให้องค์ประกอบความถี่ที่ตำแหน่งต่างๆ ของพัลส์เปลี่ยนไปและยังทำให้พัลส์สัญญาณกว้างขึ้นด้วย ดังนั้นเมื่อให้เกิดปรากฏการณ์ทั้งสองพร้อมกันจะทำให้เกิดการหักล้างกันได้



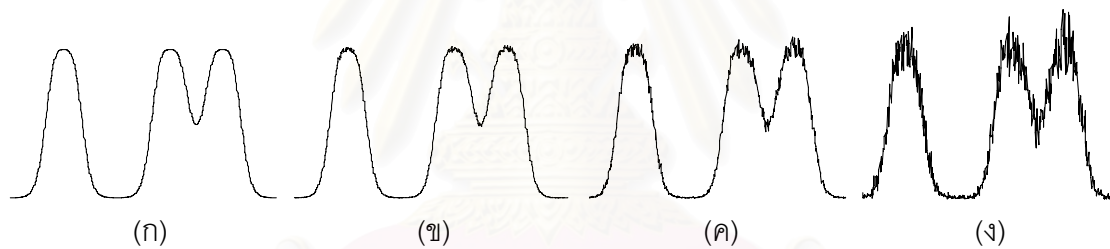
รูปที่ 8.10 Chirp ของ Anomalous dispersion และ XPM



รูปที่ 8.11 การหักล้างกันของ Positive chirp ของ SPM กับ Negative chirp ของ Anomalous dispersion ของปรากฏการณ์ Soliton

8.4 ผลกระทบของสัญญาณรบกวนในสัญญาณข้อมูลก่อนการแปลงการมอดูเลต ที่ผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

จากการจำลองก่อนหน้านี้ซึ่งได้ทำการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ โดยอาศัยสัญญาณ Data Signal ที่เป็นแบบอุดมคติเท่านั้น คือ Data Signal ออกมาจากเครื่องส่งสัญญาณโดยตรง แต่เนื่องจากการใช้งานจริงสัญญาณ Data Signal ที่เข้ามายังระบบแปลงการมอดูเลตนั้นจะมีสัญญาณรบกวนปะปนมาด้วย ทำให้ค่า OSNR ของสัญญาณมีค่าน้อยลง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบผลกระทบของสัญญาณรบกวน โดยเพิ่มสัญญาณรบกวนเข้าไปใน Data Signal ซึ่งแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนมาจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Amplifier) ที่ในการจำลองนี้จะใช้สัญญาณรบกวนแบบ Gaussian White Noise ทำให้พัลส์สัญญาณ Data Signal มีลักษณะดังรูปที่ 8.12 โดยที่สัญญาณรบกวนที่มาจากจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Noise figure) มีค่าเป็น 10, 20 และ 30 dB หรือ เทียบเป็นค่า OSNR ของสัญญาณได้เป็น 59.234, 48.820 และ 38.781 dB ตามลำดับ สำหรับอัตราบิตเป็น 20 Gbps และเป็น 58.578, 48.164 และ 38.125 dB สำหรับอัตราบิตเป็น 40 Gbps จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มปริมาณสัญญาณรบกวนให้มากขึ้นจะทำให้พัลส์สัญญาณมีการเปลี่ยนระดับกำลังสัญญาณไปมามากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ทำให้การเลื่อนเฟสของสัญญาณ Probe Signal ที่เกิดจากปรากฏการณ์ XPM มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไม่ต่อเนื่อง

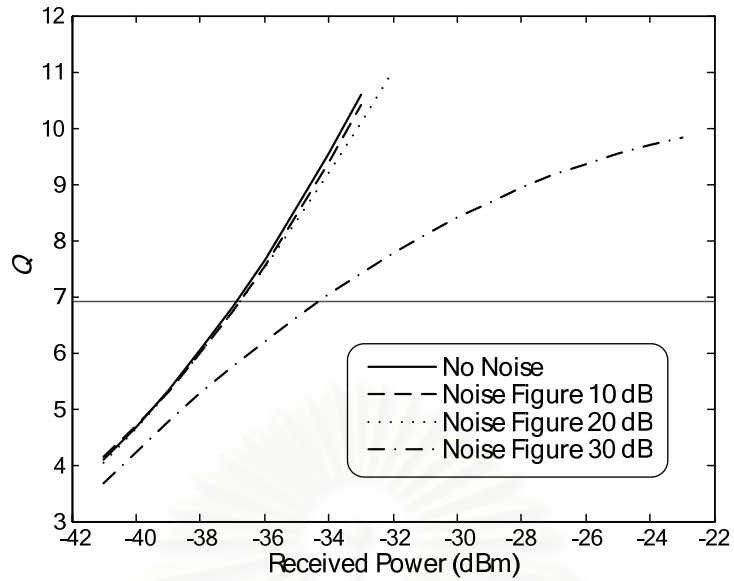


รูปที่ 8.12 พัลส์สัญญาณ Data Signal (ก) เมื่อไม่มีสัญญาณรบกวน
(ข) สัญญาณรบกวน 10 dB (ค) 20 dB (ง) 30 dB

ตารางที่ 8.8 และ 293 ตารางที่ 8.9 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อใส่สัญญาณรบกวนจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณเป็น 10, 20 และ 30 dB โดยทำการลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -23 สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และในช่วง -38 ถึง -23 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 8.13 และ 295 รูปที่ 8.14 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อใช้สัญญาณรบกวนค่าต่างๆ จะพบว่าเมื่อเพิ่มสัญญาณรบกวนจะทำให้มากขึ้นก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้ลดต่ำลงไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps

ตารางที่ 8.8 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 20 Gbps

Noise Figure (dB) \ Received Power (dBm)	10	20	30
-41	4.2262	4.0572	3.8262
-40	4.5973	4.5969	4.2117
-39	5.2542	5.2746	4.7364
-38	6.0512	6.0421	5.2866
-37	6.8095	6.7374	5.6111
-36	7.4721	7.5056	6.1489
-35	8.5040	8.2883	6.6098
-34	9.3019	9.2689	7.0126
-33	10.4458	9.9594	7.3270
-32	-	11.1127	7.7076
-31	-	-	8.2726
-30	-	-	8.4667
-29	-	-	8.6501
-28	-	-	9.0196
-27	-	-	9.1917
-26	-	-	9.3296
-25	-	-	9.6204
-24	-	-	9.6375
-23	-	-	9.7585

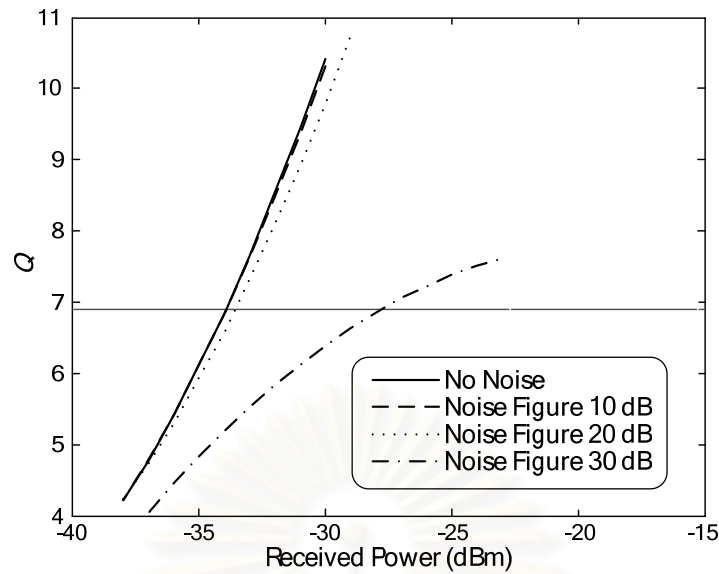


รูปที่ 8.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10 dB, 20dB, 30dB เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 8.9 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 40 Gbps

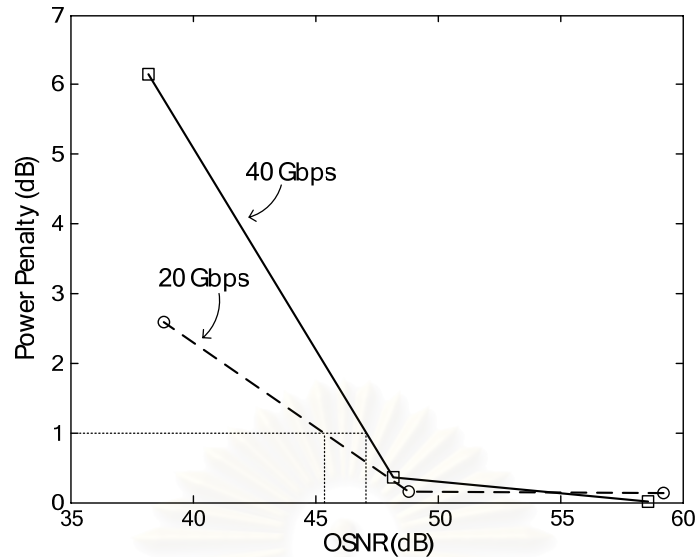
Noise Figure (dB) \ Received Power (dBm)	10	20	30
-38	4.1334	4.2063	-
-37	4.8768	4.7384	4.0603
-36	5.4364	5.2005	4.4941
-35	6.1644	6.0531	4.8019
-34	6.8671	6.7145	5.1235
-33	7.7193	7.4202	5.6132
-32	8.3767	7.8998	5.8258
-31	9.3256	8.8482	5.9442
-30	10.5663	9.6761	6.4612
-29	-	10.8684	6.7266
-28	-	-	6.9307
-27	-	-	7.0792
-26	-	-	7.1893
-25	-	-	7.2742
-24	-	-	7.5400
-23	-	-	7.6493



รูปที่ 8.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10 dB, 20dB, 30dB เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps

ในรูปที่ 8.15 ซึ่งแสดงค่า Power penalty สัญญาณที่ทำให้ค่าอัตราการผลิตบิต เป็น 10^{-12} เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps พบว่าเมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีค่า OSNR มากกว่า 45 dB สัญญาณแสงจะต้องใช้ค่า Power penalty ที่น้อย ซึ่งหมายถึงคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตลดลงจาก สัญญาณ Data Signal แบบที่ไม่มีสัญญาณรบกวนเพียงเล็กน้อย

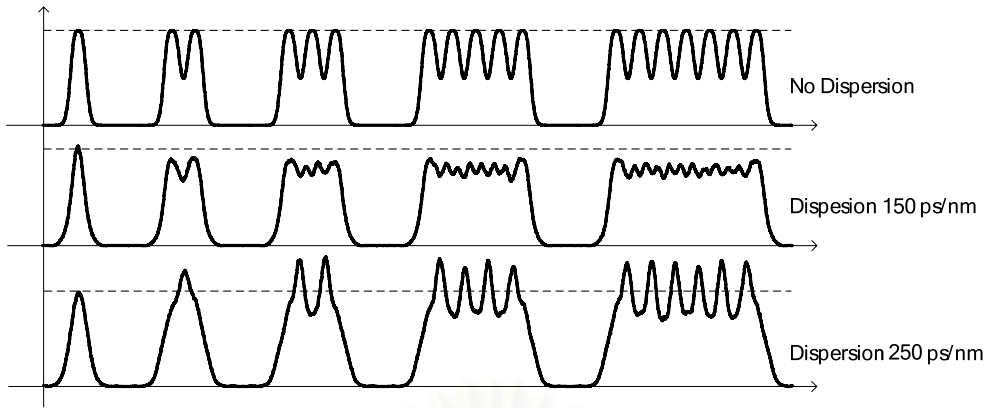
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 8.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่า OSNR ของสัญญาณ Data Signal เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

8.5 ผลกระทบของดิสเพอร์ชันในสัญญาณข้อมูลก่อนการแปลงรูปแบบ ที่ผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

สิ่งที่ลดทอนคุณภาพของสัญญาณ Data Signal ที่เข้ามาในระบบแปลงการมอดูเลต นอกจากจะมีสัญญาณรบกวนที่ได้ทดสอบไปแล้วในหัวข้อก่อนหน้านี้แล้ว ยังมีปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน ซึ่งส่งผลให้พัลส์สัญญาณกว้างขึ้นและกำลังค่ายอดลดลง ดังนั้นดิสเพอร์ชันจะส่งผลกระทบต่อคุณภาพในระบบแปลงการมอดูเลตเนื่องสัญญาณ Data Signal จะต้องมีกำลังค่ายอดของสัญญาณที่เหมาะสมจึงจะสามารถเปลี่ยนเฟสของ Probe Signal ได้พอดี ดังนั้นดิสเพอร์ชันใน Data Signal จะทำให้กำลังของพัลส์สัญญาณลดลง และถ้ายิ่งเพิ่มค่าดิสเพอร์ชันขึ้นไปอีกจะทำให้กำลังของสัญญาณมีความหลากหลายมากขึ้นโดยขึ้นอยู่กับรูปแบบของบิตดังแสดงในรูปที่ 8.16 โดยเส้นประคือระดับกำลังงานค่ายอดที่เหมาะสมสำหรับระบบแปลงการมอดูเลตสัญญาณ จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มดิสเพอร์ชันเป็น 150 ps/nm กำลังงานค่ายอดของสัญญาณจะลดลงพวๆ กันในแต่ละบิต และเมื่อดิสเพอร์ชันขึ้นไปอีกเป็น 250 ps/nm พบว่ากำลังงานยอดมีการแกว่งตัวที่สูงมากและรูปร่างของพัลส์ผิดเพี้ยนไปมากทำให้คุณภาพของสัญญาณ Probe Signal ที่ผ่านการแปลงลดลง



รูปที่ 8.16 ลักษณะพัลส์ของสัญญาณที่อัตราบิตเป็น 20 Gbps
เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันเป็น 150 และ 250 ps/nm

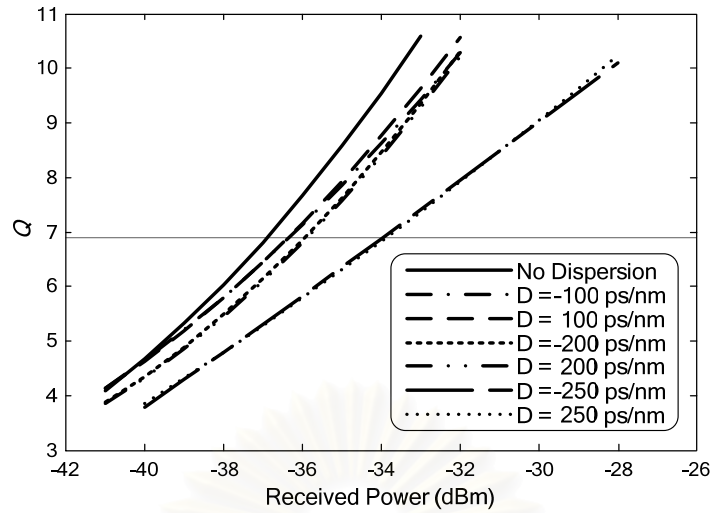
298 ตารางที่ 8.10 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อมีดิสเพอร์ชันในสัญญาณเป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -28 dBm สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และ 299 ตารางที่ 8.11 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อมีดิสเพอร์ชันในสัญญาณเป็น -75, -50, -25, 25, 50, 75 ps/nm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -38 ถึง -17 dBm สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วนรูปที่ 8.17 และ 301 รูปที่ 8.18 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ เมื่อสัญญาณมีดิสเพอร์ชันเพิ่มขึ้นไม่ว่าจะเป็น Normal หรือ Anomalous Dispersion (ค่าลบหรือบวก) ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้ลดต่ำลงไม่ว่าใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 8.10 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเมื่อมีดิสเพอร์ชันใน สัญญาณเป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm ที่อัตราบิต 20 Gbps

Dispersion (ps/nm) Received Power (dBm)	-250	-200	-100	100	200	250
-41	-	3.8408	4.1453	4.1337	3.8307	-
-40	3.8186	4.3844	4.5851	4.6045	4.3072	3.9055
-39	4.2060	4.9608	5.2208	5.1848	4.9602	4.2368
-38	4.9323	5.4140	5.8436	5.7683	5.4313	4.8886
-37	5.2654	6.0668	6.3993	6.5295	6.0848	5.2565
-36	5.6484	6.8461	7.1460	7.3268	6.6582	5.6780
-35	6.4528	7.6880	7.9297	7.7521	7.6079	6.3547
-34	6.8826	8.3827	8.5913	8.6280	8.5211	6.8525
-33	7.5402	9.5190	9.3329	9.7287	9.2233	7.3923
-32	7.8914	10.2209	10.3398	10.5928	10.2045	7.7990
-31	8.4212	-	-	-	-	8.5606
-30	9.1636	-	-	-	-	9.1604
-29	9.2718	-	-	-	-	9.6121
-28	10.2568	-	-	-	-	10.1867

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

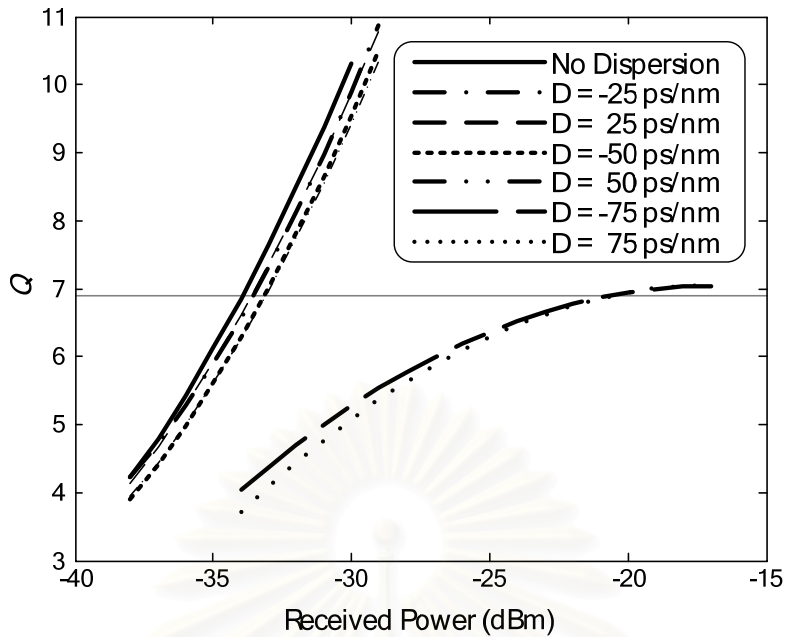


รูปที่ 8.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันใน Data Signal เป็น -250, -200, -100, 100, 200, 250 ps/nm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

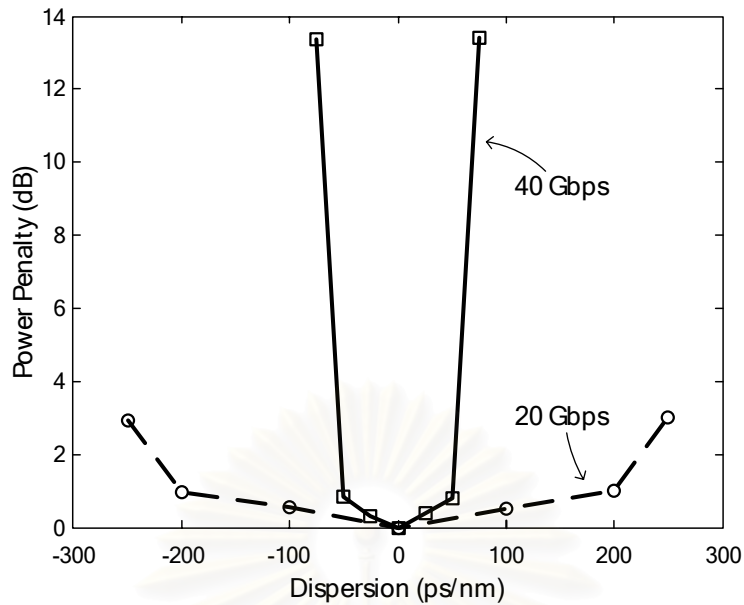
ตารางที่ 8.11 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีสัญญาณรบกวนใน Data Signal เป็น 10, 20 และ 30 dB ที่อัตราบิต 40 Gbps

Dispersion (ps/nm) Received Power (dBm)	-75	-50	-25	25	50	75
-38	-	3.8905	4.1434	4.1780	3.8318	-
-37	-	4.4312	4.6455	4.7092	4.3593	-
-36	-	5.0488	5.3198	5.3147	5.0560	-
-35	-	5.6689	5.8627	5.8853	5.7450	-
-34	4.0232	6.3527	6.6727	6.7232	6.2815	3.8318
-33	4.4739	6.9640	7.4191	7.3198	7.0450	4.3593
-32	4.6146	7.6574	8.0225	7.9796	7.7083	5.0560
-31	4.9136	8.4977	8.9796	8.7724	8.4460	5.7450
-30	5.3018	9.2945	9.8905	10.0644	9.5864	6.2815
-29	5.5119	10.4762	10.7772	10.868	10.6028	7.0450
-28	5.8297	-	-	-	-	7.7083
-27	6.0051	-	-	-	-	8.4460
-26	6.2365	-	-	-	-	9.5864
-25	6.3727	-	-	-	-	10.6028
-24	6.5913	-	-	-	-	3.8318
-23	6.6572	-	-	-	-	4.3593
-22	6.7044	-	-	-	-	5.0560
-21	6.7972	-	-	-	-	5.7450
-20	6.8872	-	-	-	-	6.2815
-19	6.9849	-	-	-	-	7.0450
-18	7.1082	-	-	-	-	7.7083
-17	7.0609	-	-	-	-	8.4460



รูปที่ 8.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อไม่มีและมีดิสเพอร์ชันใน Data Signal เป็น $-75, -50, -25, 25, 50, 75$ ps/nm เมื่อใช้อัตรา 40 Gbps

ในรูปที่ 8.19 ซึ่งแสดงค่า Power penalty สัญญาณที่ทำให้ค่าอัตราการผิดพลาดบิต เป็น 10^{-12} เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 พบว่าสัญญาณ Data Signal ที่มีดิสเพอร์ชันในช่วง -200 ถึง 200 ps/nm สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีค่า Power penalty ที่น้อย และเมื่อใช้อัตราบิตเป็น 40 พบว่าสัญญาณ Data Signal ที่มีดิสเพอร์ชันในช่วง -50 ถึง 50 ps/nm สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีค่า Power penalty ที่น้อยเช่นกัน ซึ่งการที่มี Power penalty ที่น้อยหมายถึงคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตจะลดลงจาก สัญญาณที่ไม่มีดิสเพอร์ชันเพียงเล็กน้อยด้วย และนอกจากนี้ยังพบว่ากราฟทั้ง 2 จะมีลักษณะที่สมมาตรกันทั้งด้านที่มีดิสเพอร์ชันเป็นค่าบวก และลบ เนื่องจากความแตกต่างของดิสเพอร์ชันค่าบวกและลบจะต่างกันตรงที่องค์ประกอบความถี่ย่อยภายในเท่านั้น แต่ระบบแปลงการมอดูเลตนี้จะอาศัยเฉพาะกำลังของสัญญาณ Data Signal เพื่อใช้ในการเปลี่ยนเฟสของสัญญาณ Probe Signal เท่านั้น ดังนั้นไม่ว่าจะมีดิสเพอร์ชันเป็นบวกหรือลบก็จะมีลักษณะของกำลังสัญญาณที่เหมือนกัน ผลการจำลองจึงได้สัญญาณที่มีคุณภาพใกล้เคียงกันไม่ว่าสัญญาณ Data Signal จะมีดิสเพอร์ชันค่าบวกหรือลบ



รูปที่ 8.19 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่าดีสเพอร์ชันของสัญญาณ Data Signal เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

8.6 ผลกระทบของการเปลี่ยนกำลังของสัญญาณข้อมูลไปจากค่าที่เหมาะสม ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

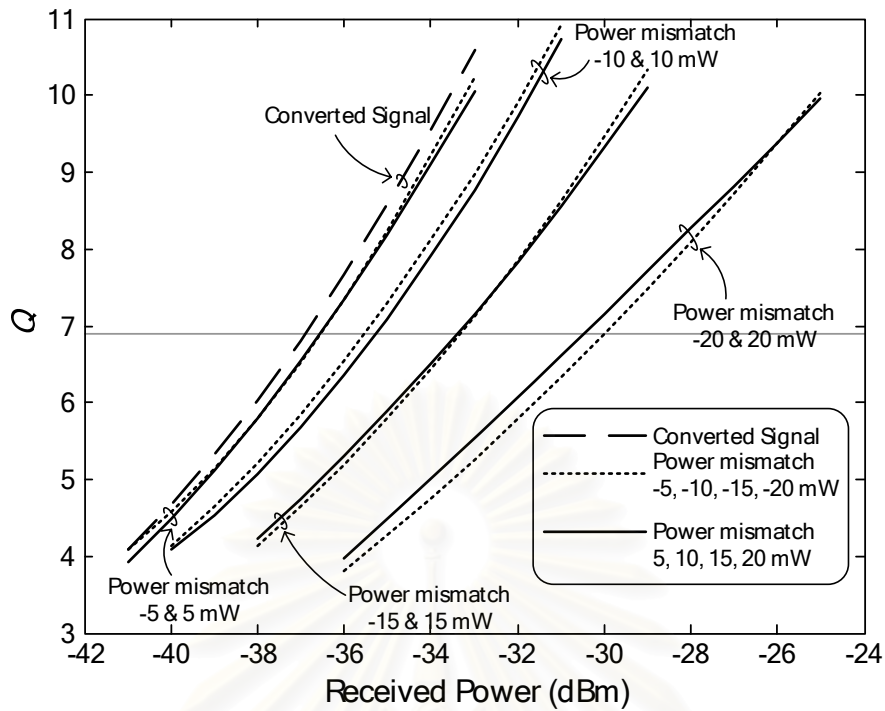
เนื่องจากระบบแปลงการมอดูเลตในโครงงานนี้ได้ออกแบบในสัญญาณ Data Signal ที่เข้ามีจุดทำงานที่ตามตัว คือจะต้องมีกำลังงานค่ายอดที่เหมาะสมเป็น 37.8 mW ถึงจะทำให้สัญญาณ Probe Signal มีเฟสที่เลื่อนไป π rad พอดี ดังนั้นถ้ากำลังงานค่ายอดของสัญญาณ Data Signal เพิ่มขึ้นหรือลดลงจากค่านี้ จะทำให้คุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณลดลง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงได้ทำการทดสอบการเปลี่ยนกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data Signal ได้จากจุดที่เหมาะสม เพื่อหาช่วงของกำลังค่ายอดที่ระบบแปลงการมอดูเลตนี้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

303ตารางที่ 8.12 และ304ตารางที่ 8.13 ตารางที่ 8.10แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -25 dBm สำหรับอัตราบิต 20 และในช่วง -38 ถึง -24 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วน306รูปที่ 8.20 และ307รูปที่ 8.21 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ พบว่าเมื่อกำลัง

ค่ายอดของสัญญาณ Data Signal ยิ่งเปลี่ยนไปจากค่าที่เหมาะสมมาก ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้จากการแปลงลดต่ำลง ไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps ก็ตาม

ตารางที่ 8.12 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อกำลังค่ายอดของสัญญาณ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW ที่อัตราบิต 20 Gbps

Power (mW) Received Power (dBm)	17.8	22.8	27.8	32.8	42.8	47.8	52.8	57.8
-41	-	-	-	4.0272	3.9713	-	-	-
-40	-	-	4.1218	4.5936	4.4728	4.0248	-	-
-39	-	-	4.6404	5.1773	5.0647	4.6321	-	-
-38	-	4.0880	5.1927	5.8319	5.736	5.0785	4.0248	-
-37	-	4.6194	5.8648	6.5667	6.5798	5.6967	4.6321	-
-36	3.7983	5.2325	6.5957	7.2816	7.495	6.2915	5.0785	4.1088
-35	4.2365	5.8706	7.3074	8.1729	8.0924	7.0304	5.6967	4.3896
-34	4.7097	6.5443	8.0365	9.1673	9.0476	7.8565	6.2915	4.8901
-33	5.3242	7.0716	8.9861	10.3089	10.0637	8.9205	7.0304	5.5355
-32	5.8144	7.7637	9.8501	-	-	9.656	7.8565	6.0549
-31	6.4233	8.5727	10.991	-	-	10.7253	8.9205	6.7663
-30	6.8043	9.4240	-	-	-	-	9.656	7.0696
-29	7.4215	10.4211	-	-	-	-	10.7253	7.597
-28	8.2297	-	-	-	-	-	-	8.3605
-27	8.6336	-	-	-	-	-	-	9.0566
-26	9.2922	-	-	-	-	-	-	9.2552
-25	10.1149	-	-	-	-	-	-	9.9022



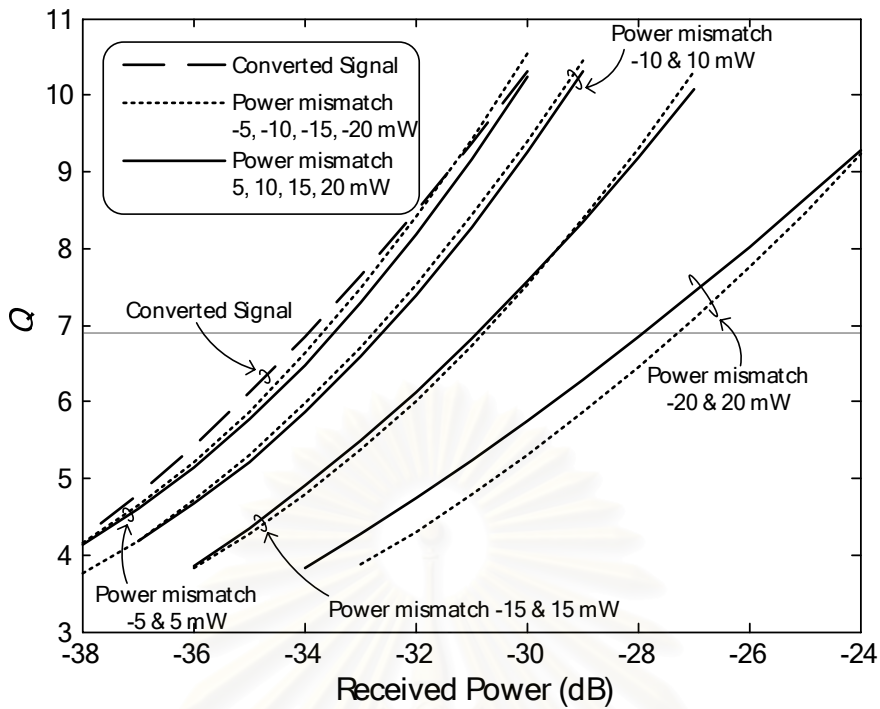
รูปที่ 8.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีกำลังค่ายอดของ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 8.13 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อกำลังจ่ายอดของสัญญาณ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW ที่อัตราบิต 40

Gbps

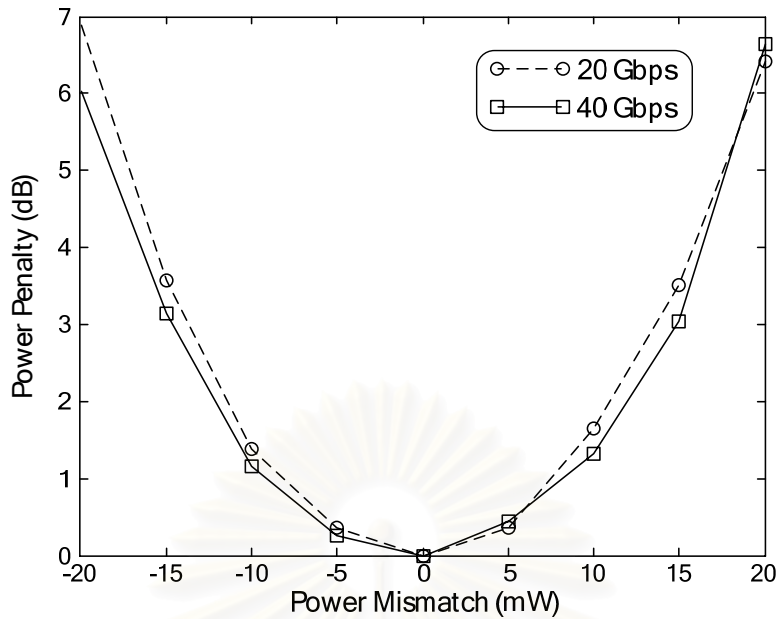
Power (mW) Received Power (dBm)	17.8	22.8	27.8	32.8	42.8	47.8	52.8	57.8
-38	-	-	3.8098	4.0937	4.0962	-	-	-
-37	-	-	4.1011	4.6635	4.6056	4.0444	-	-
-36	-	3.7302	4.6981	5.223	5.1584	4.7439	3.8125	-
-35	-	4.3352	5.2851	6.0079	5.851	5.3046	4.4025	-
-34	-	4.9334	6.047	6.6873	6.5503	6.0696	4.8086	3.8421
-33	3.8946	5.3522	6.7158	7.3386	7.2159	6.5354	5.5905	4.3156
-32	4.2564	5.9762	7.6696	8.2755	8.0715	7.1899	6.2656	4.7251
-31	4.8515	6.7124	8.2243	9.4778	9.143	8.2213	6.7871	5.1607
-30	5.2137	7.4689	9.433	10.5963	10.3053	9.2557	7.5036	5.7211
-29	5.9029	8.4674	10.489	-	-	10.4161	8.1936	6.4091
-28	6.5553	9.1156	-	-	-	-	9.2337	6.7507
-27	6.8208	10.4445	-	-	-	-	10.1522	7.4325
-26	7.9632	-	-	-	-	-	-	8.0783
-25	8.4754	-	-	-	-	-	-	8.7635
-24	9.1835	-	-	-	-	-	-	9.1758



รูปที่ 8.21 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อมีกำลังค่ายอดของ Data Signal เปลี่ยนจะค่าที่เหมาะสมไป -20, -15, -10, -5, 5, 10, 15 และ 20 mW เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps

ในรูปที่ 8.22 ซึ่งแสดงค่า Power penalty สัญญาณที่ทำให้ค่าอัตราการผลิตบิต เป็น 10^{-12} เมื่อเทียบกับค่า Power Mismatch เมื่อใช้อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps พบว่า สัญญาณ Data Signal ที่มีกำลังค่ายอดต่างกับกำลังค่ายอดที่เหมาะสมอยู่ในช่วงระหว่าง -10 ถึง 10 mW สัญญาณที่ผ่านการแปลงจะมีค่า Power penalty ที่น้อย ซึ่งการที่ Power penalty มีค่าน้อย หมายถึงคุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตจะลดลงจาก เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีกำลังค่ายอดที่เหมาะสมคือ 37.8 mW เพียงเล็กน้อย

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 8.22 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และค่าตามแตกต่างของกำลังสัญญาณ Data Signal กับค่าที่เหมาะสม (Power Mismatch) ที่ 20 และ 40 Gbps

8.7 ผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณข้อมูลไปจากค่าที่เหมาะสมที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

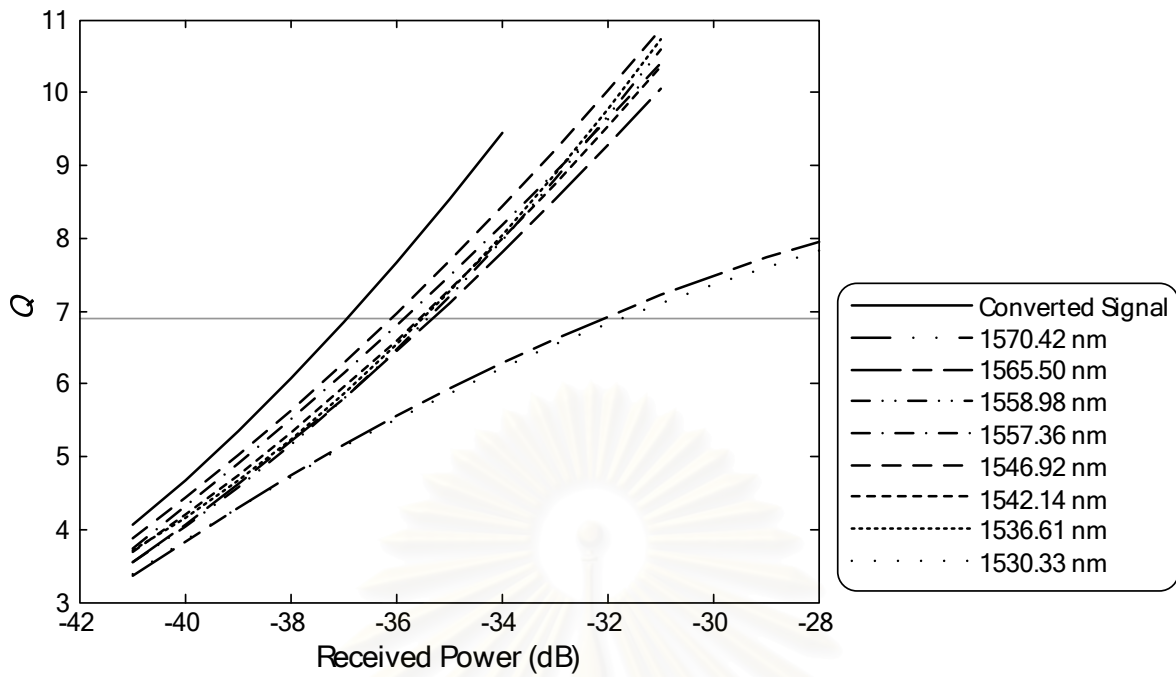
จากการออกแบบระบบในบทที่ 3 เราใช้ความยาวคลื่นของ Data Signal กับ Probe Signal ให้มีความเร็วกลุ่มที่เท่ากัน ซึ่งก็คืออยู่ในตำแหน่งที่ห่างจาก ZDWL เท่าๆ กันเพื่อให้ XPM มีประสิทธิภาพสูงที่สุด ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการทดสอบผลกระทบของการเปลี่ยนความยาวคลื่นของ Data Signal ไปจากค่าที่เหมาะสม เพื่อหาช่วงความยาวคลื่นที่ระบบแปลงการมอดูเลตสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

309ตารางที่ 8.14 และ310ตารางที่ 8.15 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณ Data signal เป็น 1546.92, 1542.14, 1536.63 และ 1530.33 nm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -28 dBm สำหรับอัตราบิต 20 และในช่วง -38 ถึง -27 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วน311รูปที่ 8.23 และ312รูปที่ 8.24 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ พบว่าเมื่อความยาวคลื่นของสัญญาณของสัญญาณ Data Signal ยิ่งเปลี่ยนไปจากค่า 1547.72 nm มาก ก็จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ได้จากการแปลงลดต่ำลง ไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 และ 40 Gbps ก็ตาม

ตารางที่ 8.14 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal
 ที่มีความยาวคลื่นเป็น 1546.92, 1542.14, 1536.61 และ 1530.33 nm ที่อัตราบิต 20 Gbps

Wavelength (nm) Received Power (dBm)	1570.42	1565.50	1558.98	1557.36	1546.92	1542.14	1536.61	1530.33
-41	3.4244	3.5968	3.5365	3.8211	3.9312	3.7328	3.6407	3.4262
-40	3.8825	4.0806	4.0448	4.2781	4.3319	4.0842	4.1856	3.9272
-39	4.2092	4.5237	4.6754	4.8948	5.0957	4.7423	4.7503	4.1744
-38	4.7330	5.1896	5.1369	5.4371	5.6541	5.3640	5.2495	4.7624
-37	5.0090	5.8814	5.8058	6.1216	6.2757	6.1196	5.9527	5.0308
-36	5.6222	6.3386	6.3536	6.8402	6.9328	6.5315	6.4593	5.6131
-35	5.9512	7.1420	7.1728	7.4156	7.6729	7.2707	7.1850	5.9044
-34	6.2321	7.9415	8.1354	8.3417	8.3586	7.8550	8.0294	6.1488
-33	6.5703	8.4947	8.8980	8.8871	9.4014	8.7923	8.8713	6.4862
-32	7.0420	9.2008	9.4780	9.6744	9.9396	9.6500	9.8720	6.8744
-31	7.3698	10.0843	10.6472	10.3332	10.8574	10.3036	10.7046	7.2008
-30	7.3654	-	-	-	-	-	-	7.3681
-29	7.8019	-	-	-	-	-	-	7.5776
-28	7.8616	-	-	-	-	-	-	7.7960

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



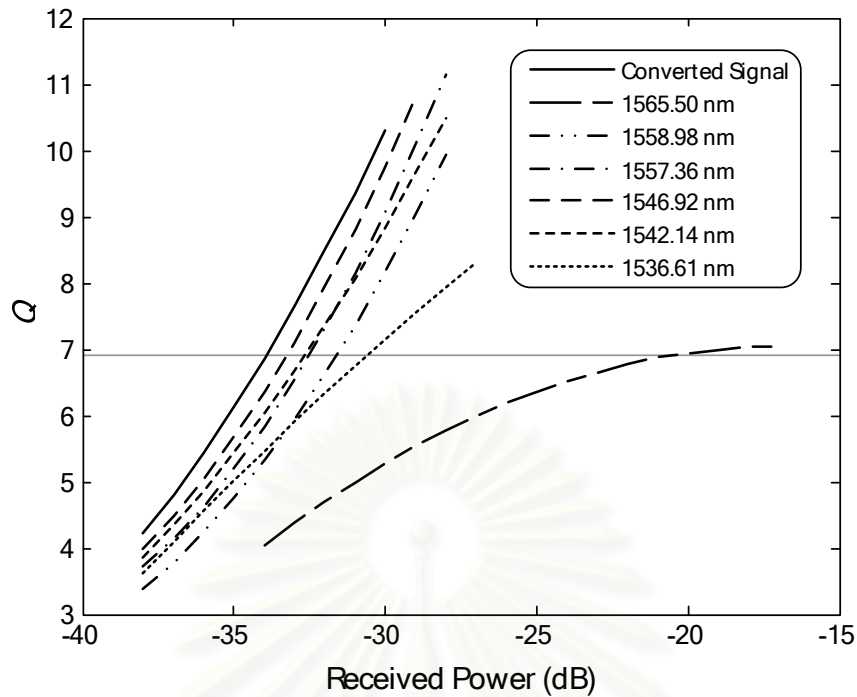
รูปที่ 8.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อ Data Signal มีความยาวคลื่นเป็น 1547.72 (Converted Signal), 1546.92, 1546.12 และ 1545.32 nm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 8.15 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อใช้สัญญาณ Data Signal ที่มีความยาวคลื่นเป็น 1546.92, 1546.12, 1545.32 และ 1544.53 nm ที่อัตราบิต 40 Gbps

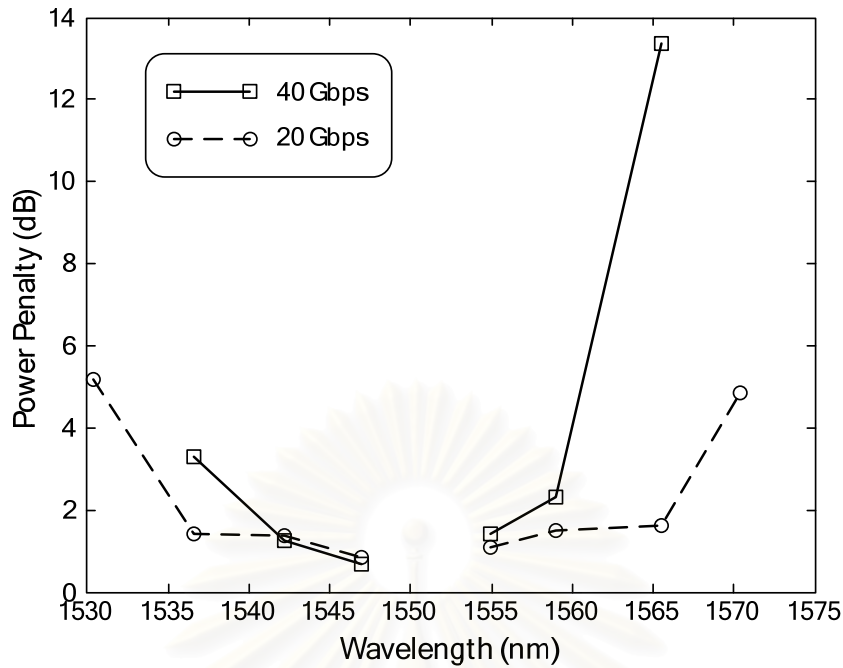
Wavelength (nm) Received Power (dBm)	1565.50	1558.98	1557.36	1546.92	1542.14	1536.61
-38	3.4431	3.2704	3.7249	3.8853	3.8139	3.6909
-37	3.6637	3.8913	4.1523	4.4867	4.3558	4.0618
-36	4.0875	4.2840	4.6290	5.2003	4.8600	4.4878
-35	4.2973	4.7207	5.2267	5.6972	5.5482	4.9581
-34	4.5862	5.3508	5.7924	6.4343	6.1015	5.4509
-33	4.9349	5.9837	6.5355	7.0041	6.5979	5.9982
-32	5.1797	6.6107	7.2892	7.9009	7.1595	6.3078
-31	5.5501	7.3715	8.0213	8.6412	8.2861	6.6835
-30	5.7938	8.0738	9.1346	9.7683	8.8364	7.1338
-29	5.8230	8.8771	10.2682	10.8836	9.4446	7.7719
-28	6.1315	10.0776	11.0019	12.0965	10.6192	7.8935
-27	6.2582	-	-	-	-	8.2251

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 8.24 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อ Data Signal มีความยาวคลื่นเป็น 1565.50, 1558.98, 1557.36, 1547.72 (Converted Signal), 1546.92, 1546.12 และ 1545.32 nm เมื่อใช้อัตราบิต 40 Gbps

เมื่อพิจารณากำลังของสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ ที่ทำให้สัญญาณที่รับได้มีค่า Q เป็น 6.9 หรืออัตราการผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} ของสัญญาณที่อัตราบิต 20 และ 40 Gbps จะพบว่าเมื่อเปลี่ยนความยาวคลื่นของสัญญาณ Data Signal ไปจากค่าที่เหมาะสมคือ 1547.72 nm มาก จะทำให้คุณภาพของสัญญาณที่ผ่านการแปลงลดลงเนื่องจากความเร็วกลุ่มของสัญญาณ Probe Signal และ Data Signal แตกต่างกันมากขึ้น หรือเรียกว่าปรากฏการณ์ Walk-off effect นั้นเอง โดยมีช่วงแบนด์วิดท์ในการแปลงสัญญาณ Data Signal เป็น 18.45 nm หรือเป็น 2.3 THz สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และเป็น 6.4 nm หรือเป็น 0.7 THz สำหรับอัตราบิต 40 Gbps



รูปที่ 8.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และความยาวคลื่นของสัญญาณ Data Signal เมื่อมีอัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

8.8 ผลกระทบของความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงทั้งสอง ที่มีผลต่อคุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณ

จากการออกแบบระบบในบทที่ 3 ซึ่งใช้เส้นใยแสงที่มีคุณสมบัติที่เหมือนกันและมีความยาวที่เท่ากัน แต่ในลักษณะการใช้งานจริงเส้นใยแสงที่ใช้ทั้งสองเส้นอาจมีความยาวที่ไม่เท่ากันพอดี ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงทำการศึกษาผลกระทบในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณเมื่อเส้นใยแสงแบบไม่เป็นเชิงเส้นสูงทั้งสองเส้นมีความยาวที่ไม่เท่ากัน โดยทำการหาช่วงความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงที่ระบบการแปลงยังคงสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

313ตารางที่ 8.16 และ314ตารางที่ 8.17 แสดงผลการจำลองเพื่อหาค่า Q เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm โดยทำลดทอนกำลังของสัญญาณแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณด้วย Attenuator ให้อยู่ในช่วง -41 ถึง -30 dBm สำหรับอัตราบิต 20 และในช่วง -38 ถึง -28 สำหรับอัตราบิต 40 Gbps ส่วน315รูปที่ 8.26 และ316รูปที่ 8.27 ซึ่งแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลง กับกำลังงานแสงก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ พบว่าเมื่อความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงมากขึ้นจะทำให้คุณภาพในการแปลงการมอดูเลตสัญญาณลดลง ไม่ว่าจะใช้อัตราบิตที่ 20 หรือ 40 Gbps ก็ตาม

จาก 317 รูปที่ 8.28 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า Power penalty และความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงเมื่อพิจารณาที่อัตราการผิดพลาดบิตเป็น 10^{-12} ที่อัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps โดยพบว่าที่อัตราบิตต่ำมีความทนต่อความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสง ได้มากกว่าอัตราบิตสูงเนื่องจากความกว้างของพัลส์สัญญาณมีมีอัตราบิตต่ำจะกว้างกว่าอัตราบิตสูง และยังพบว่าที่อัตราบิต 20 Gbps ระบบแปลงการมอดูเลตสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อมีความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงไม่เกิน 8 mm และที่อัตราบิต 40 Gbps ระบบแปลงการมอดูเลตสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อมีความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสงไม่เกิน 2 mm

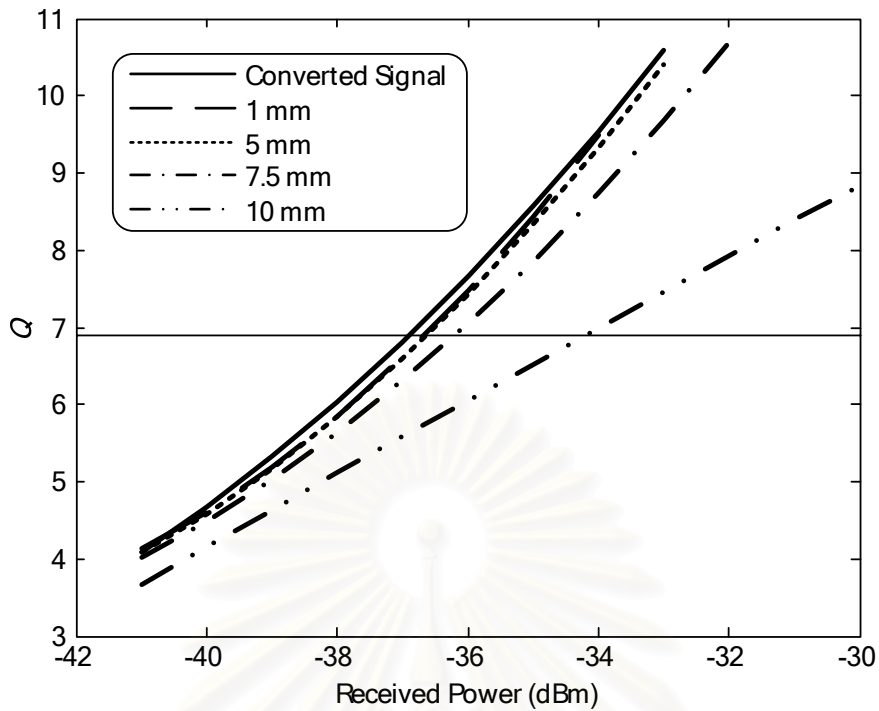
ตารางที่ 8.16 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm ที่อัตราบิต 20 Gbps

Mismatch length (mm)	1	5	7.5	10
Received Power (dBm)				
-41	4.0759	4.0238	3.8721	3.7111
-40	4.6261	4.5929	4.6613	4.1651
-39	5.1984	5.2170	4.9783	4.5753
-38	5.9300	5.9039	5.7047	5.1099
-37	6.6745	6.6781	6.2892	5.5187
-36	7.3430	7.2953	7.0524	5.9860
-35	8.2766	8.2997	7.9702	6.5509
-34	9.6212	9.2774	8.5573	7.0092
-33	-	10.5016	9.5384	7.5750
-32	-	-	10.8539	8.0165
-31	-	-	-	8.2496
-30	-	-	-	8.8358

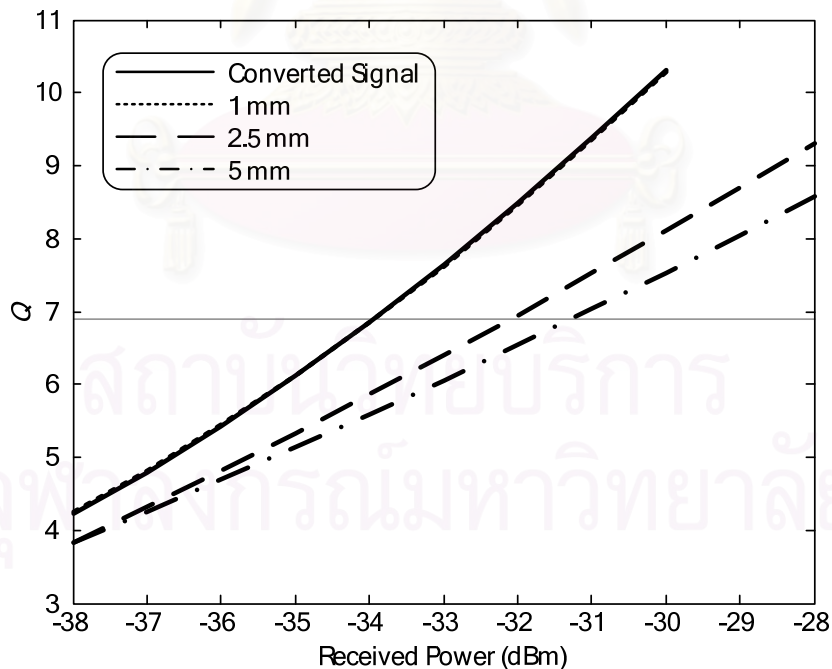
ตารางที่ 8.17 ค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต
เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 2.5 และ 5 mm ที่อัตราบิต 40 Gbps

Mismatch length (mm) Received Power (dBm)	1	2.5	5
-38	4.2238	3.8579	3.8164
-37	4.8893	4.3085	4.2431
-36	5.4145	4.8440	4.7844
-35	6.0413	5.3253	5.0738
-34	6.8732	5.8259	5.5607
-33	7.7323	6.3082	6.0433
-32	8.4290	6.9234	6.5426
-31	9.2932	7.5444	7.0065
-30	10.3199	8.2717	7.5853
-29	-	8.7069	8.0642
-28	-	9.2169	8.5356

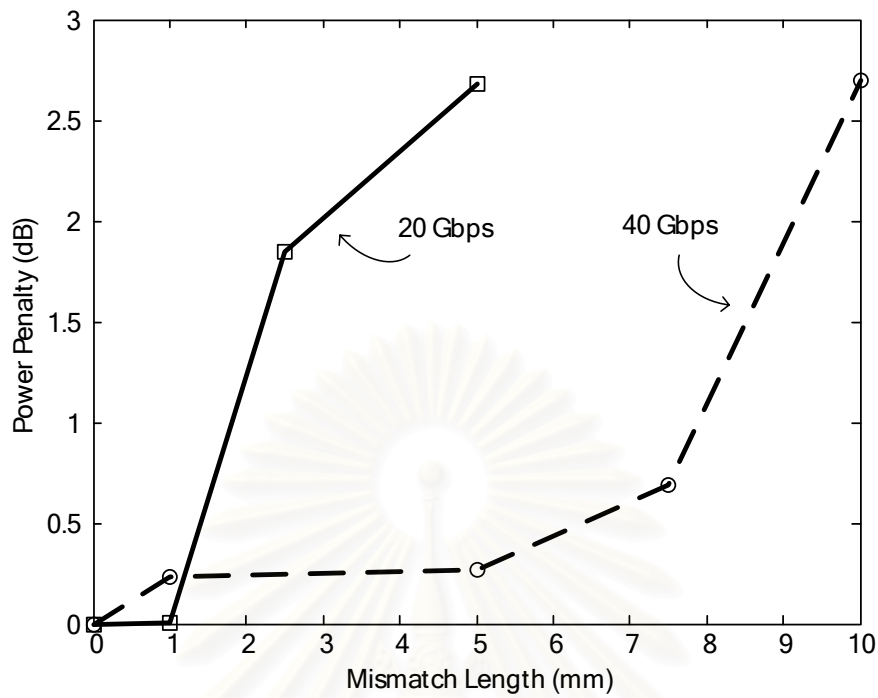
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 8.26 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลต เมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 5, 7.5 และ 10 mm เมื่อใช้อัตราบิต 20 Gbps



รูปที่ 8.27 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังสัญญาณก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ และค่า Q ของสัญญาณที่ผ่านการแปลงการมอดูเลตเมื่อเส้นใยแสงที่ใช้มีความยาวต่างกัน 1, 2.5 และ 5 mm ที่อัตราบิต 40 Gbps



รูปที่ 8.28 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Power penalty และความแตกต่างของความยาวเส้นใยแสง เมื่อมีอัตราบิตเป็น 20 และ 40 Gbps

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 9 สรุป

โครงการนี้ศึกษาการแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเค โดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM เนื่องจากโครงข่ายทางแสงในอนาคตมีแนวโน้มในการเปลี่ยนไปใช้การมอดูเลตแบบเชิงมุมโดยเฉพาะอย่างยิ่งสัญญาณแบบดีพีเอสเค ซึ่งมีข้อดีกว่าสัญญาณแบบเปิดปิดถึง 3 dB ดังนั้นในช่วงรอยต่อของการยกระดับ (Upgrade) โครงข่ายไม่สามารถหลีกเลี่ยงที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถรองรับกับสัญญาณแบบเปิดปิดและดีพีเอสเคได้อยู่ในระบบเดียวกัน ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ที่สามารถแปลงการมอดูเลตสัญญาณระหว่างสัญญาณแบบเปิดปิดและดีพีเอสเคได้ โดยถ้ายังเป็นอุปกรณ์แปลงแบบเชิงแสงทั้งหมดที่สามารถลดจำนวนอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีราคาที่สูงลงได้ การแปลงการมอดูเลตโดยอาศัยปรากฏการณ์ XPM ในโครงการนี้เกิดขึ้นในเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูง ซึ่งพบว่าถ้าหากใช้เส้นใยแสงเพียงเส้นเดียว สัญญาณที่ได้จากการแปลงจะมีคุณภาพที่ต่ำมากเนื่องจากผลของ FWM ซึ่งจะทำการก้างของพัลส์บางพัลส์ถ่ายเทพลังงานไปยังความยาวคลื่นใหม่ ดังนั้นจึงได้นำเสนอการชดเชยก้างของพัลส์ที่ถูกถ่ายเทพลังงานไป โดยทำการเพิ่มเส้นใยแสงที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นสูงอีกหนึ่งเส้น เพื่อให้มีสัญญาณมาเสริมและหักล้าง กับพัลส์สัญญาณจะเส้นใยแสงเส้นเดิม จากผลการศึกษาพบว่าสามารถทำการแปลงการมอดูเลตสัญญาณที่อัตราบิต 20 และ 40 Gbps ได้อย่างมีประสิทธิภาพใกล้เคียงการสัญญาณแบบดีพีเอสเค คือมี Power penalty ต่ำเพียง 0.23 และ 0.38 dB ตามลำดับ และยังพบว่าสัญญาณที่ผ่านการแปลงมีความทนทานต่อดิสเพอร์ชันในช่วง Anomalous dispersion ที่ดีกว่าสัญญาณแบบดีพีเอสเค นอกจากนี้ยังพบว่าการแปลงการมอดูเลตสัญญาณยังคงมีประสิทธิภาพเมื่อ มีดิสเพอร์ชันในสัญญาณแบบเปิดปิดในช่วง -200 ถึง 200 ps/nm สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และในช่วง -50 ถึง 50 ps/nm สำหรับ 40 Gbps, มีค่า OSNR ของสัญญาณแบบเปิดปิดที่มากกว่า 45 dB และ มีก้างสัญญาณต่างจากค่าที่เหมาะสมในช่วง -10 และ 10 mW และการหาช่วงความถี่ที่สามารถแปลงได้อย่างมีประสิทธิภาพพบว่าสามารถแปลงสัญญาณเปิดปิดได้ในช่วงความถี่ 2.3 THz สำหรับอัตราบิต 20 Gbps และ 0.7 THz สำหรับอัตราบิต 40 Gbps

รายการอ้างอิง

- [1] G. Keiser. Optical Fiber Communications, 3th edition. McGraw-Hill, 2000.
- [2] P. J. Winzer and R. Essiambre. Advanced Optical Modulation Formats. Proceeding of the IEEE. 94 (May 2006): 952-985.
- [3] R. D. Maurer. Glass Fibers for Optical Communications. Proceeding of the IEEE. 61 (April 1973): 452-462.
- [4] M. Tanaka, T. Okuno, H. Omori, T. Kato, Y. Yokoyama, S. Takaoka, K. Kunitake, K. Ushiyama, S. Hanasuka, and M. Nishimura. Water-peak-suppressed non-zero dispersion shifted fiber for full spectrum coarse WDM transmission in metro networks. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2002): 171-173.
- [5] E. Desurvire and J. R. Simpson. Amplification of Spontaneous Emission in Erbium-Doped Signal-Mode Fibers. J. Lightwave Technology. 7 (May 1989): 835-845.
- [6] B. Jopson and A. H. Gnauck. Dispersion compensation for optical fiber systems. IEEE Commun. Mag. 33 (June 1995): 96-102.
- [7] S. Watanabe, T. Chikama, G. Ishikawa, T. Terahara, H. Kuwahara. Compensation of Pulse Shape Distortion Due to Chromatic Dispersion and Kerr Effect by Optical Phase Conjugation. IEEE Photonics Technology Letters. 5 (October 1993): 1241-1243.
- [8] B. Mukherjee. WDM Optical Communication Networks: Progress and Challengers. IEEE J. on Selected Areas in Communications. 18 (October 2000): 1810-1824.
- [9] L. Song, M. Yu, And M. S. Shaffer. 10- and 40-Gb/s Forward Error Correction Devices for Optical Communications. IEEE J. of Solid-State Circuits, 37 (November 2002).
- [10] A. H. Gnauck and P. J. Winzer. Optical Phase-Shift-Keyed Transmission. J. Lightwave Technology. 23 (January 2005): 115-130.
- [11] B. Zhu, L. Leng, A. H. Gnauck, M. O. Pedersen, D. Peckham, L. E. Nelson, S. Stulz, S. Kado, L. Gruner-Nielsen, R. L. Lingle, Jr., S. Knudsen, J. Leuthold, C. Doerr, S. Chandrasekhar, G. Baynham, P. Gaarde, Y. Emori, and S. Namiki.

Transmission of 3.2 Tb/s (80 x 42.7 Gb/s) over 5200 km of UltraWave™ fiber with 100-km dispersion-managed spans using RZ-DPSK format. in Proceeding European Conf. and Exhibition on Optical Communication. (September 2002): PD4.2.

- [12] J. X. Cai, D. G. Foursa, C. R. Davidson, Y. Cai, G. Domagala, H. Li, L. Liu, W. W. Patterson, A. N. Plilipetskii, M. Nissov, and N. S. Bergano. A DWMD Demonstration of 3.73 Tb/s over 11,000 km using 373 RZ-DPSK Channels at 10 Gb/s. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (March 2003): PD22.
- [13] T. Mizuochi, K. Ishida, T. Kobayashi, J. Abe, K. Kinjo, K. Motoshima, and K. Kasahara. A Comparative Study of DPSK and OOK WDM Transmission Over Transoceanic Distances and Their Performance Degradations Due to Nonlinear Phase Noise. J. Lightwave Technonology. 21 (September 2003): 1933-1943.
- [14] C. Xu, X. Liu, L.F. Mollenauer, and X. Wei. Comparision of Return-to-Zero Differential Phase-Shift Keying and ON-OFF Keying in Long-Haul Dispersion Managed Transmission. IEEE Photonics Technology Letters. 15 (April 2003): 617-619.
- [15] S. Ferber, R. Ludwig, C. Boerner, A. Wietfeld, B. Schmauss, J. Berger, C. Schubert, G. Unterboersch, and H.G. Weber. Comparison of DPSK and OOK modulation format in 160 Gbit/s transmission system. Electronics Letters. 39 (October 2003).
- [16] L. Thylen, P. Ohlen, E. Berglind, and U. Westergren. Scalability issues in optical networks. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (1997): WS4.
- [17] Arne G. Striegler and Bernhard Schmauss. All-Optical DPSK Signal Regeneration Based on Cross-Phase Modulation. IEEE Photonic Technology Letter. 16 (April 2004): 1083-1086.
- [18] Masayuki Matsumoto. Simultaneous reshaping of OOK and DPSK signals by a fiber-based all-optical regenerator. Optics Express. 14 (Febuary 2006): 1430-1438.

- [19] Arne G. Striegler and Bernhard Schmauss. Analysis and Optimization of SPM-Based 2R Signal Regeneration at 40 Gb/s. J. Lightwave Technology. 24 (July 2006): 2835-2843.
- [20] Mehdi Asshari, Ian H. White, and Richard V. Penty. Wavelength Conversion Using Semiconductor Optical Amplifiers. J. Lightwave Technology. 15 (July 1997): 1181-1190.
- [21] Pasu Kaewplung, Non Chinthongprasert, and Puttarak Thipchatchawanwong. All-Optical Wavelength Conversion over C and L Bands. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (2005): CThC3-P17.
- [22] M. Onishi, T. Okuno, T. Kashiwada, S. Ishikawa, N. Akasaka, and M. Nishimura. Highly nonlinear dispersion shifted fiber and its application to broadband wavelength converter. in Proceeding European Conf. and Exhibition on Optical Communication. (September 1997).
- [23] Atsushi Matsumoto, Kohsuke Nishimura, Katsuyuki Utaka, and Masashi Usami. Operational Design on High-Speed Semiconductor Optical Amplifier With Assist Light for Application to Wavelength Converters Using Cross-Phase Modulation. J. Quantum Electron. 42 (March 2006): 313-322.
- [24] Christian Kolléck and Uwe Hempelmann. All-Optical Wavelength Conversion of NRZ and RZ Signals Using a Nonlinear Optical Loop Mirror. J. Lightwave Technology. 15 (October 1997): 1906-1913.
- [25] Lei Xu, Bing C. Wang, Varghese Bay, Ivan Glesk, and Paul R. Prucnal. All-Optical Data Format Conversion Between RZ and NRZ Based on a Mach-Zehnder Interferometric Wavelength Converter. IEEE Photonic Technology Letter. 15 (February 2003): 308-310.
- [26] Tetsuya Kawanishi, Takahide Sakamoto, and Masayuki Izutsu. All-Optical Modulation Format Conversion from Frequency-Shift-Keying to Phase-Shift-Keying by Using Optical Double-Sideband Modulation Technique. in Proceedings Conference on Lasers and Electro-Optics. (2005): CW01.
- [27] G. Berrettini, A. Simi, A. Malacarne, A. Bogoni, and L. Potí. Ultrafast Integrable and Reconfigurable XNOR, AND, NOR, and NOT Photonic Logic Gate. IEEE Photonic Technology Letter. 18 (April 2006): 917-919.

- [28] Jianjun Yu, Yong-kee Yeo, and Gee-Kung Chang. Simultaneous wavelength conversion and format conversion for DSPK signal based on four-wave mixing in nonlinear fiber. in Proceedings Opto-Electronics and Communications Conference. (2005): 6D3-6.
- [29] K. Mishina, A. Maruta, S. Mitani, T. Miyahara, K. Ishida, K. Shimizu, T. Hatta, K. Motoshima, and K. Kitayama. All-optical format conversion from NRZ-OOK to RZ-BPSK using SOA-MZI wavelength converter. in Proceedings Optical Fiber Communication Conference. (2005): OThB2.
- [30] G. P. Agrawal. Nonlinear Fiber Optics, 3th edition. USA: Academic Press, 2001.
- [31] T. Chiang, N. Kagi, M. E. Marhic, and L. G. Kazovsky. Cross-Phase Modulation in Fiber Links with Multiple Optical Amplifier and Dispersion Compensators. J. Lightwave Technology. 14 (March 1996): 249-260.
- [32] J. Toulouse. Optical Nonlinearities in Fibers: Review, Recent Examples, and Systems Applications. J. Lightwave Technology. 23 (November 2005): 3625-3641.
- [33] K. Uchiyama, S. Kawanishi, and M. Saruwatari. Multiple-channel output all-optical OTDM demultiplexer using XPM-induced chirp compensation (MOXIC)



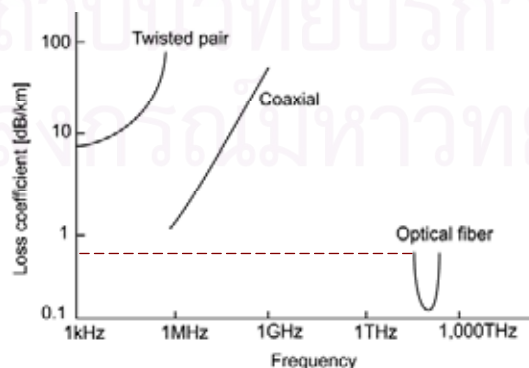
Part III

การวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุดในโครงข่ายระดับเบิลยูดีเอ็ม ลักษณะวงแหวน

บทนำ

ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

ที่ผ่านมามีการติดต่อสื่อสารจะอยู่ในรูปของการส่งสัญญาณไฟฟ้าในระดับเมกะเฮิรตซ์ผ่านเส้นทองแดงชนิดสายคู่พันเกลียว (Twisted Pair) หรือในระดับกิกะเฮิรตซ์ผ่านสายเคเบิลแกนร่วม (Coaxial Cable) แต่เนื่องด้วยปริมาณการใช้แบนด์วิดท์ (Bandwidth) ในระบบสื่อสารข้อมูล (Transmission System) มีปริมาณเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมากจึงมีการพัฒนาการสื่อสารทางแสง (Optical Communication) เพื่อรองรับคลื่นพาหะในหลาย ๆ ระดับ เส้นใยแสง (Optical Fiber) ที่พัฒนาขึ้นนี้เป็นตัวกลางที่มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับตัวกลางชนิดอื่น ยกตัวอย่างเช่น มีอัตราการสูญเสียพลังงานต่อระยะทางการส่งข้อมูลต่ำ (dB/km) และสามารถส่งสัญญาณด้วยความถี่ที่สูงกว่าตัวกลางชนิดอื่น ๆ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 1 ทำให้ใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) และอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Amplifier) น้อยกว่า, มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาซึ่งสามารถติดตั้งง่าย, ผลิตมาจากวัสดุที่เป็นฉนวนไฟฟ้าจึงปราศจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูง ข่าวสารที่ส่งไปกับแสงจะมีตำแหน่งรับและส่งที่แน่นอน ดังนั้นการออกแบบใช้สัญญาณทางแสงเพื่อตัดกัฟจึงไม่สามารถกระทำได้นอกจากนี้ การออกแบบสายเคเบิลของเส้นใยแสงมีความต้านทานต่อทั้งอุณหภูมิและความชื้น สามารถนำเส้นใยแสงไปใช้ได้น้ำด้วยอายุการใช้งานที่ยาวนานอีกทั้งความต้องการการบำรุงรักษายังน้อยมาก [1]



รูปที่ 1 ตัวกลางและอัตราการสูญเสียพลังงานในตัวกลางที่ความถี่ต่าง ๆ

จากข้อดีดังกล่าวโครงข่ายทางแสง (Optical Network) ที่มีเส้นใยแสงเป็นตัวกลางในการส่งสัญญาณมีความเหมาะสมอย่างยิ่งในการใช้เป็นโครงข่ายแกนหลัก (Core Network), โครงข่ายขนส่งระยะไกล (Long-haul Network), โครงข่ายบริเวณกว้าง (WAN) และโครงข่ายระดับเมือง (MAN) [2], [3] แต่เนื่องจากความต้องการข้อมูลอย่างไม่มีขีดจำกัดทำให้โครงข่ายทางแสงถูกพัฒนาอย่างต่อเนื่องมาโดยตลอด ยกตัวอย่างเช่น การออกแบบเครื่องขยายสัญญาณแสงแบบอีดีเอฟเอ (EDFA) เพื่อลดอัตราการสูญเสียในเส้นใยแสงในปี ค.ศ. 1998, การจัดการผลกระทบจากปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน (Dispersion) ด้วยวิธี Dispersion Management การส่งสัญญาณด้วยเทคโนโลยีมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความยาวคลื่น (WDM) และการใช้วิธีสังยุคเฟสแสง (Optical Phase Conjugation : OPC) เพื่อลดผลกระทบของดิสเพอร์ชันและความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity effect) เป็นต้น การพัฒนาสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของการส่งสัญญาณและใช้ทรัพยากรแบนด์วิดท์อย่างคุ้มค่า

จากความแพร่หลายของมาตรฐาน SONET/SDH (Synchronous Optical Network and Synchronous Digital Hierarchy) [2], [4] ของระบบการสื่อสารที่ใช้ในการส่งผ่านข้อมูลประเภทต่าง ๆ เช่น เสียง, วิดีโอ และข้อมูล ผ่านไปในโครงข่ายหรือส่งผ่านระหว่างโครงข่ายด้วยการกำหนดลักษณะของข้อมูลแบบต่าง ๆ เช่น T1/E1, T2/E2, T3/E3, T4/E4 เป็นต้น ทำให้สามารถรองรับความต้องการในการเพิ่มเติมข้อมูลที่จะเกิดขึ้นได้ ประกอบกับการเข้ามามีบทบาทของเทคโนโลยีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความยาวคลื่น Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) [3] ในโครงข่ายทางแสง (Optical Network) มีหลักการ คือ มัลติเพล็กซ์ของสัญญาณแสงจำนวนหนึ่งรวมกันโดยอาศัยคลื่นพาห้ที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกันส่งไปในเส้นใยแสงเดียวกันโดยการรวมช่องสัญญาณหลายช่องด้วยระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (Channel Spacing) ที่มีขนาดที่ใกล้กันยิ่งขึ้น เพื่อให้ได้ความจุสูงและใช้ทรัพยากรแบนด์วิดท์สูงสุดตามต้องการ ดังนั้นการอัปเกรด (Upgrade) อุปกรณ์ภายในโครงข่ายให้รองรับการเปลี่ยนแปลงจากเทคโนโลยีมัลติเพล็กซ์แบบเดิมคือ Time Division Multiplexing (TDM) ไปสู่ เทคโนโลยี DWDM จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งโดยการอัปเกรดอุปกรณ์ดังกล่าวในโครงข่ายวงแหวนสามารถทำได้ด้วยต้นทุนที่ต่ำกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับรูปแบบโครงข่ายลักษณะอื่น ๆ

ในการสื่อสารข้อมูลหากเกิดความเสียหาย (Failure) ในโครงข่ายจะทำให้เกิดความสูญเสียของข้อมูลเป็นจำนวนมากดังนั้นจึงมีความจำเป็นในการสร้างความน่าเชื่อถือ (Reliability) ให้กับการทำงานของโครงข่าย ในโครงข่ายวงแหวนมีลักษณะการป้องกันข้อมูลจากความเสียหาย (Protection Scheme) ที่เป็นเอกลักษณ์ จะเห็นได้จากงานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับการป้องกันความเสียหายในโครงข่ายลักษณะวงแหวน [5]-[9], [18] พบว่ามาตรการหนึ่งที่ใช้ในการป้องกันความเสียหายของโครงข่ายคือ การเผื่อความจุสำรอง (Spare Capacity) ในเส้นใยแสงสำรอง

(Protection Fiber) เพื่อรองรับทราฟฟิกที่ได้รับผลกระทบจากความเสียหาย โดยความเสียหายประเภทที่พบได้มากที่สุดได้แก่ ความเสียหายที่สายเชื่อมโยงหนึ่ง (Single-Link Failure) [9] ซึ่งสามารถป้องกันได้ในโครงข่ายลักษณะวงแหวนด้วยการควบคุมและจัดการโครงข่ายแบบอัตโนมัติผ่านสวิตช์ที่ีการทำงานไม่ซับซ้อน [4]

นอกจากนี้ มีงานวิจัยที่มุ่งให้ความสนใจในการออกแบบโครงข่ายลักษณะวงแหวนด้วยการมัลติเพลกซ์แบบเชิงความยาวคลื่น [10]-[16] รวมทั้งการออกแบบโครงข่ายด้วยเทคโนโลยี DWDM ซึ่งมีอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงข่ายเป็นแบบอ้อมันต์ (Passive Component) เช่น อุปกรณ์เพิ่มลดช่องสัญญาณทางแสง Optical Add-Drop Multiplexer (OADM) และ Transparent Optical Cross Connect (OXC) เป็นอุปกรณ์ที่ทำงานในโดเมนทางแสง (Optical Domain) มีการจัดการสัญญาณภายในโครงข่ายด้วยแสงนำไปสู่แนวคิดของ Network Transparency [10], [13], [14] คือไม่มีการเปลี่ยนรูปของพลังงานระหว่างพลังงานอิเล็กทรอนิกส์และพลังงานแสง (E/O/E) ทำให้มีการส่งข้อมูลด้วยความถี่ที่สูงขึ้นโดยไม่ได้รับผลของปัญหาคอขวด (Bottleneck) ที่ขัดจำกัดทางอิเล็กทรอนิกส์ความถี่ 40 GHz ดังนั้นการขยายขนาดโครงข่ายเพื่อเพิ่มความจุและการใช้งานแบนด์วิดท์สูงสุดจากโครงข่ายเข้าถึง (Access Network) ไปยังโครงข่ายที่ใหญ่ขึ้น เช่น โครงข่ายประเภท Metropolitan-Area-Network (MAN) [16]-[19] หรือ Long-Haul Network [20] แต่อย่างไรก็ตามเมื่อโครงข่ายมีขนาดใหญ่ขึ้นปัญหาทางด้านกำลังสัญญาณก็จะมีผลมากขึ้นด้วยเช่นกัน ประกอบกับอุปกรณ์ที่ใช้ในการขยายสัญญาณมีราคาสูง ทำให้มีความพยายามในการสร้างระเบียบขั้นตอนวิธีการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงด้วยจำนวนอุปกรณ์น้อยสุด [16]-[19] โดยได้ทำการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงด้วยวิธี link-by-link [19] และ Global Method [16], [17] นอกจากนี้ปัญหาทางด้านกำลังสัญญาณแล้วนั้น การส่งสัญญาณระยะทางไกลโดยใช้สัญญาณหลายช่องสัญญาณมัลติเพลกซ์รวมในเส้นใยแสงเดียวกัน เมื่อสัญญาณเดินทางไปในเส้นใยแสงระยะทางหนึ่งจะเกิดผลจากปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน คือ การขยายออกของพัลส์สัญญาณ (Pulse Broadening) เกิดส่วนของพัลส์สัญญาณที่ทับซ้อนกัน (Inter Symbol Interference: ISI) ยังผลให้ความหมายของการสื่อสารข้อมูลเกิดความผิดพลาดไป โดยเฉพาะในการสื่อสารข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่สูง (High-Bit Rate) [1]-[4] จึงจำเป็นอย่างมากที่ต้องมีการสร้างระเบียบขั้นตอนวิธีเพื่อลดผลกระทบจากปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน โดยมีงานวิจัยก่อนหน้าที่นี้ มุ่งเน้นในการศึกษาและแก้ไขผลจากปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน [20]-[26] และงานวิจัยที่นำเสนอการสร้างระเบียบขั้นตอนวิธีการวางหน่วยชุดเซตค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุดในโครงข่ายแบบแพร่และเลือกสัญญาณ (Broadcast and Selective Network) [20], [21] ส่งผลให้ดิสเพอร์ชันของทุกช่องสัญญาณลดลงอย่างมาก

จากการศึกษาบทความอ้างอิงต่างๆ เกี่ยวกับระบบสื่อสารสัญญาณและโครงข่าย DWDM พบปัญหาที่ควรจะทำการศึกษาอย่างยิ่ง คือ โครงข่ายระดับ MAN และ WAN แบบลักษณะวงแหวน นั้น เมื่อเส้นใยแสงในโครงข่ายมีขนาดยาวขึ้น หรือจำนวนช่องสัญญาณ และอัตราส่งข้อมูลมีขนาดมากขึ้น ปัญหาที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ คือ จะเกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณจาก Dispersion ของเส้นใยแสง แต่ปัจจุบันยังมีได้มีงานวิจัยเสนอวิธีการทำการชดเชย Dispersion ในโครงข่ายลักษณะนี้ การใช้อุปกรณ์ Dispersion compensation ให้มีจำนวนน้อยที่สุด เช่นเดียวกับทฤษฎีการวาง Optical amplifier ที่ได้มีการนำเสนอมา

จุดประสงค์ของโครงการ

นำเสนอระเบียบขั้นตอนวิธีการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน (Dispersion Compensating Unit: DCU) อย่างเหมาะสมที่สุดในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มลักษณะวงแหวน ทั้งในกรณีที่โครงข่ายทำงานปกติ (Normal Operation) และกรณีที่มีความเสียหายเกิดขึ้นกับข่ายเชื่อมโยงหนึ่งในโครงข่าย (Single-link Failure) ซึ่งระเบียบขั้นตอนวิธีดังกล่าวสามารถนำไปใช้ได้ทั้งหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันชนิด Non-Slope-Compensated DCU (NSC-DCU) และ Slope-Compensated DCU (SC-DCU)

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการ

13. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงและปัจจัยต่าง ๆ ที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงโดยเฉพาะผลของค่าดิสเพอร์ชัน รวมทั้งการจัดการผลของปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชันในโครงข่าย
14. ศึกษาคุณสมบัติโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มลักษณะวงแหวนและคุณสมบัติของอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงข่าย
15. ศึกษาโครงข่ายทางแสงที่ส่งสัญญาณด้วยเทคโนโลยีดีดับเบิลยูดีเอ็ม, การวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงในโครงข่ายวงแหวน, การจัดการผลจากปรากฏการณ์ดิสเพอร์ชัน และการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันในโครงข่าย Broadcast and select ในบทความวิชาการเพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับงานในวิทยานิพนธ์
16. สร้างระเบียบขั้นตอนวิธีการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุดในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มลักษณะวงแหวนทั้งในกรณีที่โครงข่ายทำงานปกติและกรณีที่มีความเสียหายเกิดขึ้นกับข่ายเชื่อมโยงในโครงข่าย
17. ทดสอบและปรับปรุงระเบียบขั้นตอนวิธีที่สร้างขึ้นกับโครงข่ายตัวอย่างโดยเปรียบเทียบผลจากการใช้อุปกรณ์ชดเชยค่าดิสเพอร์ชันประเภทต่างๆ

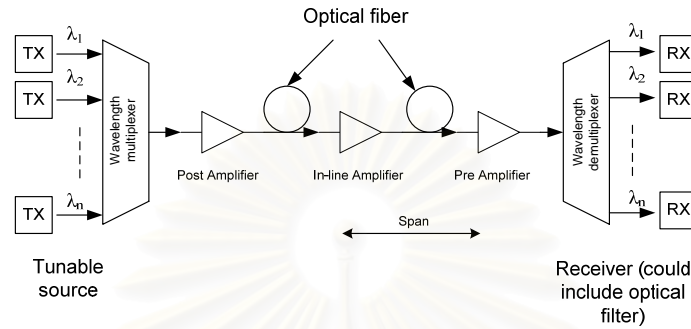
18. ทดลองระเบียบขั้นตอนวิธีที่สร้างขึ้นในส่วนหนึ่งของโครงข่ายตัวอย่างที่มีใช้งานอยู่จริงโดยโครงข่ายที่สนใจได้แก่ Optical Pan-European Network (OPEN) [29], โครงข่ายเส้นใยแสงในประเทศไทย เป็นต้น
19. ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของสัญญาณหลังจากการกำหนดตำแหน่งหน่วยชดเชยค่าดีสเพอร์ชันที่น้อยสุดด้วยการทำ Simulation ทั้งในกรณีที่มีและไม่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้น
20. วิเคราะห์ผลการทดลอง, รวบรวมข้อมูลและสรุปผลการทดลอง
21. จัดทำรายงานฉบับสมบูรณ์



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

**บทที่ 10 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารด้วยแสงและ
ระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น (DWDM)**

**10.1 หลักการพื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารทางแสงด้วยระบบการมัลติเพล็กซ์
สัญญาณเชิงความยาวคลื่น**



รูปที่ 10.1 แสดงระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น

จากประสิทธิภาพของเส้นใยแสงทำให้เราสามารถเลือกใช้ช่วงความยาวคลื่นได้ตั้งแต่ 800 nm ถึง 1,600 nm ซึ่งมีจำนวนความยาวคลื่นมากมายเพียงพอเพื่อรองรับการใช้งานของโครงข่ายทั้งการส่งข้อมูล, ภาพ, และเสียงด้วยอัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูง เทคโนโลยี DWDM เป็นระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความยาวคลื่นมีหลักการ คือ มัลติเพล็กซ์ช่องสัญญาณแสงจำนวนหนึ่งรวมกันโดยอาศัยคลื่นพาห้ที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกันส่งไปในเส้นใยแสงเดียวกันโดยการรวมช่องสัญญาณหลายช่องด้วยระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ 200, 100, 50, หรือ 25 GHz ตามมาตรฐาน ITU-T G.694.2 โดยมีจำนวนช่องสัญญาณให้สามารถใช้ได้จำนวนนับร้อยช่องสัญญาณ ในการใช้งานของระบบ DWDM ในแต่ละงานจะมีอุปกรณ์ที่แตกต่างกันออกไปทั้งอุปกรณ์ที่มีลักษณะเป็น อุปกรณ์แบบกัมมันต์ (Active Component) คือ อุปกรณ์ที่ต้องมีการป้อนพลังงานจากภายนอกเข้าไปและอุปกรณ์แบบอัมมันต์ (Passive Component) ซึ่งสามารถทำงานได้โดยไม่ต้องการพลังงานจากภายนอก พิจารณาโครงสร้างพื้นฐานของระบบ DWDM ดังรูปที่ 10.1 ซึ่งสามารถส่งสัญญาณไปได้หลายพันกิโลเมตรด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณตามเส้นทางส่วนระยะห่างของอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Span) นั้น เราต้องไม่กำหนดให้มีระยะทางที่มากเกินไปจนกำลังสัญญาณถูกลดทอนลงจนทำให้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงตรวจจับสัญญาณไม่ได้ หรือทำให้อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณและกำลังของสัญญาณรบกวนทางแสง (Optical Signal to Noise Ratio: OSNR) มีค่าต่ำซึ่งจะแสดงถึงประสิทธิภาพที่ไม่ดีของระบบ

10.2 ปัจจัยที่ส่งผลต่อรูปร่างและกำลังของสัญญาณ

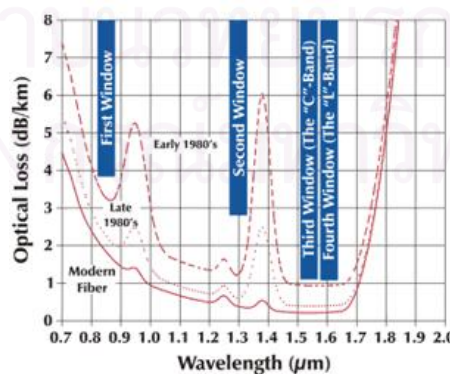
10.2.1) การสูญเสียกำลังสัญญาณ (Attenuation loss)

อัตราการสูญเสียของกำลังของแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง เป็นส่วนสำคัญในการกำหนดคุณลักษณะการออกแบบโครงข่ายทางแสง เนื่องจากสามารถกำหนดกำลังงานที่ออกจากเครื่องส่งสัญญาณแสงที่มีค่าเหมาะสมกับระยะทางของเส้นใยแสง, ความไวของเครื่องรับสัญญาณแสง และจำนวนอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงจะถูกลดทอนพลังงานแบบเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential) ตามระยะทางการเคลื่อนที่ของสัญญาณโดยมี $\alpha \left(\frac{dB}{km}\right)$ เป็นสัมประสิทธิ์การลดทอนของสัญญาณ (Attenuation Coefficient) จะสามารถแสดงอัตราการสูญเสียของสัญญาณได้ดังนี้

$$P_2 = P_1 \exp(-\alpha L) \quad (1)$$

$$\alpha = -\left(\frac{10}{L}\right) \left[\log \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \right] \quad (2)$$

P_1 [dB]	กำลังของสัญญาณพัลส์ทาง แสง
P_2 [dB]	กำลังของสัญญาณพัลส์ทาง แสง
α [dB/km]	ค่าคงตัวของการลดทอน
L [km]	ที่ระยะจากอุปกรณ์ส่ง สัญญาณ



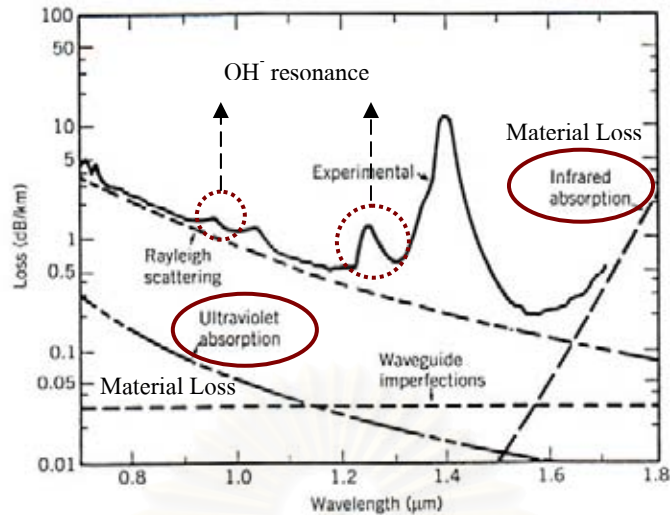
รูปที่ 10.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างการลดทอนสัญญาณและความยาวคลื่น

สำหรับค่าคงตัวการลดทอน α นั้นแตกต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นดังรูปที่ 3 ซึ่งแสดงเส้นโค้งทั้ง 3 เส้นโดยเส้นบนสุดซึ่งเป็นเส้นประแสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงต้นยุค 80 ในส่วนเส้นจุดตกลงมาเป็นเส้นโค้งที่แสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงปลายยุค 80 และล่างสุดเส้นทึบซึ่งแสดงถึงเส้นใยแสงในยุคปัจจุบัน โดยอธิบายรายละเอียดของแต่ละยุคได้ดังต่อไปนี้

- window-1 (Traditional band) มีช่วงทำงานที่ความยาวคลื่นประมาณ 850 nm บนเส้นใยแสงที่ทำมาจากซิลิกาเป็นช่วงแรกในการสื่อสารทางแสง โดยใช้ตัวกลางเส้นใยแก้วนำแสงแบบ Multi Mode Fiber (MMF) ในการใช้งานโครงข่าย LANs ระยะทางสั้น ๆ แต่มีการสูญเสียของสัญญาณที่ค่อนข้างสูงเนื่องจากผลของความชื้นและ Rayleigh scattering
- window-2 (Short band, [S]) มีช่วงทำงานที่ความยาวคลื่นที่ 1,310 nm ซึ่งเป็นค่าความยาวคลื่นที่มีผลรวมของดิสเพอร์ชันเท่ากับศูนย์ (Zero dispersion wavelengths) มีการสูญเสียของสัญญาณต่ำกว่า 0.5 dB/km โดยใช้ตัวกลางเส้นใยแก้วนำแสงแบบ Single Mode Fiber (SMF)
- window-3 (Conventional band, [C]) มีช่วงทำงานที่ความยาวคลื่น 1,550 nm โดยได้รับการพัฒนาจาก Nippon Telegraph and Telephone (NTT) ให้การใช้งานระบบเส้นใยแสงมีค่าความสูญเสียของสัญญาณที่ค่อนข้างต่ำสุดที่ 0.2 dB/km โดยใช้ตัวกลางเส้นใยแก้วนำแสงแบบ Single Mode Fiber (SMF) ในเทคโนโลยี DWDM ช่วงความยาวคลื่น 40 nm สามารถส่งช่องสัญญาณข้อมูลที่แตกต่างกัน 50 ความยาวคลื่นแต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 0.8 nm หรือ 100 GHz หรือการส่งช่องสัญญาณข้อมูลที่แตกต่างกัน 100 ความยาวคลื่นโดยแต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 0.4 nm หรือ 50 GHz ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของระยะห่างช่องสัญญาณในรูปความถี่และความยาวคลื่นโดยที่ $\lambda = 1,550\text{nm}$ ได้ดังต่อไปนี้

$$(\Delta f)(\lambda)^2 = (3 \times 10^8)(\Delta \lambda) \quad (3)$$

- window-4 (Long Band, [L]) มีช่วงความยาวคลื่นตั้งแต่ 1,570 nm – 1,620 nm มีค่าการสูญเสียของสัญญาณที่สูงกว่าใน C-band เล็กน้อย มีลักษณะที่คล้ายคลึงกันกับ C-band แต่ใช้ตัวกลางเส้นใยแก้วนำแสงแบบ Dispersion Shifted Fiber (DSF) เพื่อนำมารองรับการใช้งานในเทคโนโลยี DWDM



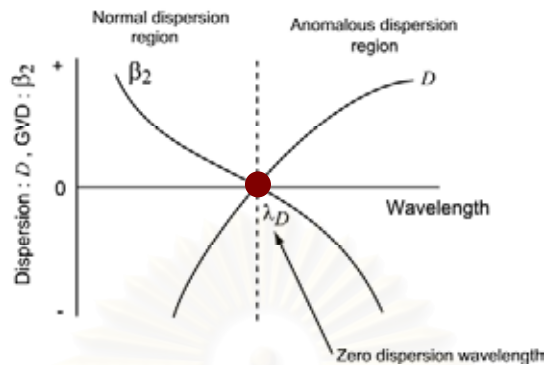
รูปที่ 10.3 แสดงองค์ประกอบของการสูญเสียในเส้นใยแสง

องค์ประกอบของการสูญเสียกำลังสัญญาณในเส้นใยแสงประกอบไปด้วยส่วนแรกคือการสูญเสียในวัสดุ (Material Loss) ซึ่งมีอยู่สองแถบความถี่คือ ย่านรังสีอัลตราไวโอเล็ตที่เกิดจากการดูดซึมอิเล็กตรอน (Electron Absorption Band) และย่านรังสีอินฟราเรดที่เกิดจากการแถบการสั่นของอะตอม (Atomic Vibration Band) ส่วนที่สองคือ การสูญเสียจากการกระเจิงแสงแบบเรย์ลี (Rayleigh Scattering Loss) ซึ่งเกิดจากการสั่นเนื่องจากโครงสร้างอะตอมมีความหนาแน่นไม่เท่ากันตลอดเส้นใยแสง เพราะโครงสร้างอะตอมของแก้วที่ใช้ทำเส้นใยแสงมีโครงสร้างที่เป็นลักษณะการรวมตัวแบบสุ่มของโมเลกุล SiO_2 นอกจากนี้แก้วที่ใช้ทำเส้นใยแสงยังมีส่วนประกอบของโมเลกุลอื่นนอกเหนือจาก SiO_2 ดังนั้นค่าดัชนีหักเหของเส้นใยแสงจะมีค่าไม่คงที่ตลอดทั้งเส้น เป็นที่มาของการสูญเสียในส่วนนี้ และส่วนสุดท้าย คือ การสูญเสียที่เกิดจากโมเลกุลของน้ำ เนื่องจากในขั้นตอนการผลิตเส้นใยแสงจะมีความชื้นอยู่ทำให้มีโมเลกุลของ OH^- ปะปนในเส้นใยแสง โดยโมเลกุลส่วนนี้จะดูดซึมสัญญาณแสงที่บางความถี่ ซึ่งเป็นความถี่ที่ตรงกันกับค่าการสั่นพ้อง (Resonance) ของขนาดโมเลกุล OH^-

10.2.2) ดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง (Fiber Dispersion)

สัญญาณทางแสงจะเกิดการบิดเบี้ยวมากขึ้นเมื่อเดินทางไปตามเส้นใยแสงโดยการบิดเบี้ยวเหล่านี้สามารถอธิบายด้วยการตรวจสอบความเร็วกลุ่ม (Group Velocity: v_g) ของสเปกตรัม ปรัชการณดิสเพอร์ชันเป็นปรากฏการณ์ที่แต่ละสเปกตรัมสัญญาณเคลื่อนที่ด้วยความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกัน เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านไปในตัวกลางเส้นใยแสงพัลส์สัญญาณจะเดินทางถึงปลายทางไม่พร้อมกัน ผลของดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงจะเด่นชัดเนื่องจากสัญญาณแสงประกอบขึ้นด้วยความถี่ซึ่งแต่ละความถี่มีค่าของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกันผลของค่าดัชนีหักเหที่ต่างกันนี้จะทำให้แสงแต่ละความถี่เดินทางด้วยความเร็วที่ไม่เท่ากันเกิดการ

ขยายออกของพัลส์สัญญาณทำให้เกิดส่วนของพัลส์สัญญาณที่ทับซ้อนกัน (Inter Symbol Interference: ISI) ยังผลให้ความหมายของการสื่อสารข้อมูลเกิดความผิดพลาดไปโดยเฉพาะในการสื่อสารข้อมูลด้วยอัตราข้อมูลที่สูง



รูปที่ 10.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างดิสเพอร์ชัน (D) และ GVD (β_2) ในแต่ละความยาวคลื่น โดยทั่วไปดิสเพอร์ชันที่เกิดในเส้นใยแสงมีสองประเภทได้แก่ Inter-Modal Dispersion ในเส้นใยแสงแบบหลายโหมด (Multi-Mode Fiber: MMF) และ Chromatic Dispersion ในเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (Single-Mode Fiber: SMF) เนื่องด้วยการสื่อสารข้อมูลในโครงข่ายระยะทางไกลด้วยอัตราข้อมูลที่สูงกว่า เส้นใยแสงแบบ SMF มีช่วงแบนด์วิดท์ในการส่งข้อมูลที่กว้างและมีอัตราการสูญเสียพลังงานน้อยกว่าเส้นใยแสงแบบ MMF ดังนั้น Chromatic Dispersion จึงส่งผลกับโครงข่ายทางแสง ความเร็วกลุ่มของแต่ละความยาวคลื่นมีค่าที่แตกต่างกันและจะมีค่าสูงสุดที่ Zero-dispersion wavelength (ZDWL) สามารถอธิบายความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกลุ่มและค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นค่าต่าง ๆ ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$v_g = \left[\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right]^{(-1)} = \beta_1^{(-1)} \quad \left[\beta_n = \frac{\partial^n \beta}{\partial \omega^n} \text{ โดยที่ } n = 0, 1, 2, \dots \right] \quad (4)$$

$$\beta_2 = \frac{\partial^2 \beta}{\partial \omega^2} = \frac{\partial \beta_1}{\partial \omega} = \frac{\partial \left(\frac{1}{v_g} \right)}{\partial \omega} \quad (5)$$

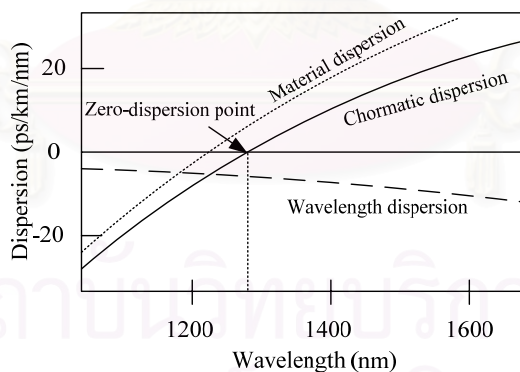
$$D = \left[\frac{(-2\pi c \beta_2)}{\lambda^2} \right] \quad (6)$$

D (ps/km/nm)	ค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นค่าต่าง ๆ
C (m/s)	ค่าคงที่ความเร็วแสงในสุญญากาศ
λ (nm)	ค่าความยาวคลื่น
β_2 (ps ² /km)	Group Velocity Dispersion (GVD)

ตารางที่ 1 แสดงการแบ่งช่วงของดิสเพอร์ชัน (Dispersion Region)

Normal Dispersion Region	Anomalous Dispersion Region
ส่วนประกอบความยาวคลื่นมาก	ส่วนประกอบความยาวคลื่นน้อย
สามารถเคลื่อนที่เร็วกว่าส่วนประกอบที่มีความยาวคลื่นน้อย	สามารถเคลื่อนที่เร็วกว่าส่วนประกอบที่มีความยาวคลื่นมาก
$D < 0$	$D > 0$
$\beta_2 > 0$	$\beta_2 < 0$

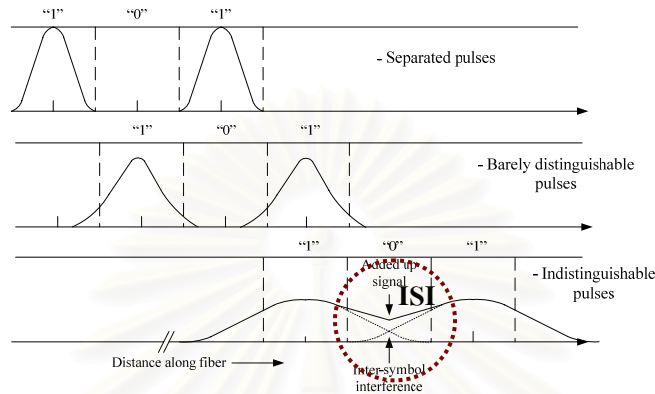
Chromatic dispersion เป็นผลรวมของดิสเพอร์ชันจากวัสดุ (Material Dispersion) อันเนื่องมาจากวัสดุที่ใช้ทำเส้นใยแสงและดิสเพอร์ชันจากท่อนำคลื่น (Waveguide Dispersion) ซึ่งเป็นผลจากลักษณะรูปร่างของเส้นใยแสง รูปที่ 10.5 แสดงค่าดิสเพอร์ชันที่แตกต่างกันไปตามความยาวคลื่นของแสง การส่งสัญญาณที่ความยาวคลื่น 1310 nm สำหรับ SMF: ITU-T G.652 ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ (Zero-Dispersion Point) จะหลีกเลี่ยงผลของดิสเพอร์ชันได้ ยิ่งไปกว่านั้นได้มีการปรับปรุงเพื่อให้เกิดค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นแถบ 1550 nm ซึ่งเป็นจุดที่มีอัตราการลดทอนต่ำ เราเรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า Dispersion Shifted Fiber (DSF: ITU-T G.653) และ เส้นใยแสงที่มีค่าดิสเพอร์ชันไม่เป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นแถบ 1550 nm เราเรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า Non-Zero Dispersion Shift Fiber (NZDSF: ITU-T G.655)



รูปที่ 10.5 Chromatic dispersion

อย่างไรก็ตาม ในระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่นซึ่งสัญญาณแสงประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นรวมอยู่ด้วยกัน แม้จะมีการเลือกความยาวคลื่นหนึ่งให้เกิดค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ความยาวคลื่นอื่นๆ ที่เหลือย่อมได้รับผลจากดิสเพอร์ชันค่าต่างๆ แตกต่างกันไป ทำให้เกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณในช่องสัญญาณที่ต่างกัน (Signal distortion) และรุนแรงไม่เท่ากันอันเนื่องมาจากค่าความชันของเส้นโค้งดิสเพอร์ชัน (Dispersion Slope) โดยการผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะทำให้เกิดการซ้อนทับกันของพัลส์สัญญาณซึ่งถ้าไม่ทำการแก้ไขจะทำให้

ข้อมูลเกิดการผิดพลาดได้ รูปที่ 10.6 เป็นการแสดงการเกิด Inter-Symbol Interference (ISI) จากผลของปรากฏการณ์ดิฟเฟอเรนเชียลซึ่งอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจ (Error Decision) ว่าสัญญาณที่เข้ามาควรจะเป็นบิต '1' หรือบิต '0' กล่าวคือผลของ ISI ทำให้กำลังงานของสัญญาณในช่วงเวลา (Time Slot) บิต '0' เพิ่มขึ้นและอาจทำให้ตรวจจับสัญญาณผิดพลาดหากสัญญาณที่เพิ่มมาเกินขอบเขตที่เครื่องจับสัญญาณกำหนดไว้



รูปที่ 10.6 การแสดงการเกิด Inter-symbol interference

10.2.3) ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (Fiber nonlinearity)

Kerr effect เป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้ค่าดัชนีหักเห เปลี่ยนแปลงไปตามกำลังงานของสัญญาณทำให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปโดยที่มีขนาดขึ้นอยู่กับกำลังงานเรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปรากฏการณ์ Kerr effect ที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็นสามประเภทคือ Self-phase modulation (SPM) Cross-phase modulation (XPM) และ Four-wave mixing (FWM)

- 1.) Self-Phase Modulation (SPM) เกิดจากการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณโดยกำลังงานของสัญญาณที่ความถี่เดียวกันกับสัญญาณเอง อันเป็นผลทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณแสงด้วยกำลังของตัวสัญญาณเองซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสเป็นไปดังสมการที่ (7)

$$\Delta\omega_{NL} = \frac{\partial\phi_{NL}(z,T)}{\partial T} \quad (7)$$

โดยที่ $\Delta\omega_{NL}$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสต่อหน่วยเวลา

ϕ_{NL} คือ เฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น

ซึ่งค่า $\phi_{NL}(z,T)$ สามารถคำนวณได้จาก

$$\phi_{NL} = n_2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) L |E_0|^2 = n_2 k_0 L |E_0|^2 \quad (8)$$

โดยที่ n_2 คือ สัมประสิทธิ์ดัชนีหักเหที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear-index coefficient)

L คือ ความยาวของเส้นใยแสง [km]

$|E_0|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสง

k_0 คือ เลขคลื่นในที่ว่าง (free space wave number)

SPM ทำให้สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณขยายออกและเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไป จะถูกเหนี่ยวนำมากที่สุดบริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีปริมาณกำลังงาน แสงสูงสุด

2.) Cross-Phase Modulation (XPM) ปฏิกิริยานี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1 และ ω_2 ซึ่งมีค่าต่างกัน ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยแต่ละสัญญาณพัลส์ ณ ช่องสัญญาณหนึ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปฏิกิริยาที่เกิดขึ้นเนื่องจากกำลังงานของสัญญาณแสงอื่นที่อยู่ที่มีความถี่คลื่นพาห์มีความถี่ที่ต่างออกไปเหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม ปกติแล้วเมื่อ 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น ω_1 และ ω_2 ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง นอกจากทั้ง 2 สัญญาณแสงจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกันซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็นปัจจัยที่กำหนดการเหลื่อมล้ำของทั้ง 2 สัญญาณแสงในปฏิกิริยา XPM โดยปฏิกิริยานี้จะเกิดขึ้นช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่าโดยมีเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจาก SPM และ XPM ดังนี้

$$\phi_{NL} = n_2 k_0 L (|E_0|^2 + 2|E_1|^2) \quad (9)$$

เมื่อ $|E_0|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1

$|E_1|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_2

3.) Four Wave Mixing (FWM) เกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน 4 ความถี่ที่มีความสัมพันธ์ตามเงื่อนไข การจับคู่ความถี่ (frequency matching) จะทำให้เกิดการถ่ายเทพลังข้ามให้แก่กันและกัน การกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยเกิดจากสัญญาณพัลส์หลายๆช่องสัญญาณที่มีความถี่ต่างๆกันมาผสมผสานกัน สำหรับการเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ (f_4) จากสัญญาณความถี่ f_1, f_2, f_3 ซึ่งเป็นไปตามสมการ (10)

$$f_4 = f_1 + f_2 - f_3 \quad (10)$$

และเงื่อนไขของการจับคู่เฟส (Phase matching condition) ดังนี้

$$k_4 = k_1 + k_2 - k_3 \quad (11)$$

โดยที่ k_n คือ ค่าคงตัวเฟส ณ ความถี่ที่ n ดังนั้นประสิทธิภาพของ FWM

ผลของ FWM ในกรณีของช่องสัญญาณเดียว เรียกว่า Intra-channel FWM (IFWM) จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่กระจายออกมาถ่ายเทกำลังงานซึ่งกันและกันจนทำให้เกิด Ghost pulse ขึ้นมาในสัญญาณที่มอดูเลตแบบ On-Off Keying (OOK) สำหรับผลของ FWM ในกรณีของหลายช่องสัญญาณ จะมีสัญญาณความถี่ใหม่เกิดขึ้นมา และจะมีความรุนแรงเมื่อความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นมาทับซ้อนหรือว่าเชื่อมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลขึ้น แต่ว่าผลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก FWM จะมีความรุนแรงน้อยกว่า XPM

การลดปัญหาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสงสามารถทำได้โดยการจัดสรรความยาวคลื่นในแต่ละข่ายเชื่อมโยงให้มีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นมากที่สุดเพื่อทำให้การวิ่งตัดกันของสัญญาณเนื่องจากความเร็วกลุ่มของสัญญาณที่แตกต่างกันเป็นไปได้ยากขึ้นพร้อมทั้งทำให้การจับคู่ความถี่เป็นไปได้ยากขึ้นด้วย

10.3 เทคนิคการจัดการดิสเพอร์ชัน (Dispersion Management)

เทคนิคการจัดการดิสเพอร์ชันทำโดยการนำเอาเส้นใยแสงที่มีค่าดิสเพอร์ชันที่ต่างกันนำมาต่อกันเพื่อชดเชยค่าดิสเพอร์ชันและทำให้ค่าดิสเพอร์ชันเฉลี่ยมีค่าเป็นศูนย์ ดังสมการคือ

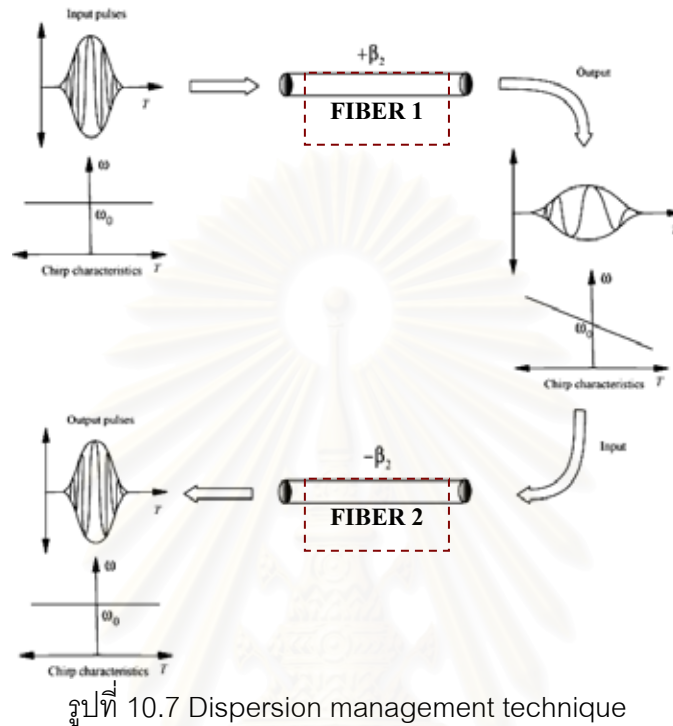
$$D_1L_1 + D_2L_2 = 0 \quad (12)$$

โดยที่

D_1 (ps/km/nm)	ค่าดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ
D_2 (ps/km/nm)	ค่าดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงที่ใช้ในการชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน
L_1 (km)	ความยาวของเส้นใยแสงที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณ
L_2 (km)	ความยาวของเส้นใยแสงที่ใช้ในการชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน

รูปที่ 10.7 แสดงถึงการชดเชยความเพี้ยนที่เกิดจากดิสเพอร์ชันด้วยเทคนิคการจัดการดิสเพอร์ชัน ซึ่งจะเห็นว่าเมื่อสัญญาณแสงเดินทางผ่านเส้นใยแสงที่มี GVD (β_2) ที่มีค่าเป็นบวกจะทำให้พัลส์เกิดการขยายตัวออกและเมื่อทำการจัดการดิสเพอร์ชันด้วยการนำสัญญาณมาส่งผ่านเส้นใยแสงที่มีค่า GVD (β_2) ที่เป็นลบจะทำให้เกิดการชดเชยดิสเพอร์ชัน ส่งผลให้สามารถแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ นอกจากนี้การที่ทำการวางความยาวคลื่นโดยให้มีค่าดิสเพอร์ชันไม่เป็น

ศูนย์ยังช่วยลดผลเสียจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง เนื่องจากการมีค่าดิสเพอร์ชันจะส่งผลทำให้เกิดการลดลงของค่ากำลังสัญญาณสูงสุดของสัญญาณ เมื่อมีค่ากำลังสัญญาณสูงสุดไม่สูงนักดังนั้นดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงเมื่อค่ากำลังสัญญาณมีที่สูงก็จะไม่เปลี่ยนแปลงตามค่ากำลังของสัญญาณ



10.4 SONET/SDH (Synchronous Optical Network and Synchronous Digital Hierarchy)

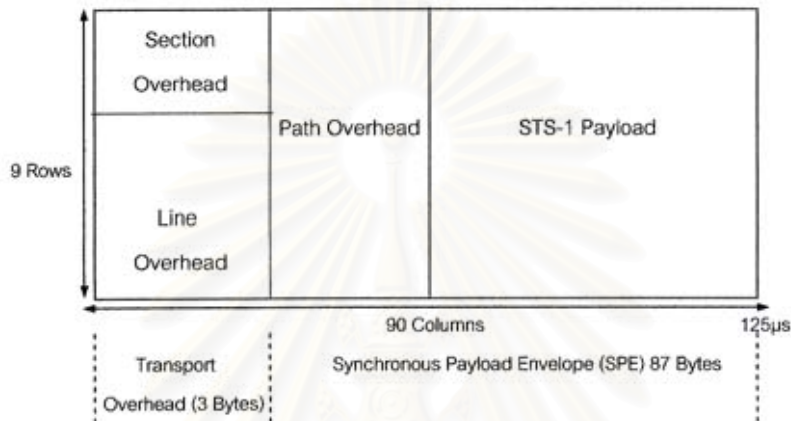
10.4.1) SONET/SDH Standard

SONET/SDH เป็นมาตรฐานของระบบการสื่อสารข้อมูล (Transmission System) ที่มีลักษณะการทำงานที่ใกล้เคียงกันใช้ในการส่งผ่านข้อมูลประเภทต่าง ๆ เช่น Voice, video, data ในโครงข่ายและระหว่างโครงข่ายเช่น อัตราการส่งข้อมูล, วิธีการมัลติเพลกซ์, รูปแบบการฟอร์แมต, OAM&P (Operation-Administrations-Maintenance and Provisioning) เป็นต้นโดยที่ SONET เป็นมาตรฐานที่มีการกำหนดใช้ในทวีปอเมริกาในขณะที่ SDH เป็นมาตรฐานที่มีการกำหนดใช้งานในทวีปยุโรปและทวีปเอเชีย SONET/SDH มีการส่งผ่านข้อมูลโดยกำหนดลักษณะข้อมูลเป็น T1/E1 (T2/E2, T3/E3, T4/E4 ...) ซึ่งสามารถรองรับความต้องการเพิ่มเติมในการส่งข้อมูลที่จะเกิดขึ้นมาตรฐานทั้ง 2 ก็มีความแตกต่างกัน ดังต่อไปนี้

1. Basic Building Block ของมาตรฐาน SONET เรียกว่า Synchronous Transport Signal Level1 (STS-1) ประกอบขึ้นด้วย 90 x 9 (columns x rows) STS-1 มีอัตราการส่งข้อมูล (Line Rate) เท่ากับ 51.84 Mbps และมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นด้วยการมัลติเพลกซ์ โดย Bit Interleaved Synchronous Multiplexer เป็นจำนวน N เฟรม จาก STS-1 ไปสู่

STS-N โดยที่ N = 1, 3, 12, 24, 48, 192 ดังนั้นอัตราการส่งข้อมูลใน STS-N มีค่าเท่ากับ N x 51.84 Mbps (เช่น ในกรณีของ STS-3 อัตราการส่งข้อมูลมีค่าเท่ากับ 3 x 51.84 Mbps = 155.52 Mbps) ตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 10.8 โดยโครงสร้างในส่วนที่เป็น overhead ส่งผลให้ความจุในการส่งผ่านข้อมูล (Transmission Capacity) ลดลง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{Transmission Capacity} = 9 \times 87 \times (125 \mu s)^{(-1)} \times 8 \left(\frac{\text{bits}}{\text{byte}} \right) = 50.112 \text{ Mbps}$$



รูปที่ 10.8 แสดง Basic SONET Building Block

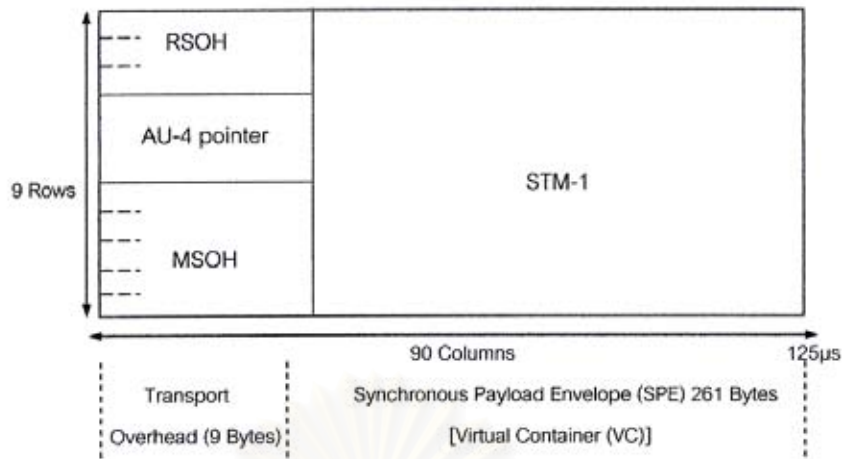
- Basic Building Block ของมาตรฐาน SDH เรียกว่า Synchronous Transport Module Level1 (STM-1) ประกอบขึ้นด้วย 270 x 9 (columns x rows) STM-1 มีอัตราการส่งข้อมูล (Line Rate) เท่ากับ 155.52 Mbps และมีอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น เป็นจำนวน N เฟรม จาก STM-1 ไปสู่ STM-N โดยที่ N = 1, 4, 16, 64 ดังนั้นอัตราการส่งข้อมูลใน STM-N มีค่าเท่ากับ N x 155.52 Mbps (กำหนดโดยมาตรฐานของ G.707) ดังรูปที่ 10.9 เนื่องจากโครงสร้างในส่วนที่เป็น Overhead ส่งผลให้ความจุในการส่งผ่านข้อมูลลดลง (Transmission Capacity) ซึ่งสามารถแสดงได้ดังนี้

$$\text{Transmission Capacity} = 9 \times (270 - 9) \times (125 \mu s)^{(-1)} \times 8 \left(\frac{\text{bits}}{\text{byte}} \right) = 150.336 \text{ Mbps}$$

VC + Row 4th (H1, H2, H3 pointers) = AU (Administrative Unit)

RSOH = Regenerator Section Overhead, MSOH = Multiplex Section Overhead

$$\text{Line Rate} = 9 \times (270) \times (125 \mu s)^{(-1)} \times 8 \left(\frac{\text{bits}}{\text{byte}} \right) = 155.52 \text{ Mbps}$$



รูปที่ 10.9 แสดง Basic SDH Building Block

ตารางที่ 2 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างมาตรฐานแบบ SONET/SDH

Optical Level	SONET	SDH	Line Rate (Mbps)	Payload Capacity (Mbps)	SONET Capacity (28 T1s = T3)	SDH Capacity (63 E1s = E3)
OC-1	STS-1	-	51.84	50.112	1 x 28 T1s	1 x 21 E1s
OC-3	STS-3	STM-1	155.52	150.336	3 x 28 T1s	1 x 63 E1s
OC-12	STS-12	STS-4	622.08	601.334	12 x 28 T1s	4 x 63 E1s
OC-48	STS-48	STM-16	2,488.32	2,405.376	48 x 28 T1s	16 x 63 E1s
OC-192	STS-192	STM-64	9,953.28	9,621.504	192 x 28 T1s	64 x 63 E1s

10.5 การป้องกันโครงข่ายจากความเสียหายที่ขยายเชื่อมโยงหนึ่งบนพื้นฐานโครงสร้างแบบวงแหวน

การป้องกันโครงข่าย คือ การจัดหาวิธีสำรอง (Spare Path) ให้แก่ทราฟฟิกแต่ละค่าในวงแหวนเพื่อป้องกันผลกระทบจากความเสียหาย (Failure) วิธีสำรอง (Spare Path) หมายถึง เส้นทางสำรอง (Spare Route) และ ความยาวคลื่นสำรอง (Spare Wavelength) ณ ที่นี้จะพิจารณาโครงข่ายในระบบที่มีการใช้วงแหวนแบบ Bi-directional ซึ่งสามารถแบ่งได้เป็น 2 วิธีแตกต่างกันตรงเส้นทางที่จัดให้วิธีสำรองสำหรับทราฟฟิกที่ถูกรบกวนเมื่อโครงข่ายเชื่อมโยงหนึ่งเกิดความเสียหาย

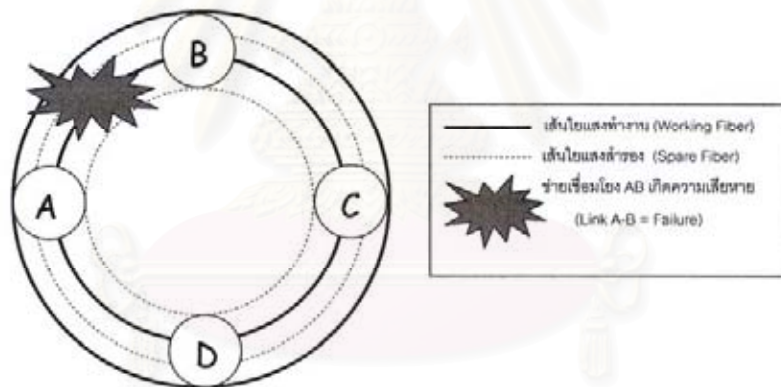
1. การจัดเส้นทางในการป้องกันโครงข่ายแบบ Path Protection

หลักการทำงาน คือ เมื่อเกิดความเสียหายที่ขยายเชื่อมโยงหนึ่ง ทราฟฟิกที่ถูกรบกวนบนข่ายเชื่อมโยงนั้นจะถูกจัดสรรเส้นทางใหม่ทั้งหมดจากโหนดต้นทางไปถึงโหนดปลายทาง เนื่องจากเส้นทางที่เป็นไปได้ระหว่างโหนดหนึ่ง ๆ ในวงแหวนมี 2 เส้นทางเท่านั้น คือ ในทิศ

ตามเข็มและทวนเข็มนาฬิกา เส้นทางที่จัดใหม่จึงอยู่ในทิศตรงข้ามกันกับเส้นทางเดิมเสมอ โดยในดต้นทางจะเปลี่ยนการส่งสัญญาณไปใช้เส้นทางตรงกันข้ามบนเส้นใยสำรอง (Spare Fiber) ในขณะที่ในปลายทางก็จะเปลี่ยนทิศทางในการรับสัญญาณใหม่

2. การจัดเส้นทางในการป้องกันโครงข่ายแบบ Span Protection

หลักการทํางาน คือ ทราฟฟิกที่ถูกรบกวนบนข่ายเชื่อมโยงจะถูกจัดเส้นทางใหม่เพื่อหลีกเลี่ยงเฉพาะข่ายเชื่อมโยงที่เกิดความเสียหายเท่านั้น เมื่อเกิดความเสียหายที่ข่ายเชื่อมโยง โหนดที่อยู่ติดกับข่ายเชื่อมโยงที่เสียหายจะวนสัญญาณกลับไปในทิศตรงกันข้ามบนเส้นใยสำรอง (Loop Back) จนกระทั่งเมื่อสัญญาณส่งมาถึงโหนดที่ติดกันกับข่ายเชื่อมโยงที่เสียหาย อีกด้าน สัญญาณข้อมูลจะถูกวนกลับอีกครั้งหนึ่งจากเส้นใยสำรองกลับสู่เส้นใยทำงานดังเดิมนั้น ในวิธีนี้ในดต้นทางและปลายทางไม่จำเป็นต้องรับรู้และเปลี่ยนเส้นทางส่งเหมือนในวิธีการป้องกันโครงข่ายแบบ Path Protection ทำให้มีกลไกการกู้ทราฟฟิก (Restoration) ที่เร็วกว่าในวิธีแรก อย่างไรก็ตาม การวนสัญญาณกลับเพื่อหลีกเลี่ยงข่ายเชื่อมโยงที่เสียหายนั้นทำให้สัญญาณเกิดการประวิงเวลามากกว่าในวิธีแรก (ในวงแหวนที่มีขนาด n โหนด สัญญาณที่ถูกวนกลับจะต้องอ้อมเป็นระยะทาง $n-1$ ข่ายเชื่อมโยง)



รูปที่ 10.10 แสดงความเสียหายกับข่ายเชื่อมโยง AB ในโครงข่าย Bi-directional Transmission Ring

โดยพิจารณากรณีสัญญาณถูกส่งจากโหนดต้นทาง A ไปยังในดปลายทาง C

ตารางที่ 3 แสดงการเปรียบเทียบการจัดเส้นทางในโครงข่ายตามรูปที่ 12 ด้วยวิธีการ

ป้องกันโครงข่ายแบบ Path-protection และ Span-protection

การจัดเส้นทางในโครงข่ายรูปวงแหวน	A to C	C to A
สภาวะปกติ	A-B-C	C-B-A
Path Protection	a-d-c	c-d-a
Span Protection	*a-d-c-b-B-C	C-B-b-c-d-a

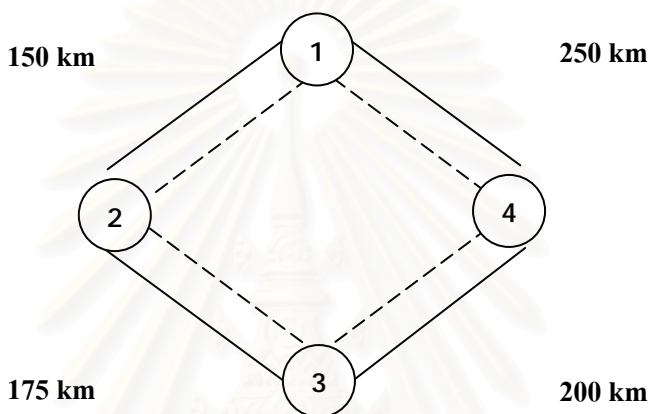
* จากข้อมูลในตารางที่ 3 สามารถอธิบายตัวอย่างของสัญลักษณ์ [*a-d-c-b-B-C] ซึ่งแสดงไว้ในตารางข้างต้น คือ เส้นทางของสัญญาณบนขั้วเชื่อมต่อโยงในโครงข่ายรูปวงแหวน a-d-c-b แสดงเส้นทางของสัญญาณบนเส้นใยแสงสำรอง (Spare Fiber) และ B-C แสดงเส้นทางของสัญญาณบนเส้นใยแสงทำงาน (Working Fiber)



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 11 การกำหนดระเบียบขั้นตอนวิธี
ในการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุด

11.1 การกำหนดระเบียบขั้นตอนวิธีในการวางของหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชัน ส่วนของงานวิจัยที่ได้ศึกษามาแล้วนั้นเป็นการสร้างอัลกอริทึม (Algorithms) ระเบียบขั้นตอนวิธีการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันในโครงข่ายวงแหวนด้วยจำนวนอุปกรณ์น้อยสุดในกรณีที่โครงข่ายทำงานปกติ และระบุชนิดของหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันให้เหมาะสมกับโครงข่ายได้กำหนดขั้นตอนดังต่อไปนี้



รูปที่ 11.1 แสดงโครงข่ายตัวอย่างที่ 1

พิจารณาโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้เป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ทำงานในสภาวะปกติส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Transmission) ผ่านใยแสงทำงาน (Working Fiber) มีระยะทางรวม 775 km ประกอบขึ้นด้วย 4 ข่ายเชื่อมโยง (Links) 4 โหนด (Nodes) อธิบายระเบียบขั้นตอนวิธีการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุดด้วยจำนวนอุปกรณ์น้อยสุดดังต่อไปนี้

ขั้นตอนที่ 1 Communication light path between any two nodes

พิจารณากรณีการส่งสัญญาณจากโหนดต้นทางใด ๆ ไปสูโหนดปลายทางใด ๆ ที่เป็นไปได้ทั้งหมดด้วยลักษณะการส่งสัญญาณทั้งสองทิศทางโดยเลือกใช้กรณีที่มีระยะทางระหว่างโหนดที่มีค่าน้อยที่สุด (Shortest-Path) จะสามารถแสดงเส้นทางที่ใช้ในการส่งสัญญาณระหว่างสองโหนดใด ๆ ได้ดังต่อไปนี้

ตารางที่ 4. แสดงกรณีการส่งสัญญาณที่เป็นไปได้ทั้งหมดระหว่างสองโหนดใด ๆ

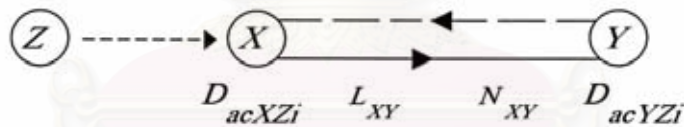
โดยพิจารณาเฉพาะระยะทางระหว่างโหนดซึ่งมีค่าน้อยที่สุด (Shortest-Path)

สัญญาณส่งจาก โหนดที่ 1	สัญญาณส่ง จากโหนดที่ 2	สัญญาณส่งจาก โหนดที่ 3	สัญญาณส่งจาก โหนดที่ 4
1__2	2__1	3__2__1	4__1
1__2__3	2__3	3__2	4__3__2
1__4	2__3__4	3__4	4__3

ขั้นตอนที่ 2 สร้างสมการเงื่อนไขขอบเขต (Generate Path Constraints)

จากข้อมูลในตารางที่ 4 แสดงกรณีการส่งสัญญาณที่เป็นไปได้ทั้งหมดระหว่างโหนดต้นทางและโหนดปลายทางใด ๆ สร้างสมการเงื่อนไขขอบเขตสำหรับทั้งกรณีที่มีและไม่มีโหนดคั่นกลาง (Intermediate Node) ระหว่างโหนดต้นทางและปลายทาง โดยพิจารณาจำนวนความยาวคลื่นที่ใช้ในการส่งสัญญาณ (n) ในโครงข่ายตัวอย่างนั้นจะมีจำนวนที่มากกว่า, น้อยกว่า หรือเท่ากับจำนวนโหนดทั้งหมดในโครงข่าย กำหนดโดยการแทนกลุ่มของความยาวคลื่นด้วย λ_i โดยที่ $i = 1, 2, 3, \dots, n$ ในการสร้างสมการเงื่อนไขขอบเขต (Constraint Equations) สำหรับแต่ละกรณีในการส่งสัญญาณที่แสดงไว้ในตารางที่ 4 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

A) Path Constraints



รูปที่ 11.2 Light Path between Any of two Nodes

$$S_{XY} = D_{acXZi} + (D_i \times L_{XY}) + (D_{comp_i} \times N_{XY}) = D_{acYZi} \quad (13)$$

ตามสมการที่ 13 ข้างต้นค่าดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Dispersion) ที่โหนดปลายทาง X เมื่อชุดสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ถูกส่งมาจากโหนดต้นทาง Z (D_{acXZi}) จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยค่าดิสเพอร์ชันที่เกิดบนเส้นใยแสง (Transmission Fiber) ความยาว L_{XY} ระหว่างโหนด X และโหนด Y เป็นจำนวนเท่ากับ $D_i \times L_{XY}$ โดยที่ D_i หมายถึงค่าดิสเพอร์ชันบนเส้นใยแสง (Transmission Fiber) ที่ความยาวคลื่น λ_i และในขณะเดียวกันนี้ค่าดิสเพอร์ชันสะสมดังกล่าวที่เกิดขึ้นจะถูกชดเชยด้วยหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันบนสายเชื่อมโยง XY จำนวน N_{XY} ตัว โดยการชดเชยค่าดิสเพอร์ชันนั้นแสดงด้วยค่า $D_{COMP_i} \times N_{XY}$ โดยที่ D_{COMP_i} หมายถึงการชดเชยค่าดิสเพอร์ชันของหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่น λ_i จากนั้นจะได้ว่าค่าดิสเพอร์ชันสะสมเมื่อ

สัญญาณความยาวคลื่น λ_i ที่ถูกส่งมาจากโหนดต้นทาง Z ผ่านมาตามเส้นใยแสงที่มีความยาวเท่ากับ L_{XY} มาสิ้นสุดที่โหนดปลายทาง Y คือค่า D_{acYZi}

D_{acXZi}	ดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Dispersion) ที่โหนดปลายทาง X เมื่อสัญญาณ ความยาวคลื่น λ_i ส่งมาจากโหนดต้นทาง Z
D_{acYZi}	ดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Dispersion) ที่โหนดปลายทาง Y เมื่อสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ส่งมาจากโหนดต้นทาง Z
D_i	ค่าดิสเพอร์ชันบนเส้นใยแสงที่มีความยาวคลื่น λ_i
D_{COMPi}	ค่าชดเชยดิสเพอร์ชันของอุปกรณ์ (DCU) ที่ความยาวคลื่น λ_i
L_{XY}	ระยะทางระหว่างโหนด X และโหนด Y
N_{XY}	จำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันบนข่ายเชื่อมโยง XY

จากสมการที่ 13 พิจารณาการส่งสัญญาณจากโหนดต้นทาง Z มาที่ Path XY ที่เป็นไปได้ทั้งหมดโดยแทนด้วยสัญลักษณ์ S_{XY} เขียนสมการเงื่อนไขขอบเขตโดยพิจารณาทุกชุดสัญญาณความยาวคลื่น λ_i โดยแบ่งเป็นกรณีจากโหนดต้นทางต่าง ๆ ได้ดังต่อไปนี้

กรณีที่ทุกสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ถูกส่งมาจากโหนด 1; $Z = 1$

$$\begin{aligned} 1_2 & 0 + (D_i \times 150) + (D_{comp_i} \times N_{12}) = D_{ac21i} \\ 1_2_3 & 0 + (D_i \times 150) + (D_{comp_i} \times N_{12}) + (D_i \times 175) + (D_{comp_i} \times N_{23}) = D_{ac31i} \\ 1_4 & 0 + (D_i \times 250) + (D_{comp_i} \times N_{14}) = D_{ac41i} \end{aligned}$$

กรณีที่ทุกสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ถูกส่งมาจากโหนด 2; $Z = 2$

$$\begin{aligned} 2_1 & 0 + (D_i \times 150) + (D_{comp_i} \times N_{21}) = D_{ac12i} \\ 2_3 & 0 + (D_i \times 175) + (D_{comp_i} \times N_{23}) = D_{ac32i} \\ 2_3_4 & 0 + (D_i \times 150) + (D_{comp_i} \times N_{21}) + (D_i \times 250) + (D_{comp_i} \times N_{14}) = D_{ac42i} \end{aligned}$$

กรณีที่ทุกสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ถูกส่งมาจากโหนด 3; $Z = 3$

$$\begin{aligned} 3_2_1 & 0 + (D_i \times 175) + (D_{comp_i} \times N_{32}) + (D_i \times 150) + (D_{comp_i} \times N_{21}) = D_{ac13i} \\ 3_2 & 0 + (D_i \times 175) + (D_{comp_i} \times N_{32}) = D_{ac23i} \\ 3_4 & 0 + (D_i \times 200) + (D_{comp_i} \times N_{34}) = D_{ac43i} \end{aligned}$$

กรณีที่ทุกสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ถูกส่งมาจากโหนด 4; $Z = 4$

$$\begin{aligned}
4_1 & 0 + (D_i \times 250) + (D_{compi} \times N_{41}) = D_{ac14i} \\
4_3_2 & 0 + (D_i \times 200) + (D_{compi} \times N_{43}) + (D_i \times 175) + (D_{compi} \times N_{32}) = D_{ac24i} \\
4_3 & 0 + (D_i \times 200) + (D_{compi} \times N_{43}) = D_{ac34i}
\end{aligned}$$

B) Maximum Dispersion Constraints

พิจารณาค่าดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Dispersion) ของชุดสัญญาณความยาวคลื่น λ_i ที่ทุกโหนดปลายทาง Y ใด ๆ ในโครงข่ายต้องมีค่าอยู่ในช่วงดังต่อไปนี้

$$-D_{max} \leq D_{acYZi} \leq D_{max} \quad (14)$$

เมื่อ D_{max} คือ ค่าการกระจายความถี่มากที่สุดที่ไม่ทำให้พัลส์สัญญาณเกิดผิดเพี้ยนของสัญญาณจนไม่สามารถชดเชยให้กลับมาสู่สัญญาณเดิมได้โดยที่ $D_{max} = 1600 \text{ ps/nm}$ [10]

C) Integrality Constraints

สำหรับแต่ละข่ายเชื่อมโยง XY

$$N_{XY} \text{ ต้องเป็นจำนวนเต็ม} \quad (15)$$

D) Objective Function

$$\text{Minimize}(N) \quad (16)$$

$$N = \sum_{X,Y=1(X \neq Y)}^n N_{XY} \quad (17)$$

เมื่อ n คือ จำนวนโหนดทั้งหมดที่มีในโครงข่าย

ขั้นตอนที่ 3 หาผลเฉลยสมการเงื่อนไขขอบเขต (Solve the constraint equations)

การแก้ปัญหา Mixed-Integer-Linear-Programming (MILP) ในการทำ Optimization ใช้ซอฟต์แวร์ต่างๆ ในการแก้สมการ เช่น โปรแกรม X-press.MP และ โปรแกรม C-plex ผลเฉลยที่ได้คือจำนวนอุปกรณ์ชดเชยค่าดิสเพอร์ชันน้อยสุดในแต่ละข่ายเชื่อมโยงของโครงข่ายและค่าดิสเพอร์ชันสะสมที่โหนดต่าง ๆ ในโครงข่าย

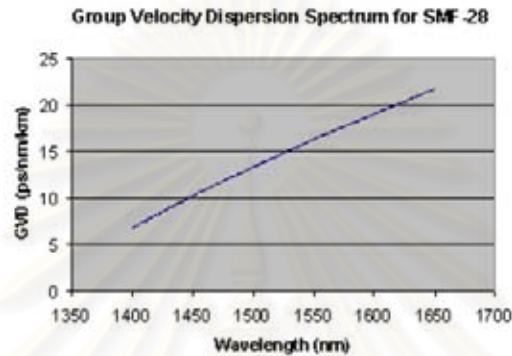
ขั้นตอนที่ 4 กำหนดตำแหน่งการวางอุปกรณ์ชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน (Place the DCUs)

ใช้ผลเฉลยของจำนวนอุปกรณ์ในแต่ละข่ายเชื่อมโยงและค่าดิสเพอร์ชันสะสมที่โหนดต้นทางและปลายทางใด ๆ ที่ได้จากขั้นตอนที่ 3 มาคำนวณหาตำแหน่งการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน โดยจะวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันเมื่อมีความยาวคลื่นอย่างน้อยหนึ่งความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันสะสม (Accumulated Dispersion) ถึงค่า D_{max}

บทที่ 12 การวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันในโครงข่ายตัวอย่าง

12.1 การพิจารณาคุณสมบัติของเส้นใยแสง และ หน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน

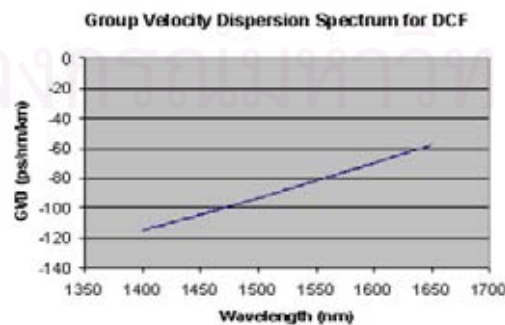
รายงานฉบับนี้ได้เสนอวิธีที่ใช้ได้จริงสำหรับการวางหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชัน โดยใช้เส้นใยแสงแบบโหมดคลื่นเดียว (Single-mode fiber: SMF, ITU-T G.652) (SMF) โดยมีค่าดิสเพอร์ชัน (D) เท่ากับ 16.5 ps/km/nm ที่ $1,550 \text{ nm}$ และความชันของค่าดิสเพอร์ชัน (D') ที่ $0.05 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$



รูปที่ 12.1 GVD Spectrums for SMF-28

จาก รูปที่ 12.1 แสดงคุณลักษณะของเส้นใยแสงที่ใช้ในการส่งผ่านสัญญาณทางแสงโดยแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นและดิสเพอร์ชัน ส่วนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันนั้นในการทดลองได้ใช้หน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน 2 ชนิด ได้แก่

- 1) Non slope compensated dispersion compensating Unit (NSC-DCU) (Dispersion Compensation Fiber : DCF) มีค่าดิสเพอร์ชัน (D) เท่ากับ -82 ps/km/nm ที่ 1550 nm ด้วยความชันของค่าดิสเพอร์ชัน (D') ที่ $0.25 \text{ ps/nm}^2/\text{km}$ ดังรูปที่ 4 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับดิสเพอร์ชันของหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชันของ NSC-DCU และความยาวของ NSC-DCU ในหน่วยชดเชยดิสเพอร์ชันสะสมของเส้นใยแสง G.652 ในระยะทาง 100 km (Dispersion Level : DL) [30]



รูปที่ 12.2 GVD Spectrums for DCF

ในการคำนวณหาค่าการชดเชยดิสเพอร์ชันของแต่ละความยาวคลื่นของอุปกรณ์ NSC-DCU เพื่อใช้ในการจำลองระบบเราจำเป็นต้องคำนวณหาความยาวของเส้นใยแสง NSC-DCU โดยหาได้จากสมการ (18)

$$L_{NSC-DCU} = \frac{(D_{SMF @ 1,550nm}) \times (DL)}{(D_{NSC-DCU @ 1,550nm})} \quad (18)$$

เนื่องจากหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันระบุค่าชดเชยในหน่วยของ $ps/km/nm$ ด้วยลักษณะอุปกรณ์ที่เป็น Black Block ดังนั้นเราจำเป็นต้องหาค่าความยาวของเส้นใยแสงที่ทำหน้าที่เป็นตัวชดเชยซึ่งบรรจุอยู่ในอุปกรณ์ NSC-DCU โดยพิจารณาจากข้อมูลในรูปที่ 12.2 ที่ความยาวคลื่น 1550 nm ของ SMF มีค่าดิสเพอร์ชันเท่ากับ $16.5 ps/km/nm$ ซึ่งอุปกรณ์ชดเชยสัญญาณมีค่า Dispersion Level เท่ากับ 100 km ดังนั้นอุปกรณ์นี้จะให้ดิสเพอร์ชันเท่ากับ $-1650 ps/km/nm$ และที่ความยาวคลื่น 1550 nm ของ NSC-DCU มีค่าดิสเพอร์ชันเท่ากับ $-82 ps/km/nm$ ดังนั้นเราสามารถทำการคำนวณหาระยะของ NSC-DCU ได้จาก

$$L_{NSC-DCU} = \frac{(-16.50) \times (100)}{(-82)} = 20.122km \quad (19)$$

ดังนั้นความยาวของ NSC-DCU ที่เลือกใช้ในการจำลองระบบคือ 20 km

2) Slope compensated dispersion compensating Unit (SC-DCU) (Dispersion Compensation Fiber : DCF) [30] โดย DCF นี้มีคุณสมบัติชดเชยความชันของดิสเพอร์ชันได้ 100% และทำงานในช่วงความยาวคลื่น C-band เพื่อชดเชยค่าดิสเพอร์ชันสะสมของ G.652 ในระยะทาง 100 km โดยลักษณะอุปกรณ์เป็นดังรูปที่ 12.2 ซึ่งในโครงร่างวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้อุปกรณ์นี้ในการทดสอบสมการเงื่อนไขขอบเขตที่กำหนดขึ้นมาโดยหน่วยชดเชยการดิสเพอร์ชันนี้มีคุณสมบัติดังตารางที่ 5 ซึ่งนำมากำหนดค่าดิสเพอร์ชันของแต่ละความยาวคลื่นของอุปกรณ์แบบ SC-DCU



รูปที่ 12.3 Avanex's 100% Slope Compensating DCUs over C-band

ตารางที่ 5 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	-682
DCM-60-SMF-C	-942	-883	-1009	-960	-1090	-1024
DCM-80-SMF-C	-1251	-1183	-1340	-1286	-1448	-1371
DCM-100-SMF-C	-1560	-1482	-1671	-1611	-1805	-1718

ในการคำนวณหาค่าดิสเพอร์ชันของแต่ละความยาวคลื่นของหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU จะใช้ข้อมูลจากเอกสารรายละเอียดอุปกรณ์กำหนดให้สมการบทนิยามของการชดเชยความชันในดิสเพอร์ชัน (Definition of dispersion slope compensation) ซึ่งแสดงไว้ในสมการที่ (20) และทำการแทนค่า $K_{NDSF}^{1545} = 275 \text{ nm}$ [30] จะได้ดังสมการที่ (21)

$$SC = \frac{k_{NDSK}^{1545}}{K_{DCF}^{1545}} = \frac{\left(\frac{D_{NDSF}^{1545}}{S_{NDSF}^{1545}} \right)}{\left(\frac{D_{DSF}^{1545}}{S_{DSF}^{1545}} \right)} = 1 \quad (20)$$

$$S_{DCF}^{1545} = \frac{D_{DCF}^{1545}}{275} \text{ ps/nm}^2 \quad (21)$$

จากตารางที่ 5 ความยาวคลื่นที่ 1545 nm มีค่าดิสเพอร์ชันสะสมเฉลี่ย (-1641) ps/nm ดังนั้นเราสามารถคำนวณหาความชันดิสเพอร์ชันสะสมได้ดังนี้

$$S_{DCF}^{1545} = \frac{-1641}{275} = -5.9673 \text{ ps/nm}^2$$

จากการอธิบายคุณสมบัติและพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในเส้นใยแสง SMF และหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองชนิดได้แก่ NSC-DCU และ SC-DCU สามารถแสดงค่าความชันดิสเพอร์ชันได้จากนั้นใช้ความสัมพันธ์สมการเส้นตรงเพื่อระบุค่าดิสเพอร์ชันที่ความยาวคลื่นต่าง ๆ ได้

12.2 ผลการทดลอง

ทดลองวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันในโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 ด้วยจำนวนอุปกรณ์น้อยสุดกรณีโครงข่ายทำงานสภาวะปกติ กำหนดให้โครงข่ายเป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทางผ่านไปในเส้นใยแสงทำงาน ประกอบขึ้นด้วย 4 ข่ายเชื่อมโยง (Links) 4 โหนด (Nodes) ระยะทางรวม 775 km จากระเบียบขั้นตอนวิธีข้อ 6.1 และรายละเอียดของสายส่งสัญญาณ (Transmission Fiber), อุปกรณ์ชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน (NSC-DCU & SC-DCU) ปรากฏในรูปที่ 12.1

DCU) ข้อ 6.2 เขียนสมการข้อจำกัด (Constraint Equations) แทนกรณีของการส่งสัญญาณที่เป็นไปได้ทั้งหมด โดยมีสมการจุดประสงค์ (Objective Function) เป็นไปตามสมการที่ 16 ทำการแก้ปัญหา Mixed-Integer-Linear-Programming (MILP) โดยใช้ซอฟต์แวร์ X-press.MP

พิจารณาหาปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชัน โดยตั้งสมมติฐานว่า ปัจจัยที่ส่งผลกระทบต่อจำนวนอุปกรณ์ได้แก่ จำนวนช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารข้อมูล, ระยะทางในการส่งข้อมูลในสายเชื่อมโยงต่าง ๆ และระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (Channel Spacing) โดยไม่คิดผลของความไม่เป็นเชิงเส้น (Non Linearity Effect) ในการทดลองได้ทำการเพิ่ม / ลดความยาวในสายเชื่อมโยงต่าง ๆ ด้วยตัวคูณเชิงเส้น, ปรับแต่งค่าจำนวนความยาวคลื่นในการส่งสัญญาณในโครงข่าย และขนาดความกว้างของระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (Channel Spacing) สามารถแสดงผลการทดลองได้ดังต่อไปนี้

12.2.1 พิจารณากรณีที่ $i = 1, 2, 3: \{\lambda_i\} = \{1549.32 \text{ nm}, 1550.12 \text{ nm}, 1550.92 \text{ nm}\}$

$$\text{Channel Spacing } (\Delta\lambda) = 0.8 \text{ nm}$$

ตารางที่ 7 แสดงค่าพารามิเตอร์กรณีส่งสัญญาณ 3 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$

λ_i (nm)	D_i (ps/km/nm)	D_{compi} (ps/km/nm)
1549.32	16.466	(-1643.40) NSC-DCU
		(-1666.78) SC-DCU
1550.12	16.506	(-1639.40) NSC-DCU
		(-1671.55) SC-DCU
1550.92	16.546	(-1635.40) NSC-DCU
		(-1676.33) SC-DCU

กรณีส่งสัญญาณ 3 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$ ในโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้เป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Transmission) ทำการเพิ่ม / ลดระยะทางทุกสายเชื่อมโยงในโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น n ($L_{XY} \times n$) สามารถเปรียบเทียบจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันระหว่างหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองชนิดดังนี้

ตารางที่ 8. แสดงผลจากการปรับค่าโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น

รูปแบบโครงข่าย	$L_{XY} \times 0.5$	$L_{XY} \times 1$	$L_{XY} \times 2$	$L_{XY} \times 4$	$L_{XY} \times 8$
จำนวนอุปกรณ์	6 / 6	14 / 14	28 / 30	56 / 62	118 / 124

(โดยที่ $\left[\frac{SC-DCU}{NSC-DCU} \right]$ แสดงจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU และ NSC-DCU ตามลำดับ)

12.2.2 พิจารณากรณีที่

$$i = 1to5 : \{ \lambda_i \} = \{ 1548.52 \text{ nm}, 1549.32 \text{ nm}, 1550.12 \text{ nm}, 1550.92 \text{ nm}, 1551.72 \text{ nm} \}$$

$$\text{Channel Spacing } (\Delta\lambda) = 0.8 \text{ nm}$$

ตารางที่ 9 แสดงค่าพารามิเตอร์กรณีส่งสัญญาณ 5 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$

λ_i (nm)	D_i (ps/km/nm)	D_{compi} (ps/km/nm)
1548.52	16.426	(-1647.40) NSC-DCU
		(-1662.00) SC-DCU
1549.32	16.466	(-1643.40) NSC-DCU
		(-1666.78) SC-DCU
1550.12	16.506	(-1639.40) NSC-DCU
		(-1671.55) SC-DCU
1550.92	16.546	(-1635.40) NSC-DCU
		(-1676.33) SC-DCU
1551.72	16.586	(-1631.40) NSC-DCU
		(-1681.10) SC-DCU

กรณีส่งสัญญาณ 5 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 0.8 \text{ nm}$ ในโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้เป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Transmission) ทำการเพิ่ม / ลดระยะทางทุกข่ายเชื่อมโยงในโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น n ($L_{XY} \times n$) สามารถเปรียบเทียบจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันระหว่างหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองชนิดดังนี้

ตารางที่ 10. แสดงผลจากการปรับค่าโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น

รูปแบบโครงข่าย	$L_{XY} \times 0.5$	$L_{XY} \times 1$	$L_{XY} \times 2$	$L_{XY} \times 4$	$L_{XY} \times 8$
จำนวนอุปกรณ์	6 / 6	14 / 14	28 / 30	56 / 62	118 / 124

(โดยที่ $\left[\frac{SC-DCU}{NSC-DCU} \right]$ แสดงจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU และ NSC-DCU ตามลำดับ)

12.2.3 พิจารณากรณีที่

$$i = 1 \text{ to } 7 : \{ \lambda_i \} = \left\{ \begin{array}{l} 1547.72 \text{ nm}, 1548.52 \text{ nm}, 1549.32 \text{ nm}, \\ 1550.12 \text{ nm}, 1550.92 \text{ nm}, 1551.72 \text{ nm}, 1552.52 \text{ nm} \end{array} \right\}$$

Channel Spacing ($\Delta\lambda$) = 0.8 nm

ตารางที่ 11 แสดงค่าพารามิเตอร์กรณีส่งสัญญาณ 7 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 0.8$ nm

λ_i (nm)	D_i (ps/km/nm)	D_{compi} (ps/km/nm)
1547.72	16.386	(-1651.40) NSC-DCU (-1657.23) SC-DCU
1548.52	16.426	(-1647.40) NSC-DCU (-1662.00) SC-DCU
1549.32	16.466	(-1643.40) NSC-DCU (-1666.78) SC-DCU
1550.12	16.506	(-1639.40) NSC-DCU (-1671.55) SC-DCU
1550.92	16.546	(-1635.40) NSC-DCU (-1676.33) SC-DCU
1551.72	16.586	(-1631.40) NSC-DCU (-1681.10) SC-DCU
1552.52	16.626	(-1627.40) NSC-DCU (-1685.87) SC-DCU

กรณีส่งสัญญาณ 7 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 0.8$ nm ในโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้เป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Transmission) ทำการเพิ่ม / ลดระยะทางทุกข่ายเชื่อมโยงในโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น n

$(L_{XY} \times n)$ สามารถเปรียบเทียบจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันระหว่างหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองชนิดดังนี้

ตารางที่ 12. แสดงผลจากการปรับค่าโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น

รูปแบบโครงข่าย	$L_{XY} \times 0.5$	$L_{XY} \times 1$	$L_{XY} \times 2$	$L_{XY} \times 4$	$L_{XY} \times 8$
จำนวนอุปกรณ์	6 / 6	14 / 14	28 / 30	56 / 62	118 / 124

(โดยที่ $\left[\frac{SC-DCU}{NSC-DCU} \right]$ แสดงจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU และ NSC-DCU ตามลำดับ)

12.2.4 พิจารณากรณีที่

$$i = 1 \text{ to } 7 : \{ \lambda_i \} = \left\{ \begin{array}{l} 1545.32 \text{ nm}, 1546.92 \text{ nm}, 1548.52 \text{ nm}, \\ 1550.12 \text{ nm}, 1551.72 \text{ nm}, 1553.32 \text{ nm}, 1554.92 \text{ nm} \end{array} \right\}$$

$$\text{Channel Spacing } (\Delta\lambda) = 1.6 \text{ nm}$$

ตารางที่ 13 แสดงค่าพารามิเตอร์กรณีส่งสัญญาณ 7 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 1.6 \text{ nm}$

λ_i (nm)	D_i (ps/km/nm)	D_{compi} (ps/km/nm)
1545.32	16.266	(-1663.40) NSC-DCU
		(-1642.91) SC-DCU
1546.92	16.346	(-1655.40) NSC-DCU
		(-1652.46) SC-DCU
1548.52	16.426	(-1647.40) NSC-DCU
		(-1662.00) SC-DCU
1550.12	16.506	(-1639.40) NSC-DCU
		(-1671.55) SC-DCU
1551.72	16.586	(-1631.40) NSC-DCU
		(-1681.10) SC-DCU
1553.32	16.666	(-1623.40) NSC-DCU
		(-1690.65) SC-DCU
1554.92	16.746	(-1615.40) NSC-DCU
		(-1700.19) SC-DCU

กรณีส่งสัญญาณ 7 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 1.6 \text{ nm}$ ในโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้เป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Transmission) ทำการเพิ่ม / ลดระยะทางทุกข่ายเชื่อมโยงในโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น n ($L_{XY} \times n$) สามารถเปรียบเทียบจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันระหว่างหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองชนิดดังนี้

ตารางที่ 14. แสดงผลจากการปรับค่าโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น

รูปแบบโครงข่าย	$L_{XY} \times 0.5$	$L_{XY} \times 1$	$L_{XY} \times 2$	$L_{XY} \times 4$	$L_{XY} \times 8$
จำนวนอุปกรณ์	6 / 6	14 / 14	28 / 30	56 / 62	118 / N-A

(โดยที่ $\left[\frac{SC-DCU}{NSC-DCU} \right]$ แสดงจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU และ NSC-DCU ตามลำดับ)

12.2.5 พิจารณากรณี

$$i = 1 \text{ to } 7 : \{ \lambda_i \} = \left\{ \begin{array}{l} 1540.52 \text{ nm}, 1543.72 \text{ nm}, 1546.92 \text{ nm}, \\ 1550.12 \text{ nm}, 1553.32 \text{ nm}, 1556.52 \text{ nm}, 1559.72 \text{ nm} \end{array} \right\}$$

$$\text{Channel Spacing } (\Delta\lambda) = 3.2 \text{ nm}$$

ตารางที่ 15 แสดงค่าพารามิเตอร์กรณีส่งสัญญาณ 7 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 3.2 \text{ nm}$

λ_i (nm)	D_i (ps/km/nm)	D_{compi} (ps/km/nm)
1540.52	16.026	(-1687.40) NSC-DCU (-1614.27) SC-DCU
1543.72	16.186	(-1671.40) NSC-DCU (-1633.36) SC-DCU
1546.92	16.346	(-1655.40) NSC-DCU (-1652.46) SC-DCU
1550.12	16.506	(-1639.40) NSC-DCU (-1671.55) SC-DCU
1553.32	16.666	(-1623.40) NSC-DCU (-1690.65) SC-DCU
1556.52	16.826	(-1607.40) NSC-DCU (-1709.74) SC-DCU
1559.72	16.986	(-1591.40) NSC-DCU (-1728.84) SC-DCU

กรณีส่งสัญญาณ 7 ความยาวคลื่นด้วย $\Delta\lambda = 3.2 \text{ nm}$ ในโครงข่ายตัวอย่างที่ 1 กำหนดให้เป็นวงแหวนตามมาตรฐาน SONET/SDH ส่งข้อมูลถึงกันได้ทั้งสองทิศทาง (Bidirectional Transmission) ทำการเพิ่ม / ลดระยะทางทุกข่ายเชื่อมโยงในโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น n ($L_{XY} \times n$) สามารถเปรียบเทียบจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันระหว่างหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองชนิดดังนี้

ตารางที่ 16. แสดงผลจากการปรับค่าโครงข่ายด้วยตัวคูณแบบเชิงเส้น

รูปแบบโครงข่าย	$L_{XY} \times 0.5$	$L_{XY} \times 1$	$L_{XY} \times 2$	$L_{XY} \times 4$	$L_{XY} \times 8$
จำนวนอุปกรณ์	6 / 6	14 / 14	28 / 30	56 / N-A	118 / N-A

(โดยที่ $\left[\frac{SC-DCU}{NSC-DCU} \right]$ แสดงจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU และ NSC-DCU ตามลำดับ)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 13 สรุป

ระเบียบวิธีสำหรับการกำหนดตำแหน่งการวางหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างเหมาะสมที่สุดได้กำหนดขึ้นสามารถใช้งานกับหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันได้ทั้งแบบ Non-slope-compensated and Slope-compensated ในโครงข่ายแบบ DWDM ลักษณะวงแหวนและจากการใช้ระเบียบขั้นตอนวิธีที่ได้กำหนดขึ้นกับโครงข่ายตัวอย่างทั้งสองเราสามารถหาจำนวนอุปกรณ์น้อยที่สุดสำหรับหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองแบบที่ใช้ในโครงข่ายตัวอย่าง

ผลการทดลองพบว่าในรูปแบบโครงข่ายที่มีระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณเท่ากับ 0.8 nm (6.3.1 - 6.3.3) การส่งสัญญาณด้วยจำนวนความยาวคลื่น 3, 5 และ 7 ช่องสัญญาณ ผลการทดลองออกมาในทิศทางเดียวกันนั่นคือ จำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันทั้งสองแบบเท่ากันในกรณีที่ตัวคูณแบบเชิงเส้นมีค่าเท่ากับ 0.5 และ 1 เมื่อระยะทางระหว่างข่ายเชื่อมโยงมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยตัวคูณเชิงเส้นที่ 2, 4 และ 8 จำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันชนิด NSC-DCU และ SC-DCU จะมีค่าเพิ่มตามตัวคูณเชิงเส้นที่สูงขึ้นโดยมีจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ NSC-DCU มากกว่าจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU

ในกรณีที่ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณมีค่าที่สูงมากที่สุดที่ 1.6 nm (6.3.4) การส่งสัญญาณด้วยจำนวนความยาวคลื่น 7 ความยาวคลื่นได้ผลการทดลองเหมือนกับการทดลอง 6.3.1 – 6.3.3 เมื่อระยะทางของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นด้วยตัวคูณเชิงเส้นที่ 0.5, 1, 2 และ 4 แต่ในกรณีที่ข่ายเชื่อมโยงของโครงข่ายมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วยตัวคูณเชิงเส้นที่ 8 หน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ NSC-DCU ไม่สามารถแก้หาผลเฉลยของระบบสมการแตกต่างจากหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU เนื่องจากผลของ Over-Under Compensation

กรณีที่ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณมีค่าที่สูงมากที่สุดที่ 3.2 nm การส่งสัญญาณด้วยจำนวนความยาวคลื่น 7 ความยาวคลื่นพบว่าได้ผลการทดลองที่เหมือนกันกับการทดลอง 6.3.4 เมื่อระยะทางของข่ายเชื่อมโยงเพิ่มขึ้นด้วยตัวคูณเชิงเส้นที่ 0.5, 1 และ 2 แต่ในกรณีที่ข่ายเชื่อมโยงของโครงข่ายมีค่าเพิ่มมากขึ้นด้วยตัวคูณเชิงเส้นที่ 4 และ 8 พบว่าหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ NSC-DCU นั้นไม่สามารถแก้หาผลเฉลยของระบบสมการแตกต่างจากหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU เนื่องจากผลของ Over-Under Compensation

จากผลการทดลองข้างต้นสรุปได้ว่าปัจจัยที่ส่งผลต่อจำนวนหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันอย่างมาก คือ ระยะทางในแต่ละข่ายเชื่อมโยง และ ระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณ (Channel Spacing) ส่วนจำนวนช่องสัญญาณนั้นจำเป็นต้องพิจารณาไม่ให้อายุความยาวคลื่นที่น้อยที่สุดและมากที่สุดนั้นแตกต่างกันมากเกินไป เพื่อเลี่ยงผลจาก Over-Under Compensation โดยทั่วไปหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU จะมีราคาสูงกว่าหน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ NSC-

DCU แต่กรณีที่ส่งสัญญาณด้วยระยะห่างระหว่างช่องสัญญาณที่ค่อนข้างสูงในโครงข่ายที่มีระยะทางรวมมาก มีแนวโน้มว่าจำเป็นต้องเลือกใช้หน่วยชดเชยค่าดิสเพอร์ชันแบบ SC-DCU

เอกสารอ้างอิง

- [1] Bob Chomycz, *FIBER OPTIC INSTALLER'S FIELD MANUAL*, McGraw Hill, 2000.
- [2] Rajiv Ramaswami and Kumar N. Sivarajan, *OPTICAL NETWORKS A PRACTICAL PERSPECTIVE*, Morgan Kaufmann, 1998
- [3] Ashwin Gumaste and Tony Antony, *DWDM NETWORK DESIGNS AND ENGINEERING SOLUTIONS*, Cisco Press, 2002
- [4] Regis J., "BUD" Bates, *OPTICAL SWITCHING AND NETWORKING HANDBOOK*, McGraw Hill, 2001.
- [5] Wuttisittikulij L. and O' Mahony M.J. "Multiwavelength Self-Healing Ring Transparent Networks". *Proc. of GLOBECOM'95* pp. 45-49 Nov 1995.
- [6] Wu T. H. and Lau R. C. "A Class of Self-Healing Ring Architectures for SONET Network Applications" *Proc. of GLOBECOM'90* pp. 444-451 Dec 1990.
- [7] Wuttisittikulij L. and O' Mahony M.J. "Design of a WDM Network Using a Multiple Ring Approach". *Proc. of GLOBECOM 95* pp. 551-554 Nov 1997.
- [8] Wuttisittikulij L. and O' Mahony M.J. "Multiwavelength Self-Healing Ring Transparent Networks" *Proc. of GLOBECOM'95* pp. 45-49 Nov 1995.
- [9] ธีฎพร เขี่ยมวลินต์ "การออกแบบโครงข่าย WDM บนพื้นฐานของโครงสร้างแบบวงแหวนหลายวงโดยใช้ฮิวริสติกอัลกอริทึม" *วิทยานิพนธ์ปริญญาโทบริหารธุรกิจ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย*, 2543.
- [10] N. Antoniadis, I. Roudas, G. Ellinas, J. Amin, "Transport Metropolitan Optical Networking Evolving Trends in the Architecture Design and Computer Modeling," *IEEE Journal of Light wave Technology* 22, pp. 2653-2670, Nov 2004.

- [11] Chbat, M.W., et al. "Toward Wide-Scale All Optical Transparent Networking: The ACTS Optical Pan-European Network (OPEN) Project," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication* 16, pp. 1226-1244, Sept 1998.
- [12] Kaminow, I. P., et al. "A Wideband All-Optical WDM Network," *IEEE Journal on Selected Areas in Communication* 14, pp.780-799, June 1996.
- [13] N. Antoniadis, et.Al., "Performance Engineering and Topological Design of Metro WDM Optical Network Using Computer Simulation," *IEEE Journal on selected area in Communication* 20, Jan 2002.
- [14] Ioannis Roudas, Neophytos Antoniadis, Dwight H. Richards, Richard E. Wagner, Janet Lehr Jackel, Sarry F. Habiby, Thomas E. Stern, Aly F. Elrefaie,. "Wavelength-Domain Simulation of Multi-wavelength Optical Networks", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 6 (2), pp. 348-362 (2000)
- [15] Wagner, R. E., et al. "MONET: Multi-Wavelength Optical Networking" *IEEE/OSA Journal of Light wave Technology* 14 PP.1349-1355 June 1996
- [16] 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, Sep1998.
- [17] B. Ramamurthy, Jason Iness, and Biswanorth Mukherjee, "Optimizing Amplifier Placements in a Multiwavelength Optical LAN/MAN: The Unequally Powered-Wavelengths Case," *J. Lightwave Tech.*, vol. 6, no. 6, pp. 755-767, Dec. 1998.
- [18] Tran AV, Tucker RS, Boland NL,. "Amplifier placement methods for metropolitan WDM ring networks," *Journal of Lightwave Technology*, 22 (11) ;2509-22 (2004)
- [19] Li, et. al., "Gain equalization in metropolitan and wide area optical networks using optical amplifiers," in *Proceedings, IEEE INFOCOM' 94*, Toronto, ont., Canada, JUNE 1994, pp. 130-137.
- [20] P.Jarupoom, P. Kaewplung, "Optimal Placement of Dispersion Compensation Uniit in Long-Haul Broadcast and Selective DWDM Passive Optical Networks" *OECC Conference 2006*.

- [21] P. Kaewplung, P. Ketmanee, T. Lolurlert, "Dispersion Compensation in Broadcast-and-Selective Optical Network," *Lasers and Electro-Optic 2005, Pacific Rim Conference*
- [22] Yu Chongxiu Ren Jianhua, Wang Kuiru, Wang Xu, Jia Xindong, "Dispersion Compensation for High Speed Optical Fiber Transmission System " *First Joint Symposium on Opto- and Microelectronic Devices and Circuits, Nanjing, China, April 2000, pp. 10-15*
- [23] Yitang Dai, Xiangfei Chen, Jie Sun, Yu Yao, and Shizhong Xie, "Dispersion Compensation Based on Sampled Fiber Bragg Gratings Fabricated With Reconstruction Equivalent-Chirp Method" *IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS*, Vol. 18, No. 8, April 15, 2006
- [24] L. Grüner-Nielsen, S.N. Knudsen, T. Veng, B. Edvold and C.C. Larsen, "Design and manufacture of dispersion compensating fibre for Simultaneous compensation of dispersion and dispersion slope", Tech. Dig. of OFC'99, paper WM13, 1999, pp. 232-234
- [25] J.M. Dugan, A.J. Price, M. Ramadan, D.L. Wolf, E.F. Murphy, A.J. Antos, D.K. Smith and D.W. Hall, "All-Optical, Fiber-Based 1550 nm Dispersion Compensation in a 10 Gbit/s, 150 km Transmission Experiment over 1310 nm Optimized Fiber", OFC'92, Paper PD14, 1992
- [26] R. Hainberger, J. Kumasako, K. Nakamura, T. Terahara and H. Onaka, "Optimum span configuration of Raman-amplified dispersion managed fibers", OFC2001, paper MI5, 2001
- [27] G.Keiser, *Optical fiber communications 3rd edition*, McGraw Hill, 2000.
- [28] *Tutorial DWDM prerequisite training: Fujitsu*, 2002
- [29] www.ces.net/doc/2003/research/optnet.html
- [30] Data. Sheet of PowerForm™ DCM® Modules for SMF, C-Band: Avanex, 2005.

Part IV

การศึกษาความเป็นไปได้การใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสแสงในโครงข่ายระดับเบิลยูติเอ็มแบบ วงแหวนและการศึกษาสมรรถนะของระบบการสื่อสารทางไกลยิ่งแบบดีพีเอสเค ที่ใช้ อุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงชนิดรามานและมีการวางอุปกรณ์คอนจูเกตสัญญาณที่ กึ่งกลางระบบ

บทนำ

ปัญหาและที่มาของงานวิจัย

เมื่อทุกคนมีความต้องการในการติดต่อสื่อสารทำให้ระบบสื่อสารมีการพัฒนา จากในอดีตที่ผ่านมากการติดต่อสื่อสารจะอยู่ในรูปแบบของการส่งสัญญาณไฟฟ้าผ่านเส้นทองแดงชนิดสายคู่พันเกลียว (twisted pair) หรือ สายเคเบิลแกนร่วม (coaxial cable) ซึ่งในปัจจุบันปริมาณการส่งข้อมูล (data traffic) มีปริมาณเพิ่มมากขึ้นตามการพัฒนาของเทคโนโลยี ส่งผลให้การสื่อสารในรูปแบบเดิมมีแบนด์วิดท์ที่ไม่เพียงพอที่จะรองรับปริมาณการส่งข้อมูลที่เพิ่มขึ้น และระยะทางในการติดต่อสื่อสารที่ต้องการส่งให้ได้ไกลขึ้น ทำให้มีการพัฒนาการสื่อสารทางไฟฟ้า (Electrical communication) มาเป็นการสื่อสารทางแสง (optical communication) เนื่องจากคุณสมบัติของการสื่อสารทางแสงที่มีแบนด์วิดท์ที่สูงและส่งได้ในระยะทางที่ไกลมากขึ้น ทำให้การสื่อสารทางแสงสามารถรองรับปริมาณข้อมูลที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องได้ดีกว่าการสื่อสารรูปแบบอื่น

เส้นใยแสงเป็นตัวกลางที่มีประสิทธิภาพในการส่งผ่านสัญญาณดีกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับตัวกลางที่ใช้ส่งสัญญาณอื่นๆ จะพบว่าเส้นใยแสงมีข้อดีมากมาย [1] เช่น

1. เส้นใยแสงมีอัตราการสูญเสียพลังงานแสงในเส้นใยแสงต่ำ ทำให้ส่งสัญญาณได้ในระยะทางไกล กว่าและใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณและอุปกรณ์ขยายสัญญาณน้อยกว่าการสื่อสารแบบอื่น
2. เส้นใยแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาซึ่งสามารถติดตั้งได้ง่าย จากการศึกษาที่มีขนาดเล็กจึงสามารถ รวมเส้นใยแสง หลายเส้นเข้าด้วยกันเป็นสายเคเบิลทำให้ได้จำนวนเส้นที่มากขึ้น เป็นการเพิ่มช่องทางการสื่อสารให้มากขึ้นจากการใช้พื้นที่เท่าเดิม
3. เส้นใยแสงถูกผลิตมาจากวัสดุควอนตัมไฟฟ้า จึงปราศจากสัญญาณรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ทำให้มีความถูกต้องของสัญญาณสูงเมื่อเปรียบเทียบกับสื่อประเภทอื่น ข่าวสารที่ส่งไปกับแสงจะมีตำแหน่งรับและส่งที่แน่นอน ดังนั้นการแอบดักกลอบใช้สัญญาณทางแสงเพื่อดักฟังจึงไม่สามารถกระทำได้

4. เส้นใยแสงทำจากวัสดุที่ไม่มีสารเจือจางและการออกแบบสายเคเบิลของเส้นใยแสงมีความต้านทานต่อทั้งอุณหภูมิและความชื้น ทำให้สามารถนำเส้นใยแสงไปใช้น้ำได้และเส้นใยแสงยังมีอายุการใช้งานที่ยาวนานอีกด้วยซึ่งเส้นใยแสงบางเส้นมีอายุการใช้งานประมาณ 40 ปี อีกทั้งความต้องการการบำรุงรักษายังน้อยมาก

จากข้อดีที่ได้กล่าวมา เห็นได้ว่าโครงข่ายทางแสง (Optical network) ที่ใช้เส้นใยแสงเป็นตัวกลางในการส่งสัญญาณนั้น มีความเหมาะสมอย่างยิ่งในการใช้เป็นโครงข่ายแกนหลัก (Core network), โครงข่ายขนส่งระยะไกล (Long-haul network), โครงข่ายบริเวณกว้าง (WAN) หรือแม้กระทั่งโครงข่ายนครหลวง (MAN)

โครงข่ายแบบวงแหวนเป็นโครงข่ายที่ใช้งานอยู่อย่างแพร่หลายในโครงข่าย MAN/WAN เนื่องจากเป็นโครงข่ายที่เชื่อถือได้ (reliability) ไม่มีการชนกันของข้อมูลเพราะข้อมูลมีการเดินทางในทิศทางเดียวกัน และมีการป้องกันการล่มของโครงข่าย (Protection) ในการส่งข้อมูลในโครงข่ายแบบวงแหวนมีการแบ่งการเข้าใช้ช่องสัญญาณทางเวลา (Time division multiplexing, TDM) ซึ่งใช้อุปกรณ์ในโครงข่ายแบบอิเล็กทรอนิกส์ ต่อมา มีการแบ่งการเข้าใช้ช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น (Wavelength division multiplexing, WDM) ทำให้สามารถใช้อุปกรณ์แบบแพสซีฟและสามารถส่งข้อมูลอนาล็อกได้ (analog) แต่ระยะห่างระหว่างความยาวคลื่น (channel spacing) ยังห่างอยู่มาก เพื่อให้ใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น จึงได้มีการเปลี่ยนเป็นการแบ่งการเข้าใช้ช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นแบบหนาแน่น (Dense wavelength division multiplexing, DWDM) แทน [2] โดยมีตัวอย่างงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ได้แก่ งานวิจัยที่ศึกษาถึงข้อดีของ DWDM ที่สามารถกำหนดความยาวคลื่นที่ใช้ของข้อมูลทั้งแบบอัตโนมัติ (Dynamic traffic) และกำหนดค่าเอง (static traffic) ในการสื่อสารในโครงข่าย [3] สามารถทำงานร่วมกับการเชื่อมต่ออื่นได้ เช่น การสื่อสารผ่านดาวเทียม เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบ เป็นต้น [4] งานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับการป้องกันการล่มของระบบ DWDM เช่น การหากระบวนการ (algorithm) เพื่อหลีกเลี่ยงเส้นทางที่เชื่อมต่อที่ชำรุด การจัดสรรการใช้งานความยาวคลื่น [5], [6] เป็นต้น ยังมีงานวิจัยที่ศึกษาการวางเครือข่ายสัญญาณทางแสงในระบบ DWDM แบบวงแหวน [7]

แต่ด้วยความต้องการอัตราข้อมูลที่ยังมีอยู่อย่างไม่จำกัด ทำให้ยังคงมีการพัฒนาโครงข่ายทางแสงอย่างต่อเนื่อง แต่ถ้าจะทำการเปลี่ยนแปลงทั้งโครงข่ายจะต้องลงทุนสูง ดังนั้นจึงเน้นไปที่การพัฒนาอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงข่ายแทน อุปกรณ์ที่ใช้ในโครงข่ายปัจจุบันมี 2 ประเภท ได้แก่ อุปกรณ์แบบกัมมันต์หรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Active component) และอุปกรณ์แบบอ้อมันต์หรืออุปกรณ์ที่ไม่ใช้พลังงานในการทำงาน (passive component) แต่อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้นมีความเร็วต่ำ จึงเริ่มมีการหันมาใช้อุปกรณ์แบบแพสซีฟ ซึ่งรองรับข้อมูลที่มีความเร็วสูงขึ้นและ

ระยะทางในการส่งไกลขึ้น แต่ก็จะมีผลกระทบอื่นตามมา เช่น การลดทอนของสัญญาณ (Attenuation), การขยายออกของสัญญาณ (Dispersion) และความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity) แต่เราสามารถจัดการผลกระทบได้

การลดทอนสัญญาณเราสามารถจัดการด้วยการวางอุปกรณ์ขยายสัญญาณ (Amplifier) เช่น การใช้เครื่องขยายสัญญาณแบบอีดีเอฟเอ (EDFA) เป็นต้น สำหรับการจัดการดิสเพอร์ชันนั้น มีการใช้ Dispersion compensating fiber (DCF) วางเป็นรายคาบเพื่อให้ค่าดิสเพอร์ชันทุกจุดในโครงข่ายไม่เกินค่าที่กำหนด[8] และมีการใช้เครื่องสังยุคเฟสแสงในการจัดการดิสเพอร์ชันโดยการวางในตำแหน่งกึ่งกลางของโครงข่ายเพื่อให้ค่าดิสเพอร์ชันสะสมก่อนเข้าเครื่องสังยุคเฟสแสงและหลังออกจากเครื่องสังยุคเฟสแสงหักล้างกันหมด อีกทั้งยังสามารถจัดการความไม่เป็นเชิงเส้นได้ด้วย มีหลายงานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับการวางเครื่องสังยุคเฟสแสงในระบบการสื่อสารทางแสงเพื่อลดดิสเพอร์ชัน [9], [10] การวางเครื่องสังยุคเฟสแสงในระบบการสื่อสารทางแสงที่ใช้เส้นใยแสงแบบ DSF เพื่อลดดิสเพอร์ชันได้หลายความยาวคลื่นพร้อมกัน [11] การออกแบบการวางเครื่องสังยุคเฟสแสงในการส่งระยะทางไกล [12] โดยถ้าต้องการจัดการดิสเพอร์ชันก็จะนำเครื่องสังยุคเฟสแสงวางที่กึ่งกลางของระบบ ช่วงในการใช้งานเครื่องสังยุคเฟสแสงนั้นวางได้ 2 ช่วง คือ ช่วง Normal dispersion และช่วงกลางๆ ของ Anomalous dispersion ถ้าวางนอกจากสองช่วงนี้จะทำให้ค่า Eye penalty สูง การศึกษาการใช้งานเครื่องสังยุคเฟสแสงเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบแอนาล็อก[13] เช่น เพิ่มความยาวของการเชื่อมต่อ ลดดิสเพอร์ชัน เป็นต้น การศึกษาการใช้งานเครื่องสังยุคเฟสแสงเพื่อลด Nonlinear noise จาก เครื่องขยายสัญญาณทางแสงในระบบสื่อสารระยะทางไกล[14] การศึกษาการใช้งานเครื่องสังยุคเฟสแสงเพื่อลดผลจากปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง โดยสรุปว่าตำแหน่งของการวางเครื่องสังยุคเฟสแสงไม่จำเป็นต้องอยู่ในตำแหน่งกึ่งกลางแต่เป็นตำแหน่งที่ทำให้ Power ทั้งสองข้างสมมาตรกัน [15] การศึกษาการใช้งานเครื่องสังยุคเฟสแสงเพื่อลด Nonlinear phase noise ในระบบการสื่อสารแบบระยะไกลยิ่งที่ใช้การมอดูเลตแบบ Phase shift keying (PSK) [16] และล่าสุดนี้ได้มีการใช้เครื่องสังยุคเฟสแสงในระบบสื่อสารทางไกลแบบ DWDM เพื่อลดปัญหาของทั้งดิสเพอร์ชันและความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง [17] แต่การใช้งานทั้งหมดนั้นเป็นการใช้งานในระบบการสื่อสารในระยะทางไกล และยังไม่มียานวิจัยใดนำความสามารถนี้มาใช้ในโครงข่ายทางแสง จากข้อดีที่กล่าวมาข้างต้นจึงจะนำเครื่องสังยุคเฟสแสงมาใช้ในโครงข่าย

จุดประสงค์ของโครงการ

1. ศึกษาการใช้งานเครื่องสังยุคเฟสแสง(Optical phase conjugation, OPC) ในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มแบบวงแหวน และกำหนดตำแหน่งการวางเครื่องสังยุคเฟสแสงเพื่อชดเชยดิสเพอร์ชัน เพื่อลดผลของดิสเพอร์ชันในโครงข่ายดีดับเบิลยูดีเอ็มแบบวงแหวน
2. วิเคราะห์และเปรียบเทียบลักษณะของกำลังสัญญาณในเส้นใยแสง ในหนึ่งช่วงระหว่างอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง ระหว่างระบบที่ใช้อุปกรณ์คอนจูเกตสัญญาณ (Optical phase conjugator: OPC) วางไว้ที่กึ่งกลาง, ระบบที่มีการชดเชยดิสเพอร์ชันเป็นรายคาบและระบบปกติที่ไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชัน ทั้งระบบที่ใช้ Distributed raman amplifier (DRA) และระบบที่ใช้ Erbium doped fiber amplifier (EDFA) เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง
3. วิเคราะห์และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณทางแสงทางไกลยิ่งที่ใช้การมอดูเลตแบบ DPSK (Differential phase-shift keying) ที่มีการวาง OPC ไว้ที่กึ่งกลางระบบ ระหว่างระบบที่ใช้ DRA เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงกับระบบที่ใช้ EDFA เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสง ทั้งในระบบช่องสัญญาณเดี่ยวและในระบบที่ใช้การมัลติเพล็กซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น (Wavelength division multiplexing: WDM)
4. นำเสนอองค์ความรู้ใหม่ที่ได้พัฒนาขึ้นเพื่อนำไปพัฒนาโครงข่ายสื่อสารผ่านเส้นใยแสง (Optical fiber) ในอนาคต

ขั้นตอนและวิธีการดำเนินโครงการ

1. ศึกษาความรู้พื้นฐานของระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงและปัจจัยต่าง ๆ ที่มีผลต่อการผิดเพี้ยนของสัญญาณเมื่อส่งแสงผ่านเส้นใยแสงโดยเฉพาะผลของดิสเพอร์ชันรวมทั้งการแก้ไขดิสเพอร์ชันในโครงข่าย
2. ศึกษาคุณสมบัติโครงข่ายแบบวงแหวน พร้อมทั้งอุปกรณ์ที่ใช้ในโครงข่ายแบบวงแหวน
3. ศึกษาถึงวิธีการมอดูเลตสัญญาณ DPSK ในการสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสง
4. ศึกษาเกี่ยวกับอุปกรณ์ขยายสัญญาณแสงทั้ง DRA และ EDFA ในส่วนของการใช้งาน ข้อแตกต่าง และสัญญาณรบกวนที่สำคัญที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงทั้ง 2 ชนิด

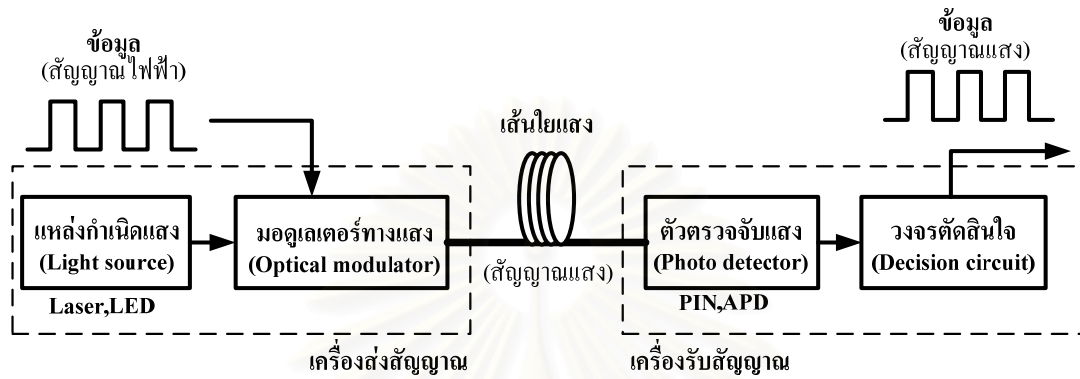
5. ศึกษาความแตกต่างของการแบ่งการใช้งานช่องสัญญาณแบบ TDM, WDM และ DWDM
6. ศึกษาคุณสมบัติของเครื่องส่งยุคเฟสแสง การทำงาน ความสามารถ และตัวอย่างการนำไปใช้งานของอุปกรณ์
7. ศึกษาวิธีการใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสแสงในโครงข่ายแบบวงแหวนและแบบระยะทางไกลยิ่ง
8. คิดวิธีคำนวณหาจำนวนเครื่องส่งยุคเฟสแสงที่ใช้ ให้ใช้จำนวนน้อยที่สุดบนโครงข่ายวงแหวนตัวอย่าง
9. วิเคราะห์หาตำแหน่งทั้งหมดในการใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสแสงที่เป็นไปได้ ที่ทำให้ค่าดิสเพอร์ชันไม่เกินดิสเพอร์ชันที่กำหนดและใช้จำนวนอุปกรณ์เท่ากับจำนวนน้อยที่สุดที่คิดไว้
10. กำหนดตำแหน่งที่วางอุปกรณ์จากตำแหน่งที่เป็นไปได้ทั้งหมดเพื่อให้ค่าดิสเพอร์ชันต่ำที่สุด
11. คำนวณค่าดิสเพอร์ชันทุกตำแหน่งในโครงข่ายและตรวจสอบว่าเกินค่าดิสเพอร์ชันที่กำหนดหรือไม่ ถ้าเกินต้องกลับไปตรวจสอบตำแหน่งที่วางและความผิดพลาดของวิธีที่คิดขึ้นมา
12. จำลองโครงข่ายตัวอย่างที่มีการวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงในตำแหน่งที่กำหนด
13. ปรับปรุงวิธีการวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงให้ใช้ได้กับระบบที่มี Protection
14. ปรับปรุงวิธีการวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงให้ใช้ได้กับระบบเมื่อความยาวคลื่นมีการเปลี่ยนแปลง (Shift wavelength) เนื่องจากการใช้เครื่องส่งยุคเฟสแสงจะทำให้ความยาวคลื่นของสัญญาณเปลี่ยนแปลง
15. วิเคราะห์ผล Optical signal-to-noise ratio (OSNR) ของระบบหลังจากที่ได้มีการใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสแสง เพราะเครื่องส่งยุคเฟสแสงจะทำให้ค่า OSNR ลดลงอย่างมาก
16. ปรับปรุงวิธีการวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงให้ใช้ได้กับระบบที่มี Add/Drop multiplexer (ADM) เนื่องจากการใช้งาน ADM จะต้องให้ค่าดิสเพอร์ชันไม่เกินค่าที่กำหนดในทุกจุดของโครงข่าย
17. ทำการจำลองระบบที่ออกแบบไว้ และเปรียบเทียบกัน เพื่อดูความแตกต่างและปัญหาที่เกิดขึ้น
18. วิเคราะห์กำลังของบีบกำลังที่เหมาะสมกับกำลังสัญญาณขาเข้าเพื่อให้ได้ลักษณะของกำลังสัญญาณในระบบที่ต้องการ

19. ศึกษาลักษณะของกำลังสัญญาณในระบบที่ใช้ DRA สำหรับระบบที่มีและไม่มีการชดเชยดิสเพอร์ชันและระบบที่ใช้วิธีคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางระบบในระบบช่องสัญญาณเดียว
20. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากสัญญาณรบกวนที่สำคัญที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงชนิด DRA ในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion และระบบที่ใช้วิธีคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางระบบในระบบช่องสัญญาณเดียว
21. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดมีผลต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณแสงแบบ DPSK ในระบบที่ใช้วิธีการคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางและใช้ DRA เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงในระบบช่องสัญญาณเดียว
22. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลช่องสัญญาณเดียวเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้น และทำการเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้ EDFA
23. วิเคราะห์ความผิดพลาดเฟสเนื่องจากสัญญาณรบกวนที่สำคัญที่เกิดจากอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงชนิด DRA ในทางทฤษฎีสำหรับระบบที่ไม่มีและไม่มีการชดเชย Dispersion และระบบที่ใช้วิธีคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางระบบในระบบการมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
24. สรุปผลการวิเคราะห์เชิงทฤษฎีว่าตัวแปรใดมีผลต่อสมรรถนะของระบบสื่อสารสัญญาณแสงแบบ DPSK ในระบบที่ใช้วิธีการคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางและใช้ DRA เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณในระบบการมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่น
25. สร้างแบบจำลองการส่งข้อมูลแบบมัลติเพลกซ์หลายช่องสัญญาณทางความยาวคลื่นเพื่อที่จะทดสอบทฤษฎีข้างต้นและทำการเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้ EDFA
26. วิเคราะห์ผลจากแบบจำลองและผลในทางทฤษฎีว่าสอดคล้องกันหรือไม่อย่างไร และถ้าไม่สอดคล้องจะมีการอธิบายอย่างสมเหตุสมผลว่าสาเหตุใดผลลัพธ์ที่ออกมาจึงไม่สอดคล้องกับทฤษฎี
27. เขียนรายงานฉบับสมบูรณ์

บทที่ 14 ทฤษฎีและหลักการ

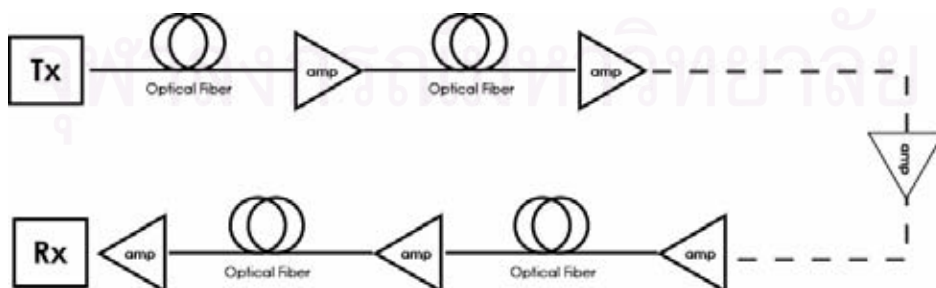
14.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสงโดยทั่วไปสามารถแสดงให้เห็นดังรูปที่ 14. ซึ่งประกอบด้วย องค์ประกอบหลักๆ คือ เครื่องส่งสัญญาณแสง (Optical transmitter) เส้นใยแสง (Optical fiber) และเครื่องรับสัญญาณแสง (Optical receiver)



รูปที่ 14.1 ระบบสื่อสารผ่านเส้นใยแสง

สำหรับระบบการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสงระยะไกล (Long-haul transmission) แสดงให้เห็นในรูปที่ 14. จะเห็นได้ว่ามีอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (Optical amplifier) หรือ อุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Repeater) วางคั่นระหว่างทางเป็นช่วงๆ เนื่องจากการสูญเสียกำลังงานที่เกิดขึ้นในเส้นใยแสงโดยจะขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธิ์การลดทอนสัญญาณทางแสงในแต่ละย่านความยาวคลื่น (Optical attenuation coefficient: α dB/km) ทำให้กำลังงานสัญญาณแสงลดลงและอาจจะเป็นผลให้อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสง (Optical detector) ไม่สามารถตรวจจับกำลังงานแสงได้ สำหรับค่ากำลังงานต่ำสุดที่อุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณแสงจะสามารถแปลงกำลังงานแสงเป็นกำลังงานไฟฟ้าได้คือค่าสภาพไว (Sensitivity) ซึ่งขึ้นอยู่กับแต่ละชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณ



รูปที่ 14.2 ระบบสื่อสารสัญญาณผ่านเส้นใยแสงในระยะทางไกล

ทฤษฎีการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง

เนื่องจากสัญญาณแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าชนิดหนึ่ง ดังนั้นสมการต่างๆที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณแสงย่อมมีความสัมพันธ์กับสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell's equation) โดยเริ่มต้นพิจารณาการเดินทางของสัญญาณแสงจากสมการความหนาแน่นกระแสและสมการความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก จนทำที่สุด จะได้สมการการเดินทางของสัญญาณแสงในเส้นใยแสงเป็นไปดังสมการ 320(1) ซึ่งมีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า สมการความไม่เป็นเชิงเส้นของชเรอดิงเงอร์ (Nonlinear Schrödinger equation, NLSE) (1)

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

โดยที่ A เป็นกรอบคลื่น (Envelope) ของสัญญาณ, α เป็นค่าสัมประสิทธิ์การลดทอน (Attenuation Constant), β_2 เป็นค่าที่บ่งบอกถึงค่าจีวีดี (Group-velocity dispersion, GVD), γ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear coefficient), z เป็นระยะทางที่สัญญาณแสงเดินทางในเส้นใยแสง และ T เป็นกรอบอ้างอิงเวลาที่เคลื่อนที่ไปพร้อมกับความเร็วกลุ่ม (v_g) ซึ่งสามารถแสดงดังในสมการ 322(2)

$$T = t - \frac{z}{v_g} \quad (2)$$

โดยที่ t เป็นเวลาจริง เมื่อพิจารณาพจน์ทางขวามือของสมการ 323(2) ซึ่งแสดงถึงปัจจัยที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณ พจน์แรกคือการสูญเสีย (Loss) กำล้างสัญญาณ ซึ่งมากขึ้นไปตามระยะทางของเส้นใยแสง แต่สามารถชดเชยกำล้างสัญญาณได้ด้วยเครื่องขยายสัญญาณ สำหรับพจน์ที่สองคือ GVD (β_2) ซึ่งส่งผลให้สัญญาณพัลส์ขยายกว้างออก และสำหรับพจน์สุดท้ายคือ ผลของปรากฏการณ์เคอร์ (Kerr effect) ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ความไม่เป็นเชิงเส้นภายในเส้นใยแสงที่ทำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนแปลงตามระยะทาง และส่งผลให้สเปกตรัมของสัญญาณขยายออกอีกด้วย โดยที่ความรุนแรงของปรากฏการณ์เคอร์ในเส้นใยแสงจะขึ้นอยู่กับกำลังงานสูงสุด (Peak power) ของสัญญาณ ในหัวข้อถัดไปเป็นการแยกพิจารณาปัจจัยที่มีผลต่อพัลส์สัญญาณดังที่ได้กล่าวมาแล้วอย่างละเอียด

14.1.2 ปัจจัยที่ส่งผลต่อรูปร่างและกำลังของสัญญาณ

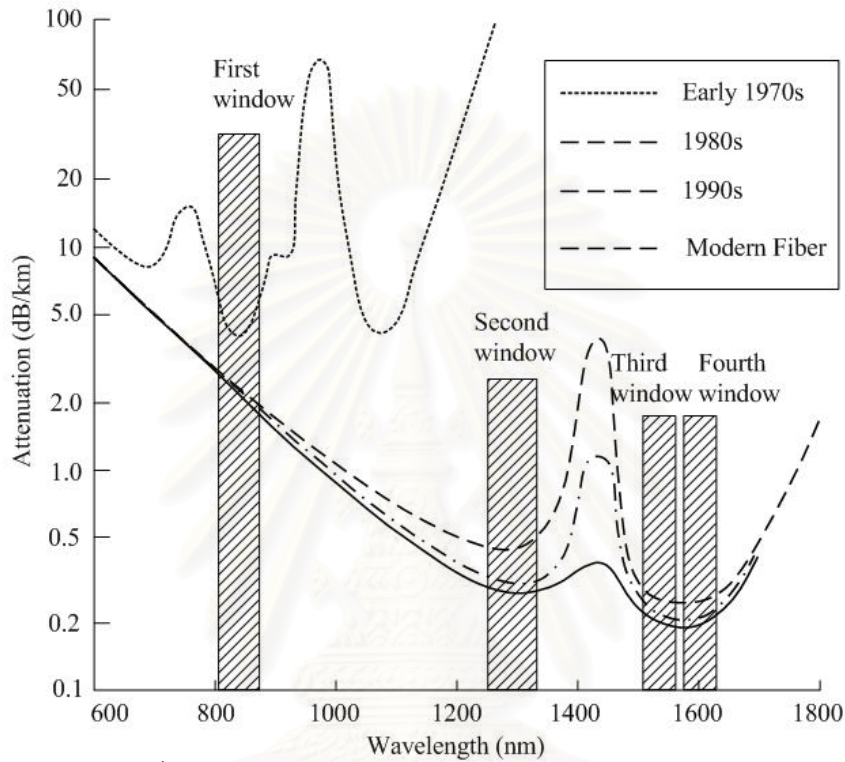
1) การสูญเสียกำล้างสัญญาณ (Attenuation loss)

เป็นการสูญเสียค่ากำล้างสัญญาณอันเนื่องมาจากการที่แสงเดินทางในเส้นใยแสงเป็นระยะทางหนึ่งๆ โดย

มีสมการแสดงการลดทอนกำล้างสัญญาณ ดังนี้

$$P(L) = P(0) - \alpha L \quad (3)$$

โดยที่ $P(L)$ คือ กำลังของสัญญาณพัลส์ทางแสงที่ระยะ L จากอุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]
 $P(0)$ คือ กำลังสัญญาณพัลส์ทางแสงที่อุปกรณ์ส่งสัญญาณ [dB]
 α คือ ค่าคงตัวของ การลดทอน [dB/km]



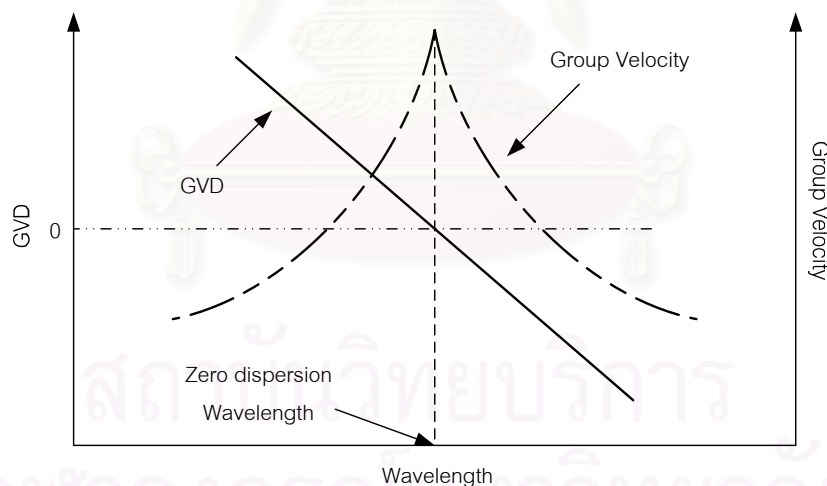
รูปที่ 14.3 Optical fiber attenuation vs. wavelength

สำหรับค่าคงตัวการลดทอน α นั้นแตกต่างกันไปในแต่ละความยาวคลื่นดังรูปที่ 14. ซึ่งแสดงเส้นโค้งทั้ง 3 เส้นโดยเส้นบนสุดซึ่งเป็นเส้นประแสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงต้นยุค 80 ในส่วนเส้นจุดถัดลงมาเป็นเส้นโค้งที่แสดงถึงอัตราการสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแสงในช่วงปลายยุค 80 และล่างสุดเส้นที่บซึ่งแสดงถึงเส้นใยแสงในยุคปัจจุบัน ระบบเส้นใยแสงในช่วงแรกหรือยุคแรก (first window) นั้นจะทำงานที่ความยาวคลื่นประมาณ 850 nm บนเส้นใยแสงที่ทำจากซิลิกาและจากเส้นโค้งที่เราจะพบจุดยอดที่เกิดจากความขึ้นและผลของ Rayleigh scattering ซึ่งทำให้อัตราสูญเสียสัญญาณมีค่าสูงดังเส้นประในรูปที่ 14. 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 และยังคงแสดงถึงอัตราการ

สูญเสียสัญญาณต่ำสุดที่ 0.2 dB/km ในการใช้งานนั้นถ้าเป็นการส่งผ่านข้อมูลระยะสั้นๆ เช่น ระบบ LAN เป็นต้น เราจะใช้ความยาวคลื่นที่ 850 nm ส่วนในระบบส่งผ่านข้อมูลทางไกลจะใช้ความยาวคลื่นที่ 1550 nm ปัจจุบันมีการพัฒนาการใช้งานเส้นใยแสงในยุคที่ 4 (forth window) ซึ่งเพิ่มการใช้ความยาวคลื่นใกล้แถบ 1625 nm

2) ดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสง (Fiber dispersion)

สัญญาณทางแสงจะเกิดการบิดเบี้ยวมากขึ้นเมื่อเดินทางไปตามเส้นใยแสง การบิดเบี้ยวนี้เป็นผลมาจาก intramodal dispersion และ intermodal delay effects โดยการบิดเบี้ยวเหล่านี้สามารถอธิบายด้วยการตรวจสอบความเร็วกลุ่ม (group velocities) ของโหมดการเดินทาง (guided modes) ซึ่งความเร็วกลุ่มนี้คือความเร็วของพลังงานในแต่ละโหมดที่เดินทางในเส้นใยแสง รูปที่ 14. เป็นการแสดงตัวอย่างของความเร็วกลุ่มและการกระจายของความเร็วกลุ่ม (group velocity dispersion : GVD) เทียบกับความยาวคลื่นซึ่งเห็นได้ว่าความเร็วกลุ่มของแต่ละความยาวคลื่นมีค่าแตกต่างกันและจะมีค่าสูงสุดที่ Zero-dispersion wavelength GVD เป็นปรากฏการณ์ที่สัญญาณแสงหนึ่งๆ ประกอบด้วยหลายความถี่ ทำให้องค์ประกอบแต่ละความถี่นั้นมีความเร็วกลุ่มต่างกัน จึงทำให้แต่ละองค์ประกอบของสัญญาณแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงมาถึงปลายทางในเวลาที่แตกต่างกัน จึงทำให้สัญญาณแสงขยายความกว้างออกไปเมื่อมาถึงปลายทาง



รูปที่ 14.4 Group velocities และ GVD ในแต่ละความยาวคลื่น

Intramodal dispersion หรือ Chromatic dispersion เป็นการขยายตัวของพัลส์ที่เกิดขึ้นในโหมดเดียว (Single mode) เมื่อส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงแบบโหมดเดียว (Single mode fiber: SMF) ผลของดิสเพอร์ชันของเส้นใยแสงจะเด่นชัดเนื่องจากสัญญาณแสงประกอบด้วยหลายความถี่ซึ่งแต่ละความถี่มีค่าของดัชนีหักเหของเส้นใยแสงที่ต่างกัน ผลของค่าดัชนีหักเหที่ต่างกันนี้จะทำให้แสงแต่ละความถี่เดินทางด้วยความเร็วที่ไม่เท่ากันซึ่งจะทำให้พัลส์สัญญาณมี

การขยายตัวออก (broadening) และเดินทางมาถึงปลายทางไม่พร้อมกัน เวลาที่ใช้ในการเดินทางคือ

$$\tau = \frac{L}{v_g} = L \frac{\delta\beta}{\delta\omega} = \frac{L}{C} \frac{\delta\beta}{\delta K} \quad (4)$$

โดย L คือ ระยะทาง

v_g คือ Group velocity

$$K = \frac{2\pi}{\lambda}$$

จากสมการที่ (4) จะได้ความเร็วกลุ่มเท่ากับ

$$\Delta\tau = L\beta_2\Delta\omega \quad (5)$$

$$\beta_2 = \frac{\delta^2\beta}{\delta\omega^2} = \frac{\delta\beta_1}{\delta\omega} = \frac{\delta\left(\frac{1}{v_g}\right)}{\delta\omega} \quad (6)$$

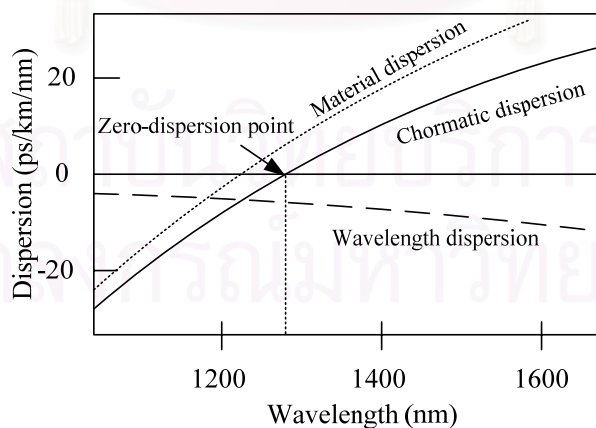
β_2 คือ Group velocity dispersion : GVD parameter

ถ้าเขียนอยู่ในรูปความยาวคลื่นจะได้

$$\Delta\tau = \frac{\delta\left(\frac{1}{v_g}\right)}{\delta\lambda} \Delta\lambda = D\Delta\lambda \quad (7)$$

$$D = \frac{\delta\left(\frac{1}{v_g}\right)}{\delta\lambda} = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad (8)$$

โดย D คือ Dispersion

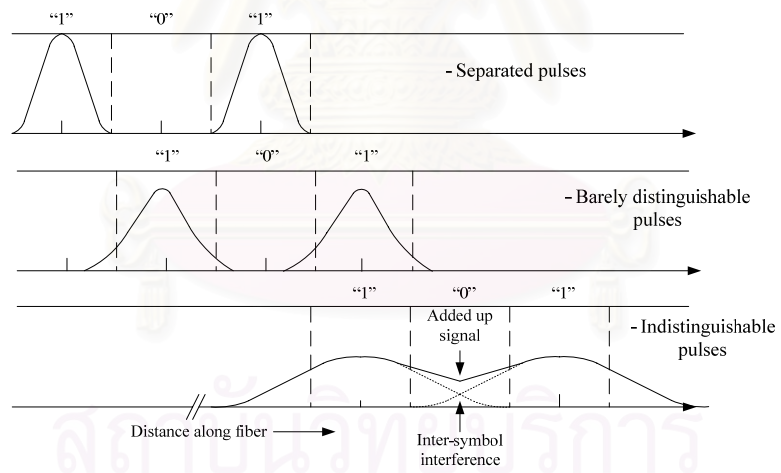


รูปที่ 14.5 Chromatic dispersion [18]

Chromatic dispersion เป็นผลรวมของดิสเพอร์ชันจากวัสดุ (material dispersion) อันเนื่องมาจากวัสดุที่ใช้ทำเส้นใยแสงและดิสเพอร์ชันจากท่อนำคลื่น (waveguide dispersion) ซึ่ง

เป็นผลจากลักษณะรูปร่างของเส้นใยแสง 328รูปที่ 14. แสดงค่าดิสเพอร์ชันที่แตกต่างกันไปตามความยาวคลื่นของแสง การส่งสัญญาณที่ความยาวคลื่น 1310 nm สำหรับ SMF: ITU-T G.652 ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ (zero-dispersion point) จะหลีกเลี่ยงผลของดิสเพอร์ชันได้ ยิ่งไปกว่านั้นได้มีการปรับปรุงเพื่อให้เกิดค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นแถบ 1550 nm ซึ่งเป็นจุดที่มีอัตราการลดทอนต่ำ เราเรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า Dispersion shifted fiber (DSF: ITU-T G.653) และ เส้นใยแสงที่มีค่าดิสเพอร์ชันไม่เป็นศูนย์ที่ความยาวคลื่นแถบ 1550 nm เราเรียกเส้นใยแสงประเภทนี้ว่า Non-zero dispersion shift fiber (NZDSF: ITU-T G.655)

อย่างไรก็ตาม ในระบบการมัลติเพลกซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่นซึ่งสัญญาณแสงประกอบด้วยหลายความยาวคลื่นรวมอยู่ด้วยกัน แม้จะมีการเลือกความยาวคลื่นหนึ่งให้เกิดค่าดิสเพอร์ชันเป็นศูนย์ความยาวคลื่นอื่นๆ ที่เหลือย่อมได้รับผลจากดิสเพอร์ชันค่าต่างๆ แตกต่างกันไป ทำให้เกิดการบิดเบี้ยวของสัญญาณในช่องสัญญาณที่ต่างกัน (Signal distortion) และรุนแรงไม่เท่ากันอันเนื่องมาจากค่าความชันของเส้นโค้งดิสเพอร์ชัน (Dispersion slope) โดยการบิดเบี้ยวของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะทำให้เกิดการซ้อนทับกันของพัลส์สัญญาณซึ่งถ้าไม่ทำการแก้ไขจะทำให้ข้อมูลเกิดการผิดพลาดได้ 329รูปที่ เป็นการแสดงการเกิด Inter-symbol interference (ISI) จากผลดิสเพอร์ชัน



รูปที่ 14.6 การแสดงการเกิด Inter-symbol interference

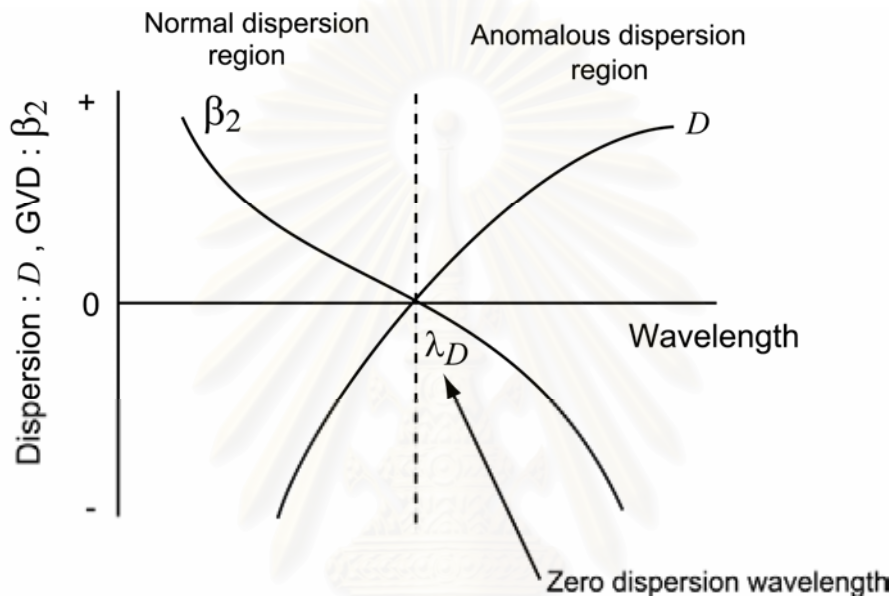
ส่วน intermodal delay เป็นผลของแต่ละโหมดการเดินทางของแสงในตัวกลางที่มีความแตกต่างกันของค่าความเร็วกลุ่มที่ความถี่เดียวกันซึ่งเกิดในเส้นใยแสงแบบหลายโหมด (Multi-mode fiber : MMF) ซึ่งมีผลรุนแรงกว่า SMF

การแบ่งช่วงของดิสเพอร์ชัน แบ่งเป็น 2 ช่วงคือ Normal dispersion, Anomalous dispersion ดัง330รูปที่ 14.

Normal dispersion region คือบริเวณที่ส่วนประกอบของความยาวคลื่นยาวสามารถเคลื่อนที่ได้เร็วกว่าส่วนที่มีความยาวคลื่นสั้นกว่า จะมีค่า $D < 0$ และ $\beta_2 > 0$

Anomalous dispersion region คือบริเวณที่ส่วนประกอบของความยาวคลื่นสั้นสามารถเคลื่อนที่ได้เร็วกว่าส่วนที่มีความยาวคลื่นยาวกว่า จะมีค่า $D > 0$ และ $\beta_2 < 0$

Zero dispersion wavelength คือ จุดที่ดิสเพอร์ชันเท่ากับศูนย์ $D=0$ และ $\beta_2=0$ ใน Single mode fiber (SMF) zero dispersion wavelength อยู่ที่ 1310 nm และใน Dispersion-shifted fiber (DSF) zero dispersion wavelength อยู่ที่ 1550 nm



รูปที่ 14.7 ความสัมพันธ์ระหว่าง β_2 และ D ในช่วงของดิสเพอร์ชัน

3) ความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสง (Fiber nonlinearity)

Kerr effect เป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้ค่าดัชนีหักเห เปลี่ยนแปลงไปตามกำลังงานของสัญญาณทำให้เฟสของสัญญาณที่ปลายทางมีการเปลี่ยนแปลงไปโดยขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ เฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงไปโดยที่มีขนาดขึ้นอยู่กับกำลังงานเรียกว่า การเลื่อนเฟสอย่างไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear phase shift) เราสามารถแบ่งปรากฏการณ์ Kerr effect ที่มีผลต่อสัญญาณเดินทางในระบบเส้นใยแสงออกเป็นสามประเภทคือ Self-phase modulation (SPM) Cross-phase modulation (XPM) และ Four-wave mixing (FWM)

1.) Self-Phase Modulation (SPM) เกิดจากการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณโดยกำลังของสัญญาณที่ความถี่เดียวกันกับสัญญาณเอง อันเป็นผลทำให้เกิดการเลื่อนเฟสของสัญญาณแสงด้วยกำลังของตัวสัญญาณเองซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสเป็นไปดังสมการที่ (9)

$$\Delta\omega_{NL} = \frac{\partial\phi_{NL}(z,T)}{\partial T} \quad (9)$$

โดยที่ $\Delta\omega_{NL}$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงเฟสต่อหน่วยเวลา

ϕ_{NL} คือ เฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้น

ซึ่งค่า $\phi_{NL}(z, T)$ สามารถคำนวณได้จาก

$$\phi_{NL} = n_2 \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) L |E_0|^2 = n_2 k_0 L |E_0|^2 \quad (10)$$

โดยที่ n_2 คือ สัมประสิทธิ์ดัชนีหักเหที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinear-index coefficient)

L คือ ความยาวของเส้นใยแสง [km]

$|E_0|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสง

k_0 คือ เลขคลื่นในที่ว่าง (free space wave number)

SPM ทำให้สเปกตรัม (Spectrum) ของสัญญาณขยายออกและเฟสของสัญญาณที่เปลี่ยนไปจะถูกเหนี่ยวนำมากที่สุดบริเวณตรงกลางสัญญาณพัลส์ซึ่งเป็นบริเวณที่มีปริมาณกำลังงานแสงสูงสุด

2.) Cross-Phase Modulation (XPM) ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อมี 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์ ω_1 และ ω_2 ซึ่งมีค่าต่างกัน ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง โดยแต่ละสัญญาณพัลส์ ณ ช่องสัญญาณหนึ่งจะถูกเหนี่ยวนำให้เฟสเปลี่ยนไปจากผลของ XPM ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเนื่องจากกำลังงานของสัญญาณแสงอื่นที่อยู่ที่คลื่นพาห์มีความถี่ที่ต่างออกไปเหนี่ยวนำให้เฟสของสัญญาณแสงเปลี่ยนไปจากเดิม

ปกติแล้วเมื่อ 2 สัญญาณแสงที่มีความถี่คลื่นพาห์เป็น ω_1 และ ω_2 ร่วมเดินทางไปในเส้นใยแสง นอกจากทั้ง 2 สัญญาณแสงจะมีความเร็วกลุ่มที่แตกต่างกันซึ่งการที่ความเร็วกลุ่มไม่ตรงกันนี้จะเป็นปัจจัยที่กำหนดการเหลื่อมล้ำของทั้ง 2 สัญญาณแสงในปรากฏการณ์ XPM โดยปรากฏการณ์ นี้จะเกิดขึ้นช่วงที่สัญญาณแสงทั้งสองวิ่งตัดกัน ซึ่งผลของมันจะมีค่ามากกว่าของ SPM ถึง 2 เท่าโดยมีเฟสของสัญญาณที่เลื่อนไปเนื่องจาก SPM และ XPM ดังนี้ (11)

$$\phi_{NL} = n_2 k_0 L (|E_0|^2 + 2|E_1|^2) \quad (11)$$

เมื่อ $|E_0|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์ ω_1

$|E_1|^2$ คือ ความเข้มของสัญญาณแสงที่ความถี่คลื่นพาห์ ω_2

3.) Four Wave Mixing (FWM) เกิดจากสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน 4 ความถี่ที่มีความสัมพันธ์ตามเงื่อนไข การจับคู่ความถี่ (frequency matching) จะทำให้เกิดการถ่ายเทพลังงานข้ามให้แก่กันและกัน การกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่ใหม่ขึ้นมา โดยเกิดจากสัญญาณพัลส์หลายๆ ช่องสัญญาณที่มีความถี่ต่างๆ กันมาผสมผสานกัน สำหรับการเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ (f_4) จากสัญญาณความถี่ f_1, f_2, f_3 ซึ่งเป็นไปตามสมการ (12)

$$f_4 = f_1 + f_2 - f_3 \quad (12)$$

และเงื่อนไขของการจับคู่เฟส (Phase matching condition) ดังนี้

$$k_4 = k_1 + k_2 - k_3 \quad (13)$$

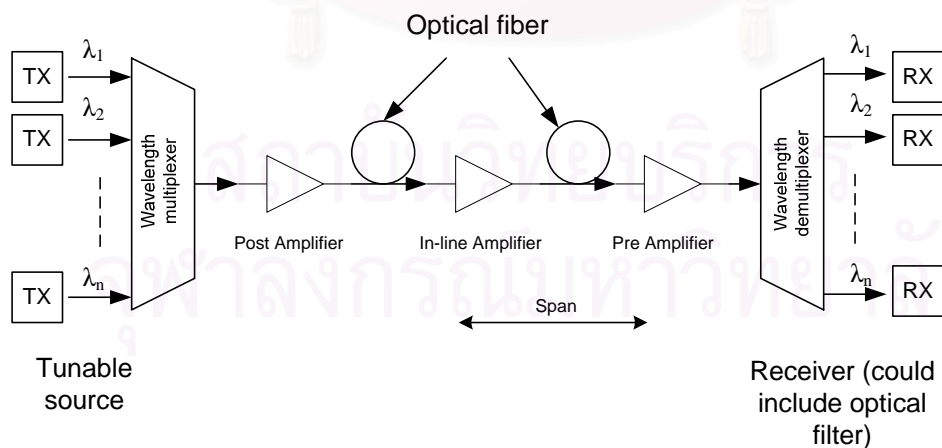
โดยที่ k_n คือ ค่าคงตัวเฟส ณ ความถี่ที่ n ดังนั้นประสิทธิภาพของ FWM

ผลของ FWM ในกรณีของช่องสัญญาณเดี่ยว เรียกว่า Intra-channel FWM (IFWM) จะทำให้สัญญาณพัลส์ที่กระจายออกมาถ่ายเทกำลังงานซึ่งกันและกันจนทำให้เกิด Ghost pulse ขึ้นมา ในสัญญาณที่มอดูเลตแบบ On-off keying (OOK) สำหรับผลของ FWM ในกรณีของหลายช่องสัญญาณ จะมีสัญญาณความถี่ใหม่เกิดขึ้นมา และจะมีความรุนแรงเมื่อความถี่ใหม่ที่เกิดขึ้นมาทับซ้อนหรือว่าเลื่อมกับความถี่ของสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดของข้อมูลขึ้น แต่ว่าผลที่เกิดขึ้นเนื่องจาก FWM จะมีความรุนแรงน้อยกว่า XPM

การลดปัญหาจากความไม่เป็นเชิงเส้นของเส้นใยแสงสามารถทำได้โดยการจัดสรรความยาวคลื่นในแต่ละขั้วเชื่อมโยงให้มีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นมากที่สุดเพื่อทำให้การวิ่งตัดกันของสัญญาณเนื่องจากความเร็วกลุ่มของสัญญาณที่แตกต่างกันเป็นไปได้ยากขึ้นพร้อมทั้งทำให้การจับคู่ความถี่เป็นไปได้ยากขึ้นด้วยเช่นกัน

14.2 หลักการและทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารด้วยแสงระบบการมัลติเพล็กซ์สัญญาณเชิงความยาวคลื่น

14.2.1 WDM systems and components



รูปที่ 14.8 WDM system and components

จากประสิทธิภาพของเส้นใยแสงที่มีความกว้างของแบนด์วิดท์มหาศาลทำให้เราสามารถเลือกใช้ช่วงความยาวคลื่นได้ตั้งแต่ 800 nm ถึง 1,600 nm [18] ซึ่งมีจำนวนความยาวคลื่น

มากมายเพียงพอกับการใช้งานที่หลากหลายของโครงข่ายทั้งการส่งข้อมูล, ภาพ, และเสียงด้วย อัตราการส่งข้อมูลความเร็วสูง การที่จะใช้ประโยชน์ของจำนวนความยาวคลื่นที่มากมายขนาดนี้ให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นไปอีกนั้นต้องมีการใช้เทคโนโลยี WDM [19], [20] ข้อมูลแต่ละชุดจะครอบคลุมสัญญาณแสงในแต่ละความยาวคลื่นโดยระบบและองค์ประกอบของ WDM เป็นดังรูปที่ 14. มีสัญญาณจำนวน N ความยาวคลื่นจะถูกมัลติเพล็กซ์และส่งไปตามเส้นใยแสงเส้นเดียว และอุปกรณ์ที่ปลายทางจะเลือกรับในความยาวคลื่นที่ต้องการ ในช่วงแอมระบบ WDM จะเป็นการส่งความยาวคลื่นเพียง 2, 4, 8, 12, และ 16 ความยาวคลื่นโดยใช้ส่งสัญญาณในระยะทางสั้นๆ เทคโนโลยีในระยะถัดมาคือ coarse WDM (CWDM) และ dense WDM (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 นั้นปกติจะมีระยะห่างของแต่ละความยาวคลื่นอาจจะอยู่ที่ 200, 100, 50, หรือ 25 GHz โดยมีจำนวนช่องสัญญาณให้สามารถใช้ได้จำนวนนับร้อยช่องสัญญาณตามอุปกรณ์ส่งสัญญาณที่มีใช้งานและสามารถส่งสัญญาณไปได้หลายพันกิโลเมตรโดยต้องมีอุปกรณ์ขยายสัญญาณตามเส้นทาง ทำให้ระหว่างการเดินทางของสัญญาณผ่านเส้นใยแสงจะต้องมีการขยายสัญญาณด้วยอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง

เราสามารถแบ่งลักษณะการใช้งานอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงได้ดังนี้

- 1.) Post amplifier : วางไว้ก่อนเข้าสายส่งเพื่อเพิ่มกำลังของสัญญาณ
- 2.) Line amplifier : วางไว้ระหว่างสายส่งสัญญาณเป็นช่วงๆ เพื่อชดเชยการลดทอนสัญญาณเนื่องจากเส้นใยแสง
- 3.) Pre-amplifier : ทำการขยายสัญญาณเพื่อปรับสัญญาณให้ดีขึ้นก่อนเข้าอุปกรณ์รับสัญญาณ

ส่วนระยะห่างของอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง (span) นั้นเราต้องไม่กำหนดให้มีระยะทางมากเกินไปจนกำลังสัญญาณถูกลดทอนลงทำให้อุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสงไม่สามารถตรวจจับได้หรือทำให้อัตราส่วนระหว่างกำลังสัญญาณและกำลังของสัญญาณรบกวนทางแสง (Optical signal-to-noise Ratio: OSNR) มีค่าต่ำซึ่งจะ แสดงถึงประสิทธิภาพที่ไม่ดีของระบบ

14.2.2 DWDM System

ระบบ DWDM เป็นชื่อย่อของระบบ Dense Wavelength Division Multiplexing ซึ่งพัฒนามาจากระบบสื่อสาร ทางแสงด้วยเส้นใยแสงที่แต่เดิมใช้เพียงแสงสีเดียวหรือแสงที่มีค่าความยาว

คลื่นคงที่เพียงค่าเดียว เช่น 1.33 หรือ 1.55 ไมครอน เป็นต้น เมื่อนักถึงระบบสื่อสารข้อมูลหลายช่องสัญญาณในระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนำแสงที่เห็นกันในรอบ ทศวรรษที่ผ่านมา มักจะนึกถึงระบบ TDM/PCM (Time division multiplex / pulse code modulation) ที่ใช้ระบบสายส่งที่เป็นสายทองแดง และระบบ SDH/SONET (Synchronous digital hierarchy / Synchronous optical network) ที่ใช้เส้นใยแสงในระบบสายส่ง ซึ่งระบบ SDH/SONET นี้สามารถส่งข้อมูลได้ด้วยความเร็วหลายระดับ ตัวอย่างเช่น ความเร็วที่อัตรา 2.5 Gb/s ซึ่งเป็นของระบบ STM-16 ที่ใช้ระบบสายส่ง OC-48 ระบบสื่อสารที่ความเร็วขนาดนี้ถือว่า เร็วมากแล้ว เมื่อเทียบกับระบบสื่อสารในบ้านเรา ซึ่งระบบ STM-16 นี้ใช้เส้นใยแสงเพียงเส้นเดียว (หรือคู่เดียวในระบบรับส่ง) โดยใช้แสงเพียงความยาวคลื่นเดียว (เช่น 1.55 ไมครอน) เป็นคลื่นพาห์สำหรับส่งข้อมูลหลายช่องสัญญาณที่ถูกจัดรวมกันด้วยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) ซึ่งทำงานด้วยวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ธรรมชาติของมนุษย์ต้องมีการพัฒนา แม้ว่าระบบสื่อสารจะส่งข้อมูลได้เร็วถึง 2.5 Gb/s ซึ่งเร็วมากพอที่จะส่งข้อมูลที่เป็นเนื้อหาของหนังสือและเอกสารทุกเล่มภายในหอสมุดแห่งชาติของเราได้หมดภายในเวลาเพียงไม่กี่นาที วิศวกรและนักวิทยาศาสตร์ทั้งหลายก็ยังไม่พอใจ ยังพยายามที่จะคิดหาวิธีเพิ่มความเร็วมากขึ้นไป ก็พอจะสรุปได้ว่า การเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลคงไม่สามารถหลีกเลี่ยงการใช้ระบบสายส่งที่เป็นเส้นใยแสงได้แน่ และถ้าจำเป็นต้องใช้เส้นใยแสงอยู่ ก็พอมีวิธีการหลักๆ อยู่ 2 วิธี คือ

- **เพิ่มอัตราเร็วจากระบบเดิมที่ใช้อยู่** ซึ่งระบบเดิมยังคงสามารถพัฒนาให้มีขีดการทำงานเพิ่มขึ้นได้อีก ดังเช่นที่เห็นอยู่ก็มาถึง 40 Gb/s แต่สุดท้ายอัตราเร็วในการพัฒนาอาจช้าลงและไม่แน่นอน เพราะถูกจำกัดด้วยตัวของเทคโนโลยีเอง โดยเฉพาะความเร็วในการทำงานของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งจะทำให้ระบบมีราคาแพงขึ้นมากหลายเท่าเลยทีเดียว

- **เพิ่มจำนวนความยาวคลื่นแสงในเส้นใยแสงเส้นเดิม** เทคนิคนี้สามารถกระทำได้เลยโดยอาศัยเทคโนโลยีที่มีอยู่เดิม อีกทั้งเส้นใยแสงเดิมในระบบก็ยังสามารถรองรับขีดการทำงานนี้ได้ ซึ่งจากแนวคิดนี้เป็นจุดเริ่มต้นของระบบสื่อสารสัญญาณแบบ WDM หรือ Wavelength division multiplexing ซึ่งพัฒนามาเป็น DWDM ในปัจจุบัน

14.2.3 โครงสร้างพื้นฐานของระบบ DWDM

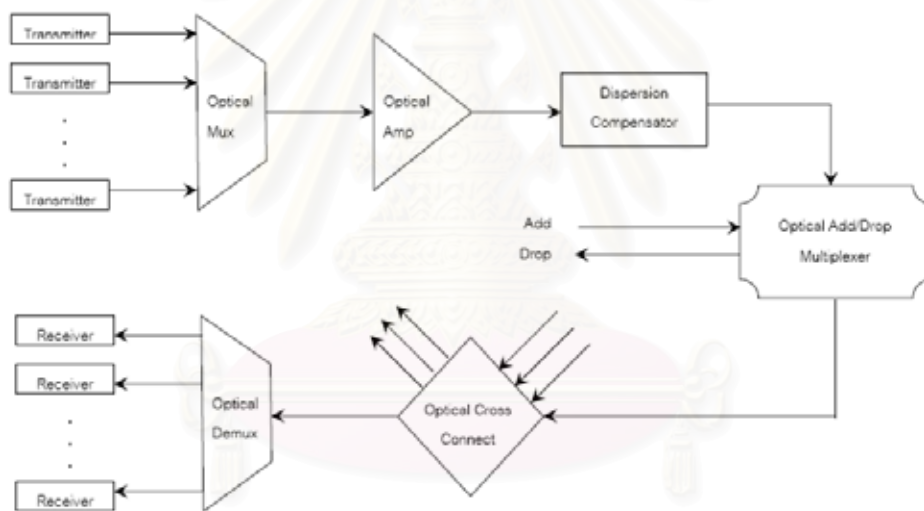
ในระบบ WDM เดิม มักนิยมใช้แสงที่มีความยาวคลื่น 1.33 และ 1.55 ไมครอน แทนช่องสัญญาณอิสระรวมกันทางแสงแล้วส่งไปในเส้นใยแสงเส้นเดียวกัน ซึ่งวิธีนี้ทำให้ไม่สามารถเพิ่มช่องสัญญาณที่อยู่ในทอมของความยาวคลื่นแสงได้มากนัก เพราะแสงในแต่ละช่องสัญญาณที่มีความยาวคลื่นต่างกันมาก จะมีค่าการลดทอนสัญญาณไม่เท่ากัน ทำให้ระยะทางสูงสุดที่

สามารถส่งข้อมูลได้ ไม่เท่ากันด้วย ผลลัพธ์ก็คือ ในระบบสื่อสารทางไกลหลายๆ ต้องใช้สถานีทวนสัญญาณ (repeater) แยกกันสำหรับแต่ละความยาวคลื่น เป็นผลทำให้มีค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้น และระบบมีความยุ่งยาก การแก้ปัญหาทำได้โดยเลือกช่องสัญญาณให้มีค่าความยาวคลื่นแสงใกล้เคียงกัน โดยเป็นแสงในในช่วงของหน้าต่างความยาวคลื่นแสงค่าหนึ่ง เช่น ในระบบปัจจุบัน มักจะเลือกหน้าต่างความยาวคลื่นแสงในช่วง 1.55 ไมครอน และความยาวคลื่นแสงของแต่ละช่องสัญญาณจะมีช่วงห่างกัน (channel spacing) ไม่มาก อาจไม่ถึง 1 ไมครอน หรือมากกว่า 1 ไมครอน เล็กน้อย เช่นระบบ DWDM ระบบหนึ่งมี 8 ช่องสัญญาณ อาจประกอบไปด้วยความยาวคลื่นแสง 1550, 1551, 1552, ..., 1557 ไมครอน ซึ่งหมายถึงมีช่วงของ channel spacing เท่ากับ 1 ไมครอน เป็นต้น การที่กำหนดให้ channel spacing มีค่าน้อยๆ นั้นหมายถึงการเพิ่มโอกาสให้มีอัตราการส่งข้อมูลหรืออัตรา (bitrate) เพิ่มมากขึ้นด้วย

ถ้าจะมองถึงโครงสร้างพื้นฐานโดยรวมของระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแสงแบบ DWDM ก็อาจสรุปเป็นบล็อกหลักๆ ได้ดังรูปที่ 14. ซึ่งเป็นระบบสื่อสารแบบทางเดียว (simplex) เริ่มจาก Transmitter ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนข้อมูลทางไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงแล้วส่งเข้าสู่เส้นใยแสง Transmitter หนึ่งชุดจะส่งแสงออกมา 1 ความยาวคลื่น ถือเป็น 1 ช่องสัญญาณ ซึ่งข้อมูลแสงหนึ่งช่องสัญญาณนี้ อาจถูกมัลติเพล็กซ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ให้มีอัตราสูงมากๆ เช่น 2.5 Gb/s หรือ 10 Gb/s มาแล้ว จากนั้นแสงทุกช่องสัญญาณที่มีความยาวคลื่นต่างกัน จะถูกรวมเข้าด้วยกันโดยกระบวนการทางแสงด้วย Optical Multiplexer (Mux) เพื่อส่งไปยังปลายทางด้วยเส้นใยแสงเพียงเส้นเดียว ข้อมูลที่เดินทางในระหว่างเส้นทางจะถูกลดทอนสัญญาณทำให้แสงมีค่าความเข้มแสงอ่อนลง จึงต้องมีสถานีทวนสัญญาณที่เป็น Optical Amplifier ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแสงทุกช่องสัญญาณพร้อมกัน ให้มีขนาดความเข้มแสงมากพอที่จะเดินทางต่อไปไกลๆ ได้สัญญาณข้อมูลที่ส่งในระบบมักเป็นสัญญาณข้อมูลแบบดิจิทัลในลักษณะของพัลส์ข้อมูล ซึ่งสัญญาณพัลส์ที่เดินทางในเส้นใยแสง จะเกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่าการกระจาย (dispersion) ทำให้สัญญาณพัลส์เกิดการบานออก ผลลัพธ์ก็คือเป็นตัวจำกัดปริมาณข้อมูลหรือทำให้อัตราสูงสุดของระบบลดลง ดังนั้นระบบ DWDM จึงต้องมีอุปกรณ์ Dispersion compensator เพื่อทำหน้าที่ปรับขนาดของพัลส์ที่บานออกให้มีขนาดคงที่ตลอดการเดินทางอยู่เสมอ อย่างไรก็ตามระบบ DWDM มีความยาวคลื่นแสงหลายค่า ผลของการกระจายที่เกิดขึ้นที่เกี่ยย้อมมีผลกระทบกับทุกช่องสัญญาณด้วย ยิ่งระบบมีจำนวนช่องสัญญาณมาก ก็ต้องยิ่งให้ความสนใจและเอาใจใส่กับ ผลกระทบของการกระจายมากขึ้นด้วยในระบบโครงข่ายสื่อสารขนาดใหญ่หรือโครงข่ายที่มีประสิทธิภาพสูง เรามักจะนึกถึงระบบ SDH/SONET เพราะเป็นระบบที่คุ้นเคยกัน ซึ่งถ้าเทียบกับโครงการขององค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทยก็คือโครงการ TNEP (Telephone network expansion) ในระบบ SDH/SONET นี้โครงข่ายจะถูกจัดให้มีโครงสร้างเป็นรูป (Loop) หรือวงแหวน (ring) โดยในช่วงระหว่างสถานี

โครงการวิจัยร่วมฯ ปีงบประมาณ 2549 876 จัดทำเมื่อ 31 กรกฎาคม 2550

ระบบสามารถขยายการติดต่อเข้ากับสถานีอื่นได้ด้วยอุปกรณ์ที่เรียกว่า Add/Drop ซึ่งระบบ DWDM เองก็ต้องมีอุปกรณ์ชนิดนี้เหมือนกัน เพื่อให้สามารถนำไปใช้กับระบบเดิมที่มีอยู่ก่อนได้ โดยการทำงานของอุปกรณ์ตัวนี้ จะเป็นระบบทางแสงล้วนๆ อุปกรณ์ตัวนี้จึงมีชื่อเรียกเฉพาะว่า Optical Add/Drop หรือบางคนอาจเรียกย่อๆ ว่า OADM ซึ่งย่อมาจาก Optical Add/Drop Multiplexer ในทำนองเดียวกัน สถานีสื่อสารบางสถานีที่ทำหน้าที่เป็นชุมสายขนาดใหญ่ จะต้อง มีอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ตัดต่อหรือเลือกเส้นทางของทางเดินข้อมูลในระบบให้ไปสู่ปลายทางอื่นๆ ใน โครงข่ายที่ซับซ้อนได้ อุปกรณ์ตัวนี้เรียกว่า Cross connect ซึ่งในระบบ DWDM ก็จะมีอุปกรณ์ตัว นี้เหมือนกันแต่จะทำงานในเชิงแสงทั้งหมดเรียกว่า Optical cross connect หรือเรียกย่อๆ ว่า OXC เมื่อข้อมูลเดินทางถึงปลายทาง สัญญาณแสงที่รวมทุกช่องสัญญาณมาก็จะถูกแยกออกให้ เป็นช่องสัญญาณเดี่ยวตามค่าความยาวคลื่นแสงด้วยอุปกรณ์เชิงแสงที่เรียกว่า Optical demultiplexer ซึ่งมักมีหลักการการทำงานตรงข้ามกับ Optical multiplexer หรือทำงานเหมือนกันก็ได้ เพียงแต่จะเพิ่มอุปกรณ์บางอย่างเข้าไปเพื่อให้ได้ฟังก์ชันทำงานตามต้องการ



รูปที่ 14.9 โครงสร้างพื้นฐานของระบบสื่อสารโทรคมนาคมแบบ DWDM

14.2.4 DWDM Component

ระบบ DWDM เป็นระบบที่มีความยืดหยุ่นสูง สามารถใช้กับระบบสื่อสารได้ทั้งระบบเล็กและใหญ่ จะสื่อสารกันแบบ point-to-point ก็ได้ จะใช้กับระบบ LAN ก็ได้ หรือจะใส่เข้าไปในโครงข่ายขนาดใหญ่อย่าง SDH/SONET ก็ทำได้ โดยในการใช้งานแต่ละงานอาจมีอุปกรณ์ (component) ที่ประกอบเป็นระบบเล็กน้อยต่างกัน ทั้งที่เป็นอุปกรณ์ประเภทแพสซีฟ (passive component) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่ต้องมีการป้อนพลังงานจากภายนอก และอุปกรณ์ประเภทแอ็กทีฟ (active component) ที่สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องการพลังงานจากภายนอก component ของระบบ DWDM มีหลายตัวที่อาจดูแล้วค่อนข้างใหม่อยู่บ้าง

Transmitter

ในส่วนของตัวส่งสัญญาณแสงเลเซอร์ไดโอด (LD: Laser diode) LD ที่ใช้ต้องมีค่าความกว้างแถบสเปกตรัมของแสงที่เปล่งออกหรือที่เรียกว่าไลน์วิดท์ (linewidth) แคบๆ ทั้งนี้เพื่อลดผลของการเกิด Chromatic dispersion ในระบบ DWDM ไลน์วิดท์ของ LD ต้องมีค่าแคบมากๆ โดยจะต้องไม่มากไปกว่าระยะ channel spacing มิฉะนั้นจะเกิดการรบกวน (interference) ระหว่างช่องสัญญาณ ถ้า channel spacing ของระบบมีค่า 1 นาโนเมตร แหล่งกำเนิดแสงต้องเป็น LD ที่มี linewidth น้อยกว่า 1 นาโนเมตร ด้วย LD ที่มีสเปกแบบนี้มีราคาสูง จากความต้องการตรงนี้ ทำให้เกิดการพัฒนาคอนกรีตของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (semiconductor) สำหรับ LD แบบใหม่ๆ ร่วมกับเทคโนโลยีของการกรองแสงด้วยฟิลเตอร์ทางแสง ทำให้ได้ไลน์วิดท์แคบๆ สมใจ เพื่อใช้กับระบบ DWDM ในเชิงพาณิชย์ได้ แล้วในช่วงแรกๆ ของการทดลองวิจัย เขาไปหาแหล่งกำเนิดแสงที่มีค่าความยาวคลื่นใกล้เคียงกันมากๆ มาจากไหน คำตอบก็คือ ในการทดลองวิจัยมักจะใช้แหล่งกำเนิดแสงชนิดปรับค่าได้ (tunable laser source) ซึ่งมีราคาแพงมาก การมอดูเลตสัญญาณข้อมูลเข้ากับแสง เรามักคุ้นเคยกันดีกับเทคนิคทางวงจรรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นวงจรสวิตชิง ซึ่งจะเรียกเทคนิคนี้ว่า การมอดูเลตแบบภายใน (internal modulation) ปัจจุบันได้มีการพัฒนาเทคนิคการมอดูเลตเพื่อรวมข้อมูลเข้ากับแสง ในรูปของสัญญาณแสงโดยตรง เทคนิคนี้เรียกว่า การมอดูเลตแบบภายนอก (external modulation) ลองนึกดูว่าแสงเดินทางอยู่ในตัวกลางหนึ่งซึ่งอาจเป็นอากาศ หรือภายในเส้นใยแสง หรือท่อแก้วแบบระนาบ (optical planar waveguide) ในช่วงหนึ่งที่ถูกกระทำให้ตำแหน่งที่แสงเดินทางในช่วงนั้นเกิดการเปลี่ยนแปลงทางกายภาพบางประการ ทำให้ค่าดัชนีหักเหของตัวกลางในช่วงที่แสงเดินทางนั้นเปลี่ยนแปลงไป ซึ่งจะทำให้คุณสมบัติของแสงที่เดินทางถูกเปลี่ยนแปลงไปด้วย หากเราสามารถควบคุมการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีหักเหนี้ได้ ก็จะสามารถควบคุมคุณสมบัติของแสงที่เดินทางได้ด้วยเช่นกัน ในทางปฏิบัติ จะใช้สัญญาณข้อมูลไฟฟ้าที่ต้องการสื่อสารเป็นตัวควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเห ผลลัพธ์ก็คือแสงถูกมอดูเลตเข้ากับข้อมูลทางไฟฟ้านั้นหลังจากที่แสงเดินทางผ่านออกจากส่วนของตัวกลางที่เกิดการเปลี่ยนแปลง ตรงนี้อาจจะยากที่จะเข้าใจลึกซึ้งสำหรับคนที่เพิ่งได้ยินครั้งแรก เอาเป็นว่า เมื่อตัวกลางที่แสงเดินทางช่วงหนึ่งเกิดการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหซึ่งควบคุมโดยสัญญาณข้อมูล แสงที่เดินทางออกจากตัวกลางในช่วงนั้น จะมีสัญญาณข้อมูลผสมรวมเข้ามาด้วยโดยทั่วไปอุปกรณ์ในการมอดูเลตแบบภายนอกนี้จะแบ่งออกได้เป็นสองประเภทใหญ่ๆ ได้แก่ อุปกรณ์ประเภทอิเล็กทรอนิกส์ (Electro-optic devices) ซึ่งอาศัยสนามไฟฟ้าในการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหของท่อนำสัญญาณแสงโดยตรง และ อุปกรณ์ประเภทอะคูสติกออปติกส์ (Acousto-Optic Devices) ซึ่งอาศัยการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางกลของท่อนำสัญญาณแสง โดยที่การเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติเชิงกลนี้ถูกควบคุมด้วยสัญญาณทางไฟฟ้าอีกทีหนึ่ง

Multiplexer (Mux)

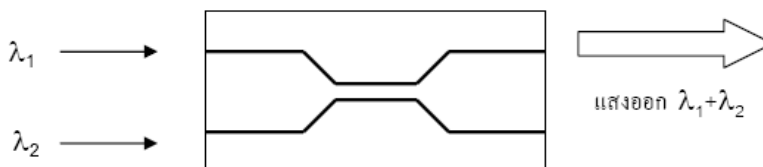
มัลติเพล็กซ์เซอร์ (Mux) ที่ใช้ในการรวมแสงหลายช่องสัญญาณมีหลายลักษณะ ดังเช่น

- **คัปเปิลอร์เส้นใยแสง (optical fiber coupler)** เป็นการรวมแสงจากแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงโดยตรง พิจารณาจากรูปที่ 14. ซึ่งเป็นตัวอย่างของคัปเปิลอร์เส้นใยแสงแบบ 2x2 สัญญาณแสงสองช่องสัญญาณที่มีความยาวคลื่นต่างกันจะถูกส่งเข้าสู่เส้นใยแสงต่างเส้นกัน เมื่อแสงเดินทางผ่านคัปเปิลอร์ แสงทั้งสองความยาวคลื่นจะถูกรวมกันหลังจากเดินทางออกจากคัปเปิลอร์ ในทางปฏิบัติ อาจเลือกใช้แสงขาออกเพียงเส้นเดียว ในกรณีที่ต้องการรวมแสงหลายช่องสัญญาณ ก็ออกแบบให้คัปเปิลอร์มีจำนวนเส้นใยแสงด้านอินพุตให้เท่ากับจำนวนช่องสัญญาณตามต้องการโดยอาจกำหนดให้เส้นใยแสงขาออกมีเพียงเส้นเดียวก็ได้ อุปกรณ์ชนิดคัปเปิลอร์เส้นใยแสงนี้ ถือเป็นอุปกรณ์ประเภทแพสซีฟ (passive device) คือสามารถทำงานได้ทันทีเลย

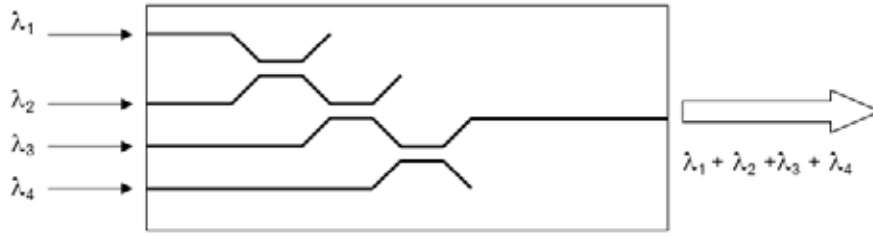


รูปที่ 14.10 คัปเปิลอร์เส้นใยแสงแบบ 2 x 2 สำหรับมัลติเพล็กซ์แสง 2 ช่องสัญญาณ

- **คัปเปิลอร์แบบระนาบ (optical planar coupler)** มีหลักการการทำงานเหมือนคัปเปิลอร์เส้นใยแสง เพียงแต่ท่อนำสัญญาณแสงจะเป็นแบบระนาบ ไม่ได้เป็นเส้นใยแสง ดังตัวอย่างในรูปที่ 14. (ก) ซึ่งแสดงท่อนำสัญญาณเป็นเส้นหน้าผิงตัวอยู่บนแผ่นฐานรูปสี่เหลี่ยมที่อาจเป็นแผ่นแก้วสไลด์หรือแผ่นเวเฟอร์ จากรูปจะเห็นว่าการทำงานของมันเพื่อคัปปลิงแสง เกิดในช่วงที่ท่อนำแสงอยู่ใกล้กันเป็นระยะทางช่วงหนึ่ง หากต้องการให้คัปเปิลอร์ทำงานรวมช่องสัญญาณแสงหลายช่อง อาจเพิ่มโครงสร้างของมันให้มีความซับซ้อนขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 14. (ข) ขนาดของคัปเปิลอร์แบบระนาบมักมีขนาดเล็กกว่านี้วก้อยของเราเสียอีก



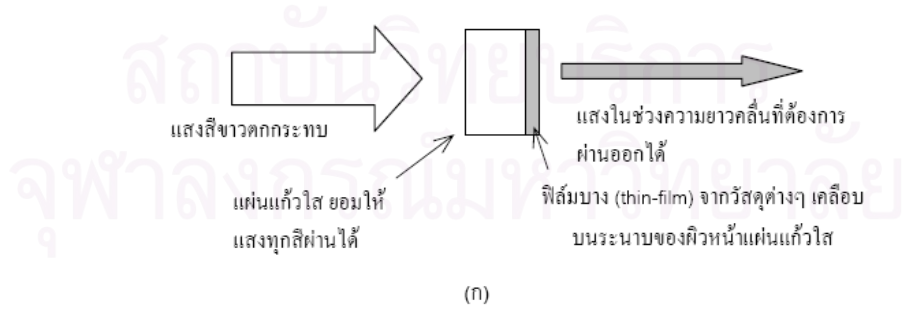
(ก) 2x2 คัปเปิลอร์แบบระนาบ



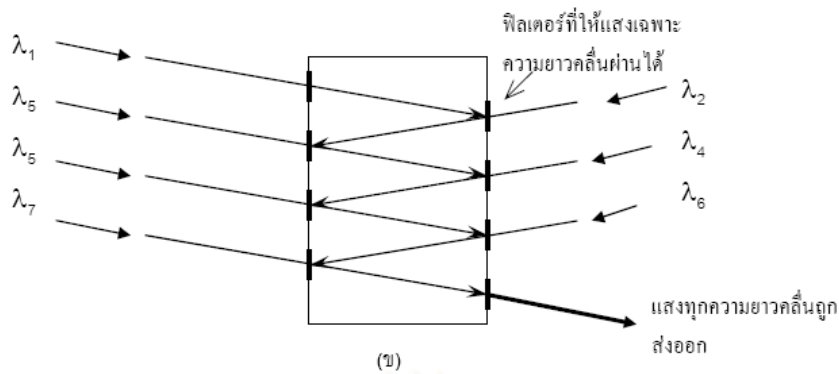
(ข) คับเปลอร์แบบระนาบที่มีโครงสร้างซับซ้อนขึ้น

รูปที่ 14.11 โครงสร้างพื้นฐานของคับเปลอร์แบบระนาบ

• **ออปติคอลลฟิลเตอร์ (optical filter)** เป็นการรวมแสงเมื่อตัวกลางแสงเป็นอากาศ หลักการทำงานพื้นฐานของมันแสงดัง 339 รูปที่ 14. (ก) ซึ่งใช้เทคโนโลยีของฟิล์มบาง (thin film) ที่ทำจากวัสดุที่กำหนด เคลือบลงบนผิวระนาบของแผ่นแก้วใส ซึ่งการเคลือบฟิล์มบางนี้อาจมีหลายชั้น และแต่ละชั้นอาจใช้วัสดุที่ไม่เหมือนกัน ลักษณะโครงสร้างเช่นนี้ ทำให้แสงที่เดินทางผ่านบางความยาวคลื่นถูกบดบังกันไว้ ในขณะที่แสงบางความยาวคลื่นสามารถเดินทางผ่านออกไปได้ ถ้ามองดูเผินๆ ก็คล้ายกับหลักการทำงานของตัวดีมัลติเพล็กซ์ (demultiplexer) นั่นเอง จากคุณสมบัติตรงนี้ ถ้านำมาจัดโครงสร้างเป็นกล่องเล็กๆ ดัง 340 รูปที่ 14. (ข) โดยภายในกล่องเป็นตัวกลางที่แสงทุกความยาวคลื่นผ่านได้ ที่ข้างกล่องจะเจาะช่องให้แสงผ่านโดยจะมีออปติคอลลฟิลเตอร์ปิดกันไว้ ฟิลเตอร์นี้ออกแบบให้เฉพาะแสงที่มีความยาวคลื่นที่ต้องการผ่านได้เท่านั้น ถ้าเป็นแสงย่านความยาวคลื่นอื่นจะเกิดการสะท้อน ทำให้ที่เอาต์พุตสุดท้ายเกิดเป็นแสงรวมที่มีทุกความยาวคลื่น (ทุกช่องสัญญาณ) ส่งออก และพร้อมที่จะเดินทางสู่ปลายทางต่อไปเทคโนโลยีของฟิล์มบางนี้ อาจใช้เคลือบที่หน้าตัดตอนปลายของเส้นใยแสง เพื่อทำให้เส้นใยแสงเป็นอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติเป็นฟิลเตอร์ไปด้วยก็ได้



(ก)



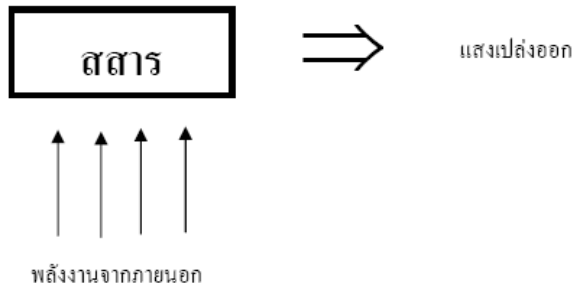
รูปที่ 14.12 หลักการทำงานของออปติคอลลินเซอร์ในรูป (ก) และ Mux ในรูป (ข)

- อื่นๆ เช่น เกรตติ้งเส้นใยแสง (fiber grating) ท่อนำแสงระนาบแบบอาร์เรย์ (array planar optical waveguides) เป็นต้น (รายละเอียดไม่ขอกล่าวในที่นี้ เพราะเนื้อหาหมวกพอสมควร)

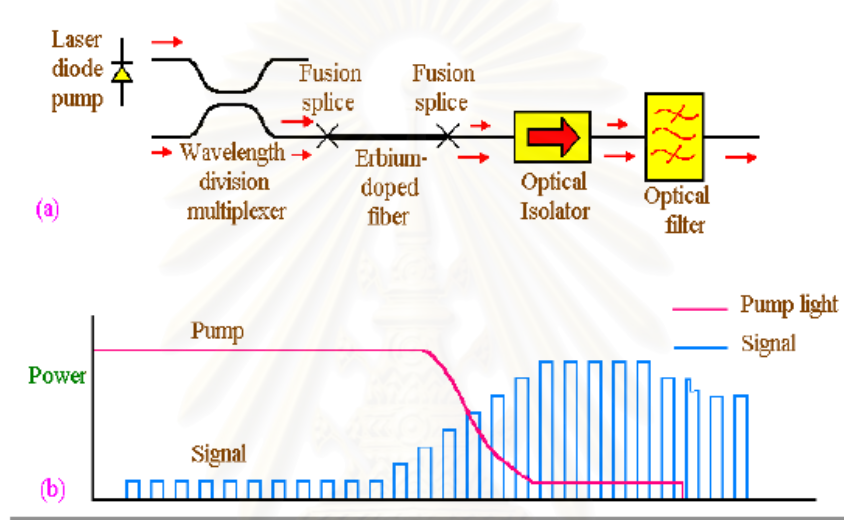
Optical Amplifier (OA)

หลักการทำงานของสถานีขยายสัญญาณแสงหรือ Optical amplifier มีหลักการในการทำงานเกี่ยวกับการสร้างแสงเลเซอร์ ซึ่งอาศัยหลักการพื้นฐานทางฟิสิกส์ที่ใช้การกระตุ้นพลังงานจากภายนอกเข้าไปในสสาร แล้วทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนในอะตอมของมันเกิดการเปลี่ยนแปลง แต่เนื่องจากธรรมชาติของอิเล็กตรอน มันจะไม่สามารถดำรงอยู่ในสภาวะอื่นที่ไม่ใช่สภาวะเดิมของมันได้ มันจึงต้องหาทางกลับบ้านของมัน และจากการที่อิเล็กตรอนได้รับพลังงานกระตุ้นจากภายนอกที่ป้อนให้ก่อนหน้านี้ มันจึงคายพลังงานส่วนเกินนั้นออกมาในรูปของพลังงานแสงที่มีความยาวคลื่นขึ้นอยู่กัชนิดและคุณสมบัติของสสารเพื่อให้อิเล็กตรอนกลับสู่สภาวะเดิมได้ หากเราเลือกใช้วัสดุที่เหมาะสมพลังงานส่วนเกินที่อิเล็กตรอนคายออกก็จะกลายเป็นพลังงานของแสงตามที่เราต้องการได้ดังแสดงในรูปที่ 14. หากเราสร้าง optical amplifier ให้เกิดขึ้นบนเส้นใยแสงได้เลย จะเรียกว่าเป็น Optical fiber amplifier (OFA) หรือเรียกสั้นๆ ว่า fiber amplifier วัสดุที่สามารถเปล่งแสงสีเดียวกับแสงที่ใช้ในระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแสงในกระบวนการของ Fiber amplifier มีหลายชนิด เช่น ธาตุเออร์เบียม (Erbium) จะให้แสงออกมาในช่วงความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน และธาตุนีโอดีเมียม (Neodymium) จะให้แสงออกมาในช่วงความยาวคลื่น 1.33 ไมครอน เป็นต้น ในทางปฏิบัติเส้นใยแสงชนิดพิเศษจะถูกสร้างขึ้นให้มีส่วนประกอบของสารเหล่านี้ในส่วนกลางของคอร์ของเส้นใยแสง ในระบบสื่อสารปัจจุบันมักเลือกใช้ธาตุเออร์เบียมผสมเข้ากับเนื้อแก้วในส่วนกลางของคอร์ของเส้นใยแสง ทำให้เส้นใยแสงชนิดนี้ถูกเรียกว่า Erbium-Doped Fiber หรือ EDF ซึ่งโครงสร้างทางกายภาพจะมีลักษณะเช่นเดียวกับเส้นใยแสงธรรมดาทั่วไป และเมื่อนำ EDF มาใช้ในการขยายสัญญาณแสงจะเรียกว่า Erbium-Doped Fiber

amplifier หรือ EDFA แสงที่เดินทางผ่านเส้นใยแสงชนิด EDF จะมีพฤติกรรมเหมือนเดินทางในเส้นใยแสงทั่วไปคือเกิดการลดทอนสัญญาณและเกิด dispersion ตามปกติ โดยจะไม่มีเปลี่ยนแปลงใดๆ กับสัญญาณข้อมูล แต่ถ้าทำการกระตุ้นเส้นใยแสงพิเศษนี้ด้วยการป้อนพลังงานแสงที่มีความยาวคลื่น 980 นาโนเมตร ให้กับ EDF ข้อมูลแสงที่มีความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน ที่เดินทางผ่านเข้าไปใน EDF จะถูกทำให้มีพลังงานเพิ่มมากขึ้นอันเนื่องมาจากการรวมกันทางความเข้มแสงของสัญญาณเดิมที่นำข้อมูล กับสัญญาณแสงที่เปล่งออกมาใหม่จากการกระตุ้นพลังงานเข้าไป (ซึ่งแสงทั้งสองนี้ต้องมีขนาดความยาวคลื่นที่ตรงกัน) จึงเสมือนกับการขยายสัญญาณข้อมูลแสงที่เดินทางในระบบสายส่งให้มีความเข้มแสงเพิ่มขึ้น พร้อมทั้งจะเดินทางไปในระยะทางที่ไกลออกไปได้ 342 รูปที่ 14. แสดงโครงสร้างของสถานีทวนสัญญาณแสงที่ใช้ EDF ต่อแทรกเข้าไปในระบบสายส่ง ข้อมูลแสงในระบบสื่อสารที่มีความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน จะเดินทางผ่านคัปเปิลอร์เส้นใยแสง (fiber coupler) ออกไป ในขณะที่สัญญาณอินพุตอีกทางหนึ่งของคัปเปิลอร์เส้นใยแสง จะถูกป้อนด้วยแสงเลเซอร์ที่มีความยาวคลื่นประมาณ 980 นาโนเมตร ซึ่งเป็นช่วงที่เหมาะสมในการกระตุ้น EDF แสงทั้งสองที่เดินทางรวมกันออกจากคัปเปิลอร์ในช่วงของเส้นใยแสงธรรมดาจะไม่มีอะไรเกิดขึ้น ข้อมูลแสงเดิมก็ยังคงมีความเข้มแสงไม่เปลี่ยนแปลง เมื่อแสงเดินทางผ่านเข้าไปในส่วนของ EDF แสงที่มีความยาวคลื่น 980 นาโนเมตร จะกระตุ้นอิเล็กตรอนให้มีพลังงานที่สูงขึ้น เรียกว่าเป็นการปั๊ม (pump) และเมื่ออิเล็กตรอนคายพลังงานออกมาเพื่อรักษาสภาวะของตัวมัน จะได้แสงที่มีความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน เมื่อรวมกับข้อมูลแสงที่มีความยาวคลื่นเท่ากัน ก็จะทำให้สัญญาณพัลส์แสงมีค่าความเข้มแสงเพิ่มขึ้นตามความยาวของ EDF และสามารถเดินทางเข้าไปในเส้นใยแสงธรรมดาที่เป็นสายส่งได้ต่อไป ในขณะที่พลังงานของแสงที่นำมาปั๊ม (ที่ 980 นาโนเมตร) ก็จะมีค่าลดลงและจางหายไปมากที่สุด อย่างไรก็ตาม ขนาดความยาวของ EDF ที่มีค่ามากๆ มิได้หมายความว่าจะทำให้ความสามารถในการขยายสัญญาณแสงมีค่าเพิ่มขึ้นเสมอด้วย แต่จะขึ้นอยู่กับขนาดความยาวที่เหมาะสมค่าหนึ่งเท่านั้น อุปกรณ์ Optical Isolator ที่เห็นในรูปทำหน้าที่ควบคุมทิศทางของแสงให้เดินทางไปในทิศทางที่ต้องการและไม่สะท้อนกลับมารบกวนระบบ Isolator นี้จะมีหรือไม่มีก็ได้แล้วแต่สภาพโดยรวมของระบบและการใช้งานในทางปฏิบัติ ระบบ OFA ที่เป็น EDFA มักจะมีขนาดเล็ก



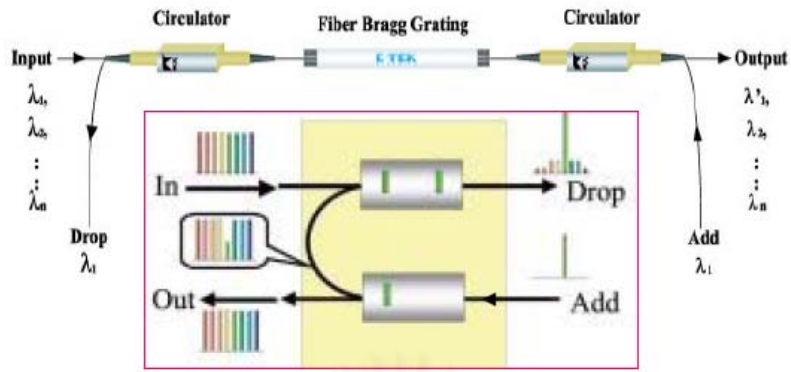
รูปที่ 14.13 การเกิดแสงของสสารเมื่อถูกกระตุ้น



รูปที่ 14.14 การทำงานของสถานีทวนสัญญาณแสงที่ใช้ EDFA

Optical Add/Drop Multiplexer (OADM)

OADM ทำหน้าที่ให้สถานีในระบบสื่อสารสามารถรับข้อมูลแสงเฉพาะช่องสัญญาณที่กำหนด และใส่ข้อมูลไปยังปลายทางโดยใช้ช่องสัญญาณ (ความยาวคลื่นแสง) ที่กำหนดด้วยเช่นกัน อีกทั้ง OADM ยังสามารถแทรกเพิ่มเข้าไปในสายส่งเดิมในช่วงระหว่างสถานีได้อีกด้วย หลักการทำงานพื้นฐานของ OADM แสดงด้วยรูปอุปกรณ์จริงใน 343 รูปที่ 14. ซึ่งจะใช้ FBG เป็นอุปกรณ์หลักในการเลือกช่องสัญญาณที่ FBG สะท้อนความยาวคลื่นแสงกลับผ่าน circulator เพื่อ drop ช่องสัญญาณออกไป ในทำนองเดียวกัน ข้อมูลในช่องสัญญาณจะถูกส่งออกหรือ add เข้าไปที่อีกด้านหนึ่งของ FBG ซึ่งแสงจะเดินทางผ่าน circulator ผ่านเข้าไปใน FBG แล้วสะท้อนกลับผ่าน circulator ส่งออกไปยังปลายทาง ลักษณะของ FBG และ circulator ที่เป็นเส้นใยแสงในทางปฏิบัติ มีความยาวของอุปกรณ์เพียง 5-15 เซนติเมตร เท่านั้น

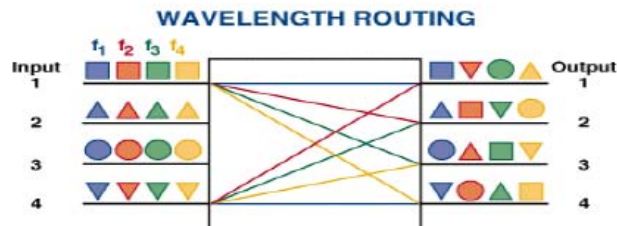
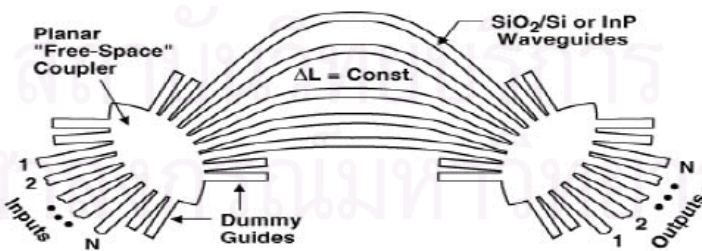


รูปที่ 14.15 โครงสร้างพื้นฐานของ OADM

Optical Cross Connect (OXC)

OXC เปรียบเสมือนกับสถานีรถไฟโดยสารต่างจังหวัดตามหัวเมืองใหญ่ๆ (เมื่อถนนเปรียบเสมือนเส้นทางเดินใยแสง) ซึ่งเป็นจุดที่ผู้โดยสารสามารถเลือกเปลี่ยนเส้นทางรถไฟโดยสารเพื่อเดินทางไปยังปลายทางที่ต้องการได้ โครงสร้างของ OXC ค่อนข้างซับซ้อน เพราะมักเกี่ยวข้องกับโครงข่ายสื่อสารขนาดใหญ่ 344 รูปที่ 14. แสดงโครงสร้างพื้นฐานของ OXC แบบหนึ่ง ในลักษณะของท่อนำแสงแบบระนาบ (optical planar waveguide) ที่มีทางเดินแสงขาเข้า หลายช่องสัญญาณ เมื่อแสงเดินทางผ่านไปในช่วงกลางที่โค้งและมีลักษณะขนานกัน แสงจะเกิดการคัปปลิง (coupling) ระหว่างท่อนหนึ่งไปสู่อีกท่อนหนึ่งที่ต้องการแล้วออกไปยังปลายทางได้ ทั้งนี้คุณสมบัติการคัปปลิงแสงจะขึ้นกับความยาวของท่อนนำแสง ลักษณะความโค้ง ระยะที่ท่อนนำแสงห่างกัน ไปจนถึงค่าดัชนีหักเหของตัวกลางที่เป็นท่อนนำแสงและฐาน (substrate) เป็นต้น ซึ่งการออกแบบ OXC แบบนี้ให้ทำงานตามที่กำหนด

INTEGRATED NxN MULTIPLEXER



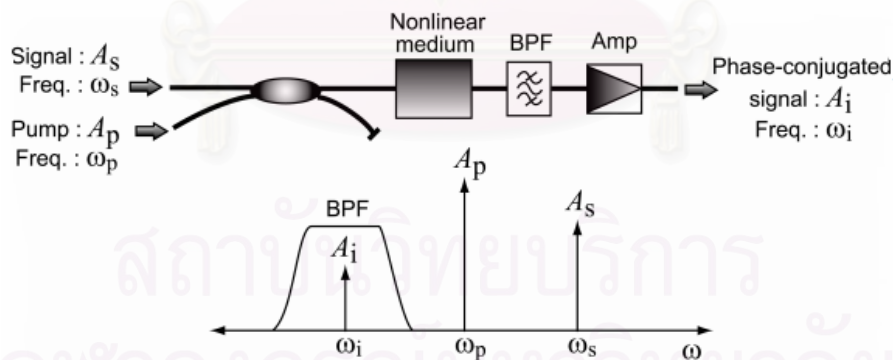
รูปที่ 14.16 โครงสร้างของ OXC ที่ใช้ Optical Planar Waveguide

14.2 ทฤษฎีพื้นฐานของระบบที่ใช้วิธีคอนจูเกตสัญญาณ (Optical Phase Conjugation)

วิธีการคอนจูเกตสัญญาณเป็นทางเลือกทางหนึ่งที่สามารถชดเชยรูปคลื่นสัญญาณที่เกิดการขยายออกและการไม่เป็นเชิงเส้นที่เกิดความเพี้ยนขึ้น โดยการวางเครื่องคอนจูเกตสัญญาณ (optical phase conjugator) ไว้ที่กึ่งกลางระบบ เมื่อสัญญาณถูกปล่อยออกจากตัวส่งให้เดินทางในเส้นใยแสง รูปคลื่นสัญญาณจะเกิดความเพี้ยนขึ้นในฝั่งครั้งแรกของระบบแต่จะสามารถกลับมาเป็นรูปคลื่นสัญญาณเดิมที่ไม่มีความเพี้ยนเกิดขึ้นที่เครื่องรับสัญญาณได้ โดยมีเงื่อนไขว่าคุณสมบัติย่อยในสายส่งของทั้งสองฝั่งของระบบจะต้องมีความสมมาตรเมื่อมองจากจุดกึ่งกลางของระบบ เครื่องคอนจูเกตสัญญาณนั้นสามารถสร้างสัญญาณคอนจูเกตได้โดยใช้หลักการจากกระบวนการ Four-Wave Mixing (FWM) ในตัวกลางที่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้นอันดับที่สาม (third-order nonlinear medium) ซึ่งเป็นตัวกลางที่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้นอย่างรุนแรง โดยเมื่อสัญญาณเข้าทำปฏิกิริยากับสัญญาณจากภายนอกที่ใส่เข้าไปที่เรียกว่าสัญญาณปั๊ม (Pump) ที่มีกำลังสูง ใน third-order nonlinear medium แล้วจะเกิดสัญญาณความถี่ใหม่ขึ้นมาที่เรียกว่า idler wave โดยกระบวนการ FWM ซึ่ง idler wave เป็นคอนจูเกตกับสัญญาณเข้า ดังสมการที่ 14.14

$$2h\omega_p = h\omega_s + h\omega_i \quad (14)$$

โดยสมการ 347(14) หมายถึงพลังงานโฟตอนของสัญญาณปั๊มถูกแยกออกมาเพื่อเสริมสัญญาณที่ส่งเข้าและสร้าง Idle wave ที่เป็นคอนจูเกตกับสัญญาณที่ส่งเข้า



รูปที่ 14.17 การสร้างสัญญาณคอนจูเกตโดยกระบวนการ FWM ใน third-order nonlinear medium

วิธีการลดผลของดิสเพอร์ชันของเครื่องส่งยุคเฟสแสง สามารถอธิบายได้ด้วยสมการ Nonlinear Schrodinger สมการที่ 348(15)

$$\frac{\partial A}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A - \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + i\gamma |A|^2 A \quad (15)$$

โดยที่ α คือ attenuation coefficient

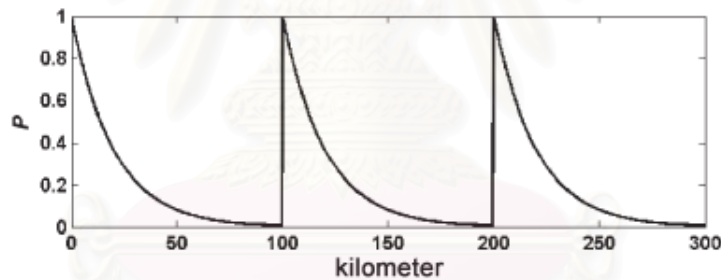
β_2 คือ GVD coefficient (dispersion)

γ คือ nonlinearity coefficient

เมื่อสัญญาณผ่านเครื่องส่งยุคเฟสแสงก็จะได้ สมการที่ 349(16)

$$\frac{\partial A^*}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A^* + \frac{i}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A^*}{\partial T^2} - i\gamma |A^*|^2 A^* \quad (16)$$

จะเห็นได้ว่าเมื่อสัญญาณเดินทางไประยะทางหนึ่งก็จะเกิดดิสเพอร์ชันดูจากค่า β_2 และเมื่อผ่านเครื่องส่งยุคเฟสแสงก็จะส่งยุคเฟสทำให้เครื่องหมายหน้าจำนวนเชิงซ้อนกลับค่า จึงเปลี่ยนจาก β_2 เป็น $-\beta_2$ และเมื่อเดินทางต่อไปในเส้นใยแสงเส้นเดิมค่า β_2 ก็จะหักล้างกันจนหมด ทำให้มีดิสเพอร์ชัน และเครื่องส่งยุคเฟสแสงก็สามารถจัดการความไม่เป็นเชิงเส้นได้ จากสมการ nonlinear Schrodinger จะเห็นได้ว่า nonlinearity coefficient γ ก็สามารถลดได้ด้วยเช่นกัน คือ Self-Phase Modulation (SPM) แต่ก็ไม่ได้สามารถลดได้ทั้งหมด เนื่องจาก SPM เกิดจากพลังงานของสัญญาณ แต่ในระบบรูปแบบของกำลังส่งไม่สมมาตรดังรูปที่ 14. ทำให้ลดผลของ SPM ได้ไม่ทั้งหมด



รูปที่ 14.18 รูปแบบพลังงานของสัญญาณในการส่ง

ในการคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางระบบนั้นสามารถชดเชยผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น และ ดิสเพอร์ชันในระบบที่มีระยะสั้นได้อย่างดี แต่ในระบบที่มีระยะยาวจะเกิดปัญหาเกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงเป็นคาบของสัญญาณกำลัง (periodic power variation) และการแกว่งไป-มาของค่า dispersion ตลอดทั้งระบบ ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดสัญญาณที่เพิ่มขึ้นที่เครื่องรับ เงื่อนไขที่สำคัญในการออกแบบเพื่อให้คุณสมบัติของการคอนจูเกตสัญญาณที่กึ่งกลางระบบนั้นมีประสิทธิภาพสูงคือ

1. ระยะระหว่างอุปกรณ์ขยายสัญญาณทางแสง ต้องสั้นกว่าระยะที่มีผลของความไม่เป็นเชิงเส้น (Nonlinearity length)
2. ค่าดิสเพอร์ชันนั้นต้องอยู่ในบริเวณ normal dispersion (สองเงื่อนไขนี้ใช้กำจัดผลกระทบของการเปลี่ยนแปลงเป็นคาบของสัญญาณกำลัง)

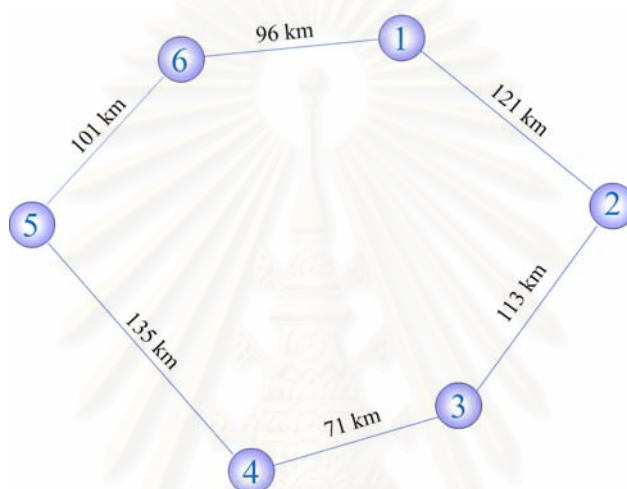
3. ในส่วนต่างๆ ของเส้นใยแสงนำแสงจะต้องมีค่าคงที่เฉลี่ยทั้งระบบของค่าดิสเพอร์ชันยาวกว่าระยะที่มีผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้น (เงื่อนไขนี้ใช้กำจัดผลกระทบของการแกว่งไป-มาของค่าดิสเพอร์ชัน)
4. กำลังของสัญญาณที่เกี่ยวข้องและดิสเพอร์ชันทั้งสองด้านของอุปกรณ์คอนจูเกตสัญญาณต้องเป็นแบบสมมาตร (เงื่อนไขนี้เพื่อให้อุปกรณ์คอนจูเกตสัญญาณทำการคอนจูเกตได้สมบูรณ์)



สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 15 การกำหนดระเบียบขั้นตอนวิธี
ในการวางอุปกรณ์คอนจุกต์สัญญาณอย่างมีประสิทธิภาพ

ศึกษาวิธีการใช้งานเครื่องส่งยุคเฟสทางแสงเพื่อจัดวางในโครงข่ายแบบวงแหวนและจัดทำารทดสอบกับโครงข่ายตัวอย่างดัง รูปที่ 15.1 ซึ่งมีจำนวนสถานีทั้งหมด 6 สถานี 5 เส้นใยแสง ส่งข้อมูลสองทิศทาง ซึ่งวิธีที่ได้ศึกษาและนำเสนอนี้มีทั้งหมด 3 ขั้นตอนในการหาตำแหน่งวางเครื่องส่งยุคเฟสแสง ดังนี้



รูปที่ 15.1 โครงข่ายตัวอย่าง

15.1 ดูความเป็นไปได้ทั้งหมดของการส่งในแต่ละสถานี

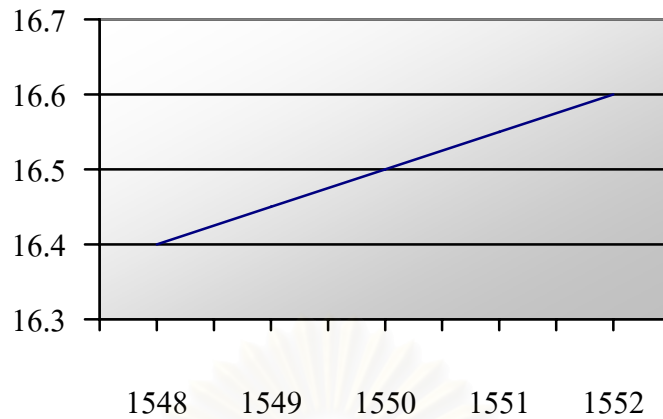
จำนวนกราฟฟิกทั้งหมดของการส่งมีจำนวนเท่ากับ $N \times (N - 1)$ โดย N คือจำนวนสถานีทั้งหมด หลังจากนั้นจะทำการหาระยะทางที่สั้นที่สุดในการส่งข้อมูลของแต่ละกราฟฟิก ซึ่งจากตัวอย่างโครงข่ายเราสามารถหาความเป็นไปได้ในการส่งทั้งหมดมี $6 \times 5 = 30$ แบบในการส่ง โดยเลือกเส้นทางที่สั้นที่สุด และได้ผลตามตารางที่ 1

ตารางที่ 1 แสดงกราฟฟิก ทิศทางและระยะทางที่สั้นที่สุด

1 → 2 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 121 km	2 → 1 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 121 km
1 → 3 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 234 km	2 → 3 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 113 km
1 → 4 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 305 km	2 → 4 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 184 km
1 → 5 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 197 km	2 → 5 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 318 km
1 → 6 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 96 km	2 → 6 เลือกลงเส้นทาง ทวนนาฬิกา ระยะทาง 217 km
3 → 1 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 234 km	4 → 1 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 305 km
3 → 2 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 113 km	4 → 2 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 184 km
3 → 4 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 71 km	4 → 3 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 71 km
3 → 5 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 206 km	4 → 5 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 135 km
3 → 6 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 307 km	4 → 6 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 236 km
5 → 1 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 197 km	6 → 1 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 96 km
5 → 2 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 318 km	6 → 2 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 217 km
5 → 3 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 206 km	6 → 3 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 307 km
5 → 4 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 135 km	6 → 4 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 236 km
5 → 6 เลือกลงเส้นทาง ตามเข็มนาฬิกา ระยะทาง 101 km	6 → 5 เลือกลงเส้นทาง ทวนเข็มนาฬิกา ระยะทาง 101 km

15.2 หาช่วงของตำแหน่งที่สามารถวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงให้ใช้จำนวนน้อยที่สุด

การจัดการดิสเพอร์ชันของเครื่องส่งยุคเฟสแสงนั้นขึ้นอยู่กับตำแหน่งที่วางอุปกรณ์ ดังนั้นระยะห่างแต่ละตำแหน่งของการวางอุปกรณ์จึงมีผลต่อการจัดการดิสเพอร์ชัน ในการจัดการดิสเพอร์ชันเราจะเลือกค่าดิสเพอร์ชันของความยาวคลื่นที่มีผลมากที่สุด ในโครงข่าย ซึ่งถ้าความยาวคลื่นที่มีค่าดิสเพอร์ชันมากที่สุดสามารถผ่านดิสเพอร์ชันที่สามารถรับได้ (D_{max}) ไปได้ ความยาวคลื่นอื่นๆ ก็สามารถผ่านไปได้อย่างเช่นกัน สำหรับทุกๆ ค่าของกราฟฟิกซึ่งเราหาได้จากขั้นตอนที่ 1 แล้ว จะนำแต่ละกราฟฟิกมาหาช่วงในการวางอุปกรณ์ โดยไม่ให้ดิสเพอร์ชันเกินค่าที่กำหนดและใช้จำนวนน้อยที่สุด จากตัวอย่างโครงข่าย ใช้ความยาวคลื่นทั้งหมด 5 ความยาวคลื่น โดยความยาวคลื่นกลางอยู่ที่ 1550 nm มีระยะห่างระหว่างความยาวคลื่น 0.8 nm ใช้ เส้นใยแสงชนิด Single-mode fiber (SMF,G.652) ซึ่งมีดิสเพอร์ชัน (D_2) 16.5 ps/km/nm มีความชันดิสเพอร์ชัน (D_3) 0.05 ps/km/nm² ที่ 1550 nm และมีค่าดิสเพอร์ชันสะสมไม่เกิน 1600 ps/nm [21] ซึ่งความยาวคลื่นที่มีผลมากที่สุดคือที่ $1500 + 0.8 + 0.8 = 1551.6$ nm ซึ่งมีค่าดิสเพอร์ชันดังนี้



รูปที่ 15.2 ดิสเพอร์ชันของ เส้นใยแสงชนิด SMF

$$D = 16.5 + (1.6 \times 0.05) = 16.58$$

จากระยะทางและค่าดิสเพอร์ชันที่เราหามาได้ เราสามารถหาช่วงในการวางเครื่องตั้งยุค เฟสแสงได้ดังนี้

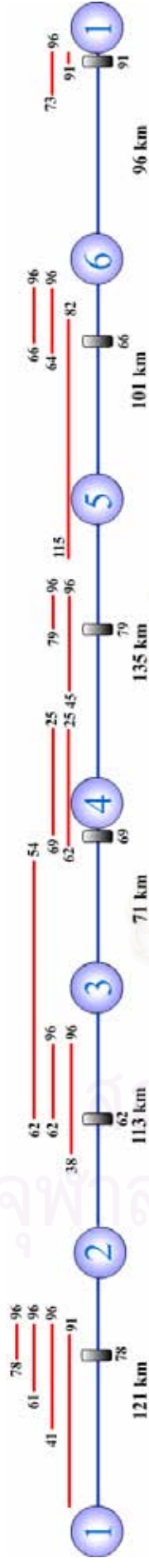
1 → 2 OPC#1 41-96	2 → 1 OPC#1 41-96
1 → 3 OPC#1 78-96	2 → 3 OPC#1 38-96
1 → 4 OPC#1 61-96 OPC#2 183-288	2 → 4 OPC#1 62-96
1 → 5 OPC#1 66-96	2 → 5 OPC#1 64-96 OPC#2 192-288
1 → 6 ไม่จำเป็นต้องวาง OPC	2 → 6 OPC#1 73-96
3 → 1 OPC#1 78-96	4 → 1 OPC#1 61-96 OPC#2 183-288
3 → 2 OPC#1 38-96	4 → 2 OPC#1 62-96
3 → 4 ไม่จำเป็นต้องวาง OPC	4 → 3 ไม่จำเป็นต้องวาง OPC
3 → 5 OPC#1 69-96	4 → 5 OPC#1 45-96
3 → 6 OPC#1 62-96 OPC#2 186-288	4 → 6 OPC#1 79-96
5 → 1 OPC#1 66-96	6 → 1 ไม่จำเป็นต้องวาง OPC
5 → 2 OPC#1 64-96 OPC#2 192-288	6 → 2 OPC#1 73-96
5 → 3 OPC#1 69-96	6 → 3 OPC#1 62-96 OPC#2 186-288
5 → 4 OPC#1 45-96	6 → 4 OPC#1 79-96
5 → 6 OPC#1 34-96	6 → 5 OPC#1 34-96

เมื่อเราได้ช่วงในการวางของทุกๆ ช่วงของเครื่องส่งยุคเฟสแสงแล้ว ก็นำช่วงมาวางลงบนเส้นใยแสงเพื่อหาจุดวางที่เหมาะสม ดังรูปที่ 15.3 และรูปที่ 15.4 วิธีวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงโดยทุกๆ ช่วงที่เกิดขึ้นต้องมีกรวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงลงไปเพื่อไม่ให้ดิสเพอร์ชันเกินขอบเขตตัวอย่างเช่น จากสถานีที่ 1 ส่งข้อมูลไปยังสถานีที่ 2 ทิศทางตามเข็มนาฬิกา เราจะได้ช่วงในการวางคือ กิโลเมตรที่ 41-96 ของข้อมูลจากสถานีที่ 1 ส่งไปสถานีที่ 2, กิโลเมตรที่ 78-96 ของข้อมูลจากสถานีที่ 1 ส่งไปสถานีที่ 3, กิโลเมตรที่ 61-96 ของข้อมูลจากสถานีที่ 1 ส่งไปสถานีที่ 4 และ กิโลเมตรที่ 192-288 ของข้อมูลจากสถานีที่ 5 ส่งไปสถานีที่ 2 ซึ่งเท่ากับ กิโลเมตรที่ 91 จากสถานีที่ 6 ไปยังสถานีที่ 1 ถึงกิโลเมตรที่ 91 จากสถานีที่ 1 ไปยังสถานีที่ 2 ซึ่งตำแหน่งการวางคือ 78-91 เป็นช่วงที่ร่วมกันทั้งหมด ด้วยวิธีนี้เราจะได้ช่วงของการวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงได้ทั้งหมด 6 ช่วงของทิศทางตามเข็มนาฬิกาและ 6 ช่วงสำหรับทิศทางทวนเข็มนาฬิกา

15.3 เลือกช่วงที่วางเพื่อลดผลของดิสเพอร์ชันมากที่สุด

ในโครงข่ายแบบวงแหวนสัญญาณจะต้องสามารถถูกดึงลงมาใช้งานได้เสมอทำให้เราควรรหาจุดวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงที่ให้ผลดิสเพอร์ชันต่ำที่สุด ซึ่งตำแหน่งที่ดีนั้นคือตำแหน่งที่อยู่ใกล้สถานีที่ส่งมากที่สุดอย่างใน ตัวอย่างจากสถานีที่ 1 ถึงสถานีที่ 2 ช่วงที่สามารถวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงได้คือ 78-91 เราต้องเลือกตำแหน่งที่ 78 ซึ่งเป็นจุดที่ห่างจากสถานีที่ 1 น้อยที่สุด และทำซ้ำกับทุกๆ ช่วงจะได้ตำแหน่งที่วางอุปกรณ์ทั้งหมด ซึ่งแสดงไว้ใน 352 รูปที่

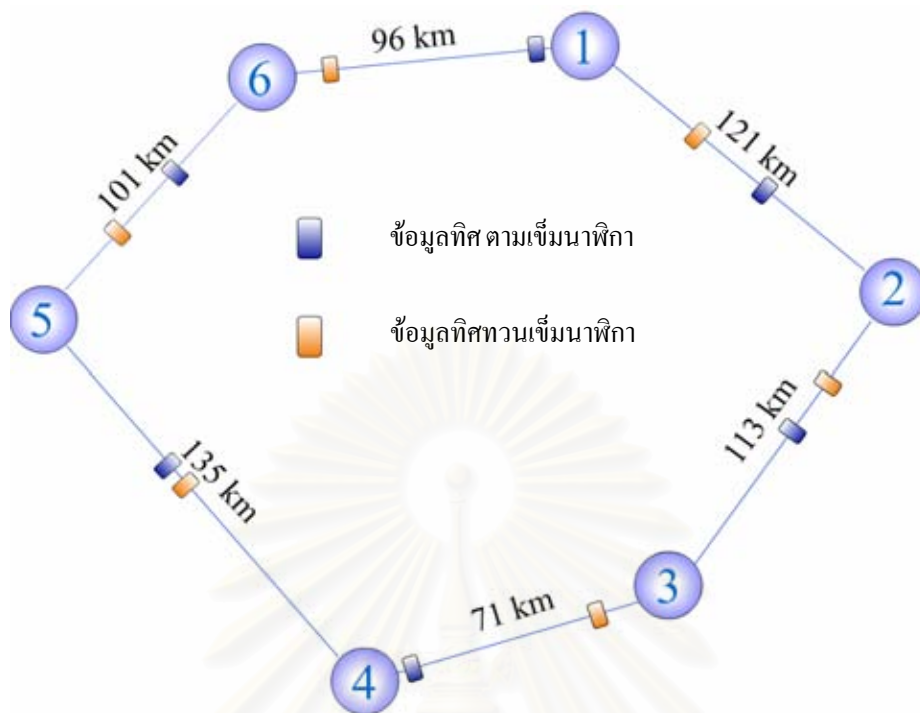
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 15.3 การวางอุปกรณ์ลงบนเส้นใยแสงในการส่งแบบตงเริ่มมาฟีกา



รูปที่ 15.4 การวางอุปกรณ์ลงบนเส้นใยแสงในการส่งแบบทวงเริ่มมาฟีกา



รูปที่ 15.5 โครงข่ายตัวอย่างที่วางอุปกรณ์แล้ว

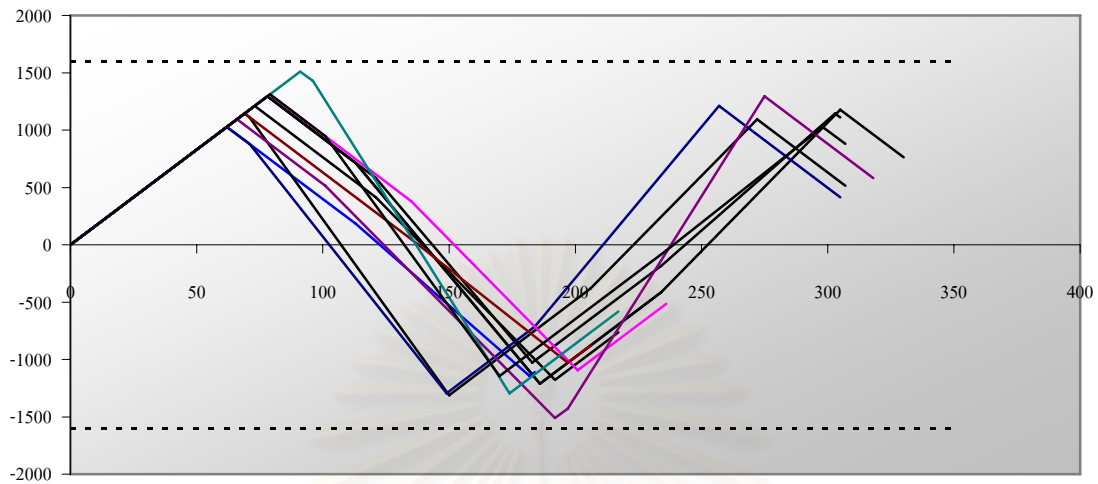
ข้อมูลทิศตามเข็มนาฬิกา

- เส้นใยนำแสงจาก 1 → 2 วางที่ กิโลเมตรที่ 78
- เส้นใยนำแสงจาก 2 → 3 วางที่ กิโลเมตรที่ 62
- เส้นใยนำแสงจาก 3 → 4 วางที่ กิโลเมตรที่ 69
- เส้นใยนำแสงจาก 4 → 5 วางที่ กิโลเมตรที่ 79
- เส้นใยนำแสงจาก 5 → 6 วางที่ กิโลเมตรที่ 101
- เส้นใยนำแสงจาก 6 → 1 วางที่ กิโลเมตรที่ 91

ข้อมูลทิศทวนเข็มนาฬิกา

- เส้นใยนำแสงจาก 1 → 6 วางที่ กิโลเมตรที่ 71
- เส้นใยนำแสงจาก 6 → 5 วางที่ กิโลเมตรที่ 79
- เส้นใยนำแสงจาก 5 → 4 วางที่ กิโลเมตรที่ 69
- เส้นใยนำแสงจาก 4 → 3 วางที่ กิโลเมตรที่ 62
- เส้นใยนำแสงจาก 3 → 2 วางที่ กิโลเมตรที่ 78
- เส้นใยนำแสงจาก 2 → 1 วางที่ กิโลเมตรที่ 73

หลังจากที่ได้ดำเนินการทั้ง 3 ขั้นตอนจนได้ตำแหน่งที่วางอุปกรณ์ทั้งหมดก็จะทำการตรวจสอบทุก ทราฟฟิกว่าเกินดีสเพอร์ชันที่จำกัดไว้หรือไม่



รูปที่ 15.6 กราฟแสดงค่าดีสเพอร์ชันของทุกเส้นทางและทุกสถานี

จากค่าดีสเพอร์ชันของทุกๆ ช่วงที่ได้คำนวณมานั้นเราสามารถนำมาวาดกราฟ 353 รูปที่ 15.6 จะเห็นได้ชัดเจนว่า ค่าดีสเพอร์ชันของทุกๆ เส้นทางและทุกข้อมูลที่ส่งไปทุกสถานีนั้นไม่มีค่าใดที่เกิน 1600 ps/nm เลย ดังนั้นเราจะสรุปได้ว่าตำแหน่งที่เราวางเครื่องส่งยุคเฟสแสงทั้งหมดนี้สามารถวางอุปกรณ์ได้จริง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 10 เอกสารอ้างอิง

- [1] Bob Chomycz, FIBER OPTIC INSTALLER'S FIELD MANUAL, McGraw Hill, 2000.
- [2] Tutorial DWDM prerequisite training : Fujitsu, 2002.
- [3] Detlef Stoll, Patrick Leisching, Harald Bock, and Alexander Richter, SIEMENS AG, "Metropolitan DWDM: A Dynamically Configurable Ring for the KomNet Field Trial in Berlin", IEEE Communications Magazine, February 2001
- [4] D. D. Kouvatsos, C. V. Mouchos, A. S. Tsokanos, "Performance Modelling of a DWDM Ring Optical Network with Wavelength Conversion and Satellite Support", Performance Modeling and Engineering Group University of Bradford
- [5] Hanxi Zhang and Oliver Yang, "Finding Protection Cycles in DWDM Networks" IEEE 2002
- [6] Henning Hinderthur and Lars Friedrich, "Scaling Protection to the Needs of Metro Optical Networking", IEEE 2005
- [7] Tran AV, Tucker RS, Boland NL, "Amplifier placement methods for metropolitan WDM ring networks", *J. Lightwave Tech.*, vol. 22, no. 11, pp 2509-2522, Nov 2004
- [8] Govind P. Agrawal, "Lightwave Technology Telecommunication System", John Willey & Sons
- [9] Shigeki Watanabe, "Generation of Optical Phase-Coniugate Waves and Compensation for Pulse Shape Distortion in a Single-Mode Fiber", *J. Lightwave Tech.*, vol. 12, no. 12, pp. 2139-2146, Dec. 1994.
- [10] Shigeki Watanabe, "Exact Compensation for both Chromatic Dispersion and Ken Effect in a Transmission Fiber Using Optical Phase Conjugation", *J. Lightwave Tech.*, vol. 14, no. 3, pp. 243-248, Mar. 1996.
- [11] Senfar Wen, "Optical Phase Conjugation of Multiwavelength Signals in a Dispersion-Shifted Fiber", *J. Lightwave Tech.*, vol. 15, no. 7, pp. 1061-1070, Jul. 1997.

- [12] Chaloeophon Lorattanasane, Kazuro Kikuchi, "Design Theory of Long-Distance Optical Transmission Systems Using Midway Optical Phase Conjugation", *J. Lightwave Tech.*, vol. 15, no. 6, pp. 948-955, Jun. 1997.
- [13] Francisco Ramos and Javier Marti,, "RF Response of Analog Optical Links Employing Optical Phase Conjugation", *J. Lightwave Tech.*, vol. 19, no. 6, pp. 842-846, Jun. 2001.
- [14] Xuefeng Tang and Zongyan Wu, "Nonlinear Noise Amplification in Optical Transmission Systems With Optical Phase Conjugation", *J. Lightwave Tech.*, vol. 23, no. 5, pp. 1866-1873, May. 2005
- [15] Paolo Minzioni, Francesco Alberti, and Alessandro Schiffrini "Techniques for Nonlinearity Cancellation Into Embedded Links by Optical Phase Conjugation", *J. Lightwave Tech.*, vol. 23, no. 8, pp. 2364-2370, Aug. 2005.
- [16] S. L. Jansen, D. van den Borne, B. Spinnler, S. Calabrò, H. Suche, P. M. Krummrich, W. Sohler, G.-D. Khoe, and H. de Waardt "Optical Phase Conjugation for Ultra Long-Haul Phase-Shift-Keyed Transmission", *J. Lightwave Tech.*, vol. 24, no. 1, pp. 54-64, Jan. 2006.
- [17] S. L. Jansen, D. van den Borne, P. M. Krummrich, S. Spalter, G.-D. Khoe and H. de Waardt "Long-Haul DWDM Transmission Systems Employing Optical Phase Conjugation", *Selected topics in quantum electronics J.*, vol. 12, no. 4, pp. 505-520, Jul-Aug. 2006.
- [18] G. Keiser, *Optical fiber communications* 3rd edition, McGraw Hill, 2000.
- [19] 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.
- [20] B. Mukherjee, *Optical Communication Networks*. McGraw-Hill, New York, NY, 1997.
- [21] N. Antoniadou, Aleksandra Boskovic, Ioannis Tomkos, Nicholas Madamopoulos, Mirim Lee, Ioannis Roudas, David Pastel, Manish Sharma, and Michael J. Yadlowsky. *IEEE J. Sel. Areas Commun.* 20. (Jan. 2002) : 149-165.

ผลสัมฤทธิ์และผลงานที่ตีพิมพ์เผยแพร่

วิทยานิพนธ์ระดับปริญญาโท

1. ณัฐ สารพา : การศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับสมรรถนะของวิธีสังยุคเฟสทางแสงสำหรับการสื่อสารสัญญาณแสงดีพีเอสเคระยะทางไกลยิ่ง. (THEORETICAL STUDY ON THE PERFORMANCE OF OPTICAL PHASE CONJUGATION FOR ULTRA LONG-HAUL DPSK TRANSMISSION) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2550, อ.ที่ปรึกษา: ผศ.ดร.พสุ แก้วปลั่ง, 87 หน้า.
2. ณัฐพล กุลสุวรรณ: การแปลงเชิงแสงทั้งหมดของการมอดูเลตสัญญาณแบบเปิดปิดเป็นพีเอสเคโดยอาศัยครอสเฟสมอดูเลชัน. (ALL-OPTICAL OOK-TO-PSK CONVERSION USING CROSS-PHASE MODULATION) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2550, อ. ที่ปรึกษา: ผศ.ดร.พสุ แก้วปลั่ง, 81 หน้า.

บทความวิจัยที่ได้รับการตอบรับให้นำเสนอในที่ประชุมวิชาการระดับนานาชาติ

1. N. Sarapa and P. Kaewplung, "Theoretical Study on the Performance of Optical Phase Conjugation for Ultra Long-Haul Differential Phase-Shift-Keyed Transmission," in *Proceeding of International Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO) 2007, Baltimore, USA, 6-11 May.*
2. N. Kulsuwan and P. Kaewplung, "All-Optical RZ-OOK to RZ-BPSK Conversion Using Cross-Phase Modulation," *OptoElectronics and Communication Conference (OECC) 2007, Yokohama, Japan, 9-13 Jul.*

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย