



การสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ โดยใช้เส้นใยนำแสง
LOW COST DATA LINK BETWEEN MICROCOMPUTERS VIA OPTICAL FIBER CABLES

โดย

1. นาย ปกรณ์ ลีพหามนธ์ 37013029
2. นาย วิชัย วาดเขียน 37013038
3. นาย ศักดิ์ชัย เพิกสวน 37013043

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ.อภิรักษ์ มัณยานนท์

วัน เดือน ปี... ๙ ส.ค. ๒๕๓๐
เลขทะเบียน... ๐๙๙๓๐๙
เลขเรียกหนังสือ... ๙๓๐๙๐ ม.๓๖ ก.

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

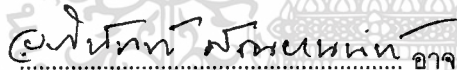
คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ โดยใช้เส้นใยนำแสง

LOW COST DATA LINK BETWEEN MICROCOMPUTERS VIA OPTICAL FIBER CABLES

ผู้จัดทำ

1. นาย ปกรณ์ ลีพหามนธ์ 37013029
2. นาย วิชัย วาดเขียน 37013038
3. นาย ศักดิ์ชัย เพิกสวน 37013043


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. อภินันท์ มัลลยานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ โดยใช้เส้นใยนำแสง
LOW COST DATA LINK BETWEEN MICROCOMPUTERS VIA OPTICAL FIBER CABLES

โดย นาย ปกรณ์ ลิฬหามนต์ 37013029
นาย วิชัย วาดเขียน 37013038
นาย ศักดิ์ชัย เพิกสวน 37013043

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.อภิรักษ์ มัธยมานนท์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นการศึกษาเกี่ยวกับเรื่องของการสื่อสารทางแสงผ่านเส้นใยนำแสง (Optical Fiber) และทำการสร้างชุดทดลอง ชุดทดลองที่จะทำการสร้างนี้ใช้เป็นการสื่อสารแบบดิจิทัล (Digital Communication) และเป็นแบบสื่อสารสองทาง (Half Duplex) ชุดทดลองนี้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน

ส่วนแรก ใช้ส่งสัญญาณที่เป็นสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal) โดยทำการแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal) แล้วส่งผ่านเส้นใยนำแสง ส่วนภาครับก็แปลงสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal) เป็นสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal) ตามเดิม

ส่วนที่สอง เป็นการรับ - ส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ (Personal computer)

Abstract

This thesis is the study of the Data Link between the Microcomputers through Fiber Optic. Apart from this, we have arranged an experiment which is the Digital Communication and Half Duplex Communication. This experiment is divided into 2 parts :

The First Part : To relay the Analog Signal by transforming the data into Digital Signal and send through the Fiber Optic. The receiver will transform the Digital Signal into the Analog Signal.

The Second Part : To intercommunicate between Personal Computers

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 การสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	2
ประวัติและวิวัฒนาการของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	2
การค้นพบเส้นใยแสง	3
เส้นใยแสงคืออะไร	5
ลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแสง	5
การบ่อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง	6
การเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	7
การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง	8
การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามชนิดของ dielectric	
การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation	
การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะของดัชนีการหักเห	
โครงสร้างของเส้นใยแสง	11
คุณสมบัติต่าง ๆ ของเส้นใยแสง	12
การสูญเสียแสง	14
การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสง	
การสูญเสียแสงที่เกิดจากการกระจัดกระจายแสงแบบเรลี	
การสูญเสียแสงที่เกิดจากการกระจัดกระจายแสงอื่นเนื่องจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแสง	
การสูญเสียจากการกระจายแสงเนื่องมาจากการโค้งงอของเส้นใยแสง	
การสูญเสียที่เกิดจากการโค้งงอแบบ Micro bending	
การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง	
การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแสงกับอุปกรณ์กำเนิดแสง - และอุปกรณ์รับแสง	
แหล่งกำเนิดแสง	19
เลเซอร์ไดโอด	
วงจรวอร์เรเตอร์	
วงจรรสำหรับ LED	
วงจรวเลเซอร์ไดโอด	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
วงจรวดีเท็คเตอร์	
บทที่ 3 การออกแบบและอาคารสร้าง	28
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	33
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	44
หนังสืออ้างอิง	45
ภาคผนวก	46



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เนื่องจากความต้องการในการในทางเศรษฐกิจปัจจุบันนี้ ความต้องการในการติดต่อสื่อสารมี ปริมาณเพิ่มมากขึ้นทำให้สายส่งข้อมูลไม่สามารถส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงได้ เนื่องจากข้อจำกัดของสาย ทองแดง แต่เนื่องจากความต้องการในด้านทางเศรษฐกิจและสังคม ที่ต้องการส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูง ทางด้านวิศวกรรมจึงมีการศึกษาและค้นคว้าวิจัยเพื่อที่จะหาสายส่งที่มีความจุสูงจึงได้มีการพัฒนาเทคโนโลยี ทางด้านสายส่งขึ้นมา นั่นก็คือ สายเคเบิลใยแก้ว ซึ่งสายเคเบิลใยแก้วสามารถส่งข้อมูลด้วยความเร็วสูงได้ เมื่อเปรียบเทียบกับสายเคเบิลใยแก้วกับสายตัวนำชนิดอื่นแล้ว พบว่ามีคุณสมบัติที่ดีหลายประการเช่น แบนด์-วิดท์กว้างไม่มีสนามแม่เหล็กรบกวน และน้ำหนักเบาสายเคเบิลใยแก้วจะใช้แสงเป็นตัวนำข้อมูล ข่าวดสารจากจุดต้นทางไปยังปลายทาง ทำให้ไม่สามารถขโมยสัญญาณได้

ปัจจุบันประเทศไทยได้มีการนำเอาสายเคเบิลใยแก้วนำแสงมาใช้งานทางด้านการสื่อสารโทร-คมนาคมบ้างแล้วหน่วยงานที่นำมาใช้ดังกล่าวได้แก่ การสื่อสารแห่งประเทศไทย องค์การโทรศัพท์แห่งประเทศไทย หน่วยงานเอกชนก็ได้แก่ Telecom Asia และ UCOM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

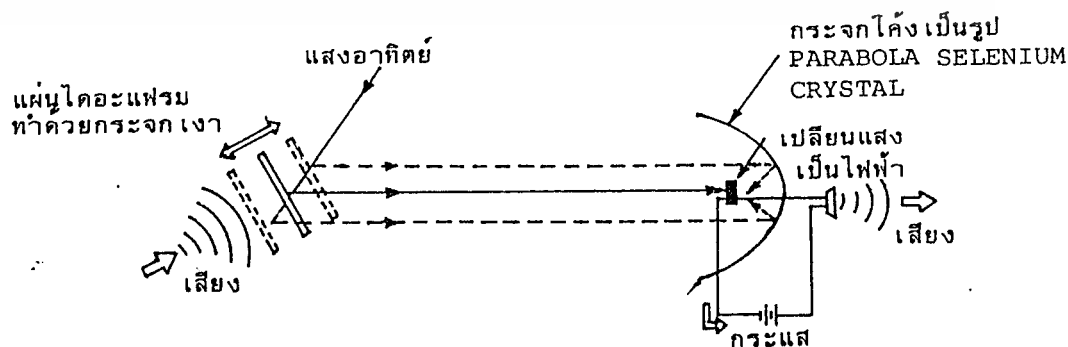
ไฟเบอร์ออปติกโทรคมนาคมมีก้าวหน้าอย่างรวดเร็วขณะเดียวกันความต้องการในการติดต่อสื่อสารมีปริมาณเพิ่มมากขึ้น ในปัจจุบันนี้เรามากได้ยืมว่าเป็นสมัยของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง (Optic Fiber) อยู่บ่อยๆ ด้วยสาเหตุอะไรจึงทำให้การสื่อสารด้วยเส้นใยแสงจึงได้รับความสนใจและกำลังเป็นที่นิยมอยู่อย่างสูง ในปัจจุบันและเพื่อเป็นการแสดงถึงความสำคัญของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงในบทนี้จะขอกล่าวถึงประวัติ โครงสร้างและลักษณะที่พิเศษต่างๆของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ประวัติและวิวัฒนาการของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ในสมัยโบราณที่มนุษย์เราได้คิดค้นหาวิธีต่างๆ ที่จะทำการส่งข่าวสารเพื่อให้ผู้ที่อยู่ห่างไกลออกไปสามารถที่รับรู้ข่าวสารตามความประสงค์ของตนเองได้ แสงเป็นตัวกลางหนึ่งที่มีมนุษย์นำมาใช้ในการสื่อสาร เช่น การใช้สัญญาณไฟ การทำให้แสงตะเกียงสว่างหรือมืด การใช้สัญญาณธง และวิธีการอื่นๆ แนวความคิดเหล่านี้ก็เพื่อจุดประสงค์ในการส่งข่าวสารไปไกลๆนั่นเอง ซึ่งการกระทำโดยการเปลี่ยนเนื้อหาข่าวสารที่ต้องการที่จะส่งออกไปในรูปแบบต่างๆ เช่น รูปร่างของคลื่นไฟที่ตกลงกันไว้ล่วงหน้าแล้วหรือเปลี่ยนเป็นระยะการสว่าง มืด ของแสงตะเกียง ตะเกียง หรือไฟฉาย หรือการโบกธงเสียก่อนแล้วส่งออกไปส่วนทางด้านรับก็จะทำการแปลความหมายตามที่ตกลงกันไว้แล้วกลับออกมาเป็นข่าวสารตามเดิม วิธีการที่กล่าวมานี้จัดเป็นการสื่อสารทางแสงชนิดหนึ่งที่ใช้แสงธรรมชาติ

แม้ว่าจะได้มีการบันทึกของชนชาติกรีกโบราณที่กล่าวถึงเรื่องเกี่ยวกับเรื่องของแสงซึ่งสามารถเดินทางไปตามสายน้ำที่ไหลอยู่ในท่อระบายน้ำซึ่งคิดค้นขึ้นตาม แต่ก็ดูเหมือนว่าไม่มีใครที่จะใส่ใจในเรื่องนี้ อย่างจริงจังเลยจนกระทั่งในปี 1870 John Tydal ได้ทำการทดลองแสดงให้เห็นว่าแสงนั้นสามารถเดินทางตามสายน้ำที่ไหลออกมาจากภาชนะ ซึ่งมีแสงสว่างอยู่ภายในได้ และกล่าวกันว่าบันทึกเรื่องราวต่าง ๆ เหล่านี้คือ ต้นเหตุที่มาของการคิดค้นเกี่ยวกับสายใยแสงในปัจจุบัน

เมื่อไม่นานกระจกที่ใช้ในการสะท้อนแสงอาทิตย์หรือการสื่อสารด้วยแสงแบบโบราณแล้ว สิ่งประดิษฐ์ขึ้นแรกที่เกี่ยวเนื่องกับระบบการสื่อสารด้วยแสงก็ควรจะเป็นโฟโตโฟน (Photo Phone) ของ Alexander Graham Bell ซึ่งเป็นนักประดิษฐ์โทรศัพท์ที่มีชื่อเสียงของประเทศอเมริกา ซึ่งโฟโตโฟนนี้ได้ถูกประดิษฐ์ขึ้นในปี 1880 (Photo Phone : โทรศัพท์ใช้แสง) ส่วนประกอบของโฟโตโฟนนั้นแสดงดังรูป 2.1



รูป 2.1 แสดงหลักการโทรศัพท์แสง (Photo - Phone)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของโฟโตโฟน ง่ายได้ง่ายๆดังนี้คือ เมื่อมีเสียงพูดเข้าไปยังกรวยรับเสียง เสียงก็จะทำให้แผ่นไดอะแฟรม (Diaphragm) สะท้อนแสงที่ติดอยู่กับกรวยรับเสียงนั้นสั้น เป็นเหตุให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของแสงที่สะท้อนออกมาจากแผ่นไดอะแฟรมนั้น ดังนั้นแล้วแสงนี้จะถูกสะท้อนส่งไปยังเครื่องรับ ซึ่งมีโฟโตเซล (Photo Cell) เป็นตัวรับแสงและเป็นตัวควบคุมการไหลของไฟฟ้าในวงจรดังรูป (เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า) ทำให้โฟโตโฟนนี้สามารถที่จะส่งข่าวสารที่เป็นเสียงได้ โดยใช้แสงเป็นตัวพาหะ จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ แต่อย่างไรก็ตาม เนื่องจากสภาพแวดล้อมต่าง ๆ นั้น มีอิทธิพลต่อการส่งสัญญาณในระบบนี้มาก จึงทำให้ระยะการใช้งานของโฟโตโฟนนั้นสั้นมาก เพียงประมาณ 200 เมตรเท่านั้น เพราะฉะนั้นโฟโตโฟนจึงไม่ได้เข้ามามีบทบาทในวงการธุรกิจการสื่อสารในเวลาต่อมาแต่อย่างใด

แม้ว่าในปี 1960 Dr.Theodore Maiman จะสามารถคิดค้นวิธีผลิตแสงเลเซอร์ออกมาได้เป็นผลสำเร็จก็ตาม แต่แสงเลเซอร์ที่ผลิตออกมาได้โดยวิธีการนี้ ก็ยังไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในการสื่อสารจวบจนกระทั่งปี 1970 จึงได้มีการประดิษฐ์เลเซอร์ไดโอด ที่สามารถใช้เป็นตัวผลิตสัญญาณเพื่อการสื่อสารร่วมกับสายใยแสงขึ้นได้เป็นครั้งแรกถึงกระนั้นก็ตามคุณสมบัติของเลเซอร์ไดโอดและสายใยแสงที่สร้างขึ้นในสมัยนั้นเมื่อเทียบข้อดีข้อเสียกับการสื่อสารในระบบไฟฟ้าที่มีอยู่ก็ยังไม่เหมาะสมที่จะนำมาใช้งานจริง อย่างไรก็ตามผลจากการทดลองที่ได้ในครั้งนั้นได้เกิดแรงดลใจอันยิ่งใหญ่ทำให้มีการพัฒนาระบบการสื่อสารด้วยใยแสงขึ้นอย่างจริงจัง และประเด็นสำคัญที่ในการพัฒนาก็คือ ความต้องการที่จะลดค่าการลดทอนในสายใยแสงให้เหลือน้อยที่สุดเท่าที่จะน้อยได้

การค้นพบเส้นใยแสง

การส่งแสงผ่านอากาศนั้นไม่สามารถหลีกเลี่ยงการรบกวนของสิ่งต่าง ๆ เช่น ฝน หมอก และ สิ่งกีดขวางต่าง ๆ ได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีสายส่งที่มีความเชื่อถือสูง (Reliability) โดยที่การส่งนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณภายนอกได้เลย

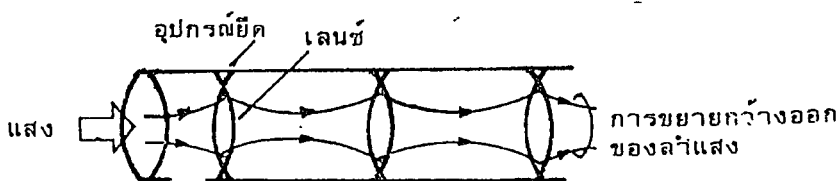
สายส่งสำหรับการส่งสัญญาณแสงสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ

1. ระบบนำแสงไปในอากาศ

เช่น การนำเลนส์มาเรียงกันเป็นชุด การใช้กระจกสะท้อนมาเรียงกันเป็นชุด การใช้ Gass lens เป็นชุด เป็นต้น

2.ระบบนำแสงที่ทำด้วยไดอิเล็กตริก (Dielectric)

ได้แก่ เส้นใยแสง สารไดอิเล็กตริก เป็นสารที่นำไฟฟ้าได้ยาก เช่น แก้ว เป็นต้น ตัวอย่างของสายส่งแสงที่เป็นระบบนำแสงไปในอากาศ แสดงดังรูป โดยการนำเอาเลนส์ หรือกระจกเงาไปติดตั้งเป็นระยะ ๆ ในท่อที่วางบนพื้นดินหรือฝังอยู่ใต้ดินและส่งแสงผ่านไป



รูปที่ 2.2 สายส่งแสงที่ใช้เลนส์มาวางเรียงเป็นชุด

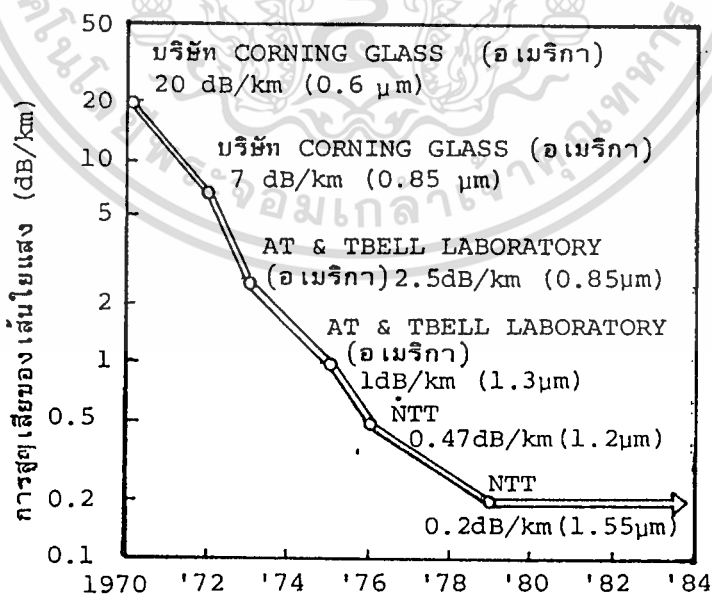
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา มูลจะต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่น การนำเอาเลนส์มาวางเรียงกันเป็นระยะๆห่างกันทุกๆ 100 เมตร และได้ทำการทดลองส่งเป็นระยะทางไกลประมาณ 50 กิโลเมตร ระบบนี้เนื่องจากการส่งไปในที่ว่างที่ถูกปิดไว้ จึงไม่ได้รับผลการรบกวนจากปรากฏการณ์ธรรมชาติ เช่นฝน หมอก และอื่น ๆ แต่ต้องการการควบคุมที่ละเอียดเพื่อจัดตำแหน่งและมุมของเลนส์หรือกระจกเงาให้ถูกต้อง การทำการควบคุมนี้เป็นสิ่งยุ่งยากมากในทางปฏิบัติ

ส่วนสายส่งที่ใช้เส้นใยแสงเป็นการส่งโดยป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้ว ในปี ค.ศ. 1951 ได้มีการพัฒนาเส้นใยแสงสำหรับใช้ในวงการแพทย์ ซึ่งเป็นเส้นใยแสงอันแรกทีสร้างขึ้นโดยมีการสูญเสียของแสง 1,000 dB/Km (เมื่อแสงเดินทางไปในเส้นใยแสงได้ 3 เมตร กำลังของแสงจะลดลงเหลือครึ่งหนึ่ง) เส้นใยแสงนี้มีการสูญเสียของแสงมากไม่สามารถนำมาใช้เป็นตัวกลางของการสื่อสารได้

การเริ่มวิจัยค้นคว้าเกี่ยวกับเส้นใยแสงเพื่อนำมาใช้ในการสื่อสารอย่างจริงจังนั้นเริ่มขึ้นในปี ค.ศ. 1966 Mr. KAO แห่งศูนย์วิจัย STL ของประเทศอังกฤษได้แถลงบทความในเชิงประวัติศาสตร์เกี่ยวกับความเป็นไปได้ของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง ในบทความนี้ได้วิเคราะห์เกี่ยวกับสาเหตุของการสูญเสียของแสงในเส้นใยแสงและกล่าวว่า

ถ้าหากสามารถกำจัดสิ่งแปลกปลอม (Impurity) ที่มีอยู่ในแก้วออกอย่างเพียงพอ แล้วจะสามารถทำให้การสูญเสียของแสงต่ำลงเหลือประมาณ 20 dB / Km (เมื่อแสงเดินทางไปได้ 150 เมตร กำลังของแสงจะตกลงเหลือครึ่งหนึ่ง) บทความนี้ได้กลายเป็นสิ่งกระตุ้นให้แต่ละประเทศเริ่มต้นการวิจัยที่มุ่งมั่นจะสร้างเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำ และในปี 1970 บริษัท CORNING GLASS ของประเทศอเมริกา ก็ประสบผลสำเร็จในการทดลองเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียแสงต่ำอย่างน่าอัศจรรย์สำหรับในสมัยนั้น คือมีการสูญเสียแสง 20 dB / Km นับตั้งแต่นั้นมาจนถึงปัจจุบันเทคโนโลยีของเส้นใยแสงที่มุ่งพัฒนาให้เส้นใยแสงมีการสูญเสียต่ำได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็ว



รูป 2.3 ประวัติการพัฒนาเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่า การพัฒนาการเส้นใยแสงให้มีค่าต่ำที่สุดนั้น ประสบผลสำเร็จรวดเร็วมาก กล่าวคือ ปี ค.ศ. 1972 การสูญเสียลดลงเหลือ 7 dB / Km , ปี ค.ศ. 1973 ลดลงเป็น 2.5 dB / Km และในปี ค.ศ. 1976 ลดลงเป็น 0.47 dB / Km และจากนั้นในปี ค.ศ. 1979 ก็สามารทำให้ลดลงเป็น 0.2 dB / Km นั้นหมายความว่าในปัจจุบันสามารถผลิตเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำ จนกระทั่งเข้ามาใกล้ขีดจำกัดทางทฤษฎีของเส้นใยแสงที่ทำด้วย Silica glass แล้ว

เส้นใยแสงที่มีการสูญเสียแสง 0.2 dB / Km นี้สามารถที่จะส่งได้ไกล 15 กิโลเมตร กำลังของแสงจึงจะตกลงเป็นครึ่งหนึ่ง ถ้าเป็นกระจกหน้าต่างธรรมดาจะส่งได้ไม่กี่เซนติเมตร แม้แต่แก้วพวก Optical glass ก็สามารส่งได้ไกลเพียงไม่กี่เมตร ดังนั้น แสดงว่าเส้นใยแสงมีความใสมาก

เส้นใยแสง (Optical Fiber)

จากที่กล่าวมาแล้วเกี่ยวกับประวัติและความเป็นมาของเส้นใยแสงว่ามีความเป็นมาอย่างไร และในบทนี้ก็จะกล่าวถึงเส้นใยแสงมีโครงสร้างอย่างไร มีกี่ชนิดและแต่ละชนิดเหมาะกับงานชนิดไหนเป็นต้น ตลอดจนการเดินทางของแสงในเส้นใยแสง คุณสมบัติการส่งแสงการสร้างเส้นใยแสงและอื่นๆ ที่เป็นความรู้ต่างๆ เกี่ยวกับเส้นใยแสง

เส้นใยแสงคืออะไร

ในตอนนี้เรารู้จักกับเส้นใยแสงเสียก่อนว่ามันคืออะไร เส้นใยแสงก็คือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าทีเป็นตัวนำแสง ซึ่งโครงสร้างของเส้นใยแสงประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่า Core และส่วนที่ห่อหุ้ม Core อยู่อีกชั้นเรียกว่า Clad ทั้ง Core และ Clad เป็น Dielectric ใส 2 ชนิด (Dielectric หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่นแก้ว พลาสติก เป็นต้น) โดยการหาค่าดัชนีหักเหของ Clad มีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีหักเหของ Core เล็กน้อย (ประมาณ 0.2 ~ 3 %) และอาศัยอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง (ตามที่กล่าวมาจากบทที่แล้ว) สามารถทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปใน Core เดินทางไปได้ นอกจากนั้นเนื่องจากว่าเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากถ้าเปรียบเทียบกับเส้นผมมันเองซึ่งนั่นหมายถึงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอกของ Clad มีขนาดโดยประมาณ 0.1 มม. ส่วน Core ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไป

อีก คือประมาณหลาย μm ~ หลายสิบ μm จึงมีค่าหลายเท่าถึงหลายสิบเท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้ งาน ค่าต่างๆเหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่งและคุณสมบัติทาง Mechanic ที่ต้องการ เส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติเยี่ยมแล้วยังมีลักษณะอย่างอื่นอีก เช่นน้ำหนักเบา และมีขนาดเบา และ สนามแม่เหล็กไฟฟ้าไม่สามารถจะรบกวนได้แล้วยังมีข้อดีอื่นๆอีกมากจึงเป็นอีกเหตุผลหนึ่งที่ว่าทำไม Optical Fiber จึงเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในปัจจุบันซึ่งเป็นที่คาดการณ์ว่าจะมาทดแทนสายที่เป็น Copper ที่ยังมีใช้อยู่ในปัจจุบันอย่างแน่นอน

ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

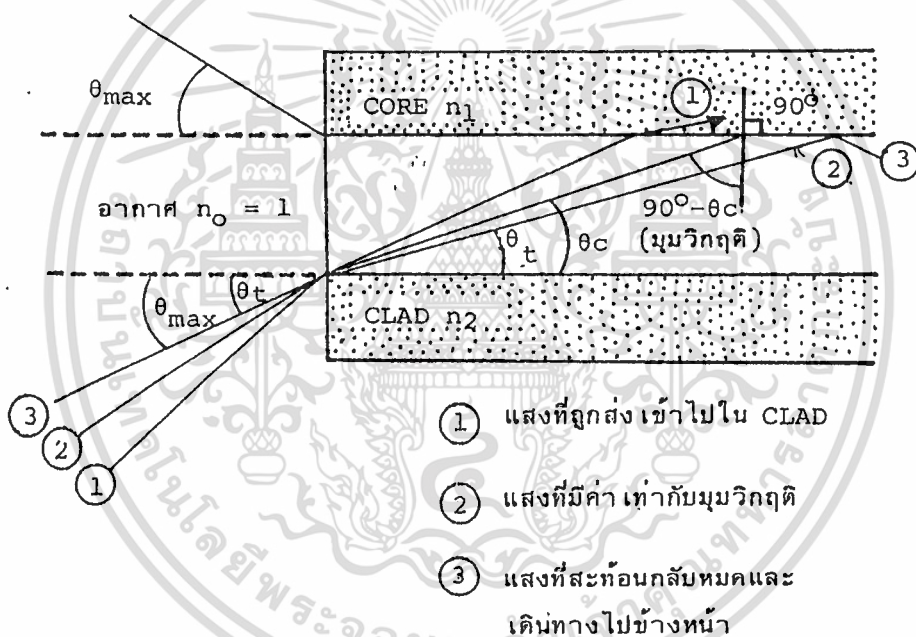
ก่อนที่จะเรารู้ว่าการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วว่าเป็นอย่างไรนั้น ปัญหาอันดับแรกที่เราต้องคำนึงถึงก่อนก็คือ ทำอย่างไรจึงจะสามารถป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมากของเส้นใยแสงได้เนื่องจากเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดของมุมจึงก่อปัญหาและเมื่อป้อนเข้าไปได้แล้วแสงนั้นจะเดินทางอย่างไรภายใน Core ซึ่งเราจะทำการศึกษาถึงปัญหาเหล่านี้ต่อไป

การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง (ตามที่กล่าวมาแล้ว) ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมากๆ นั้น ต้องใช้ Lens (ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป) ทำการรวมแสง แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ (ดูรูปด้านล่างประกอบ) แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จากรูปจะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่าง ๆ กัน 3 ชนิด



รูปที่ 2.4 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

- ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ
1. อากาศ
 2. Core ของเส้นใยแสง
 3. Clad ของเส้นใยแสง

ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น n_0 ($n_0 = 1$) , n_1 และ n_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับ Core และ ของอากาศกับ Clad ตามกฎที่กล่าวมาแล้วในที่นี้ให้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น θ_{max}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 5.1 จะเห็นตัวอย่างเช่นลำแสง 2 นั้น มุมรับแสงตรงรอยต่อของ Core กับ Clad นั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤติ (Critical Angle) ตรงรอยต่อของอากาศ Core กับ Clad นั้นจากกฎของ Snell จะได้ว่า

$$\sin \theta_{\max} = n_1 \sin \theta \dots\dots\dots 1$$

$$\sin (90 - \theta_c) = \cos \theta_c = n_2/n_1 \dots\dots\dots 2$$

กรณีที่มุมรับแสง $\sin \theta_{\max}$ มีค่าสูงสุดได้นั้น $n_1 = n_2$ จากสมการ 1 และ 2 จะได้ว่า

$$\sin \theta_{\max} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1}}$$

เรียกว่า อัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง

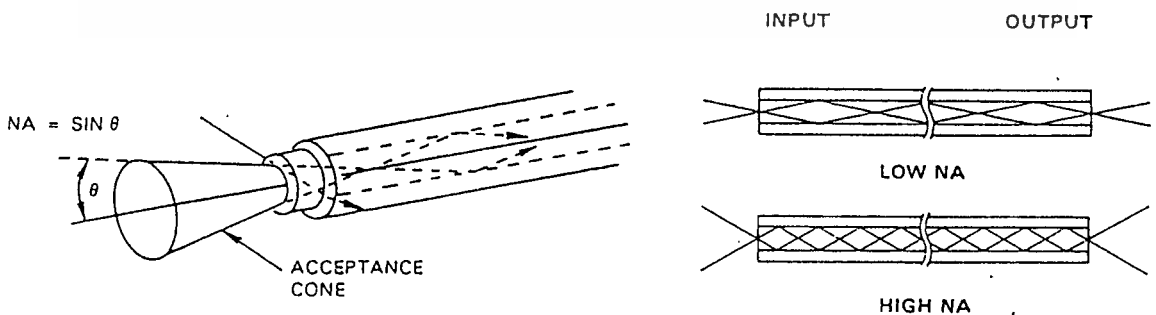
สำหรับ $\sin \theta_{\max}$ นี้ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า “ NA” หมายถึง ขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนั้นยังถือเป็นตัวประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง ด้วย ยกตัวอย่างเช่น สมมุติว่าเส้นใยแสง $n_1 = 1.475$ และ $n_2 = 1.46$ (ค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง = 1 %) ในกรณีนี้มีค่า NA = 0.21 (ดูรูป 2.5 ก,ข,ค)

แสดงความหมายของ NA และขนาดของ Core ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

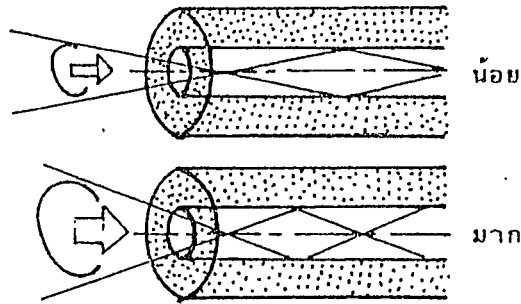
จากรูปจะเห็นว่าถ้าหากขนาดของ Core และ NA มีค่าคงที่แล้วจะกำหนดปริมาณของแสงที่ป้อนเข้าไปใน Core ได้ทันที เส้นใยแสงที่มี Core ขนาดใหญ่และมี NA มากจะมีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงสูงมาก

การเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง (Propagation Mode)

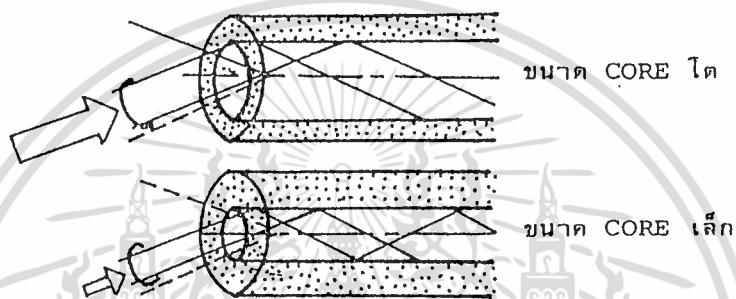
แสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงด้วยค่าของมุมรับแสงที่อยู่ในช่วงของมุมรับแสงสูงสุดนั้นแสงจะเดินทางในเส้นใยแสงด้วยลักษณะที่เกิดการสะท้อนกลับไปทางตรงรอยต่อของ Core กับ Clad โดยที่สะท้อนกลับไปมาและเคลื่อนที่ไปข้างหน้าพร้อมกันด้วย แต่ทว่าจาก Interference ของแสงภายใน Core นั้นมุมสะท้อนกลับที่รอยต่อจะเกิดขึ้นได้จำเป็นต้องมีเงื่อนไขที่เหมาะสม



รูปที่ 2.5 ก. แสดงผลของ NA และขนาดของ Core ที่มีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง



รูปที่ 2.5 ข. กรณีขนาด Core เท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน



รูปที่ 2.5 ค. กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาด Core ต่างกัน

การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

วิธีการแบ่งชนิดของเส้นใยแสงมีอยู่หลายวิธีกล่าวคือ

- แบ่งตามชนิดของสาร Dielectric ที่ใช้แบ่งตามจำนวน Propagation Mode
- แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core (แสดงดังตาราง)

การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามชนิดของ Dielectric

การแบ่ง ตามชนิดของ Dielectric สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดคือ

1. Silica Glass Optic Fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็น Silica Glass
2. Multi component Glass Optic Fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็นแก้วหลายชนิดปนกัน
3. Plastic Optic Fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็น Plastic

1. Silica Glass Optic Fiber ที่ใช้ Dielectric ที่เป็น Silica Glass นั้นนอกจากจะใช้ Silica ที่บริสุทธิ์เป็นส่วนใหญ่แล้วยังใช้สารอื่นเติมเข้าไปเพื่อทำค่าดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงตามต้องการ สารอื่นที่เติมลงไปเรียกว่า Dopant ได้แก่ Germanium (Ge), Boron (B), Fluorine (F) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.Multicomponent Glass Optical Fiber ส่วนมากจะใช้ Soda Calcium , แก้ว , แก้วที่มี Boron และ Silicon ผสม และอื่นๆ เป็นสารหลัก ส่วน Dopant ได้แก่ โซเดียม (Na) , แคลเซียม (Ca)

3.Plastic Optical Fiber ใช้สารพวก Silicon Resin , Acryl Resin (เช่น Polymetacryl Methyl Acid : PMMA)

สำหรับเคเบิลเส้นใยนำแสงที่ใช้ในข่ายการสื่อสารโทรคมนาคม (Telecommunication Network) นั้น นิยมใช้ Silica Glass Optical Fiber เพราะมีข้อดีคือ การสูญเสีย (Loss) ต่ำและคุณสมบัติการส่ง (Transmission Charecteristic) คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง

แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติการส่งที่ด้อยลงมา ใช้งานง่าย (ต่อง่าย หักยกแม้จะงอเส้นใยแสงมาก ๆ เป็นต้น) และใช้กับการสื่อสารระยะทางใกล้ลงมาใช้กับการเดินสายภายในรถยนต์ (Wire Harness) และอื่นๆ ในกรณีนี้นิยมใช้เส้นใยแสงที่เป็น Plastic Optical Fiber

การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation Mode

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ

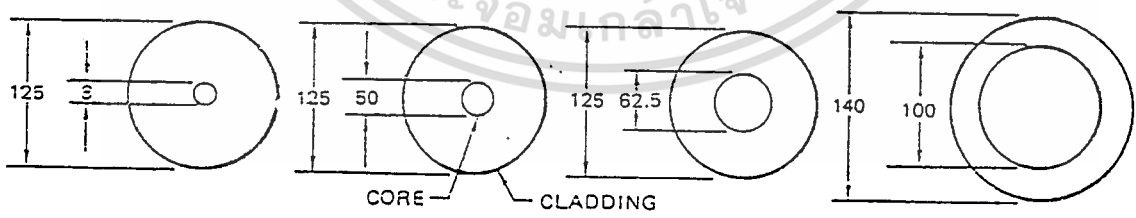
1. Single Mode Optical Fiber ใช้ชื่อว่า SM Fiber
2. Multi Mode Optical Fiber

การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะของดัชนีการหักเห

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหคือ

- 1 Step Index Optic Fiber (SI - Fiber)

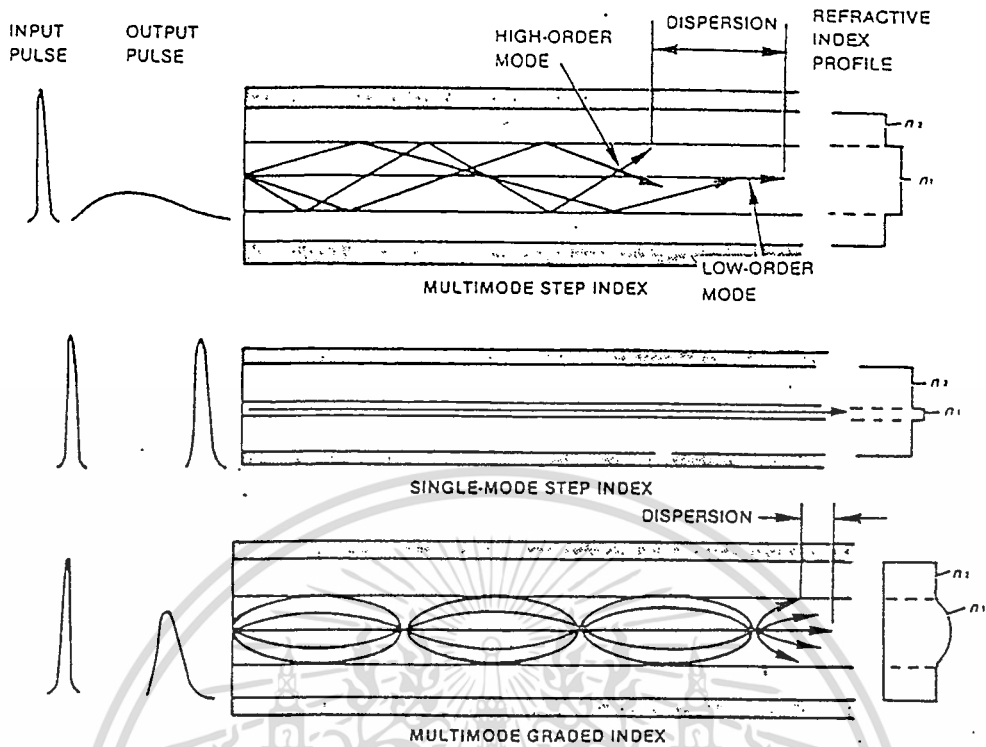
เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่าง Core กับ Clad เป็นลักษณะขั้นบันได (Step) จึงเรียกว่า Step Index Optic Fiber



รูปที่ 2.6 แสดงขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของ Core และ Clad

2. Gladed Index Optic Fiber (GI Fiber) เป็นเส้นใยนำแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่าง Core กับ Clad ค่อยๆ ลดลงทีละน้อยต่างกับ SI - Fiber จึงเรียกว่า Graded Index Optic Fiber

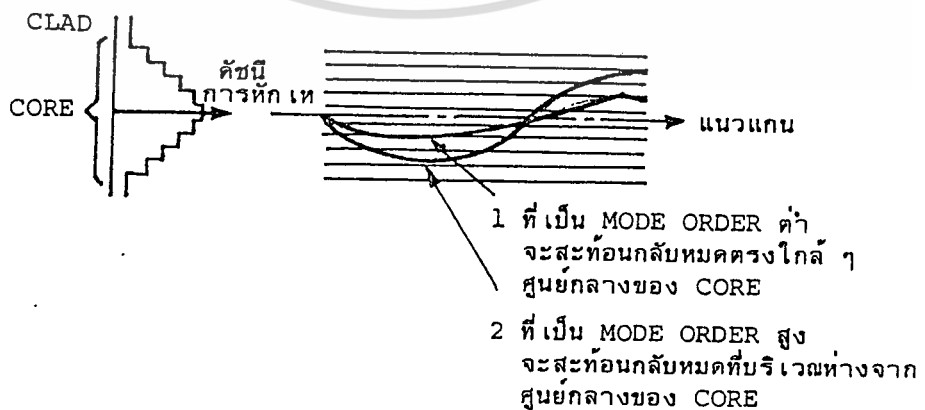
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.7 แสดงการเดินทางของแสงใน Core ของเส้นใยแสงชนิดต่างๆ

SM Fiber นั้นจัดอยู่ในพวก SI Fiber เหมือนกันแต่ทว่าเนื่องจากจุดประสงค์ต้องการให้เป็น Single Mode จึงทำให้อัตราส่วนผลต่างของค่าดัชนีการหักเหของ Core และ Clad มีค่าน้อยมากจึงแบ่งชนิดแยกออกมาต่างหาก ดังนั้นในกรณีที่เราเรียกว่า SI Fiber นั้น โดยทั่วไปจะหมายถึง Multi Mode Optic Fiber ที่มีผลต่างของดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นบันได (Step)

GI - Fiber เป็นเส้นใยแสงที่จัดทำเป็นพิเศษเพื่อการส่ง Multi Mode แสดงถึง Propagation Mode ของ GI Fiber



รูป 2.8 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน GI Fiber

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะเห็นว่า ค่าดัชนีการหักเหของ GI Fiber นี้ค่อยๆ ลดลงทีละน้อยในแนวรัศมีของเส้นใยแสง ดังนั้นลำแสง 1 ที่มี Mode ต่ำและเดินทางในระยะทางสั้นนั้นจะสะท้อนกลับก่อนที่จะเดินทางไปถึงรอยต่อของ Core และ Clad ซึ่งกล่าวได้ว่าส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหสูงของ Core ส่วนลำแสงที่มี Mode สูงและเดินทางในระยะไกลนั้น ส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหต่ำของ Core หนึ่งความเร็วในการเดินทางของแสงนั้นจะเป็นสัดส่วนกลับกับค่าดัชนีการหักเห ดังนั้นสำหรับ Propagation Mode (1) และ (2) นั้นโดยการเลือกลักษณะการเปลี่ยนแปลงดัชนีการหักเห (เรียกว่า PROFILE) ให้เหมาะสมแล้วเราจะทำให้เวลาที่ใช้ในการเดินทางในระยะทางอันหนึ่งของ Propagation Mode (1) และ (2) มีค่าเท่ากันได้ด้วยจุดประสงค์อันนี้ ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหที่เหมาะสมที่สุดเพื่อให้ผลต่างของเวลาการเดินทางระหว่าง Propagation Mode ต่างๆ มีค่าน้อยที่สุดได้นั้นกล่าวกันว่าจะต้องมีรูปร่างเป็นลักษณะพาราโบลา (Parabola) ดังนั้น ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหของ GI Fiber จึงต้องทำให้มีรูปร่างดังรูป 2.8

โครงสร้างของเส้นใยแสง

องค์ประกอบพื้นฐานที่กำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงคือ เส้นผ่าศูนย์กลางนอก (เส้นผ่าศูนย์กลาง Clad) , Numerical Aperture (NA) และอื่น ๆ องค์ประกอบเหล่านี้เรียกว่าเป็น Parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสง Parameter ทางโครงสร้างเหล่านี้นอกจากมีผลต่อการสูญเสีย , Transmission band width , ความแข็งแรงทางเมคานิคและคุณสมบัติอื่นๆ ของเส้นใยแสง ยังเป็นองค์ประกอบสำคัญสำหรับการเชื่อมต่อเส้นใยแสง กับ เส้นใยแสง หรือการต่อของของเส้นใยแสงกับอุปกรณ์แสง (Optic Device) อีกด้วย นอกจากนี้ยังมี Parameter ประกอบทางโครงสร้างเพิ่มเติมอีกได้แก่ เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนทางศูนย์กลาง (Eccentricity) , อัตราความเพี้ยนของวงกลม (Non - Circular Rate) สำหรับ

Parameter ประกอบนี้จะไม่มีผลอะไรทางด้านคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) แต่ทว่ามันจะมีผลอย่างมากต่อการสูญเสียของการต่อ (Connection Loss) ของเส้นใยแสง

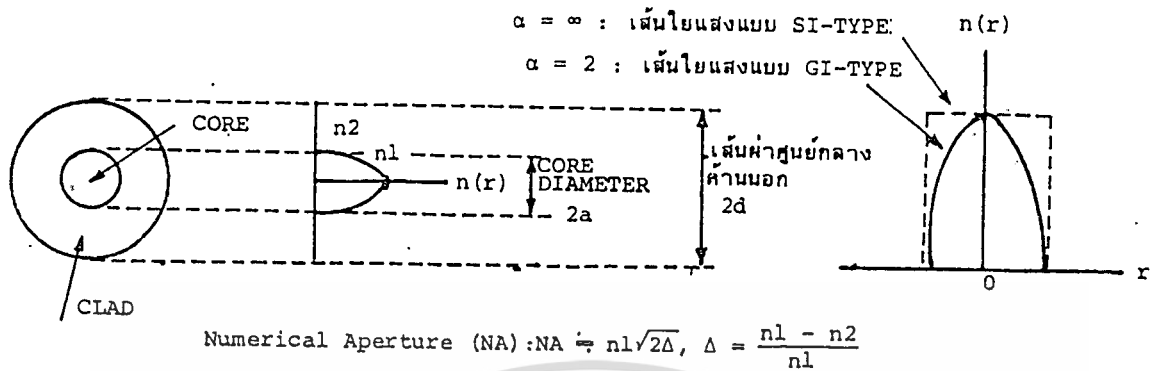
ตัวอย่าง เช่น ในการกำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงชนิด Multi Mode Optic Fiber จะต้องอาศัย Parameter 4 อันคือ

1. เส้นผ่าศูนย์กลางของ Core
2. เส้นผ่าศูนย์กลางนอก
3. Numerical Aperture (NA)
4. ลักษณะของค่าดัชนีการหักเห ดังรูป 2.9

ในการกำหนดค่าต่างๆ ของ Parameter ทางโครงสร้างทั้ง 4 เหล่านี้จำเป็นต้องคำนึงถึงผล Parameter ทางโครงสร้างแต่ละอันที่มีคุณสมบัติต่างๆ ของเส้นใยแสง การสร้างจะสร้างได้งานและประหยัดสำหรับโครงสร้างของ Single Mode Optic Fiber จะกำหนดจาก Parameter 3 อันคือ

1. เส้นผ่าศูนย์กลางของ Mode Field
2. เส้นผ่าศูนย์กลางนอก
3. Cut Off Wavelength

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Refracting Index Distribution : $n(r) = n_1 \left(1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a}\right)^\alpha\right)^{1/2}$, $0 < r < a$

รูปที่ 2.9 แสดง Parameter ทางโครงสร้างของ Multi Mode

ซึ่งต่างกับกรณีของ Multi Mode Optic Fiber ที่กล่าวมาแล้ว สาเหตุที่ใช้เส้นผ่าศูนย์กลางของ Mode Field เป็น Parameter ทางโครงสร้างของ Single Mode Optic Fiber แทนการใช้เส้นผ่าศูนย์กลางของ Core นั้นก็คือว่า เส้นผ่าศูนย์กลางของ Mode Field มีค่ามาก

กล่าวคือเป็นค่าเส้นผ่าศูนย์กลางตรงจุดที่ความเข้มของแสงลดลงเป็น $1/e$ (e ในที่นี่มีค่า 2.71828) ของค่าสูงสุด (คือค่าตรงจุดศูนย์กลางของ Core) และค่าของเส้นผ่าศูนย์กลางของ Core ของ Single Mode Optic Fiber มีค่าน้อยยิ่งกว่านั้นอัตราส่วนของผลต่างของค่าดัชนีการหักเหก็มีค่าน้อยด้วย ทำให้เป็นการยากที่จะบอกส่วนที่เป็นรอยต่อของ Core และ Clad ได้ชัดเจน ด้วยเหตุนี้เพื่อความสะดวกจึงใช้ค่าเส้นผ่าศูนย์กลางของ Mode Field แทนค่ามาตรฐานของ Parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงที่ CCITT (International Telegraph and Telephone Consultative Committee) แนะนำ (ดูตาราง 2.1)

หมายเหตุ : (1) CCITT กำลังพิจารณาอยู่

(2) ถ้าบอกเส้นผ่าศูนย์กลางของ Mode Field และ Cut Off Wave Length แล้วไม่จำเป็นต้องบอกค่า NA

คุณสมบัติต่าง ๆ ของเส้นใยแสง

การสูญเสียแสงในเส้นใยแสง

ในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงมีองค์ประกอบที่สำคัญ 2 อันที่จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการส่ง (Transmission Speed) และระยะห่างของการถ่ายทอสัญญาณ (Repeater Span) องค์ประกอบเหล่านี้คือ การสูญเสียของแสง กับ BandWidth ของการส่ง (Transmission BandWidth) การสูญเสียของแสง (Optic Loss) เป็นตัวบอกให้ทราบว่า กำลังของแสงที่เดินทางไปในเส้นใยแสงนั้นลดลงไปจากเดิมเท่าไร ซึ่งการสูญเสียแสงนี้ยังมีค่าน้อยเท่าไรจะทำให้สามารถส่งสัญญาณแสงได้ไกลมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

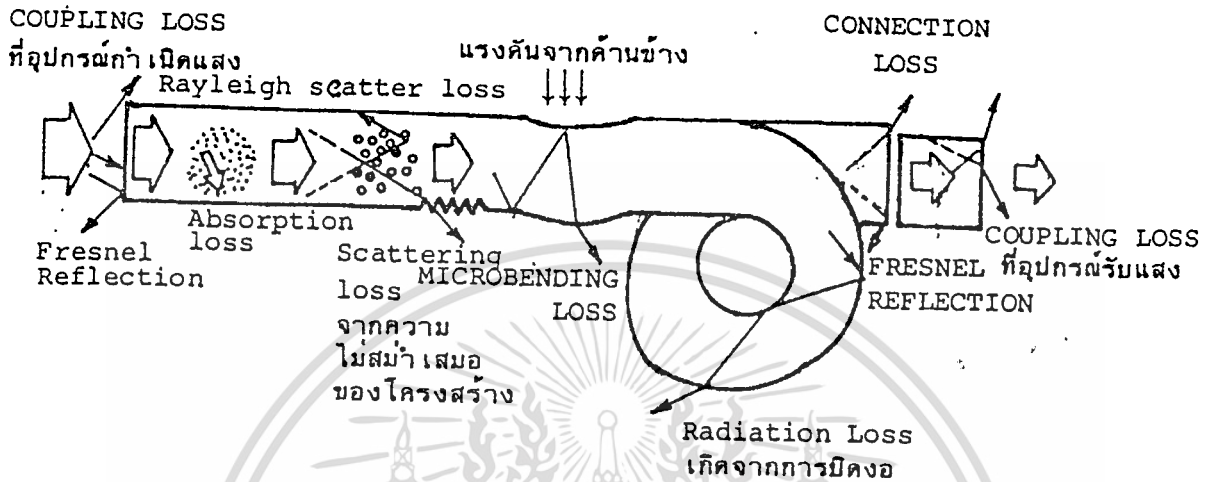
หัวข้อ \ ชนิด	GRADED INDEX OPTIC FIBER	SONGLE MODE OPTIC FIBER
ความยาวคลื่นที่ใช้	(a) 0.85 μm (b) 1.30 μm	(a) 1.30 μm (b) 1.55 μm
เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของ CORE	50 $\mu\text{m} \pm 6\%$	-
เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของ MODE FIELD	-	9 ~ 10 $\mu\text{m} \pm 10\%$ (1.30 μm)
CUT OFF WAVE LENGTH	-	1.10 ~ 1.28 μm (1)
เส้นผ่าศูนย์กลางนอก	125 $\mu\text{m} \pm 2.4\%$	125 $\mu\text{m} \pm 2.4\%$
เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลาง	< 6%	0.5 ~ 3.0 μm
อัตราความเพี้ยนของวงกลมของ CORE	< 6%	-
อัตราความเพี้ยนของวงกลมของ CLAD	< 2%	< 2%
Numeral Aperture (NA)	(a) 0.18 ~ 0.24 $\mu\text{m} \pm 0.02$ (0.85 μm) (b) 0.15 ~ 0.30 $\mu\text{m} \pm 0.02$ (1.30 μm)	(2)

ตารางที่ 2.1 แสดงค่ามาตรฐานของ Parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงที่ CCITT แนะนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียแสง

แบ่งออกตามความแตกต่างของโครงสร้างที่เกิดขึ้นได้เป็นการสูญเสียที่มีอยู่ในตัวของเส้นใยแสงเอง (Fixed Loss) และการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมา (Addition Loss) เมื่อตอนนำเส้นใยแสงไปใช้ในระบบสื่อสาร สาเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง แสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงสาเหตุต่างๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง

จะเห็นว่าการสูญเสียที่มีอยู่ในตัวของเส้นใยแสงเองนั้น เกิดจากสาเหตุต่างๆ ได้แก่

1. การดูดแสง (Absorption)
2. การกระจัดกระจาย (Rayleigh Scattering loss)
3. การกระจัดกระจายเนื่องจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้าง (Ununiformity Loss)

ส่วนการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมานั้นเกิดจากสาเหตุต่างๆ ได้แก่

1. การงอโค้งของเส้นใยแสง (Bending Loss)
2. การงอโค้งแบบ Microbending (Microbending Loss)
3. การต่อเส้นใยแสง (Connection Loss ได้แก่การสูญเสียจากการสะท้อนกลับของแสงจากการที่แสงกระจัดกระจาย)
4. การเชื่อมต่อแสงระหว่างอุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงหรืออุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง (Coupling Loss)

ต่อไปนี้จะเป็นการอธิบายถึงรายละเอียดต่างๆ ของสาเหตุของการเกิดการสูญเสียแสงในกรณีต่างๆ

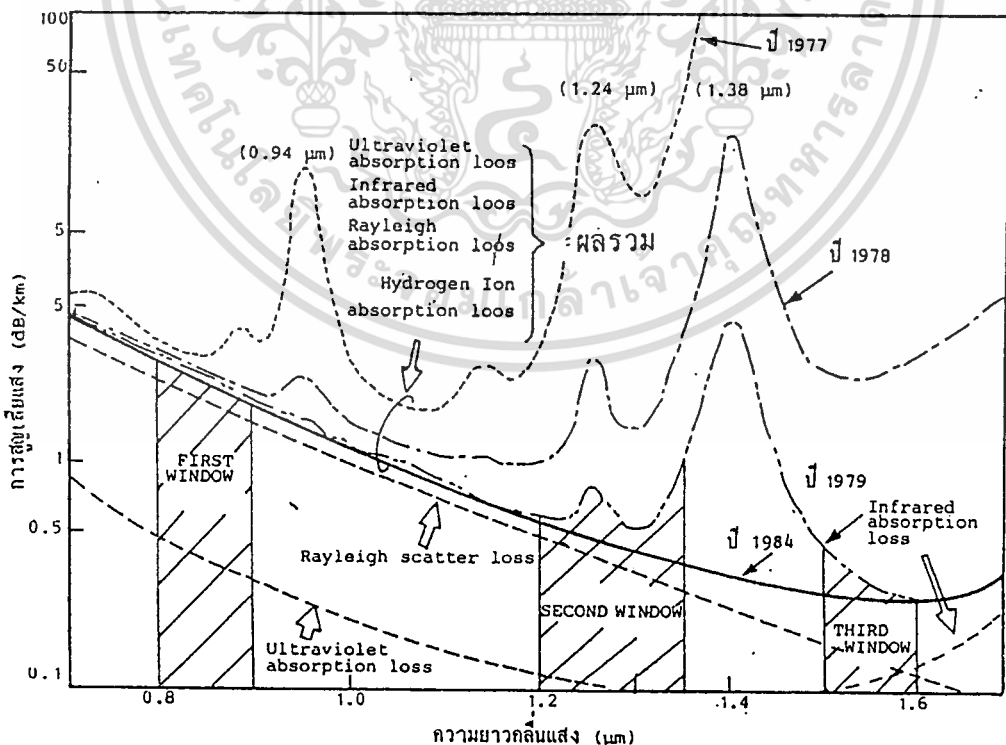
1. การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสง (Absorption Loss)

การสูญเสียที่เกิดจากการดูดแสงนี้เป็นลักษณะทำนองเดียวกันกับมันสีดำที่ดูดแสงได้ดี กล่าวคือ สารที่ใช้ในการผลิตเส้นใยแสงเองนั้นจะเป็นตัวดูดแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง แล้วเปลี่ยนเป็นการสูญเสียทางความร้อนโดยทั่วไป แล้วจะมีการดูดแสงอันเนื่องมาจากแก้วเอง (สารที่ใช้ผลิตเส้นใยแสง) และเนื่องมาจากสารอื่นที่เจือปนอยู่ในแก้ว (Impurity)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการสูญเสียจากการดูดแสงของแก้วนั้น มันจะดูดแสง Ultraviolet กับแสง Infrared การดูดแสง Ultraviolet นั้นจะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ $0.1 \mu\text{m}$ และการดูดแสง Infrared จะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ $10 \mu\text{m}$ ส่วนที่ความยาวคลื่นอื่นๆ นั้น การสูญเสียจากการดูดแสงจะลดลงอย่างมาก ดังรูป 2.11 จะเห็นว่าจากความยาวคลื่นประมาณ $1.0 \mu\text{m}$ ไปจนถึงประมาณ $1.6 \mu\text{m}$ การสูญเสียจะตกลงเป็นเสมือนหุบเขา (Valley)

การสูญเสียจากการดูดแสงอันเนื่องมาจากสารแปลกปลอม (Impurity) ปนอยู่นั้นในตอนแรกที่พัฒนาเส้นใยแสงใหม่ๆ นั้นปรากฏว่าส่วนใหญ่เป็น ION ของโลหะต่างๆ เช่น ION ของเหล็ก ION ของทองแดง และอื่นๆ แต่ต่อมาเทคนิคในการทำให้การสูญเสียแสงต่ำลงได้พัฒนาไปมากสามารถจำกัด ION ของโลหะต่างๆ ออกไปได้ในปัจจุบันส่วนใหญ่เป็น Hydroxyl ION (OH⁻) นั่นคือกล่าวได้ว่าประวัติศาสตร์ของการทำให้การสูญเสียแสงที่มีอยู่ในเส้นใยแสงให้มีค่าน้อยนั้นเป็นการจำกัด Absorption Loss อันเนื่องมาจาก ION ของโลหะ Hydroxyl ION เหล่านี้นั่นเอง ในรูปที่ 2.11 จะเห็นว่าแสดงการสูญเสียแสงที่ความยาวคลื่นค่าต่างๆ ของแสงในเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้วตัวเลข ค.ศ. ที่ค่าสูญเสียสูงสุดต่างๆ นั้นบอกให้ทราบถึงประวัติศาสตร์ของการทำให้การสูญเสียแสงน้อยลง ค่าสูญเสียแสงสูงสุดที่ความยาวคลื่น $0.94 \mu\text{m}$, $1.24 \mu\text{m}$ และ $1.38 \mu\text{m}$ นั้นเป็นการสูญเสียที่เกิดจากการดูดของ Hydroxyl ION ที่กล่าวข้างต้นและตรงส่วนที่เป็นหุบเขา (เรียกว่า Window ของเส้นใยแสง) บริเวณใกล้ๆ กับความยาวคลื่น $0.85 \mu\text{m}$, $1.3 \mu\text{m}$ และ $1.55 \mu\text{m}$ (เรียกว่า Window ที่ 1, ที่ 2, ที่ 3) นั้น มีการสูญเสียแสงต่ำ ซึ่งนำมาใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง



รูปที่ 2.11 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียแสงจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. การสูญเสียแสงที่เกิดจากการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลี (Rayleigh Scattering Loss)

การสูญเสียแบบนี้เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเมื่อแสงไปกระทบกับวัตถุที่มีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่นแล้ว ทำให้แสงนั้นแตกกระจัดกระจายออกไปในทิศทางต่างๆ ตัวอย่างของปรากฏการณ์เช่นนี้แสดง ดังรูป 2.12 คือการที่เรามองเห็นท้องฟ้าเป็นสีน้ำเงิน และมองเห็นท้องฟ้าเป็นสีแดงตอนตะวันตกดินนั้นเกิดจากการแตกกระจายของแสง ผู้ที่ทำการอธิบายปรากฏการณ์การแตกกระจายของแสงนี้คือนักฟิสิกส์ชื่อ Rayleigh ดังนั้นจึงใช้ชื่อของเขาเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า (Rayleigh Scattering Loss) สำหรับการผลิตเส้นใยแสงนั้น ทำได้โดยการให้ความร้อนประมาณ 2,000 องศาเซลเซียส แก่แท่งแก้วซึ่งเรียกว่า Preform ที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางจากหลายมิลลิเมตรไปจนถึงหลายสิบลมิลลิเมตร จากนั้นจึงทำการดึงแท่งแก้วให้เป็นเส้นใยแสงขนาดเล็ก และในตอนนี้ต้องทำให้เส้นใยแสงนั้นมีอุณหภูมิลดลงจาก 2,000 องศาเซลเซียส เป็นอุณหภูมิตั้ง 20 องศาเซลเซียส อย่างรวดเร็วการทำเช่นนี้จะทำให้ความไม่สม่ำเสมอของความหนาแน่นที่เกิดขึ้นตอนให้ความร้อน 2,000 องศาเซลเซียส (นั่นคือ ความไม่สม่ำเสมอ ของค่าดัชนีการหักเห) ตกค้างอยู่อย่างนั้นในเส้นใยแสงและเป็นสาเหตุทำให้เกิด Rayleigh Scattering ขึ้นในเส้นใยแสง จัดเป็นสาเหตุการเกิดการสูญเสียแสงที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในขั้นตอนการผลิตถือเป็นการสูญเสียแสงที่มีประจำอยู่ในตัวของเส้นใยแสง ขนาดของ Rayleigh Scattering จะเป็นสัดส่วนกลับกับความยาวแสงยกกำลัง 4 ด้วยเหตุนี้จึงเห็นว่า ในรูป 2.11 ความยาวของคลื่นแสงที่เดินทางยังมีค่ามาก Rayleigh Scattering จะมีค่าน้อยลงยกตัวอย่างเช่นเมื่อความยาวคลื่นเป็น 1 μm ค่า Rayleigh Scattering Loss จะมีค่าประมาณ 1 dB/Km และเมื่อความยาวคลื่นเป็น 1.6 μm ค่า Rayleigh Scattering Loss จะมีค่าประมาณ 0.1 dB/Km



รูป 2.12 แสดง Scattering ของแสงในบรรยากาศ

นอกจากนั้นขนาดของ Rayleigh Scattering ยังเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิในตอนที่ทำให้การดึง Preform ให้เป็นเส้นใยแสง ถ้าหากเราสามารถทำให้อุณหภูมิต่ำได้ Rayleigh Scattering Loss จะน้อยลง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยกตัวอย่างเช่น อุณหภูมิความร้อนที่ใช้ในการดึง Glass Fiber ที่มีสาร Fluoride ปนอยู่มีค่าประมาณ 700 องศาเซลเซียส ทำให้ Rayleigh Scattering Loss มีค่าเป็น 1/3 ของ Glass Fiber ธรรมดาซึ่งกว่านั้นสำหรับ Glass Fiber ที่มีสาร Fluoride ปนอยู่ยังทำให้การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสง Infrared เลื่อนต่ำออกไปในย่านที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นดังแสดง Window ที่ 3 ของ รูป 2.11 จากข้อดีอันนี้รวมกับ Rayleigh Scattering Loss ที่มีค่าต่ำดังกล่าวทำให้สามารถได้เส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำมากคือประมาณ 10 milli dB/Km (= 0.001 dB/Km)

3. การสูญเสียจากการกระจายแสง อันเนื่องมาจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแสง (Ununiformity Loss)

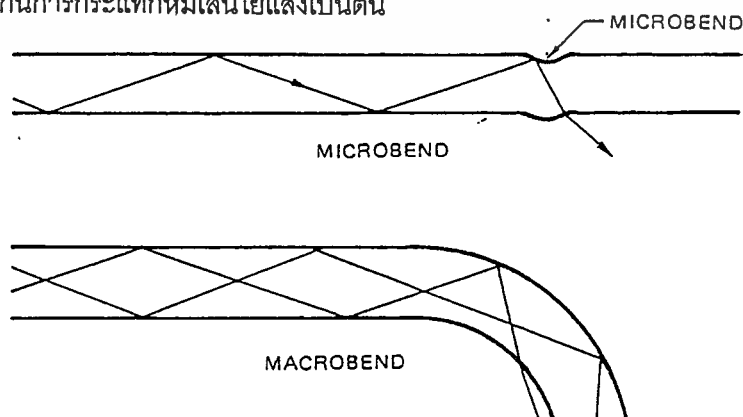
สำหรับเส้นใยแสงที่สร้างขึ้นมาจริงๆ นั้น จากสาเหตุต่างๆ ในการสร้างทำให้ไม่สามารถได้เส้นใยแสงที่มีลักษณะกลม 100% นอกจากนั้น Core และ Clad ที่ประกบกันเป็นเส้นใยแสงที่ไม่สามารถทำให้ได้ลักษณะรูปทรงกระบอกที่สม่ำเสมออย่างสมบูรณ์ตลอดความยาวของเส้นใยแสงได้ กล่าวคือตรงรอยต่อของ Core กับ Clad นั้นจะไม่สม่ำเสมอตลอด กล่าวคือจะมีลักษณะคล้ายถนนขรุขระเมื่อมีรอยต่อไม่เรียบสม่ำเสมอเช่นนี้จะทำให้เกิดการกระจายแสงของแสง ทำให้แสงบางส่วนไม่สามารถเดินทางไปใน Core ได้กระจายออกไปข้างนอก ดังนั้นรอยต่อที่ไม่เรียบสม่ำเสมอจะทำให้แสงที่เดินทางเกิดการสะท้อนกลับอย่างสะเปะสะปะทำให้การสูญเสียแสงเพิ่มขึ้นการสูญเสียแสงเช่นนี้เรียกว่า การกระจายแสงอันเนื่องมาจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแสง

4. การสูญเสียจากการกระจายแสงอันเนื่องมาจากการโค้งงอของเส้นใยแสง (Bending Loss)

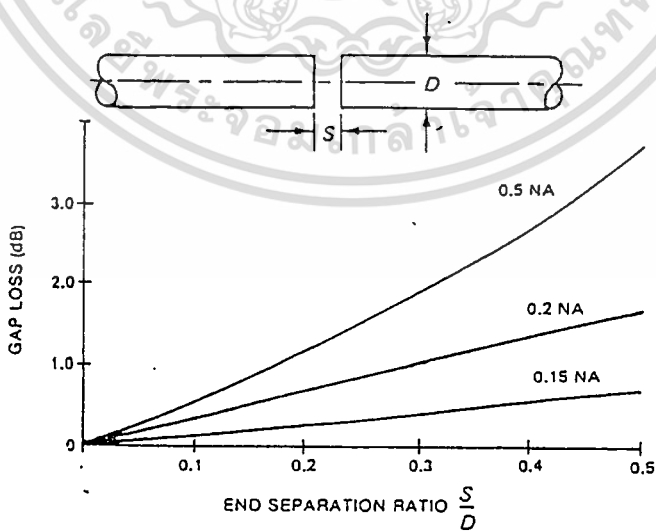
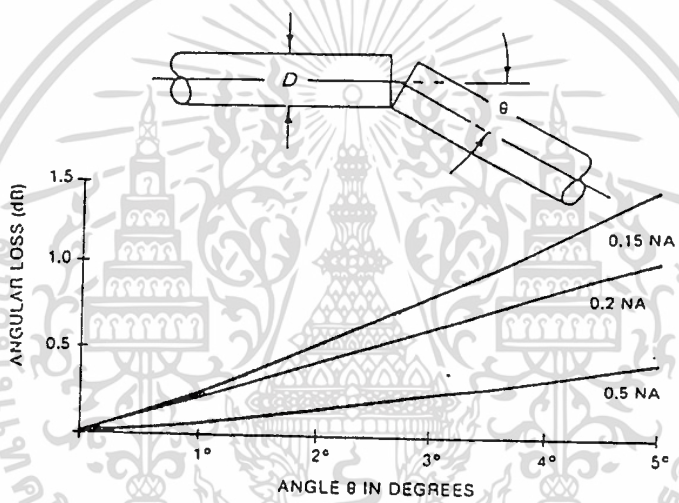
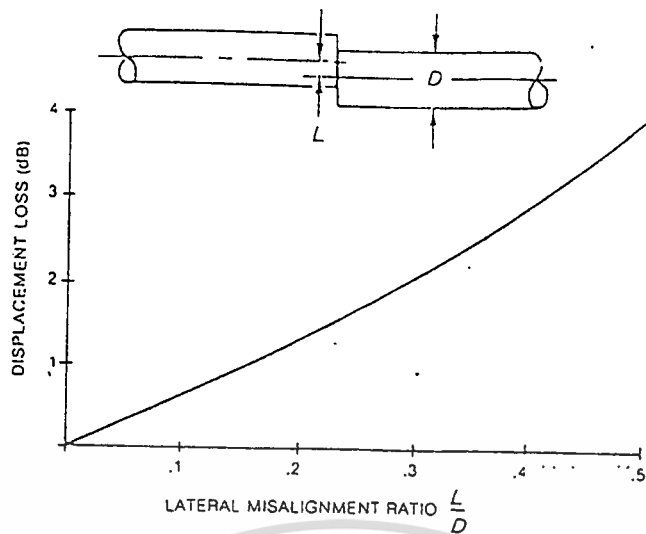
เป็นการสูญเสียแสงที่เกิดขึ้นเมื่อเส้นใยแสงถูกทำให้งอโค้งไป สำหรับการงอโค้งเส้นใยแสงดังแสดง ในรูป 5.12 แสงที่มีมุมงอโค้งมากกว่ามุมวิกฤติแล้วแสงนั้นจะกระจายออกไปนอก Core ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น ดังนั้นในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงจะต้องระมัดระวังอย่าให้เกิดมีการงอเส้นใยแสงเป็นส่วนโค้งที่มีรัศมีเกินกว่ารัศมีที่ยอมให้งอโค้งได้ เช่นไม่เกิน 40 millimeter

5. การสูญเสียที่เกิดจากการงอโค้งแบบ Micro Bending

เป็นการสูญเสียที่เกิดจากการที่มีแรงกดไม่สม่ำเสมอกระทำด้านข้างของเส้นใยแสงทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไปเล็กน้อย (ประมาณ 2~ 3 μm) เป็นเหตุให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น การสูญเสียนี้เรียกว่า Micro Bending Loss ด้วยเหตุนี้ในการออกแบบโครงสร้างเส้นใยแสงจะต้องทำการป้องกันแรงกดจากทางด้านข้างเช่น ทำชั้น (Layer) ป้องกันการกระแทกหุ้มเส้นใยแสงเป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ แสดงการสูญเสียแสงที่เกิดจากการงอโค้งแบบต่างๆ นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.14 แสดงสาเหตุต่างๆ ของการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

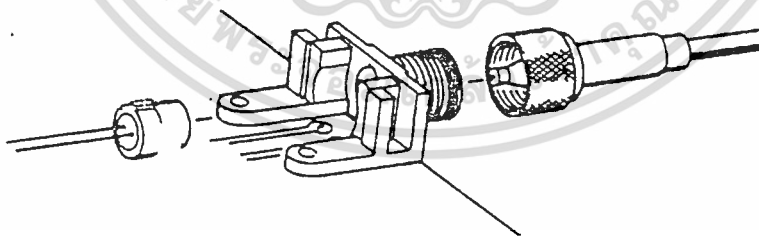


6. การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง (Connection Loss)

การต่อเส้นใยแสงนั้นคล้ายกับการต่อของน้ำประปาหรือท่อแก๊ส กล่าวคือต้องต่อเข้ากันพอดีไม่ให้มีน้ำประปาหรือแก๊สที่อยู่ข้างในท่อรั่วออกไปข้างนอก กรณีที่ทำการต่อเส้นใยแสง 2 เส้นเข้าด้วยกันนั้น อันดับแรกจำเป็นต้องทำการปรับ Core ทั้งสองที่แสงเดินทางผ่านให้ตรงกันพอดี ถ้าหากว่า Core ทั้งสองต่อกันไม่สนิทอย่างสมบูรณ์นั้น แสงที่ออกมาจาก Core ด้านหนึ่งบางส่วนของมันจะไม่เข้าไปใน Core อีกด้านหนึ่งแต่จะกระจายออกไปข้างนอกทำให้เกิดการสูญเสียสาเหตุการเกิดการสูญเสียอย่างนี้แสดง ในรูป 2.13 กล่าวคือมีทั้งการคลาดเคลื่อนของแกน Core และอื่นๆ สำหรับค่าการสูญเสียนั้นส่วนใหญ่จะมาจากการคลาดเคลื่อนของแกนของ Core หนึ่งตรงส่วนที่ทำการต่อที่นั่นกรณีที่มีช่องว่าง (Gap) เพียงเล็กน้อยจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการสะท้อนกลับถ้าหากช่องว่างโตมากขึ้นกว่านี้จะเกิดการสะท้อนกลับที่เรียกว่า Fresnel Reflection

7. การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแสงกับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง (Coupling Loss)

แสงที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงนั้น มีเงื่อนไขในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสงดังที่กล่าวมาแล้ว นั่นคือค่า NA (Numerical Aperature) กรณีที่ใช้อุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงได้แก่ Laser Diode (LD) หรือ Light Emitting Diode (LED) จะมีความแตกต่างกันทางความกว้างของลำแสงที่ปล่อยออกมาจากต้นกำเนิดแสงแม้จะใช้เลนส์รวมแสงแล้วก็ตาม LD จะมีการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงน้อยกว่า นอกจากนั้น โครงสร้างของเส้นใยแสงที่จะถูกป้อนแสงเข้าป้อนนั้น ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของ Core ของเส้นใยแสงแบบ SM และแบบ GI จะมีค่าต่างกันทำให้ขนาดของการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงมีค่าต่างกันไปด้วย เกี่ยวกับการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงระหว่างเส้นใยแสงกับอุปกรณ์รับแสงนั้น เส้นใยแสงที่มี NA มากนั้นคือแสงที่ออกจากเส้นใยแสงแบบ GI จะมีลำแสงกว้างกว่าลำแสงที่ออกจากเส้นใยแสงแบบ SM ทำให้การสูญเสียแสงมีมากกว่า



รูป 2.15 แสดงการสูญเสียแสงจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแสงกับอุปกรณ์กำเนิดแสง

แหล่งกำเนิดแสง

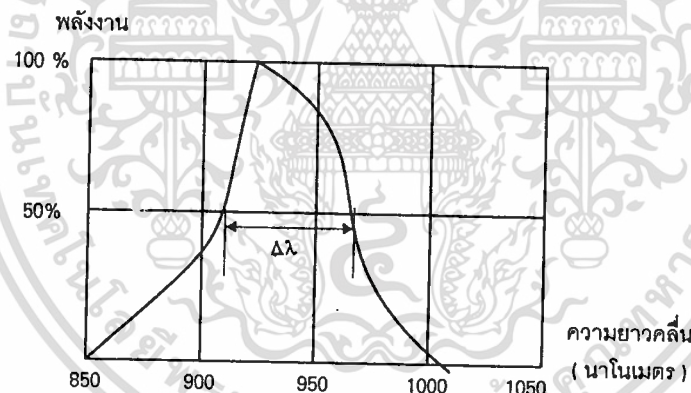
อุปกรณ์ที่เป็นหัวใจสำคัญซึ่งทำให้ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงหรือไฟเบอร์ออปติกแตกต่างจากระบบสื่อสารทั่วไปก็คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับส่งสัญญาณแสงที่ใช้นำข้อมูลไปตามเส้นไฟเบอร์ออปติกอุปกรณ์เหล่านี้ทำหน้าที่คล้ายกับตัวแปลงสัญญาณกลับไปกลับมาระหว่างสัญญาณไฟฟ้ากับสัญญาณแสงซึ่งจะมาทำความเข้าใจและเข้าใจให้มากขึ้นจากบทความต่อจากนี้ไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาใช้

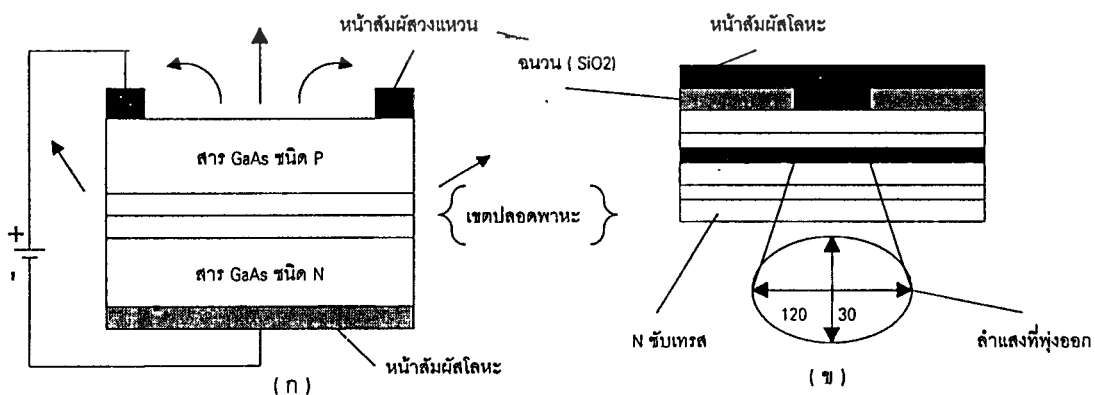
037309

แหล่งกำเนิดแสงที่ใช้ในระบบสื่อสารด้วยไฟเบอร์อปติก จำเป็นต้องมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้คือ

1. สามารถให้แสงที่มีพลังงานหรือความเข้มแสงมากพอที่จะส่งสัญญาณหรือเดินทางไปตลอดระยะทางของการสื่อสารได้
2. โครงสร้างของแหล่งกำเนิดแสงต้องสามารถส่งพลังงานแสงส่วนใหญ่หรือทั้งหมดเข้าไปในไฟเบอร์อปติกที่มีเส้นผ่าศูนย์กลางขนาดเล็กได้ นั่นคือมุมของการเกิดแสงจากแหล่งกำเนิดต้องเป็นมุมแคบๆ และมีทิศทางที่แน่นอนในกรณีที่แสงจากแหล่งกำเนิดมีลักษณะกระจายเป็นมุมกว้าง สามารถใช้อุปกรณ์คัปปลิงแสง เช่นเลนส์นูนเข้ามาช่วยเพื่อรวมแสงส่วนใหญ่พุ่งเข้าสู่ไฟเบอร์อปติกได้
3. ความยาวคลื่นของแสงที่ได้ต้องมีความเหมาะสมกับไฟเบอร์อปติกที่ใช้ ในระบบสื่อสารใยแสง ความยาวคลื่นแสงที่เหมาะสมกับไฟเบอร์อปติกมากที่สุดมีค่าประมาณ 1.55 ไมครอน รองลงมาอาจได้แก่ 1.3 ไมครอน และ 0.82 ไมครอน
4. ไลน์วิดธ์ (Line width, $\Delta\lambda$) ของแสงที่ได้จะต้องมีค่าน้อยๆ เพื่อให้สามารถส่งข้อมูลปริมาณมากๆ ได้
5. ช่วงเวลาตอบสนองของแหล่งกำเนิด หรือเวลาที่แหล่งกำเนิดได้รับสัญญาณไฟฟ้าแล้ว สร้างสัญญาณแสงออกมา ต้องมีค่าสั้นมากๆ อันจะมีผลทำให้ได้วงจรไดรเวอร์ที่สามารถส่งข้อมูลปริมาณมากๆ ได้ดี



รูปที่ 2.16 แสดงไลน์วิดธ์ ($\Delta\lambda$) ของแหล่งกำเนิดแสง



รูปที่ 2.17 โครงสร้างภายในของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. พลังงานแสงต้องมีค่าคงที่ต่อเนื่องตลอดเวลา และไม่มีการเปลี่ยนแปลงใด ๆ อันเนื่องมาจากผลของอุณหภูมิ และสภาพแวดล้อม

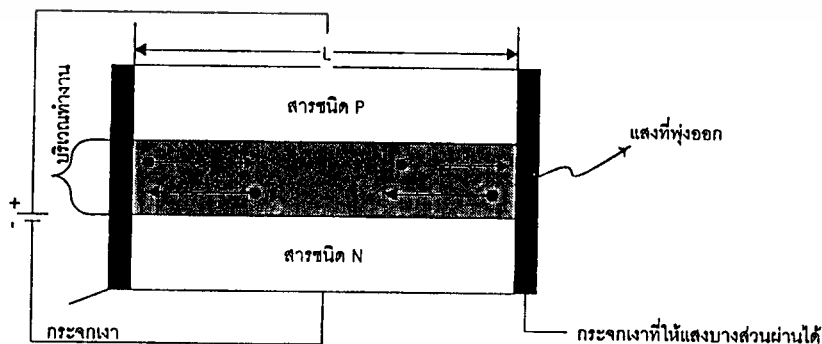
โดยทั่วไปแหล่งกำเนิดแสงที่ใช้จะขึ้นอยู่กับระบบ เช่น ในระบบที่มีระยะทางสื่อสารไม่ไกลนักหรือระบบที่ใช้ในกรศึกษา อาจใช้ LED เป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณได้ ส่วนในระบบที่ต้องการประสิทธิภาพสูงๆ จะใช้แสงเลเซอร์เป็นตัวนำข้อมูล ซึ่งอาจอยู่ในลักษณะของเลเซอร์ไดโอด (LD) หรือเครื่องกำเนิดแสงเลเซอร์ชนิดต่างๆ ก็ได้ ในที่นี้จะกล่าวถึงอุปกรณ์กำเนิดแสงที่เป็น LED และเลเซอร์ไดโอดอย่างคร่าวๆ เพราะนักอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปเริ่มคุ้นเคยกันบ้างแล้ว ส่วนเครื่องกำเนิดเลเซอร์จะไม่ขอกล่าวเพราะต้องอาศัยทฤษฎีทางฟิสิกส์เป็นหลัก

แหล่งกำเนิดแสง

LED (Light emitting Diode) หรือก็คือ ไดโอดที่ถูกออกแบบโครงสร้างให้สามารถเปล่งพลังงานแสงออกมาได้เมื่อมีการไบแอสที่ถูกต้อง ลักษณะโครงสร้างของ LED แบบพื้นฐานที่ใช้ในระบบไฟเบอร์ออปติกแสดงดังรูปที่ 2.17 (ก) ซึ่งประกอบไปด้วยสารชนิดแกลเลียมอาร์เซไนด์หรือ GaAs (LED) ทั่วไปจะใช้สารพวกเจอร์เมเนียมหรือซิลิคอน) ถูกโดปเป็นชนิด P (มีโฮลหรือประจุบวกมากกว่า) และชนิด N (มีอิเล็กตรอนอิสระมากกว่า) วางต่อกัน หลักการทำงานก็เหมือนไดโอดหรือ LED ธรรมดาทั่วไป เมื่อมีการไบแอสถูกทางด้วยค่าที่เหมาะสม จะเกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนไปยังโฮลในระหว่างช่วงรอยต่อของสาร P-N (ที่เรียกว่าบริเวณดีพลีชันหรือเขตปลอดพาหะ) และมีการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานของชั้นอิเล็กตรอน เกิดการคลายพลังงานออกมาภายในรูปของแสง

บางครั้งสารที่ใช้ทำ LED อาจเป็นประเภทแกลเลียมอาร์เซไนด์ฟอสเฟอ (GaAsP) แกลเลียมฟอสเฟอ (GaP) อะลูมิเนียมแกลเลียมอาร์เซไนด์ (AlGaAs) หรืออินเดียมแกลเลียมอาร์เซไนด์ฟอสเฟอ (InGaAsP) ก็ได้ เพื่อเปลี่ยนแปลงขนาดความยาวคลื่นแสงที่ได้

แสงที่เปล่งออกมาจาก LED ในช่วงรอยต่อ จะมีลักษณะกระจัดกระจายไม่มีแนวทางเดียวกันนัก และมักทำมุมค่อนข้างกว้างทำให้แสงที่ได้มีประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ การแก้ไขทำได้โดยปรับปรุงโครงสร้างของสารให้มีความซับซ้อนขึ้นและมีการกำหนดขอบเขตการเปล่งแสงเพื่อให้แสงมีการรวมตัวออกมาในทิศทางเดียวกันดังรูปที่ 2.17 (ข) ซึ่งลักษณะของแสงที่เปล่งออกมามักจะมีพื้นที่ภาคตัดขวางเป็นรูปวงรี โดยมีมุมกระจายแสงในแนวตั้ง (30°) เล็กกว่ามุมกระจายแสงในแนวนอน (120°)



รูปที่ 2.18 เลเซอร์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลเซอร์ไดโอด (LD)

เลเซอร์ไดโอดเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทเดียวกับไดโอดแต่ถูกออกแบบให้สามารถเปล่งแสงเลเซอร์ออกมาได้ ลักษณะแสงเลเซอร์เป็นแสงที่เป็นระเบียบ มีทิศทางพุ่งของแสงไปในทางเดียวกัน และมีเฟสตรงกันทำให้มีความเข้มแสงสูงมาก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของเลเซอร์ไดโอด แสดงดังรูปที่ 2.18 (ก) ซึ่งประกอบด้วยสารแบบเดียวกับที่ใช้ทำ LED ดังกล่าวมาแล้วตอนต้น แต่ที่ปลายทั้งสองด้านถูกเคลือบด้วยสารที่ทำหน้าที่เสมือนกระจกเงา

เมื่อมีการไบแอสที่เหมาะสมทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของโฟตอนในระหว่างเขตปลอดพาหะ เมื่อโฟตอนเคลื่อนที่ไปกระทบโฟตอนตัวอื่นจะมีการถ่ายเทพลังงานทำให้เกิดมีโฟตอนตัวใหม่เพิ่มขึ้นมากมายและสะท้อนกลับไปกลับมาบริเวณรอยต่อ อันเนื่องมาจากกระจกเงาที่ปลายทั้งสองพฤติกรรมเช่นนี้ทำให้เกิดการสะสมพลังงานภายในมากขึ้นอย่างเป็นระเบียบ เมื่อพลังงานมีค่ามากพอจะพุ่งทะลุกระจกเงาด้านหนึ่งออกมาเป็นแสงเลเซอร์

หลักการทำงาน ที่กล่าวมานี้เป็นเพียงแนวทางการเกิดแสงเลเซอร์อย่างคร่าว ๆ เท่านั้น การไบแอสเลเซอร์ไดโอดให้ทำงานจนเปล่งแสงเลเซอร์ออกมาได้ ขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ป้อนให้กับตัวมัน โดยจะต้องมีค่าสูงกว่าค่ากระแสเทรชโฮลด์ (I_{th}) ที่กำหนดตามสเปกของมัน หากกระแสไบแอสมีค่าต่ำกว่ากระแสเทรชโฮลด์เลเซอร์ไดโอดยังคงทำงานอยู่ แต่แสงที่เปล่งออกมาจะมีลักษณะสะเปะสะปะคล้ายกับการเปล่งแสงของ LED ธรรมดา

ในอดีตกระแสเทรชโฮลด์ของเลเซอร์ไดโอดมีค่าสูงมาก ทำให้การใช้งานเลเซอร์ไดโอดถูกจำกัดในวงแคบ เพราะต้องออกแบบวงจรที่ค่อนข้างยุ่งยาก แต่ในปัจจุบันเลเซอร์ไดโอดถูกออกแบบให้ใช้กระแสเทรชโฮลด์เพียงไม่กี่มิลลิแอมป์ทำให้สามารถสร้างวงจรขับหรือไดรเวอร์ขึ้นได้ง่าย แต่ก็ยังน่าเสียดายที่เมืองไทยยังไม่มีใครกล้าสั่งเลเซอร์ไดโอดเข้ามาจำหน่าย มิฉะนั้นนักอิเว็กทรอนิกส์บ้านเราคงมีอะไรให้เล่นได้อีกมากมายทีเดียว

อุปกรณ์รับสัญญาณแสงหรือโฟโตดีเท็กเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นข้อมูลทางไฟฟ้า คุณสมบัติที่สำคัญของโฟโตดีเท็กเตอร์ในระบบสื่อสาร ได้แก่

1. ต้องมีความไวในการรับแสงได้ดีเฉพาะในช่วงที่ต้องการ เนื่องจากการส่งสัญญาณแสงจะใช้ความยาวคลื่นแสงในช่วงเฉพาะ ดังนั้นหากแสงอื่นที่มีความยาวคลื่นไม่เกี่ยวข้องกันมาตกกระทบพร้อมกันย่อมทำให้ข้อมูลมีการผิดพลาดได้

2. เวลาในการตอบสนองสัญญาณต้องสั้นมาก กล่าวคือ เมื่อมีแสงตกกระทบโฟโตดีเท็กเตอร์ต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าด้วยเวลาที่สั้นที่สุด เพื่อที่ว่าข้อมูลจำนวนมากสามารถใช้รับส่งด้วยความเร็วสูงได้

3. ในระบบสื่อสารแบบอะนาลอกต้องใช้โฟโตดีเท็กเตอร์ชนิดลิเนียร์ เพื่อลดการผิดเพี้ยนของสัญญาณลงให้น้อยที่สุด

4. สัญญาณรบกวนภายในอัน เนื่องมาจากสภาพแวดล้อมต้องมีค่าน้อยที่สุด

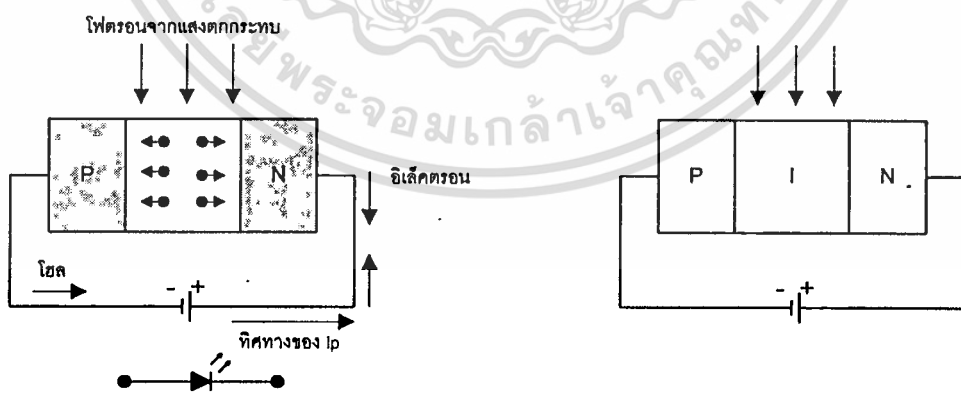
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โฟโตดีเท็กเตอร์ที่ใช้ในงานห้องตลาดมีหลายชนิดเริ่มจาก “ โฟโตไดโอด ” ธรรมดา ดังแสดงในรูปที่ 2.19 (ก) มีหลักการการทำงานตรงข้ามกับไดโอดเปล่งแสงหรือ LED กล่าวคือ เมื่อไดโอดได้รับพลังงานแสงจากภายนอก จะทำให้เกิดโฟตอนขึ้นในบริเวณปอดพาหะหรือรอยต่อ P-N เกิดเป็นกระแสรั่วไหลหรือกระแสมืด (dark current) ไหล ในช่วงนี้หากมีการไบแอสกลับให้แก่ไดโอดบริเวณปอดพาหะจะขยายกว้างขึ้น เป็นผลให้มีกระแสไหลมากขึ้น ทิศทางการไหลของกระแสเนื่องจากแสงนี้มีทิศทางเดียวกับการไบแอสกลับคือ จะไหลจากขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟเข้าสู่ขั้วแคโทดของไดโอด

การเพิ่มบริเวณปอดพาหะให้กว้างขึ้นนอกจากทำได้โดยการเพิ่มค่าแรงดันไบแอสกลับของไดโอดไดโอดแล้ว อาจทำได้โดยตรงกับโครงสร้างภายในของมัน โดยแทรกสารแบบอินทรีนซิก (I) ไว้ระหว่างรอยต่อ P-N ลักษณะเช่นนี้เรียกว่าเป็นโฟโตไดโอดชนิด PIN ดังแสดงในรูปที่ 2.19 (ข) ซึ่งช่วยให้ได้กระแสไหลมากขึ้นกว่าโฟโตไดโอดแบบธรรมดาเมื่อมีแสงตกกระทบ จากผลของโครงสร้างแบบ PIN ทำให้โฟโตไดโอดชนิดนี้มีโหมดการทำงานได้สองแบบคือ “ โหมดโฟโตวอลตาจิก ” ซึ่งจะผลิตกระแสเมื่อแสงตกกระทบโดยไม่ต้องมีการไบแอสเลย และ “ โหมดโฟโตคอนดักทีฟ ” เป็นการทำงานเมื่อมีการไบแอสกลับให้กับตัวมัน

โฟโตไดโอดแบบอะวาลานซ์ (APD) อาศัยหลักการการทำงานเช่นเดียวกับอะวาลานซ์ไดโอด ทำให้มีกระแสไหลมากกว่าโฟโตไดโอดธรรมดาหลายเท่า แต่ก็มีข้อเสียตรงที่มีความไวต่ออุณหภูมิสูง และเกิดสัญญาณรบกวนมาก การใช้งานโฟโตไดโอดแบบอะวาลานซ์จำเป็นต้องใช้แรงดันไบแอสกลับค่อนข้างสูง (ประมาณ 40-400 โวลต์) แต่ก็เป็ผลดีเพราะทำให้เวลาตอบสนองสัญญาณสั้นมาก

โฟโตทรานซิสเตอร์นับเป็นโฟโตดีเท็กเตอร์อีกชนิดหนึ่งที่พวกเราค้นเคยกันดี หลักการทำงานของมันจะขึ้นกับขนาดความเข้มแสงที่ตกกระทบ เปรียบเสมือนกับการต่อโฟโตไดโอดเข้ากับขาเบสของทรานซิสเตอร์ เมื่อแสงที่มีความเข้มสูงตกกระทบกระแสไหลผ่านโฟโตไดโอดที่ขาเบสจะมีความมาก ทำให้กระแสที่ขาคอลเล็กเตอร์ (I_c) ได้มากกว่าแบบธรรมดาเมื่อมีแสงตกกระทบเท่ากัน



(ก) โครงสร้างและสัญลักษณ์ของ PIN โฟโตไดโอด

(ข) PIN โฟโตไดโอด

รูปที่ 2.19 โฟโตดีเท็กเตอร์

ข้อดีของโฟโตทรานซิสเตอร์คือสามารถดีเท็กต์สัญญาณที่มีขนาดความเข้มแสงน้อยๆ ได้ดี แต่มีช่วงเวลาตอบสนองสัญญาณค่อนข้างช้าคือ มีช่วงเวลาดำเนินการขึ้น (rise time, t_r) ประมาณ 10 ไมโครวินาที ซึ่งไม่เหมาะเอกรสารนี้เป็นเอกรสารที่ส่งวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

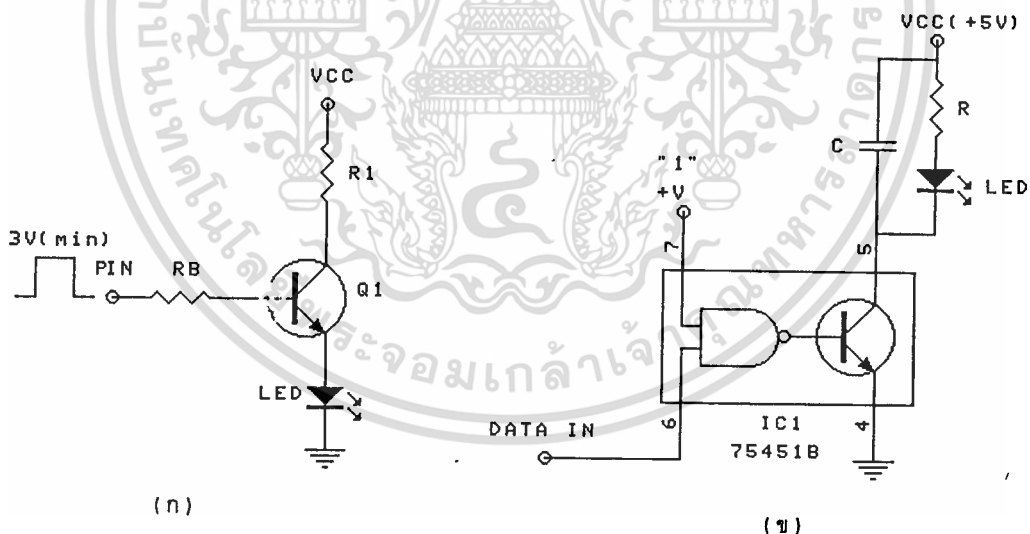
กับระบบข้อมูลขนาดใหญ่ในการใช้งานกับระบบที่มีข้อมูลจำนวนมากหรือแบนด์วิดท์สูง ๆ (100 เมกะเฮิร์ตซ์ ขึ้นไป) จะใช้โฟโตทรานซิสเตอร์ชนิด PINFET ที่มีโครงสร้างเป็นวงจรรวมเสมือนมี PIN โฟโตไดโอดเป็นตัววัดทัศนสัญญาณและมีวงจรถานซิสเตอร์แบบ FET เป็นตัวขยายสัญญาณอยู่ในตัวดังกล่าวจากหลักการนี้ทำให้ได้โฟโตไดโอดเทคเตอร์ที่มีความไวในการรับสัญญาณสูง และมีค่าสัญญาณรบกวนต่ำ

วงจรถอรวอร์

วงจรถอรวอร์หรือวงจรถับสัญญาณเป็นส่วนสำคัญที่จะช่วยให้แหล่งกำเนิดแสงที่เป็น LED หรือเลเซอร์ไดโอด ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ. ลักษณะวงจรถอรวอร์สำหรับ LED ค่อนข้างแตกต่างจากวงจรถอรวอร์ของเลเซอร์ไดโอด ทั้งนี้เนื่องจาก LED มีคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นในการเปล่งแสงตามค่ากระแสไบแอสโดยตรง ทำให้เหมาะสำหรับระบบสื่อสารที่ใช้ข้อมูลแบบอะนาล็อก ในขณะที่พลังงานแสงที่เปล่งออกมาจากเลเซอร์ไดโอด มักมีการเปลี่ยนแปลงสูงมากอย่างรวดเร็ว ทั้งๆ ที่กระแสไบแอสที่มากกว่ากระแสเทรชโฮลด์ (I_h) มีค่าเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย จึงนิยมใช้เลเซอร์ไดโอดกับวงจรถับสัญญาณที่มีข้อมูลเป็นแบบดิจิทัล

วงจรถอรวอร์สำหรับ LED

แม้ว่า LED จะเหมาะสำหรับการส่งสัญญาณแบบอะนาล็อก แต่ในระบบสื่อสารระยะไกลอาจสามารถใช้ส่งข้อมูลที่เป็นดิจิทัลได้ ดังเช่น วงจรถอรวอร์รูปที่ 20 ซึ่งเป็นวงจรถอรวอร์แบบง่าย ซึ่งวงจรถอรวอร์รูปที่ 20 (ก) ใช้สำหรับส่งข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 ทางดิจิทัล โดยค่าของกระแสที่ไหลผ่าน LED (I_F) ถูกกำหนดโดยกระแสคอลเล็กเตอร์ (I_C) ทรานซิสเตอร์ (Q_1) และคำนวณได้ด้วย



รูปที่ 2.20 วงจรถอรวอร์ LED แบบดิจิทัล

$$I_F = I_C = (V_{CC} - V_F)/R_1$$

เมื่อ V_F เป็นแรงดันตกคร่อม LED ขณะไบอัสตรง มีค่าตามสเปกที่กำหนด

กระแสเบส I_B เป็นตัวควบคุมกระแส I_C อีกที่หนึ่งของกระแส $I_B = I_C / \beta$ เมื่อ β คือ กำลังขยายของทรานซิสเตอร์และ I_B คำนวณได้จาก

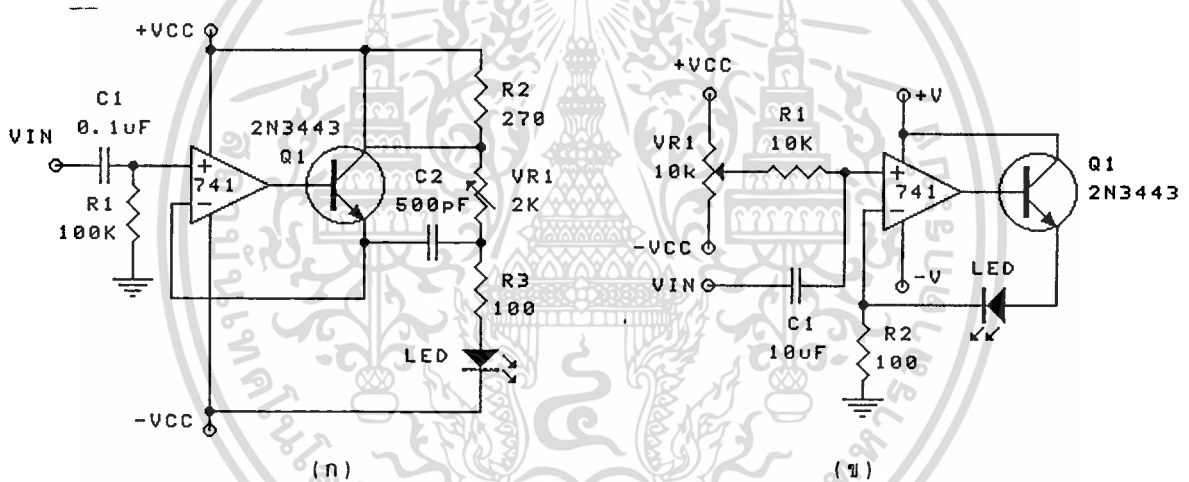
$$I_B = (V_{I(max)} - V_{BE} - V_F)/R_B$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $V_{I(max)}$ คือ ค่าแรงดันสูงสุดของสัญญาณเข้า หรือก็คือระดับแรงดันขณะข้อมูลทางดิจิทัลเป็น "1" วงจรในรูปที่ 2.20 (ข) เป็นอีกลักษณะหนึ่งของการส่งข้อมูลทางดิจิทัล ที่มีเสถียรภาพมากกว่าวงจรในรูปที่ 2.20 (ก) โดยใช้ไอซีเบอร์ 75451 หรือ 75450 เพียงบางส่วน ที่ขาหนึ่งของแอนด์เกตถูกกำหนดให้มีสถานะทางลอจิกเป็น " 1 " (+5V) ขาที่เหลือใช้สำหรับส่งข้อมูล โดยขณะข้อมูลเป็น " 1 " LED จะไม่ทำงาน และเมื่อข้อมูลเป็น " 0 " LED จะส่งสัญญาณแสงออกมา ส่วนตัวเก็บประจุ (C) ใช้สำหรับลดผลของการเกิดแรงดันกระชาก ซึ่งปกติจะใช้ค่าประมาณ $1 \mu F$ และค่าของตัวต้านทานทาง R_1 สามารถคำนวณได้จากกระแสไบแอสตรง I_F ของ LED ที่กำหนดตามสเปกของมัน โดยใช้สูตรการคำนวณ

$$R_1 = (V_{cc} - V_F) / I_F$$

วงจรไดรเวอร์ LED สำหรับสัญญาณอนาลอก แสดงดังรูปที่ 2.21 โดยในรูปที่ 2.21 (ก) เป็นตัวอย่างวงจรที่ถูกออกแบบให้มีค่ากระแสไบแอส LED อยู่ระหว่าง 7.5 - 40 มิลลิแอมป์ ขึ้นกับค่าของตัวต้านทาน VR_1 ขนาดของสัญญาณอินพุตควรมีค่าอยู่ระหว่าง +2 โวลต์ ซึ่งจะถูกแปลงเป็นกระแสไหลผ่าน LED ที่มีค่าระหว่าง ± 10 มิลลิแอมป์



รูปที่ 2.21 วงจรไดรเวอร์ LED แบบอนาลอก

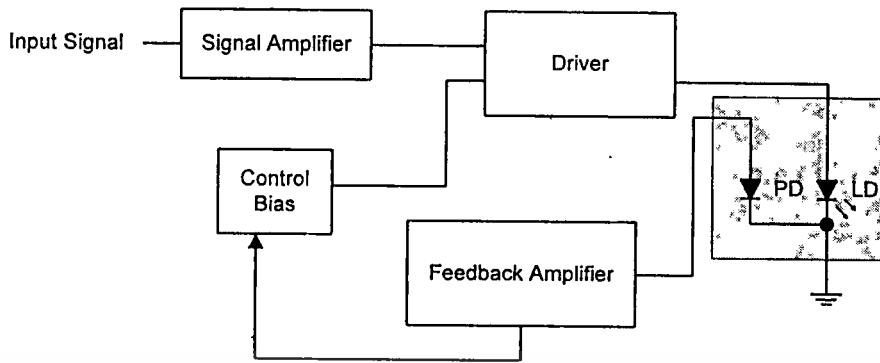
วงจรในรูปที่ 2.21 (ข) ใช้กระแสขับ LED เป็นสัญญาณป้อนกลับในวงจร ทำให้มีวงจรมีเสถียรภาพมากขึ้น ตัวต้านทานปรับค่าได้ VR_2 ใช้กำหนดขนาดของกระแสไบแอสให้กับวงจร

วงจรถ่ายสัญญาณเสียง

การใช้งานเลเซอร์ไดโอดในระบบสื่อสาร ค่อนข้างจะยุ่งยากในการออกแบบวงจร เพราะวงจรต้องมีประสิทธิภาพและความเที่ยงตรงสูง บล็อกไดอะแกรมของวงจรถ่ายสัญญาณเสียงเลเซอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 7 ซึ่งมีหลักการไม่ซับซ้อนเมื่อเทียบกับวงจร LED เพียงแต่เพิ่มส่วนป้อนกลับหรือฟีดแบ็คสัญญาณ เพื่อทำหน้าที่ควบคุมวงจรถ่ายสัญญาณให้เกิดความแน่นอน

สัญญาณป้อนกลับอาจได้จากการใช้โฟโตดีเทคเตอร์ ที่มีประกอบอยู่ภายในตัวดังเดียวกันกับเลเซอร์ไดโอดในระบบสื่อสาร เป็นตัวดีเทคสัญญาณแสงที่ส่งออกมาที่มีค่าน้อย วงจรไดรเวอร์จะช่วยเพิ่มกระแสไบแอสเลเซอร์ไดโอด ทำให้ระดับพลังงานแสงของระบบที่ส่งออกไปมีความเที่ยงตรงและแน่นอน

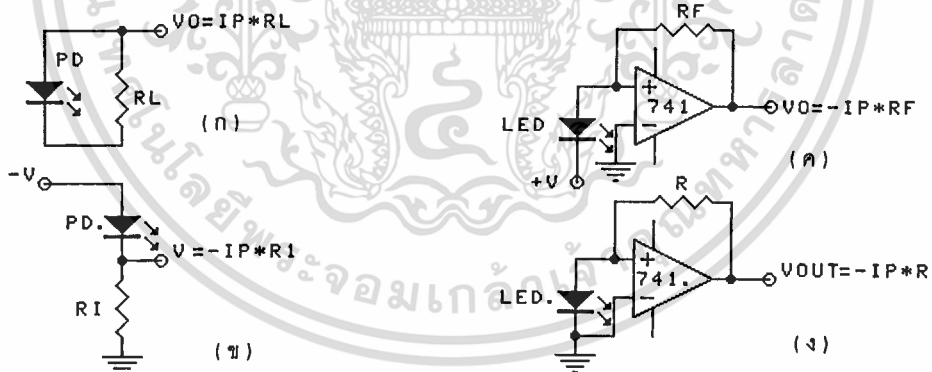
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 บล็อกการทำงานของวงจรถ่ายเลเซอร์ไดโอด

วงจรถ่ายเท็คเตอร์

ในตอนต้นได้กล่าวถึงโหมดการทำงานของโฟโตไดโอด ไปบ้างแล้วลักษณะวงจรถ่ายงานในแบบของ โหมดโฟโตวอลตาจิก แสดงดังรูปที่ 2.23 (ก) โดยการต่อโฟโตไดโอดอนุกรมกับตัวต้านทานโหลด R_L เมื่อมีแสง ตกกระทบจะเกิดกระแสไหล ทำให้โวลเตจดันตกคร่อมโหลด R_L ที่ค่าเท่ากับ $I_p \times R_L$ เมื่อ I_p คือ กระแสที่ไหลใน วงจรอนุกรมซึ่งมักมีค่าไม่มาก หากต้องการให้กระแส I_p มีค่ามากขึ้น ต้องเพิ่มแรงดันไบอัสให้กับโฟโตไดโอด ดัง รูปที่ 2.23 (ข) เพื่อให้เกิดการทำงานในโหมดโฟโตคอนดักทิฟ



รูปที่ 2.23 วงจรถ่ายงานของโฟโตไดโอด

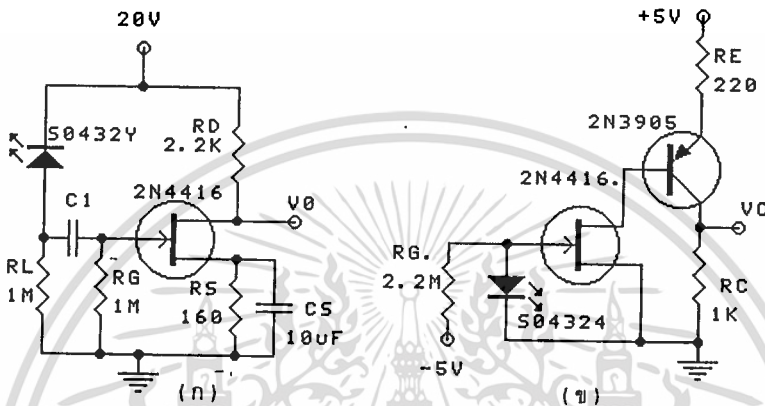
ในทางปฏิบัติมักจะใช้วงจรถ่ายที่ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมโฟโตไดโอดมีค่าคงที่ตลอดเวลา เพื่อช่วยให้ สามารถสร้างกระแส I_p ได้อย่างมีเสถียรภาพ ดังเช่นวงจรถ่ายในรูปที่ 2.23 (ค) และรูปที่ 2.23 (ง) ที่ทำงานใน โหมดต่างกัน แต่ค่าของแรงดันเอาต์พุต V_{out} ที่ต้องการมีค่าเป็นไปตามสมการ เดียวกันคือ

$$V_{out} = -I_p \times R_F$$

วงจรในรูปที่ 2.23 (ง) ที่มีโหมดการทำงานแบบโฟโตคอนดักทีฟ จะทำงานได้เร็วกว่าวงจรในรูปที่ 2.23 (ค) ซึ่งเป็นชนิดไปมดโฟโตวอลตาอิก ค่าของกระแส I_p เป็นผลอันเนื่องมาจากผลของแสงตกกระทบบนและคำนวณได้จาก

$$I_p = R \times P_{IN}$$

เมื่อ R เป็นค่าของกระแสต่อพลังงาน (แอมแปร์/วัตต์) กำหนดด้วยสเปกของมัน และ P_{IN} เป็นพลังงานแสงหรือขนาดความเข้มแสงที่ตกกระทบบนโฟโตไดโอด



รูปที่ 2.24 วงจรโฟโตดีเท็กเตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์

ในการออกแบบวงจรต้องคำนึงถึงค่าของกระแสมืดที่เกิดจากตัวโฟโตไดโอด ขณะมีการไบอัสกลับความเข้าไปกับ I_p ด้วย จึงจะได้ค่าจริงออกมา วงจรในรูปที่ 2.24 เป็นวงจรตพโตไดโอดที่ใช้ทรานซิสเตอร์เป็นส่วนขยายสัญญาณขั้นต้น โดยที่วงจรในรูปที่ 2.24 (ก) เหมาะสำหรับการใช้งานในระบบบอเนลอกและวงจรในรูปที่ 2.24 (ข) นั้นใช้กับระบบดิจิตอล

มาถึงตอนนี้คงจะเริ่มคุ้นเคยกับระบบสื่อสารไฟเบอร์อปติกมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การออกแบบวงจร

หลักการทํางานของวงจร

วงจรมีความสามารถที่ส่งสัญญาณได้สองลักษณะ

1. สัญญาณอนาลอก
2. สัญญาณดิจิทัล

IC 7 และ IC 8 เป็น OP-AMP ต่อแบบ NON INVERTING AMP ทำหน้าที่ขยายสัญญาณ Input ซึ่ง Input นี้ใช้กับสัญญาณอนาลอก เช่นเสียงพูด เสียงดนตรี สัญญาณ Sinusoidal เราจะควบคุม Output ของ IC8 ให้มีระดับแรงดันไม่เกิน ± 5 เพราะวงจรมีออกแบบ V_{ref} ของ A/D ไว้ ± 5 V. U6 ทำหน้าที่เป็นตัวแสดงผลเมื่อระดับแรงดันเกิน ± 5 V คือถ้าเกิน 5 V LED จะติด ซึ่งสัญญาณเสียงจะถูกขยายด้วย IC12

Output ของ IC7 จะถูกต่อไปยัง IC79 ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณอนาลอกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลแบบขนาน 6 บิต สัญญาณที่เข้าขา Clock ทำหน้าที่ควบคุมอัตราการ Sampling ซึ่งได้ออกแบบไว้คือ 8kHz สัญญาณที่ขา B1-B6 ถูกเชื่อมต่อเข้ากับขา P0-P5 ของ IC10 (74LS 166) ซึ่ง IC10 เป็น Register 8 Bit ทำหน้าที่ Shift ข้อมูลของ P0-P7 จากขนานเป็นอนุกรมออกที่ขา Q7 โดยส่งข้อมูล P7-P0 ตามลำดับ P7 คือ MSB, P0 คือ LSB ขา Clock1 ใช้ในการ Shift ข้อมูลซึ่งเท่ากับอัตรา Sampling x 8 Bit ขา PL (15) ขานี้เป็น Low จะ Load ข้อมูลขา P0-P7 เก็บเอาไว้ ถ้าขานี้เป็น High จะ Shift ข้อมูลออกไปเมื่อมี Clock ขอบขาขึ้นเข้ามา ส่วนขา P6 = 1 และ P7 = 0 ใช้ในการ Synchronize ข้อมูลระหว่างภาครับและภาคส่ง

SW1 เลื่อนไปที่ Q7 ส่งสัญญาณดิจิทัล ตำแหน่ง B เราต้องการส่งข้อมูลดิจิทัลโดย Computer ผ่าน RS-232 สัญญาณดิจิทัลเป็น ± 12 V แปลงให้เป็น 5 V กับ 0 V โดยใช้ IC MAX 232 แล้วสัญญาณส่งไปที่ IC11 ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลให้เหมาะสมส่งไปที่ LED Drive ซึ่งจะแปลงสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสงต่อไป และ BC 547 ซึ่งเป็นภาคขยาย LM 324 ขยายสัญญาณให้เหมาะสม IC1,IC2, และ IC4 ทำหน้าที่เป็นวงจรหารความถี่ เพื่อนำไปใช้ในการ Sampling

วงจรภาครับ

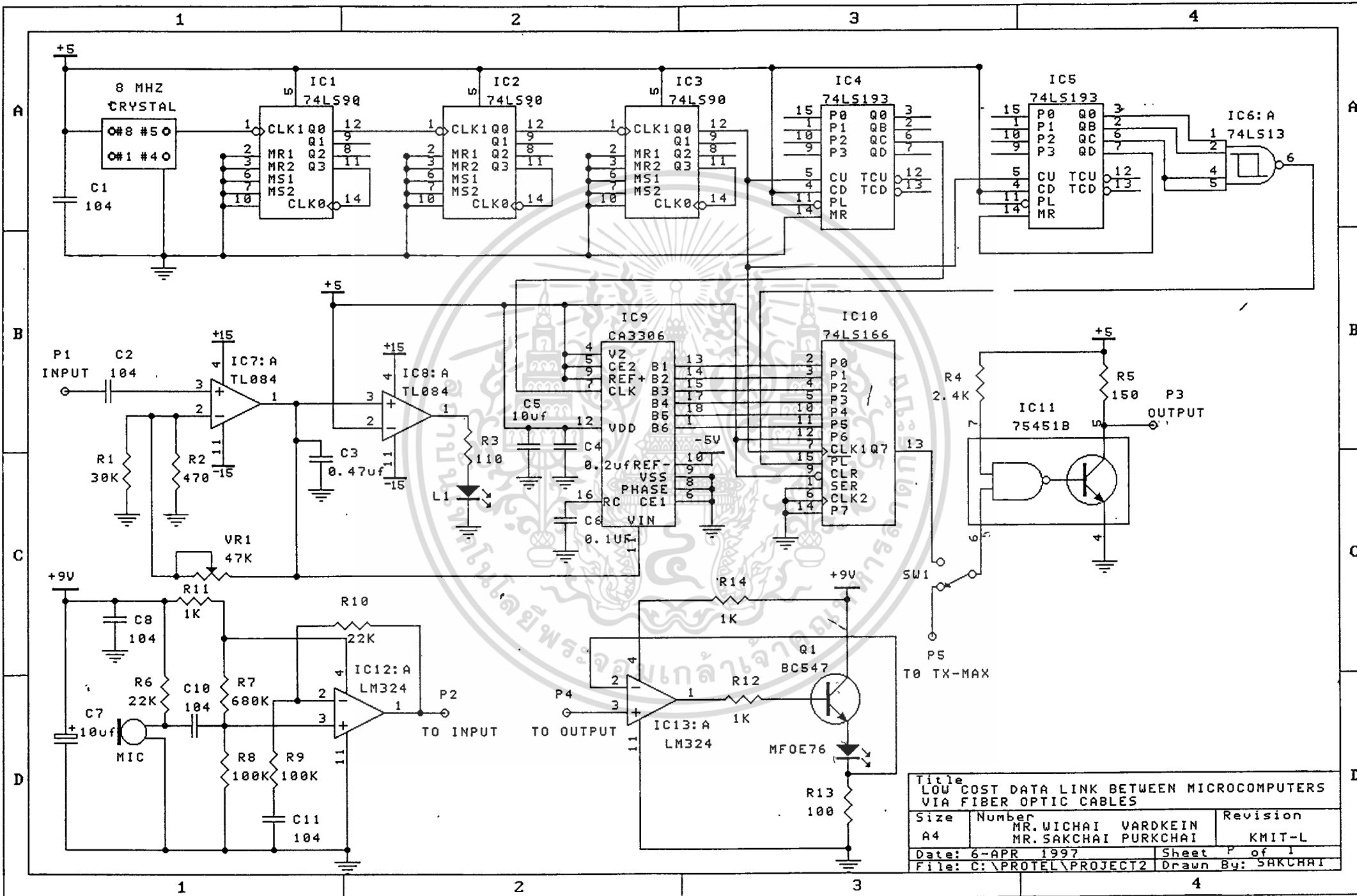
Photodetector ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า และจากนั้นผ่าน LM 324 ขยายสัญญาณ VR1 จะทำการปรับแรงดันและส่งเข้าลำโพง เพราะว่าภาคส่งมีภาค Inverting Amplifier เราจะได้สัญญาณเหมือนกับภาคส่ง ถ้าเลื่อนไปที่สวิตช์ SW3 TO-RX-MAX แสดงว่าเราต้องการสัญญาณดิจิทัลแปลงกลับเป็นสัญญาณอนาลอก ถ้าเลื่อนไปที่ B เมื่อภาคส่งส่งสัญญาณจาก RS-232 ของ Computer เพื่อใช้ในการโอนถ่ายข้อมูล ถ้าเลื่อนสวิตช์ไปที่ A สัญญาณจะถูกส่งไปเข้า IC 74LS 122 ทำหน้าที่เป็นวงจร MONO Stable ความกว้างของ Pulse ขึ้นอยู่กับ VR1, VR2 และ C3 เราจะปรับค่า VR1, VR2 ให้เหมาะสมจะได้สัญญาณ Pulse ซึ่งสร้างโดย B8 B7สัญญาณที่ได้ จะถูกหารความถี่ลงสองเท่าแล้วเข้าสู่วงจร Phase Lock Loop โดยใช้ IC NE 564 ซึ่งความถี่ Input ที่ขา 6 กับขา 3 จะต้องมีความถี่เท่ากัน ส่วน 74LS 193 ทำหน้าที่หารความถี่ลง 16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่า ต่อ Feedback เข้ากับขา 3 ของ NE 564 เพราะฉะนั้นความถี่ที่ขา 9 เท่ากับความถี่ Input x 16 ซึ่งหมายถึง บิตเรท ของการส่งข้อมูล สัญญาณที่ขา 9 ของ NE 564 ผ่าน NOT GATE เพื่อให้ได้ Clock ที่มีความแหลมคม และนำไปใช้ต่อไป IC 74LS 164 ซึ่งทำหน้าที่ Shift Register แบบ Serial In to Paraller Out ส่งเข้าสู่ IC 74LS 374 ทำหน้าที่ Latch ข้อมูลเมื่อมี Clock ขอบขาขึ้นเข้ามาจะส่ง Data ไปยังภาค D/A ที่ใช้ IC DAC0800 เราจะได้ สัญญาณอนาลอกออกที่ขา 4 ส่งเข้าสู่ LF351A ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดัน ส่วน CA3140 เป็นวงจร Low pass Filter ความถี่ 100 kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title LOW COST DATA LINK BETWEEN MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLES		
Size A4	Number MR.WICHAJ VARDKEIN MR.SAKCHAI PURKCHAI	Revision KMIT-L
Date: 6-APR 1997	Sheet P of 1	
File: C:\PROTEL\PROJECT2	Drawn By: SAKCHAI	

1

2

3

4

A

A

B

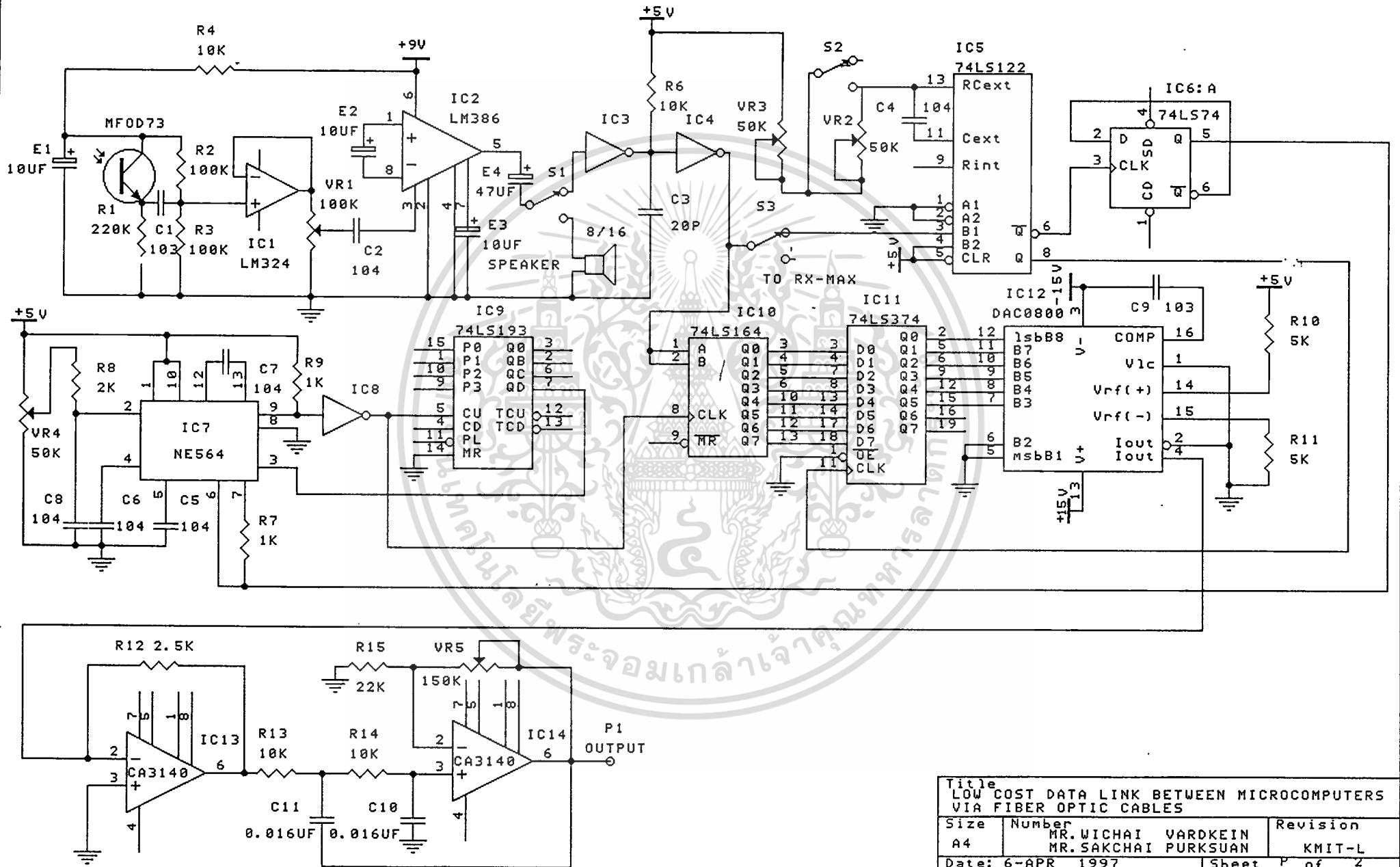
B

C

C

D

D



Title LOW COST DATA LINK BETWEEN MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLES		
Size A4	Number MR. WICHAI VARDKEIN MR. SAKCHAI PURKSUAN	Revision KMIT-L
Date: 6-APR 1997	Sheet P of 2	
File: C:\PROTEL\PROJECT\	Drawn By: SAKCHAI	

1

2

3

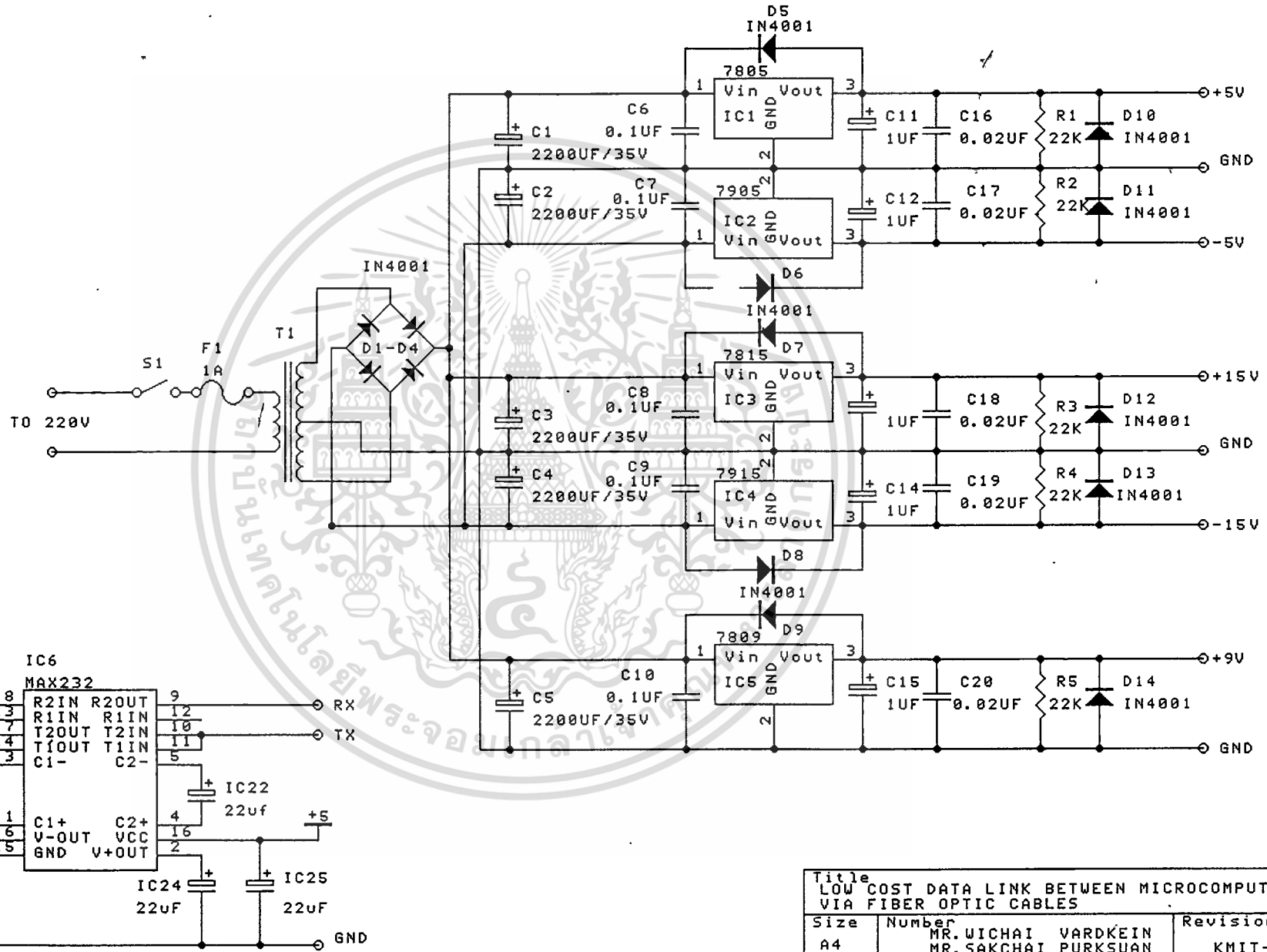
4

1

2

3

4



Title LOW COST DATA LINK BETWEEN MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLES		
Size A4	Number MR. WICHAJ VARDKEIN MR. SAKCHAI PURKSUAN	Revision KMIT-L
Date: 6-APR 1997	Sheet P of 3	
File: C:\PROTEL\PROJECT3		Drawn By: SAKCHAI

1

2

3

4

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จุดประสงค์การทดลอง

- * เพื่อศึกษาการส่งและรับข้อมูลระบบ Simplex โดยใช้สายเส้นใยนำแสง
- * เพื่อศึกษาลักษณะรูปสัญญาณทางด้าน Input และ Output ว่ามีลักษณะที่เหมือนหรือแตกต่างกันอย่างไร

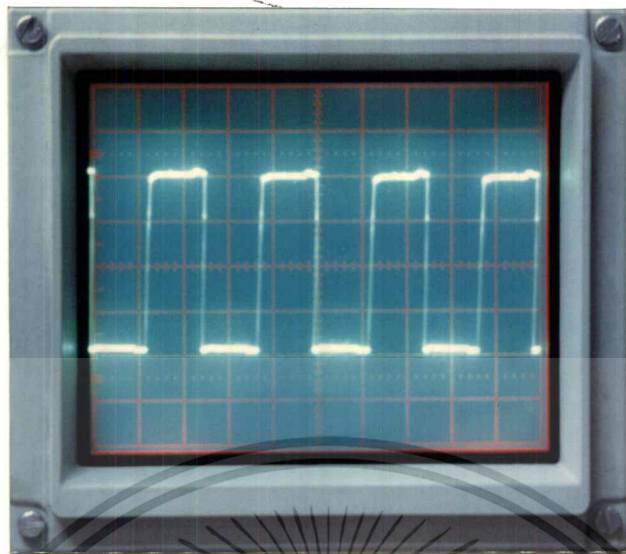
ต่างกันอย่างไร

ทฤษฎีพื้นฐาน

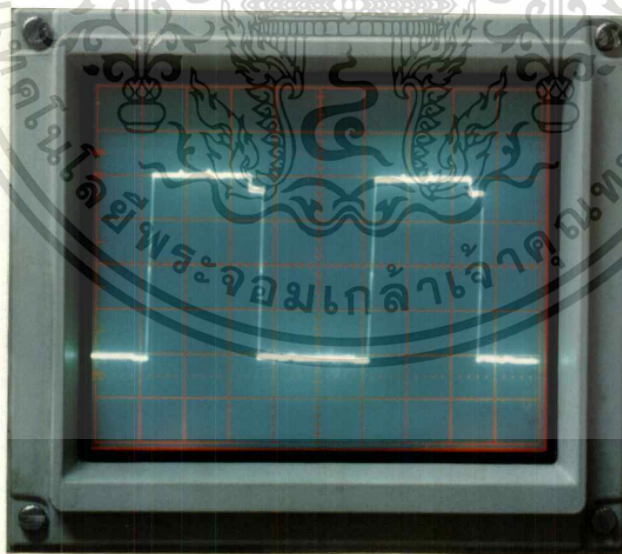
ในการส่งข้อมูลข่าวสารผ่านเส้นใยนำแสงนั้น สัญญาณข้อมูลต้องทำการเปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้า เป็นสัญญาณแสงโดยใช้ LED เป็นตัวส่งสัญญาณแสงทางด้านส่ง แสงจะถูกส่งผ่านเข้าไปในเส้นใยนำแสง ส่วนทางด้านรับจะใช้ Photodiode เป็นตัวรับสัญญาณแสงแล้วทำการเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้ากลับอีกครั้ง

ขั้นตอนการทดลอง

- 4.1 จากรูปที่ 3.2 ทำการป้อนสัญญาณ Sine Wave ทางด้านภาคส่ง
- 4.2 ทำการปรับอัตราการ Sampling ของภาคส่งเริ่มจาก 250 kHz และ 500 kHz ตามลำดับ
- 4.3 ปรับสวิตช์ไปที่ตำแหน่งอนาล็อก
- 4.4 ต่อเส้นใยนำแสงเข้ากับ LED
- 4.5 จากรูปที่ 3.3 ปรับสวิตช์ไปที่ตำแหน่งอนาล็อกทางด้านภาครับ
- 4.6 ทำการปรับอัตราการ Sampling ของภาครับให้ตรงกับภาคส่ง
- 4.7 ต่อเส้นใยนำแสงเข้ากับ Photodiode
- 4.8 ทำการวัดสัญญาณ Output



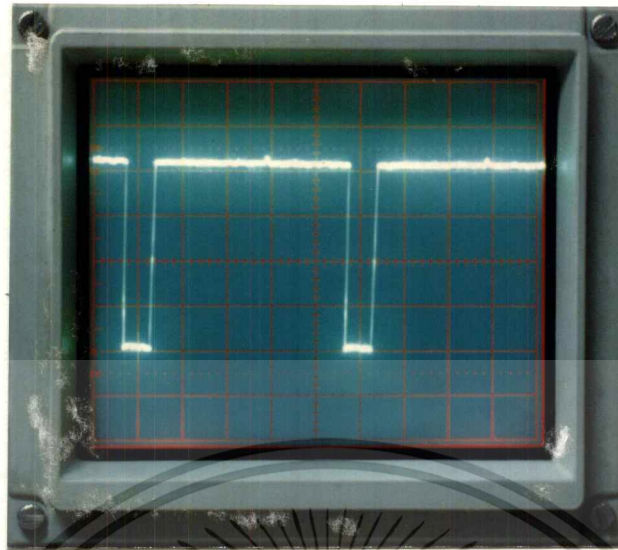
รูปที่ 4.1 สัญญาณ Clock 8 kHz ป้อนเข้าที่ขา 5 ของ IC 74LS193



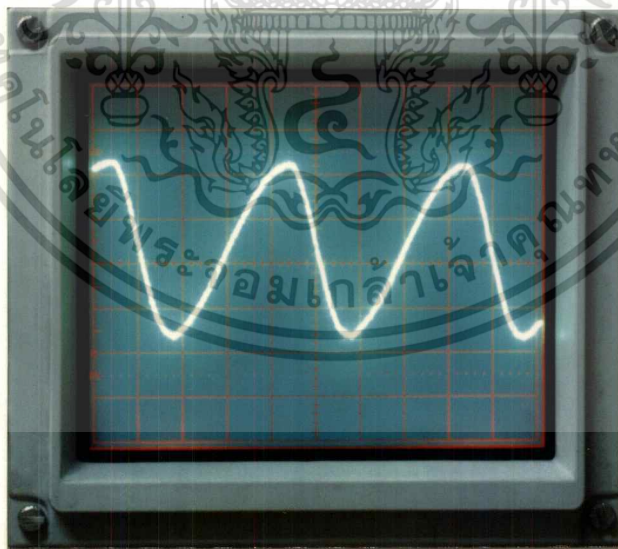
รูปที่ 4.2 สัญญาณ Clock 1 kHz ป้อนเข้าที่ขา 7 ของ IC CA 3306

ที่ใช้ในการ Sampling สัญญาณ input (Analog)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

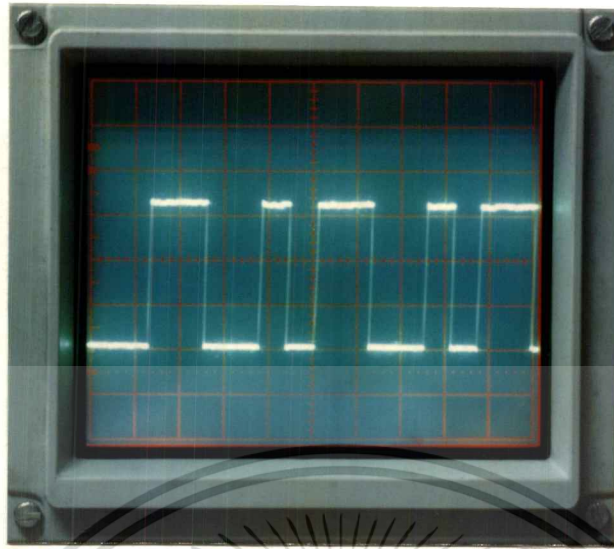


รูปที่ 4.3 สัญญาณ Clock 1 kHz ป้อนเข้าที่ขา 15 ของ IC 74LS166ที่ใช้ในการ Shift Load
สัญญาณDigital

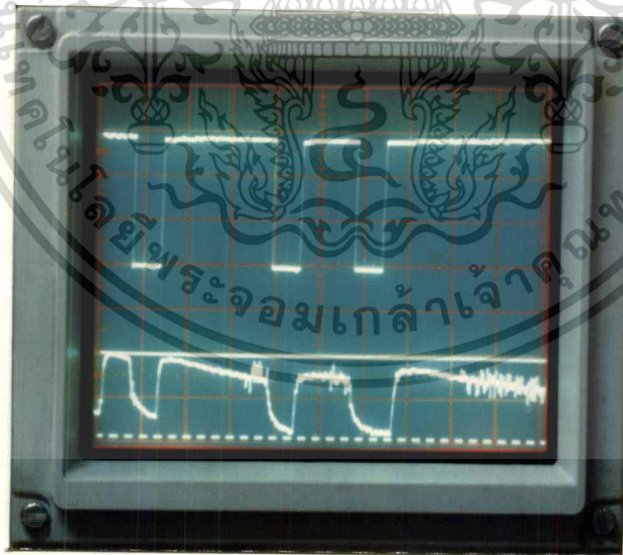


รูปที่ 4.4 สัญญาณ Input (Analog) ที่มีความถี่ 250 Hz ป้อนเข้าที่ขา 11 ของ IC CA 3306

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

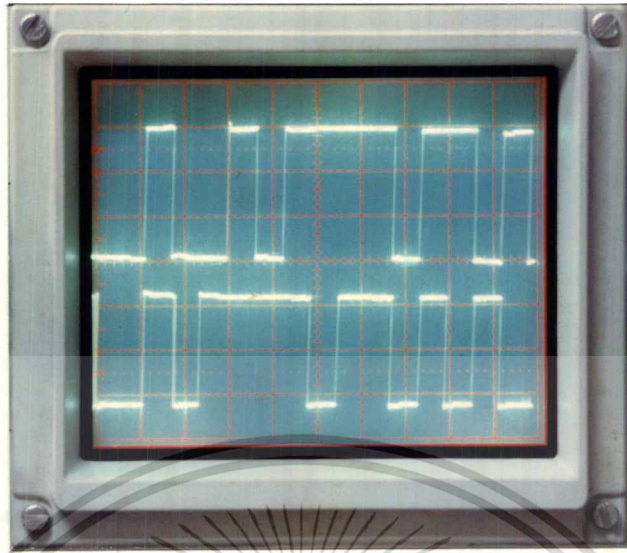


รูปที่ 4.5 สัญญาณ Digital (ข้อมูล) ที่ส่งออกไปจากขา 5 ของ IC 75451

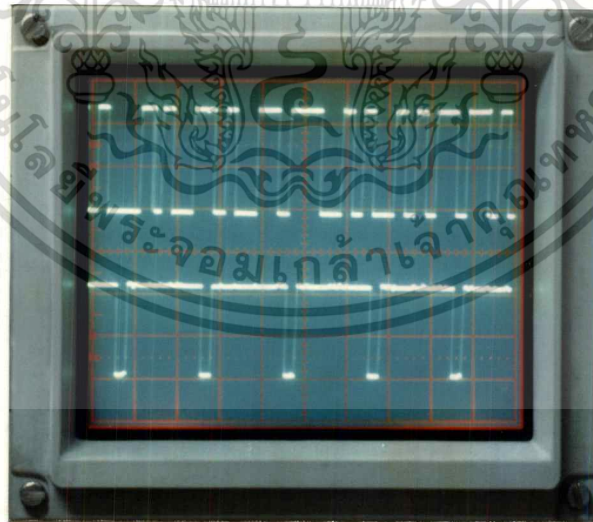


รูปที่ 4.6 สัญญาณถูกขับออกโดยขา Collector ของ TR 3904 โดยเปรียบเทียบกับสัญญาณที่รับเข้ามา จากขา 10 ของ IC LM324

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

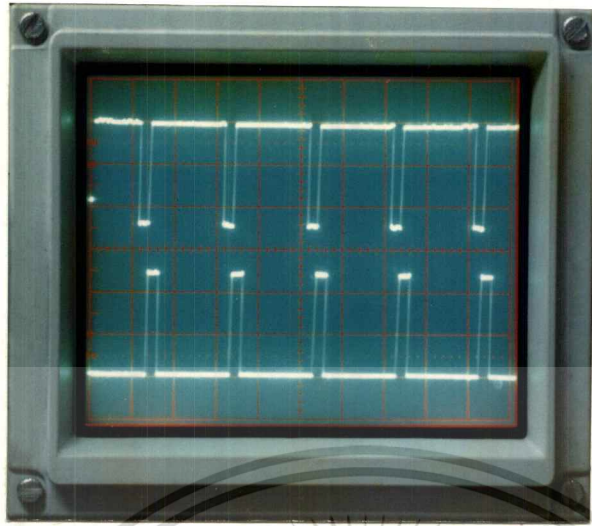


รูปที่ 4.7 สัญญาณDigital ที่รับได้เปรียบเทียบกับสัญญาณDigital ที่ส่งมาที่ขา 2 ของ IC 74LS40

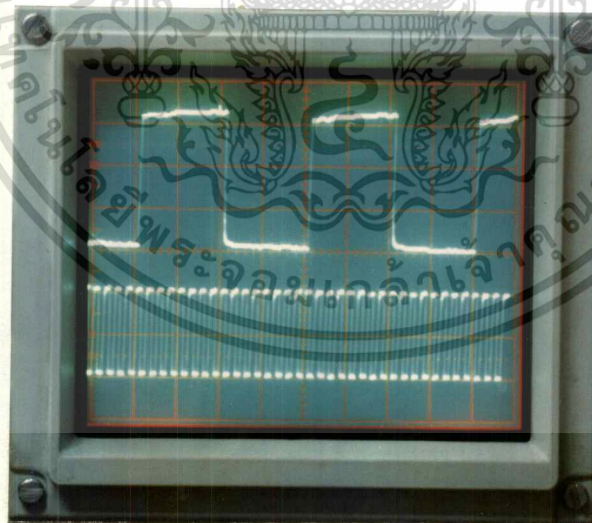


รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบสัญญาณ Input ที่ป้อนเข้าที่ขา 3 ของ IC 74LS122 กับขา 6 ซึ่งเป็นสัญญาณ Outputที่ใช้ในการ Reverse Clock

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

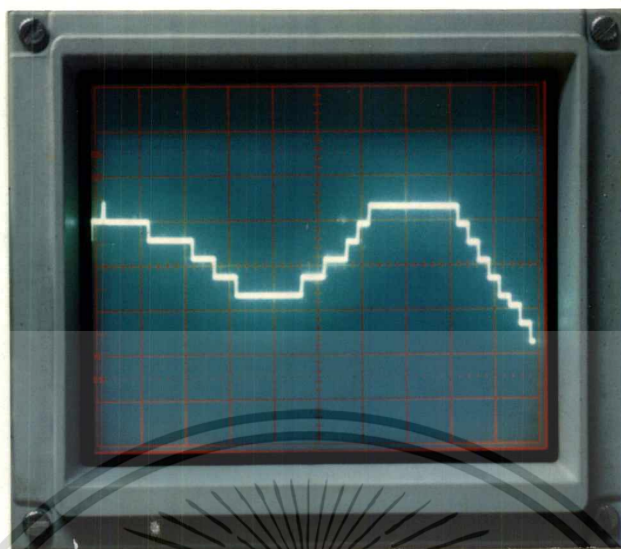


รูปที่ 4.9 เปรียบเทียบระหว่างสัญญาณ Outputขา 6 กับขา 8 ของ IC 74LS122

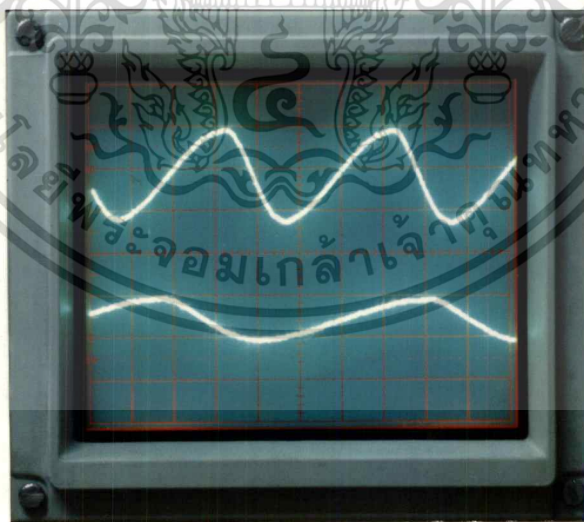


รูปที่ 4.10 เปรียบเทียบสัญญาณ Clockที่ขาของ IC NE564 กับสัญญาณ Inputที่ป้อนเข้ามาที่ขา 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

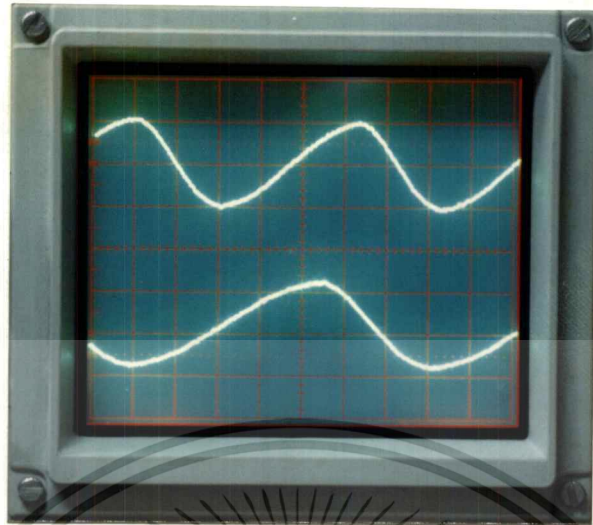


รูปที่ 4.11 สัญญาณที่เปลี่ยนจากกระแสเป็นแรงดันโดย IC CA3140 ที่ขา 6 (เป็นสัญญาณแรงดัน)



รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบสัญญาณ Input กับสัญญาณ Output สัญญาณมีความถี่ 250 Hz และสัญญาณ Output มีความถี่ 310 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 เปรียบเทียบสัญญาณ Input กับสัญญาณ Output สัญญาณมีความถี่ 1 kHz และสัญญาณ Output มีความถี่ 715 kHz



รูปที่ 4.14 เปรียบเทียบสัญญาณ Input กับสัญญาณ Output สัญญาณมีความถี่ 1 kHz และสัญญาณ Output มีความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์สองเครื่อง

ขั้นตอนในการเตรียมการเชื่อมต่อระหว่างคอมพิวเตอร์สองเครื่องเป็นดังนี้

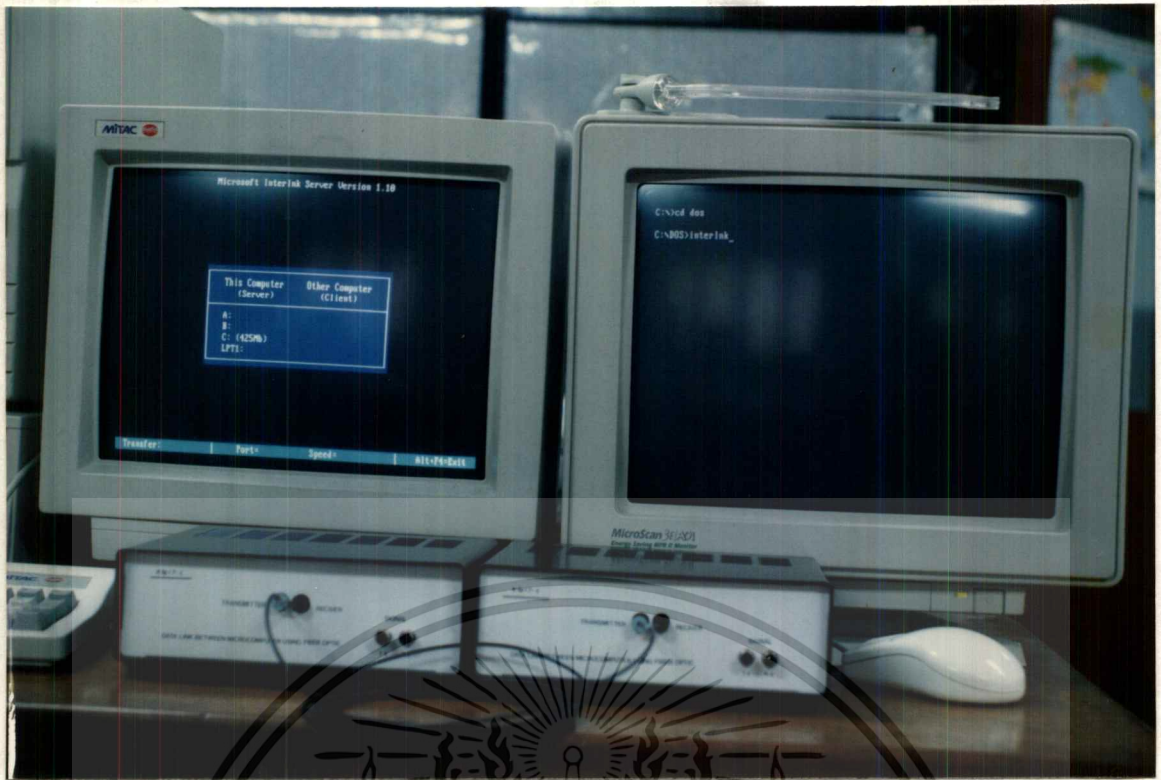
1. ต่อสายสัญญาณระหว่างพอร์ตของเครื่องทั้งสองจะเป็นสาย serial หรือ parallel ก็แล้วแต่จะเลือกใช้พอร์ตชนิดใด สายจะต้องมีการไขว้สายสัญญาณต่างๆให้ถูกต้องแล้วดังรูปที่ 4.15

	female DB-9 9 pin	female DB-25 25 pin		female DB-9 25 pin	female DB-25 9 pin
(Ground-Ground)	pin 5	pin 7	<====>	pin 7	pin 5
(Transmit-Receive)	pin 3	pin 2	<====>	pin 3	pin 2
(Receive-Transmit)	pin 2	pin 3	<====>	pin 2	pin 3

รูปที่ 4.15 แสดงวิธีการต่อสาย DB-9

2. เรียกโปรแกรม INTERSVR.EXE บนฝั่ง SERVER ให้เตรียมให้บริการ
3. ฝั่งที่เป็น client ต้องใช้โปรแกรม INTERLNK.EXE แต่การจะเรียกใช้โปรแกรมดังกล่าวได้จะต้อง load แบบดีไวซ์ไดรเวอร์ไว้ก่อนตั้งแต่ตอนบูต ด้วยคำสั่ง DEVICE=INTERLNK ในไฟล์ CONFIG.SYS แล้วบูต เครื่องใหม่ คอมพิวเตอร์ทั้งสองเครื่องจึงจะติดต่อรับส่งข้อมูลและใช้อุปกรณ์ได้ตามต้องการ

โปรดสังเกตว่าลักษณะการทำงานของ INTERLNK นี้ไม่เสมอภาค (peer-to-peer) เพราะที่เครื่องที่เป็น client จะไปใช้อุปกรณ์ของ server ได้แต่เพียงทางเดียว ฝั่งที่เป็น server จะกลับมาใช้ดิสก์หรือเครื่องพิมพ์ของ client ไม่ได้ ดังนั้นการรับ-ส่งระหว่างเครื่องจึงต้องให้ทางฝั่ง client เป็นคนส่งเท่านั้น



รูปที่ 4.16 แสดงการ เซตเครื่องคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรม INTERSVR.EXE



รูปที่ 4.17 แสดงการเชื่อมต่อข้อมูลระหว่างเครื่องคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรม

INTERLNK.EXE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 แสดงการรับข้อมูลคอมพิวเตอร์โดยใช้คำสั่ง copy โปรแกรม INTERSVR.EXE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ปริญญาโทฉบับนี้เป็นการศึกษาเกี่ยวกับการส่งข้อมูล (เป็นเสียง, Data) ผ่านเส้นใยนำแสง ทำให้เราได้ทราบถึงวิธีการส่งข้อมูลผ่านเส้นใยนำแสงว่า ข้อมูลก่อนที่จะทำการส่ง และทำรับข้อมูลนั้นมีกระบวนการอย่างไรก่อนที่จะส่งเข้าไปในเส้นใยนำแสง เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณส่ง (ภาคส่ง) กับสัญญาณ Output ทางด้านรับ (ภาครับ) จะมีการผิดเพี้ยนไปจากทางด้านส่งบ้างเล็กน้อย ซึ่งมีสาเหตุอันเนื่องมาจากสิ่งต่างๆ ดังนี้ คือ เกิดจากเส้นใยนำแสงที่ทำมาจากพลาสติกจะมีการสูญเสียมาก (มากกว่าเส้นใยนำแสงประเภทอื่นๆ เช่น เส้นใยนำแสงที่ทำจากแก้ว หรือ Silica) และสาเหตุที่สำคัญอีกอย่างก็คือ ตัวส่งและตัวรับสัญญาณซึ่งใช้ LED ในการส่งสัญญาณแสง และภาครับก็ใช้ Photodiode ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองมีข้อจำกัดทางด้านเทคนิคกล่าวคือ LED ให้แสงที่มีความยาวคลื่นกว้าง (ซึ่งถ้าใช้ Laser Diode จะให้แสงออกมาที่มีความยาวคลื่นสั้นกว่า LED แต่ทว่า Laser Diode จะมีราคาแพงกว่ามาก) สาเหตุที่สำคัญอีกก็คือ การสูญเสียอันเนื่องจากรอยต่อของ ตัวกำหนดแสงกับตัวรับแสงไม่ดีพอ ซึ่งจะมีผลอย่างมากต่อการสูญเสียแสง (ซึ่งการสูญเสียแสงนี้สามารถศึกษาได้จากทฤษฎีในบทต้นๆ)

นอกจากที่กล่าวมาแล้วยังได้ศึกษาเกี่ยวกับการสื่อสารแบบ Simplex และได้พบว่าการส่งข้อมูลแบบ Simplex จะมีประสิทธิภาพในการใช้เส้นใยแสงต่ำสุด คือ ทางด้านส่งจะทำหน้าที่ส่งเพียงอย่างเดียวไม่สามารถรับได้ ขณะเดียวกันทางด้านรับก็จะสามารถรับได้เพียงอย่างเดียว ส่วนการส่งข้อมูลแบบ Half Duplex จะสามารถส่งและรับข้อมูลได้แต่จะเป็นในลักษณะที่ผลัดกันรับผลัดกันส่ง คือถ้าด้านหนึ่งส่งอีกด้านหนึ่งก็ต้องรับ และขณะที่อีกฝ่ายหนึ่งก็ต้องส่ง เมื่อเปรียบเทียบกับแบบ Simplex แล้วจะมีประสิทธิภาพสูงกว่าแต่ยังมีข้อเสียอยู่ก็คือใช้สายได้ไม่เต็มประสิทธิภาพเท่าที่ควร ส่วนการส่งข้อมูลแบบ Full Duplex จะเป็นการใช้สายใยแสงมีประสิทธิภาพมากที่สุดกล่าวคือจะมีการส่งและรับข้อมูลในเวลาเดียวกันได้และได้ศึกษาเกี่ยวกับการกู้สัญญาณนาฬิกาที่มาได้ทางด้านภาครับซึ่งเป็นการส่งข้อมูลแบบ Asynchronous แต่มีข้อเสียสัญญาณนาฬิกาที่กลับคืนมาอาจมีการเลื่อนทางด้านเฟสและทางด้านความถี่ด้วย ทำให้ข้อมูลที่รับเข้ามาเกิดการผิดพลาดเกิดขึ้นได้

หนังสืออ้างอิง

รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์ พื้นฐานการสื่อสาร กรุงเทพมหานคร

โดย วิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทยในพระบรมราชูปถัมภ์ 2536

ผศ. อภินันท์ มั่นยานนท์ การสื่อสารเส้นใยแสง กรุงเทพมหานคร

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2537

Donald J. Sterling, Jr. TECHNICIAN'S GUIDE TO FIBER OPTIC UNITED STATE OF AMERICA

DELMAR PUBLISHERS INC. 1987

อริคม ฤกษ์บุตร ระบบสื่อสารไฟเบอร์อปติก วารสารเซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 119

สิงหาคม 2535



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า.
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fiber Optics — FLCS Family Photo Detector Diode Output

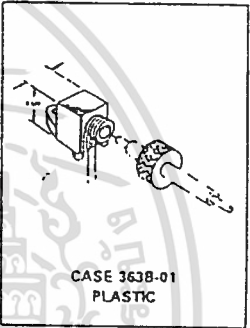
MFOD71

FLCS FAMILY
FIBER OPTICS
PHOTO DETECTOR
DIODE OUTPUT

... designed for low cost, short distance Fiber Optic Systems using 1000 micron core plastic fiber.

Typical applications include: high isolation interconnects, disposable medical electronics, consumer products, and microprocessor controlled systems such as coin operated machines, copy machines, electronic games, industrial clothes dryers, etc.

- Fast PIN Photodiode: Response Time < 5 ns
- Ideally Matched to MFOE76 Emitter for Plastic Fiber Systems
- Annular Passivated Structure for Stability and Reliability
- FLCS Package
 - Includes Connector
 - Simple Fiber Termination and Connection (Figure 4)
 - Easy Board Mounting
 - Molded Lens for Efficient Coupling
 - Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber (Eska SH4001)



MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	100	Volts
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 2	mW mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-40 to +100	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ($V_R = 20\text{ V}, R_L = 1\text{ M}\Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$)	I_D	—	0.06 10	10 —	nA
Reverse Breakdown Voltage ($I_R = 10\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)R}$	50	100	—	Volts
Forward Voltage ($I_F = 50\text{ mA}$)	V_F	—	—	1.1	Volts
Series Resistance ($I_F = 50\text{ mA}$)	R_s	—	8	—	Ohms
Total Capacitance ($V_R = 20\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$)	C_T	—	3	—	pF

OPTICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Characteristic	Symbol	0.15	0.2	—	Unit
Responsivity ($V_R = 5\text{ V}, \text{Figure 2}$)	R	0.15	0.2	—	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Response Time ($V_R = 5\text{ V}, R_L = 50\ \Omega$)	$t_{(resp)}$	—	5	—	ns

MFO71

TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

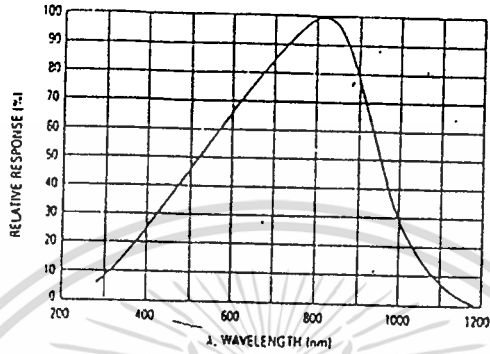


Figure 1. Relative Spectral Response

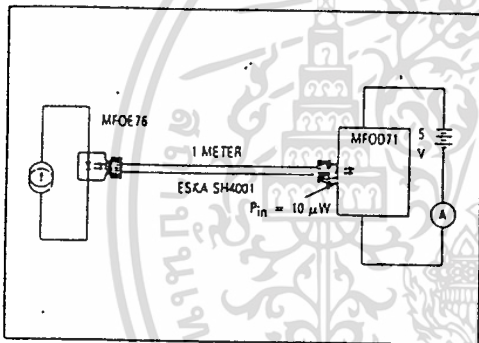


Figure 2. Responsivity Test Configuration

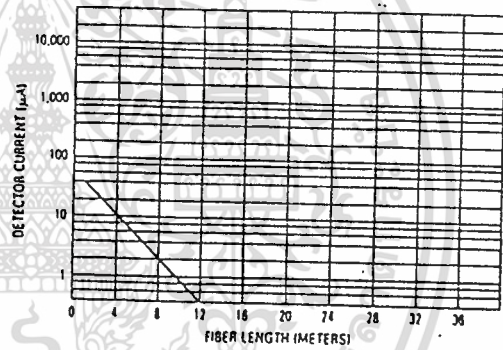


Figure 3. Detector Current versus Fiber Length

The system length achieved with a MFOE76 emitter and various detectors, using 1000 micron core plastic fiber (Eska SH4001 or equivalent), depends on the LED forward

current (I_f) and the responsivity of the detector chosen. Each detector will perform with the MFOE76 up to the distances shown below.

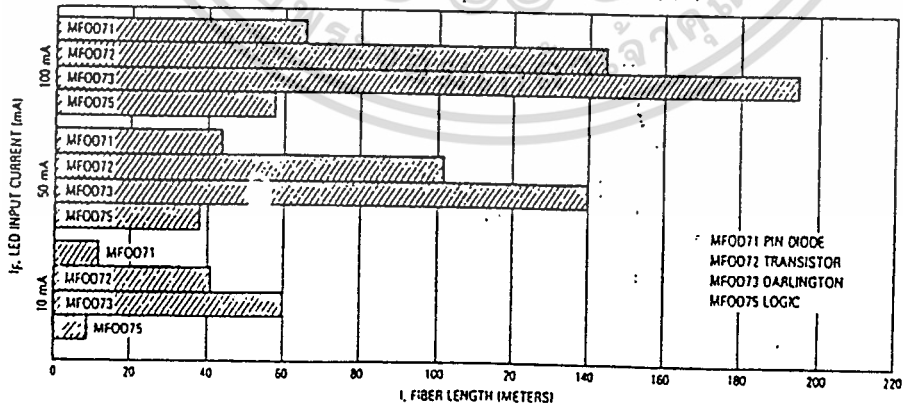


Figure 4. MFOE76 Working Distances

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า-
ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOD71

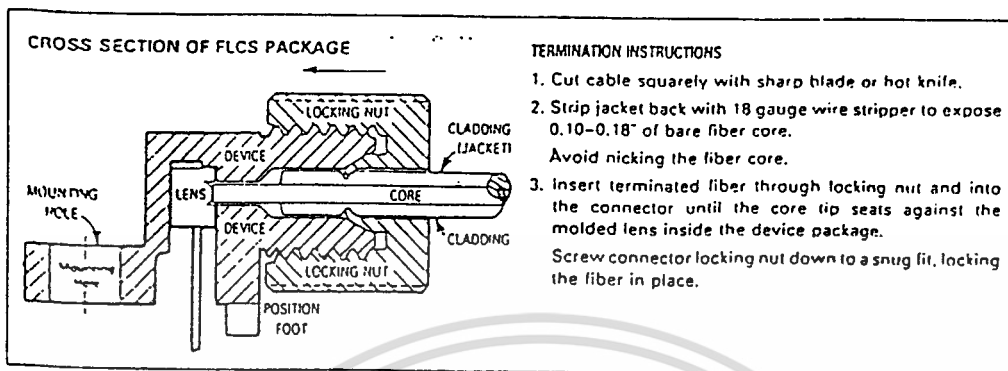


Figure 5. FO Cable Termination and Assembly

INPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuits are suggested to provide the desired forward current through the emitter.

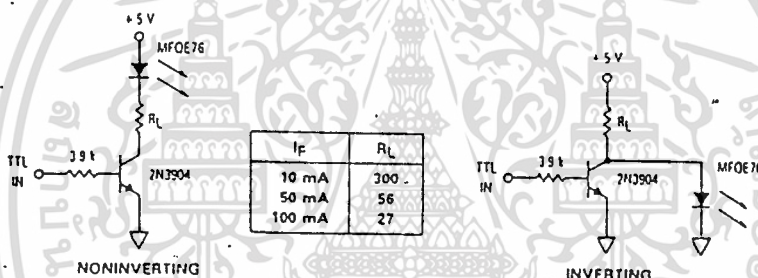


Figure 6. TTL Transmitters

OUTPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuit is suggested to take the MFOD71 detector output and condition it to drive TTL with an acceptable bit error rate.

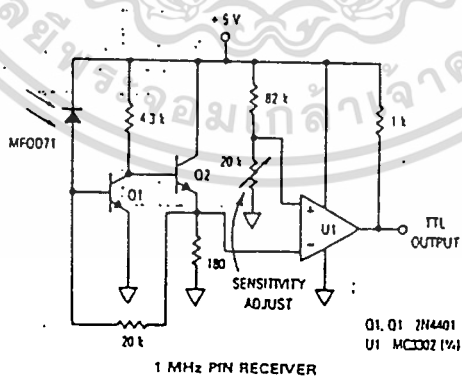


Figure 7. TTL Receiver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

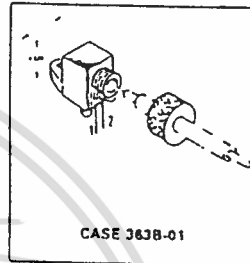
Fiber Optics — FLCS Family Visible Red LED

This device is designed for low cost, medium frequency, fiber optic systems using 1000 micron core plastic fiber. It is compatible with Motorola's wide variety of detector functions from the MFOD70 series. The MFOE76 employs gallium aluminum technology, and comes pre-assembled into the convenient and popular FLCS connector.

- Low Cost
- Very Simple Fiber Termination and Connection. See Figure 9
- Convenient Printed Circuit Mounting
- Integral Molded Lens for Efficient Coupling
- Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber, such as Ersa SH4001

MFOE76

FLCS FAMILY
FIBER OPTICS
VISIBLE RED
LED
660 nm



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	5	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Forward Current — Peak Pulse	I_F	1	A
Total Power Dissipation (TA = 25°C (1)) Derate above 35°C	PD	132 2	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	TA	-40 to +100	°C
Storage Temperature	Tstg	-40 to +100	°C
Lead Soldering Temperature (2)	—	260	°C

Notes: 1. Measured with device soldered into a typical printed circuit board.
2. 5 seconds max; 1.16 inch from case.

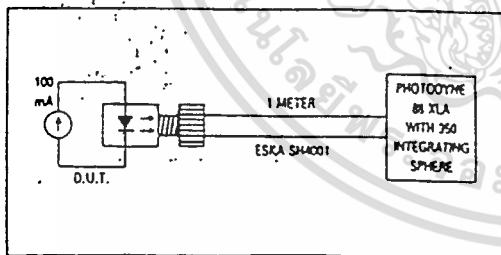


Figure 1. Power Launched Test Setup

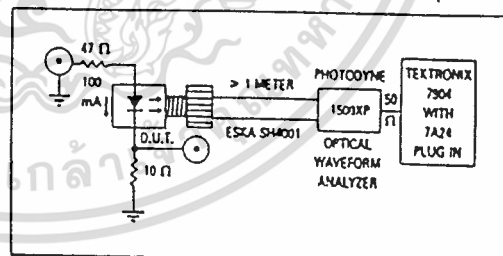


Figure 2. Optical Turn-On and Turn-Off Test Setup

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Leakage Current (V _R = 3 V)	I _R	—	100	—	nA
Reverse Leakage Current (V _R = 5 V)	I _R	—	10	100	μA
Forward Voltage (I _f = 60 mA)	V _F	—	1.8	2.2	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV _F	—	-2.2	—	mV/K
Capacitance (f = 1 MHz)	C	—	50	—	pF

OPTICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Wavelength (I _f = 60 mA)	λ _p	—	660	—	nm
Instantaneous Power Launched (I _f = 100 mA, Figure 1)	P _L	200	540	—	μW
Optical Turn-On Time (Figure 2)	t _{on}	—	200	—	ns
Optical Turn-Off Time (Figure 2)	t _{off}	—	150	—	ns
Half-Power Electrical Bandwidth (1)	BW _e	—	6	—	MHz

(1) I_f = 100 mA pk-pk, 100% modulation

TYPICAL CHARACTERISTICS

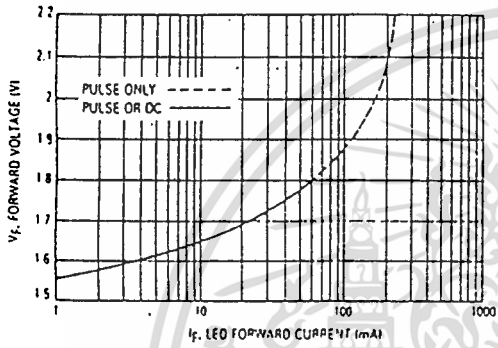


Figure 3. Forward Voltage versus Forward Current

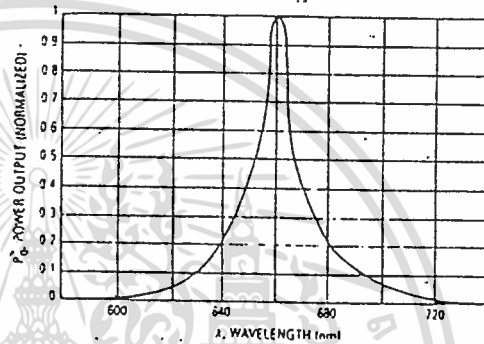


Figure 4. Relative Spectral Output

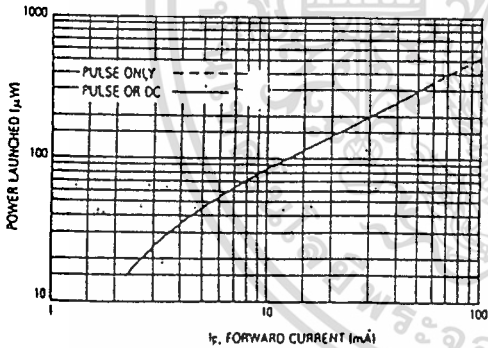


Figure 5. Power Launched versus LED Forward Current

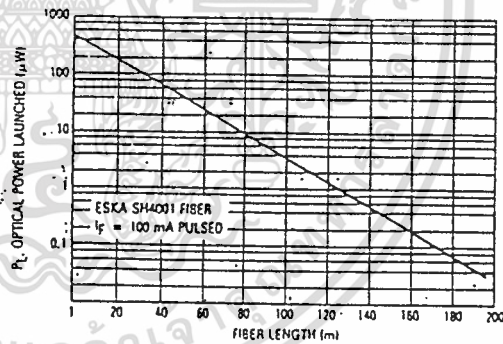


Figure 6. Power Launched versus Fiber Length

OUTLINE DIMENSIONS

NOTES:

- Y AND Z ARE DATUM DIMENSIONS AND T IS A DATUM SURFACE.
- POSITIONAL TOLERANCE FOR Ø Ø 17 PL: (M) ± 0.25 (R 0.10) (T) T 0.25 (Z Ø)
- POSITIONAL TOLERANCE FOR F DIMENSION Ø PL: (F) ± 0.25 (R 0.10) (T) T 0.25 (Z Ø)
- POSITIONAL TOLERANCE FOR H DIMENSION Ø PL: (H) ± 0.25 (R 0.10) (T) T 0.25 (Z Ø)
- POSITIONAL TOLERANCE FOR Ø Ø: (Ø) ± 0.25 (R 0.10) (T) T 0.25 (Z Ø)
- POSITIONAL TOLERANCE FOR Ø: (Ø) ± 0.25 (R 0.10) (T) T 0.25 (Z Ø)
- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982
- CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	19.30	21.33	0.760	0.841
B	1.14	9.20	0.360	0.375
C	7.62	8.12	0.300	0.320
D	1.55	1.67	0.061	0.064
E	2.41	2.66	0.095	0.105
F	0.43	0.58	0.017	0.023
G	2.54 RSC		0.100 RSC	
H	3.23	0.45	0.013	0.011
J	7.62 RSC		0.300 RSC	
K	1.91	11.43	0.750	0.450
L	1.14	1.65	0.045	0.065
N	2.54 RSC		0.100 RSC	
O	10%	3.30	0.120	0.130
P	7.62	8.12	0.300	0.320
S	5.08 RSC		0.200 RSC	
U	0.56	0.91	0.026	0.036
V	6.86	7.11	0.270	0.280
W	5.08 RSC		0.200 RSC	
X	10.67	11.56	0.419	0.455

STYLE 1:
PIN 1 ANODE
 J CATHODE

CASE 363B-01
PLASTIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE76



Figure 7. Instantaneous Power Output versus Ambient Temperature

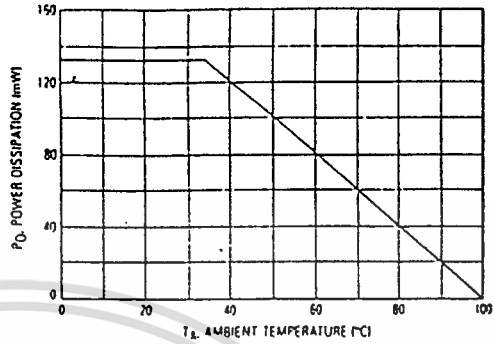


Figure 8. Power Dissipation

The system length achieved with a MFOE76 emitter and various detectors, using 1000 micron core plastic fiber (Eksa SH4001 or equivalent), depends on the LED forward

current (I_f) and the responsivity of the detector chosen. Each detector will perform with the MFOE76 up to the distances shown below.

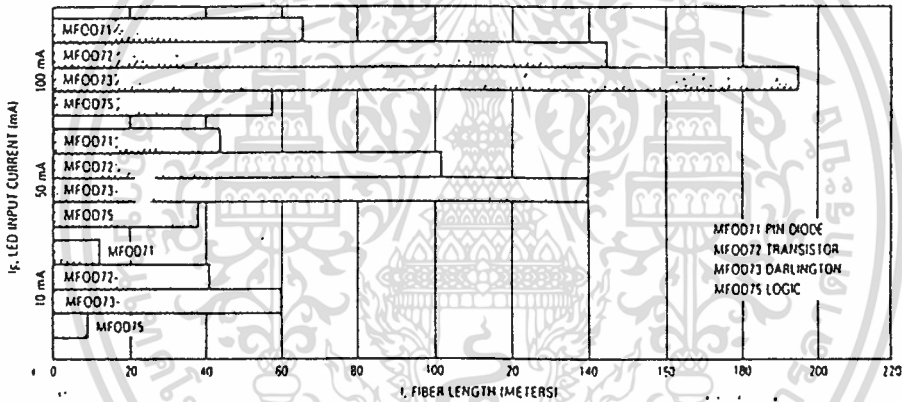


Figure 9. MFOE76 Working Distances

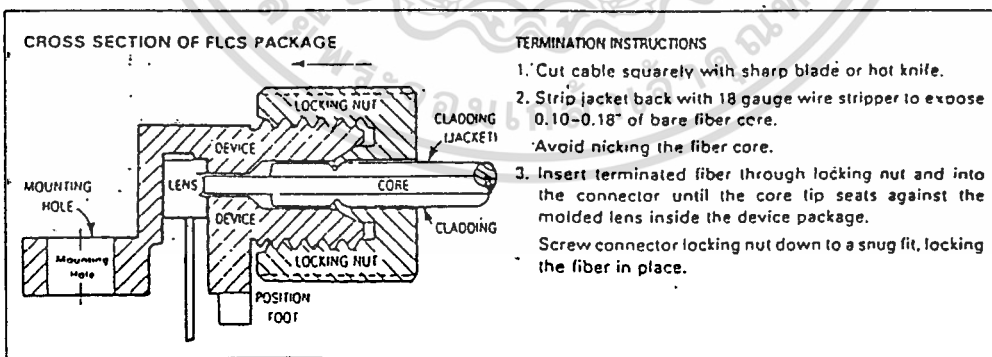


Figure 10. FO Cable Termination and Assembly

DAC0800, DAC0801, DAC0802 8-Bit Digital-to-Analog Converters

General Description

The DAC0800 series are monolithic 8-bit high-speed current-output digital-to-analog converters (DAC) featuring typical settling times of 100 ns. When used as a multiplying DAC, monotonic performance over a 40 to 1 reference current range is possible. The DAC0800 series also features high compliance complementary current outputs to allow differential output voltages of 20 V_{p-p} with simple resistor loads as shown in Figure 1. The reference-to-full-scale current matching of better than ±1 LSB eliminates the need for full-scale trims in most applications while the nonlinearities of better than ±0.1% over temperature minimizes system error accumulations.

The noise immune inputs of the DAC0800 series will accept TTL levels with the logic threshold pin, V_{LC} pin 1 grounded. Simple adjustments of the V_{LC} potential allow direct interface to all logic families. The performance and characteristics of the device are essentially unchanged over the full ±4.5V to ±18V power supply range; power dissipation is only 33 mW with ±5V supplies and is independent of the logic input states.

The DAC0800, DAC0802, DAC0800C, DAC0801C and DAC0802C are a direct replacement for the DAC-08 DAC-08A, DAC-08C, DAC-08E and DAC-08H respectively.

Features

- Fast settling output current 100 ns
- Full scale error ±1 LSB
- Nonlinearity over temperature ±0.1%
- Full scale current drift +10 ppm/°C
- High output compliance -10V to +18V
- Complementary current outputs
- Interface directly with TTL, CMOS, PMOS and others
- 2 quadrant wide range multiplying capability
- Wide power supply range ±4.5V to ±18V
- Low power consumption 33 mW at ±5V
- Low cost

Typical Applications

Connection Diagram

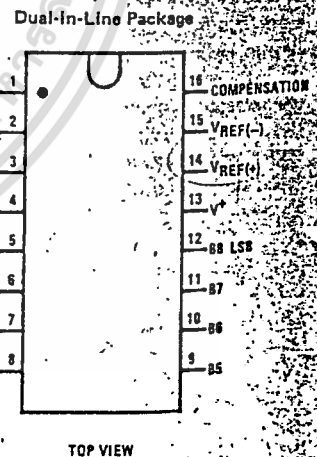
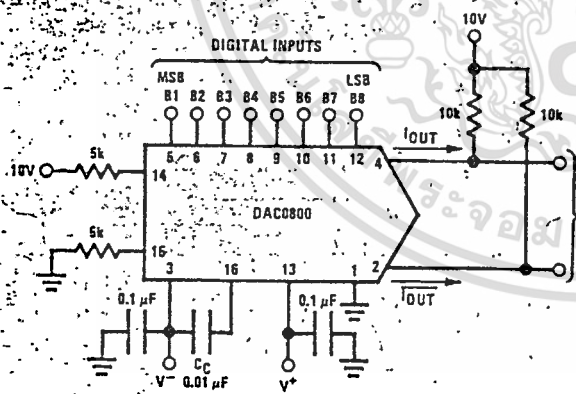


FIGURE 1. ±20 V_{p-p} Output Digital-to-Analog Converter

Ordering Information

NON LINEARITY	TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS*					
		D PACKAGE (D16C)		N PACKAGE (N16A)			
±0.1% FS	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	DAC0802LD	DAC-08AQ	DAC0802LCJ	DAC-08HQ	DAC0802LCN	DAC-08HP
±0.1% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C			DAC0800LCJ	DAC-08EQ	DAC0800LCN	DAC-08EP
±0.19% FS	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C	DAC0800LD	DAC-08Q	DAC0801LCJ	DAC-08CQ	DAC0801LCN	DAC-08CP
±0.19% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C						
±0.39% FS	0°C ≤ T _A ≤ +70°C						

* Note. Devices may be ordered by using either order number.

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	±18V or 36V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Reference Input Differential Voltage (V14 to V15)	V ⁻ to V ⁺
Reference Input Common-Mode Range (V14, V15)	V ⁻ to V ⁺
Reference Input Current	5 mA
Logic Inputs	V ⁻ to V ⁻ plus 36V
Analog Current Outputs	Figure 24
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Conditions

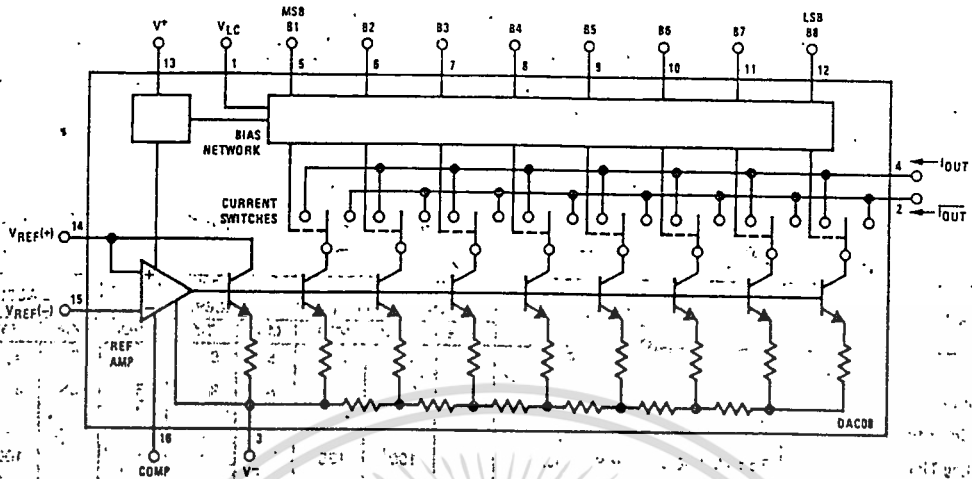
Temperature (T _A)	MIN	MAX	UNITS
DAC0802L	-55	+125	°C
DAC0800L	-55	+125	°C
DAC0800LC	0	+70	°C
DAC0801LC	0	+70	°C
DAC0802LC	0	+70	°C

Electrical Characteristics (V_S = ±15V, I_{REF} = 2 mA, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} unless otherwise specified. Output characteristics refer to both I_{OUT} and I_{OUT}.)

PARAMETER	CONDITIONS	DAC0802L/ DAC0802LC			DAC0800L/ DAC0800LC			DAC0801LC			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Resolution		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
Monotonicity		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
Nonlinearity				±0.1			±0.19			±0.39	%FS
Settling Time	To ±1/2 LSB, All Bits Switched "ON" or "OFF", T _A = 25°C		100	135				100	150		ns
t _{PLH} , t _{PHL} Propagation Delay	Each Bit All Bits Switched		35	60		35	60		35	60	ns
			35	60		35	60		35	60	ns
TC _{FS} Full Scale Tempo			±10	±50		±10	±50		±10	±80	ppm/°C
V _{OC} Output Voltage Compliance	Full Scale Current Ch ₁ < 1/2 LSB, R _{OUT} > 20 mΩ Typ	-10		18	-10		18	-10		18	V
I _{FS4} Full Scale Current	V _{REF} = 10.000V, R14 = 5.000 kΩ R15 = 5.000 kΩ, T _A = 25°C	1.984	1.992	2.000	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	mA
I _{FS5} Full Scale Symmetry	I _{FS4} - I _{FS2}		±0.6	±4.0		±1	±8.0		±2	±16	μA
I _{ZS} Zero Scale Current			0.1	1.0		0.2	2.0		0.2	4.0	μA
I _{FSR} Output Current Range	V ⁻ = -5V	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	0	2.0	2.1	mA
	V ⁻ = -8V to -18V	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	0	2.0	4.2	mA
V _{IL} Logic "0"	V _{LC} = 0V			0.8			0.8			0.8	V
			2.0		2.0						V
I _{IL} Logic "0"	V _{LC} = 0V -10V ≤ V _{IN} ≤ +0.8V		-2.0	-10		-2.0	-10		-2.0	-10	μA
			0.002	10		0.002	10		0.002	10	μA
V _{IS} Logic Input Swing	V ⁻ = -15V	-10		18	-10		18	-10		18	V
V _{THR} Logic Threshold Range	V _S = ±15V	-10		13.5	-10		13.5	-10		13.5	V
I _{IS} Reference Bias Current			-1.0	-3.0		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	μA
d _I /d _t Reference Input Slew Rate	(Figure 24)	4.0	8.0		4.0	8.0		4.0	8.0		mA/μs
P _{SSI} Power Supply Sensitivity	4.5V ≤ V ⁺ ≤ 18V		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
	-4.5V ≤ V ⁻ ≤ 18V		0.0001	0.01		0.0001	0.01		0.0001	0.01	%/%
I _S Power Supply Current	V _S = ±5V, I _{REF} = 1 mA	I _{S+}	2.3	3.8	2.3	3.8	2.3	3.8	2.3	3.8	mA
		I _{S-}	-4.3	-5.8	-4.3	-5.8	-4.3	-5.8	-4.3	-5.8	mA
		I _{S+}	2.4	3.8	2.4	3.8	2.4	3.8	2.4	3.8	mA
		I _{S-}	-6.4	-7.8	-6.4	-7.8	-6.4	-7.8	-6.4	-7.8	mA
I _S Power Supply Current	V _S = ±15V, I _{REF} = 2 mA	I _{S+}	2.5	3.8	2.5	3.8	2.5	3.8	2.5	3.8	mA
		I _{S-}	-6.5	-7.8	-6.5	-7.8	-6.5	-7.8	-6.5	-7.8	mA
		I _{S+}	33	48	33	48	33	48	33	48	mW
		I _{S-}	108	136	108	136	108	136	108	136	mW
P _D Power Dissipation	±5V, I _{REF} = 1 mA		33	48		33	48		33	48	mW
			108	136		108	136		108	136	mW
P _D Power Dissipation	5V, -15V, I _{REF} = 2 mA		135	174		135	174		135	174	mW
			108	136		108	136		108	136	mW

Note 1: The maximum junction temperature of the DAC0800, DAC0801 and DAC0802 is 125°C. For operating at elevated temperatures, devices in the dual-in-line J or D package must be derated based on a thermal resistance of 100°C/W, junction to ambient, 175°C/W for the molded dual-in-line N package.

Block Diagram



Equivalent Circuit

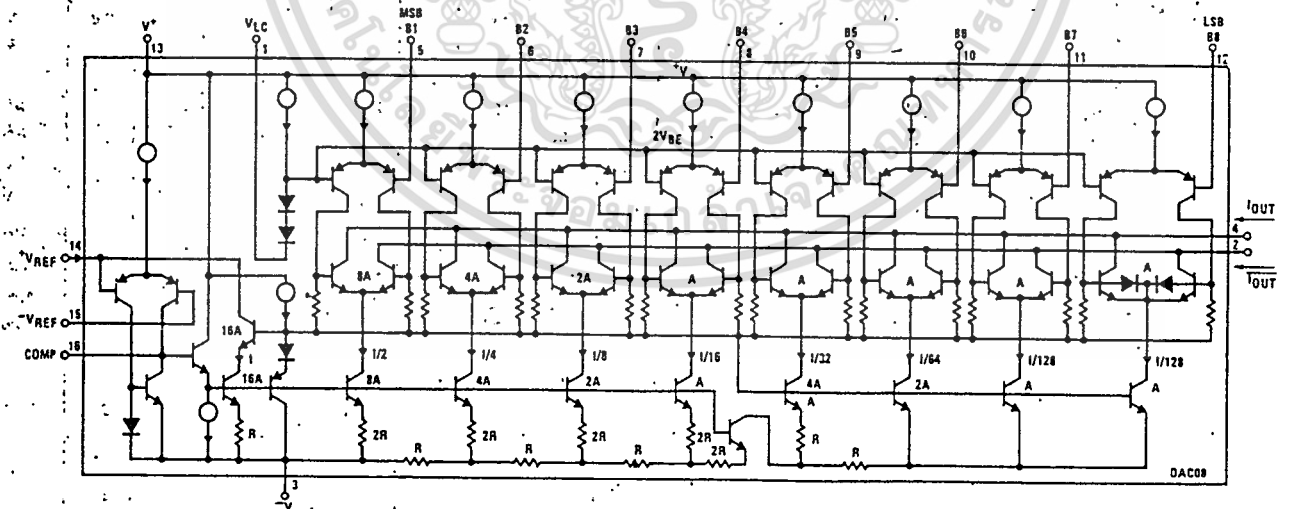


FIGURE 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

Full Scale Current vs Reference Current

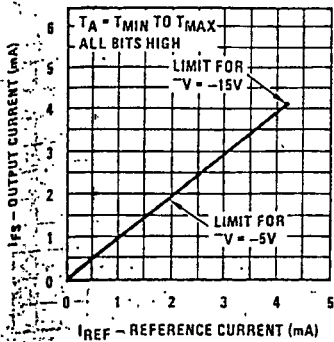


FIGURE 3

LSB Propagation Delay vs I_{FS}

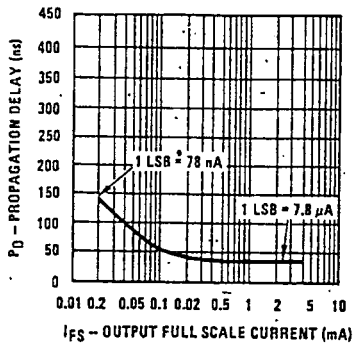
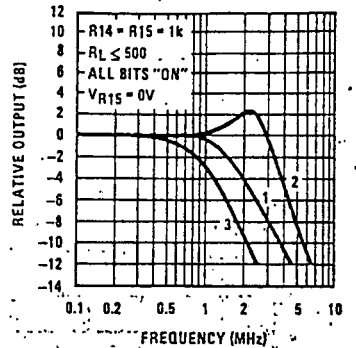


FIGURE 4

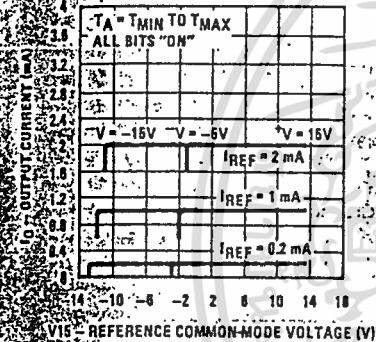
Reference Input Frequency Response



Curve 1: $C_C = 15 \text{ pF}$, $V_{IN} = 2 \text{ Vp-p}$ centered at 1V.
 Curve 2: $C_C = 15 \text{ pF}$, $V_{IN} = 50 \text{ mVp-p}$ centered at 200 mV.
 Curve 3: $C_C = 0 \text{ pF}$, $V_{IN} = 100 \text{ mVp-p}$ at 0V and applied through 50Ω connected to pin 14. 2V applied to R14.

FIGURE 5

Reference Amp Common-Mode Range



Note: Positive common-mode range is always $(V_+ - 1.5V)$.

FIGURE 6

Logic Input Current vs Input Voltage

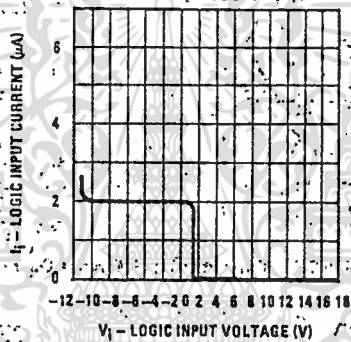


FIGURE 7

V_{TH} - V_{LC} vs Temperature

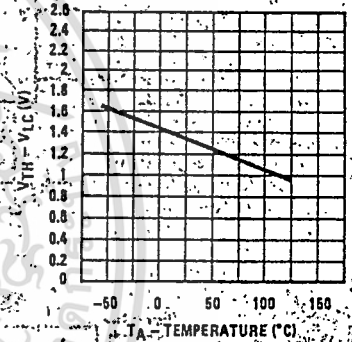


FIGURE 8

Output Current vs Output Voltage (Output Voltage Compliance)

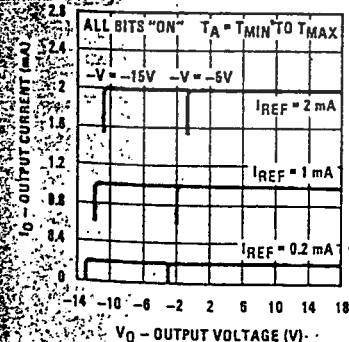


FIGURE 9

Output Voltage Compliance vs Temperature

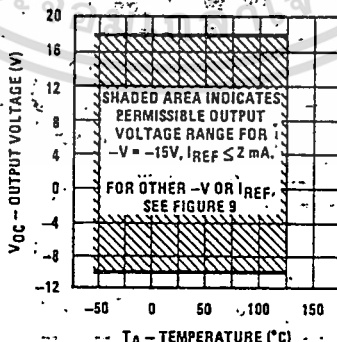
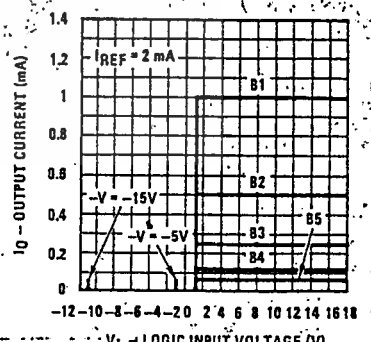


FIGURE 10

Bit Transfer Characteristics



Note: B1-B8 have identical transfer characteristics. Bits are fully switched with less than 1/2 LSB error, at less than $\pm 100 \text{ mV}$ from actual threshold. These switching points are guaranteed to lie between 0.8 and 2V over the operating temperature range ($V_{LC} = 0V$).

FIGURE 11

Typical Performance Characteristics (Continued)

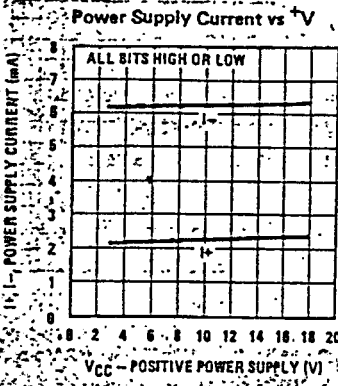


FIGURE 12

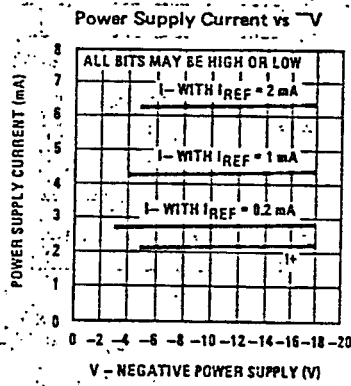


FIGURE 13

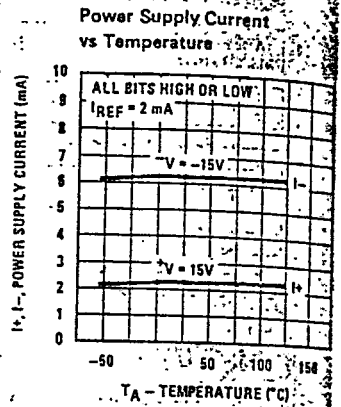
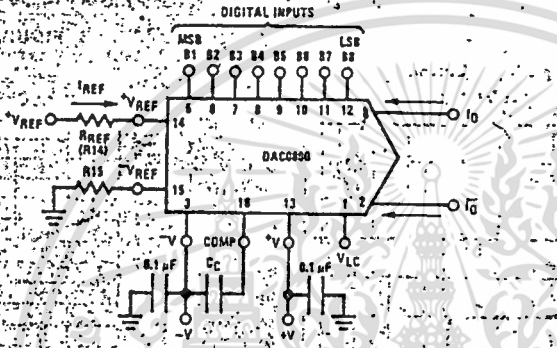


FIGURE 14

Typical Applications (Continued)



$$I_{FS} = \frac{+V_{REF}}{R_{REF}} \times \frac{255}{256}$$

$I_{O+} + I_{O-} = I_{FS}$ for all logic states

For fixed reference, TTL operation, typical values are:

- $V_{REF} = 10.000V$
- $R_{REF} = 5.000k$
- $R_{15} = R_{REF}$
- $C_c = 0.01 \mu F$
- $V_{LC} = 0V$ (Ground)

FIGURE 15. Basic Positive Reference Operation

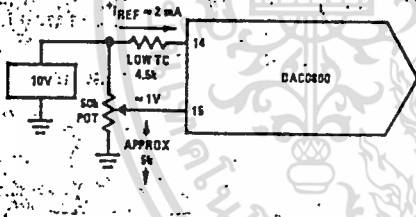
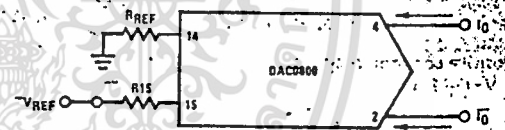


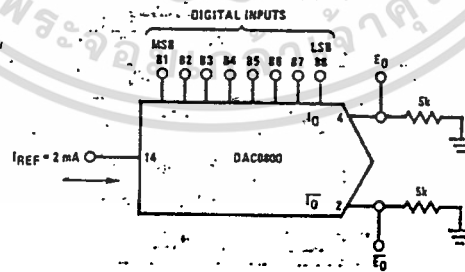
FIGURE 16. Recommended Full Scale Adjustment Circuit



$$I_{FS} = \frac{-V_{REF}}{R_{REF}} \times \frac{255}{256}$$

Note: R_{REF} sets I_{FS} ; R_{15} is for bias current cancellation.

FIGURE 17. Basic Negative Reference Operation

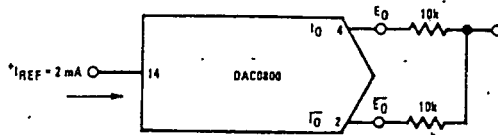


	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	I_{O+} mA	I_{O-} mA	E_O	E_{O-}
Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.960	0.000
Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1.984	0.008	-9.920	-0.040
Half Scale+LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.920
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
Half Scale-LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
Zero Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960

FIGURE 18. Basic Unipolar Negative Operation

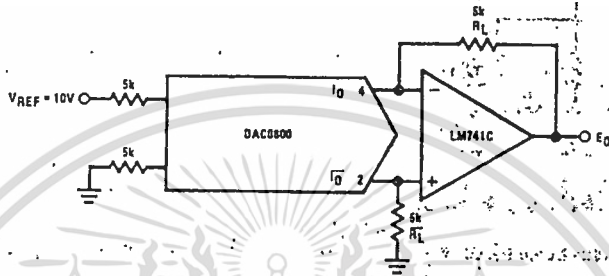
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	E _O	\bar{E}_O
Pos. Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	-9.920	+10.000
Pos. Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	-9.840	+9.920
Zero Scale+LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	-0.080	+0.160
Zero Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	0.000	+0.080
Zero Scale-LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	+0.080	0.000
Neg. Full Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	+9.920	-9.840
Neg. Full Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	+10.000	-9.920

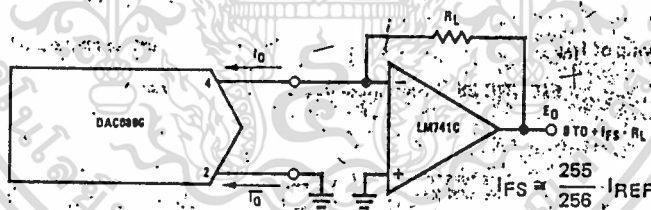
FIGURE 19. Basic Bipolar Output Operation



If $R_L = \bar{R}_L$ within $\pm 0.05\%$, output is symmetrical about ground

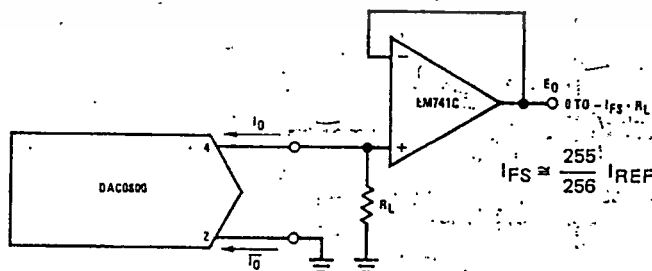
	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	E _O
Pos. Full Scale	1	1	1	1	1	1	1	1	+9.040
Pos. Full Scale-LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	+9.840
(+) Zero Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	+0.040
(-) Zero Scale	0	1	1	1	1	1	1	1	-0.040
Neg. Full Scale+LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-9.840
Neg. Full Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	-9.920

FIGURE 20. Symmetrical Offset Binary Operation



For complementary output (operation as negative logic DAC), connect inverting input of op amp to \bar{I}_O (pin 2), connect I_O (pin 4) to ground.

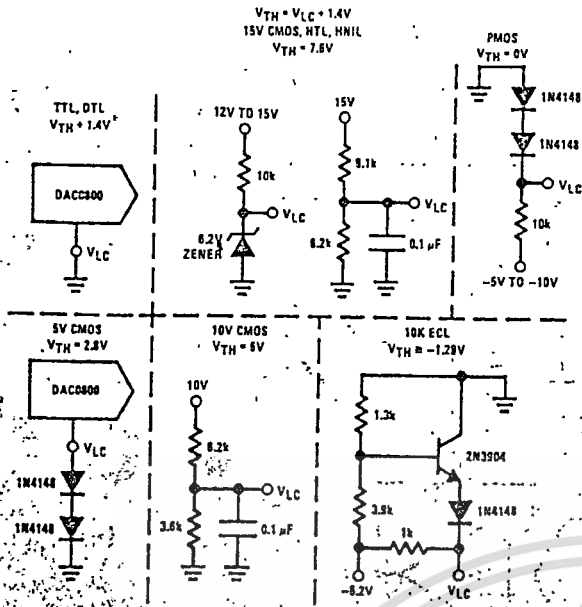
FIGURE 21. Positive Low Impedance Output Operation



For complementary output (operation as a negative logic DAC) connect non-inverting input of op amp to \bar{I}_O (pin 2); connect I_O (pin 4) to ground.

FIGURE 22. Negative Low Impedance Output Operation

Typical Applications (Continued)



Note: Do not exceed negative logic input range of DAC.

FIGURE 23. Interfacing with Various Logic Families

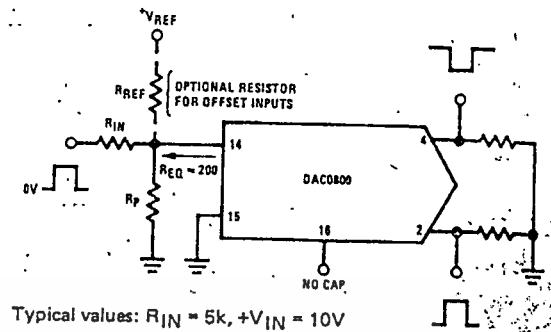
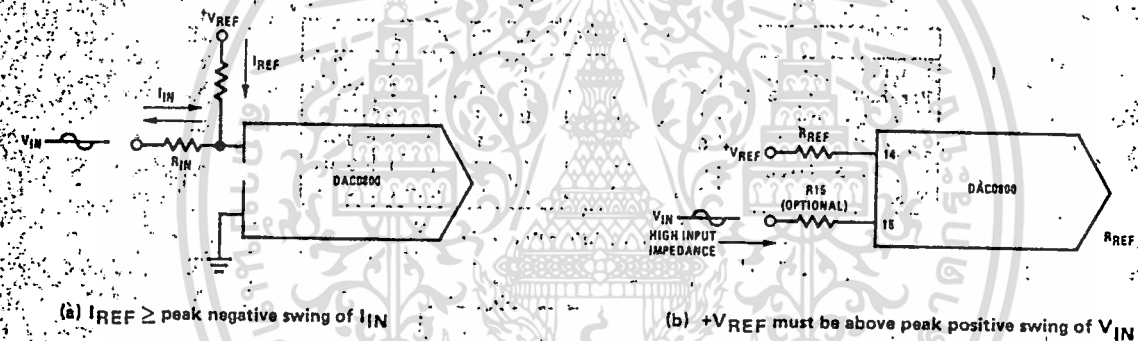


FIGURE 24. Pulsed Reference Operation



(a) $I_{REF} \geq$ peak negative swing of I_{IN}

(b) $+V_{REF}$ must be above peak positive swing of V_{IN}

FIGURE 25. Accommodating Bipolar References

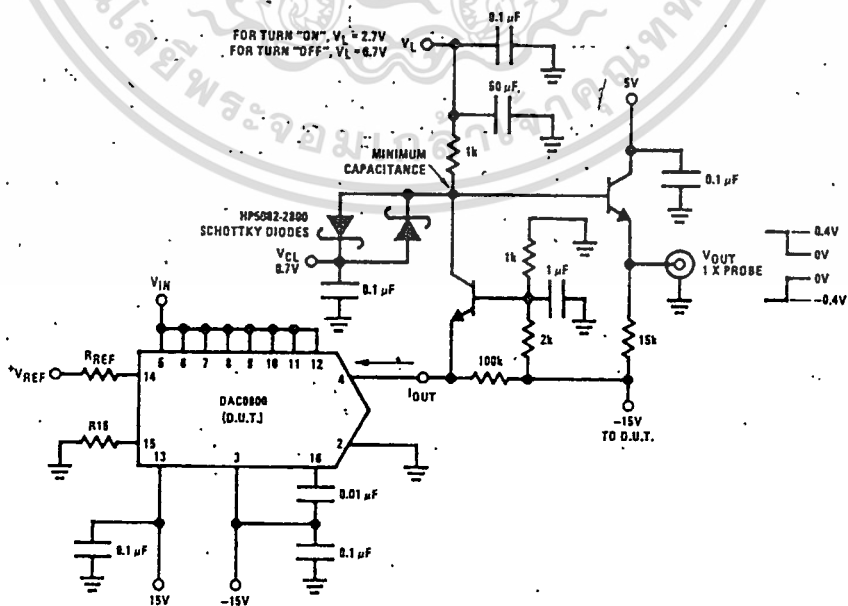
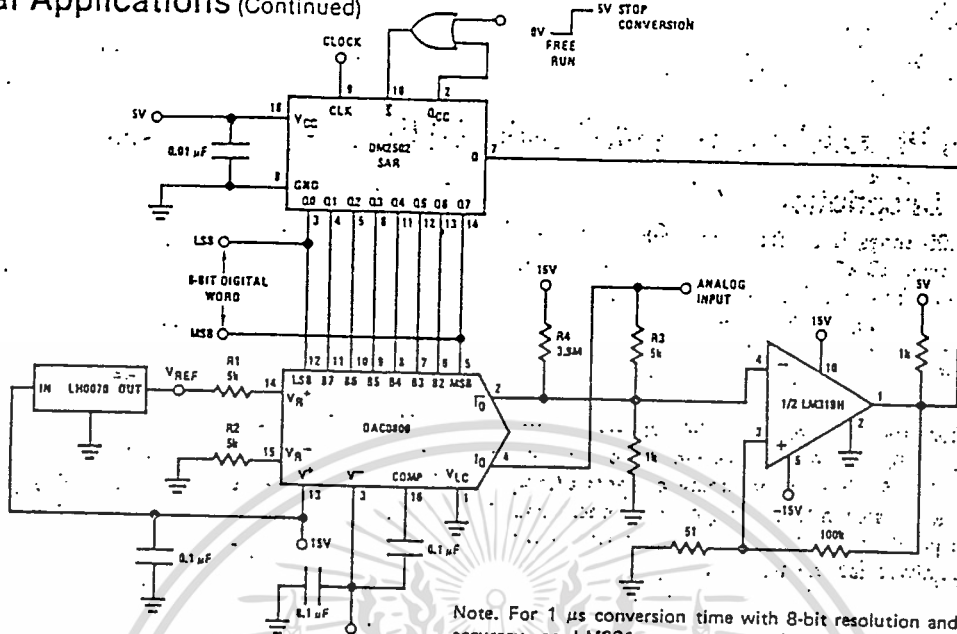


FIGURE 26. Settling Time Measurement

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)



Note. For 1 μ s conversion time with 8-bit resolution and 7-bit accuracy, an LM361 comparator replaces the LM319 and the reference current is doubled by reducing R1, R2 and R3 to 2.5 k Ω and R4 to 2 M Ω .

FIGURE 27. A Complete 2 μ s Conversion Time, 8-Bit A/D Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MF6 6th Order Switched Capacitor Butterworth Lowpass Filter

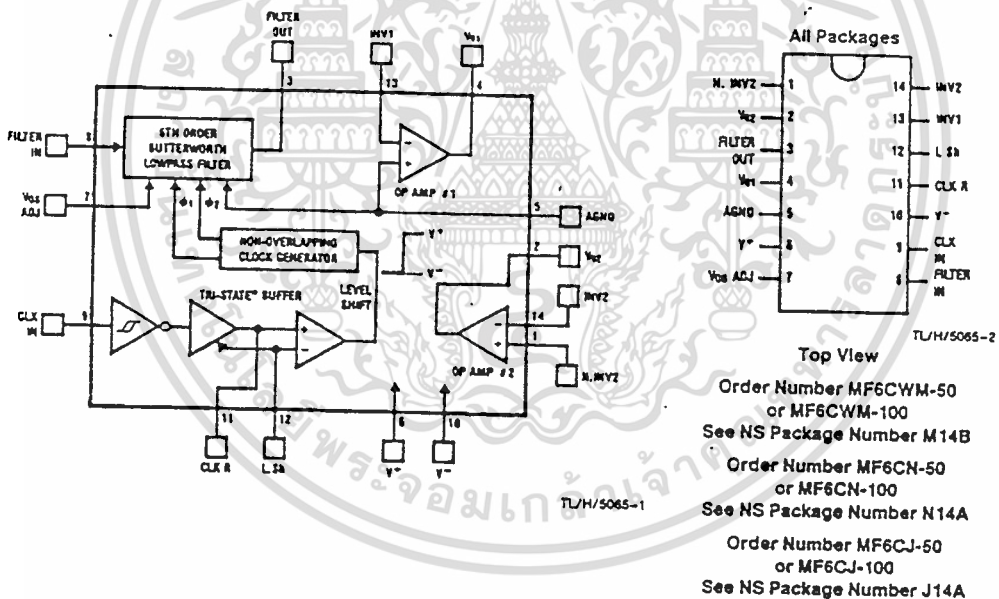
General Description

The MF6 is a versatile easy to use, precision 6th order Butterworth lowpass active filter. Switched capacitor techniques eliminate external component requirements and allow a clock tunable cutoff frequency. The ratio of the clock frequency to the lowpass cutoff frequency is internally set to 50 to 1 (MF6-50) or 100 to 1 (MF6-100). A Schmitt trigger clock input stage allows two clocking options, either self-clocking (via an external resistor and capacitor) for stand-alone applications, or an external TTL or CMOS logic compatible clock can be used for tighter cutoff frequency control. The maximally flat passband frequency response together with a DC gain of 1 V/V allows cascading MF6 sections for higher order filtering. In addition to the filter, two independent CMOS op amps are included on the die and are useful for any general signal conditioning applications.

Features

- No external components
- 14-pin DIP or 14-pin wide-body S.O. package
- Cutoff frequency accuracy of $\pm 0.3\%$ typical
- Cutoff frequency range of 0.1 Hz to 20 kHz
- Two uncommitted op amps available
- 5V to 14V total supply voltage
- Cutoff frequency set by external or internal clock

Block and Connection Diagrams



Absolute Maximum Ratings (Note 11)

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	14V
Voltage at Any Pin	$V^- - 0.2V, V^+ + 0.2V$
Input Current at Any Pin (Note 13)	5 mA
Package Input Current (Note 13)	20 mA
Power Dissipation (Note 14)	500 mW
Storage Temperature	-65°C to +150°C
ESD Susceptibility (Note 12)	800V
Soldering Information	
N Package (10 sec.)	260°C
J Package (10 sec.)	300°C
SO Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" (Appendix D) for other methods of soldering surface mount devices.

Operating Ratings (Note 11)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
MF6CN-50, MF6CN-100	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$
MF6CWM-50, MF6CWM-100	$0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$
MF6CJ-50, MF6CJ-100	$-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$
Supply Voltage ($V_S = V^+ - V^-$)	5V to 14V

Filter Electrical Characteristics The following specifications apply for $f_{CLK} \leq 250$ kHz (see Note 3) unless otherwise specified. Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX} ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$.

Parameter	Conditions	MF6CWM-50, MF6CWM-100, MF6CN-50, MF6CN-100			MF6CJ-50, MF6CJ-100			Units	
		Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)		
$V^+ = +5V, V^- = -5V$									
f_c Cutoff Frequency Range (Note 1)	MF6-50 Min Max MF6-100 Min Max			0.1 20k 0.1 10k			0.1 20k 0.1 10k	Hz	
Total Supply Current	$f_{CLK} = 250$ kHz	4.0	6.0	8.5	4.0	6.5		mA	
Maximum Clock Feedthrough	Filter Output Op Amp 1 Out Op Amp 2 Out	30 25 20			30 25 20			mV (peak-to-peak)	
H_o DC Gain	$R_{source} \leq 2$ k Ω	0.0	± 0.30	± 0.30	0.0	± 0.30		dB	
f_{CLK}/f_c Clock to Cutoff Frequency Ratio	MF6-50 MF6-100	49.27 \pm 0.3%	49.27 \pm 1%	49.27 \pm 1%	49.27 \pm 0.3%	49.27 \pm 1%			
DC Offset Voltage	MF6-50 MF6-100	-200 -400			-200 -400			mV	
Minimum Output Voltage Swing	$R_L = 10$ k Ω	+4.0 -4.1	+3.5 -3.8	+3.5 -3.5	+4.0 -4.1	+3.5 -3.5		V	
Maximum Output Short Circuit Current (Note 6)	Source Sink	50 1.5	60 2.0	80 3.0	50 1.5	80 3.0		mA	
Dynamic Range (Note 2)	MF6-50 MF6-100	83 81			83 81			dB	
Additional Magnitude Response Test Points (Note 4)	MF6-50	$f_{CLK} = 250$ kHz							
		$f = 6000$ Hz	-9.47	-9.47 \pm 0.5	-9.47 \pm 0.65	-9.47	-9.47 \pm 0.65		dB
	MF6-100	$f = 4500$ Hz	-0.92	-0.92 \pm 0.2	-0.92 \pm 0.3	-0.92	-0.92 \pm 0.3		dB
		$f = 3000$ Hz	-9.48	-9.48 \pm 0.5	-9.48 \pm 0.65	-9.48	-9.48 \pm 0.65		dB
		$f = 2250$ Hz	-0.97	-0.97 \pm 0.2	-0.97 \pm 0.3	-0.97	-0.97 \pm 0.3		dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Filter Electrical Characteristics (Continued) The following specifications apply for $f_{CLK} \leq 250$ kHz (see Note 3) unless otherwise specified. **Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX}** ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Parameter	Conditions	MF6CWM-50, MF6CWM-100 MF6CN-50, MF6CN-100			MF6CJ-50, MF6CJ-100			Units	
		Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)		
$V^+ = +5V, V^- = -5V$ (Continued)									
Attenuation Rate	MF6-50	$f_{CLK} = 250$ kHz $f_1 = 6000$ Hz $f_2 = 8000$ Hz		-35	-36		-36		dB/ octave
	MF6-100	$f_{CLK} = 250$ kHz $f_1 = 3000$ Hz $f_2 = 4000$ Hz		-36	-36		-36		dB/ octave
$V^+ = +2.5V, V^- = -2.5V$									
f_c , Cutoff Frequency Range (Note 1)	MF6-50 MF6-100	Min Max Min Max			0.1 10k 0.1 5k			0.1 10k 0.1 5k	Hz
Total Supply Current		$f_{CLK} = 250$ kHz	2.5	4.0	4.0	2.5	4.0		mA
Maximum Clock Feedthrough	Filter Output		20			20			mV
	Op Amp 1 Out		15			15			(peak-to-peak)
	Op Amp 2 Out		10			10			
H_o , DC Gain		$R_{source} \leq 2$ k Ω	0.0	± 0.30	± 0.30	0.0	± 0.30		dB
f_{CLK}/f_c , Clock to Cutoff Frequency Ratio	MF6-50		49.45 \pm 0.3%	49.45 \pm 1%	49.45 \pm 2.5%	49.45 \pm 0.3%	49.45 \pm 2.5%		
	MF6-100		99.35 \pm 0.3%	99.35 \pm 1%	99.35 \pm 1.25%	99.35 \pm 0.3%	99.35 \pm 1.25%		
DC Offset Voltage	MF6-50		-200			-200			mV
	MF6-100		-400			-400			
Minimum Output Voltage Swing		$R_L = 10$ k Ω	+1.5 -2.2	+1.0 -1.7	+1.0 -1.5	+1.5 -2.2	+1.0 -1.5		V
	Maximum Output Short Circuit Current (Note 6)	Source	28	40	50	28	50		mA
Sink		0.5	1.0	1.5	0.5	1.5			
Dynamic Range (Note 2)			77			77		dB	
Additional Magnitude Response Test Points (Note 4)	MF6-50	$f_{CLK} = 250$ kHz $f = 6000$ Hz	-9.54	-9.54 \pm 0.5	-9.54 \pm 0.55	-9.54	-9.54 \pm 0.55		dB
		$f = 4500$ Hz	-0.98	-0.98 \pm 0.2	-0.98 \pm 0.3	-0.98	-0.98 \pm 0.3		
	MF6-100	$f_{CLK} = 250$ kHz $f = 3000$ Hz	-9.67	-9.67 \pm 0.5	-9.67 \pm 0.65	-9.67	-9.67 \pm 0.65		dB
		$f = 2250$ Hz	-1.01	-1.01 \pm 0.2	-1.01 \pm 0.3	-1.01	-1.01 \pm 0.3		
Attenuation Rate	MF6-50	$f_{CLK} = 250$ kHz $f_1 = 6000$ Hz $f_2 = 8000$ Hz		-36	-36		-36		dB/ octave
	MF6-100	$f_{CLK} = 250$ kHz $f_1 = 3000$ Hz $f_2 = 4000$ Hz		-36	-36		-36		dB/ octave

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Op Amp Electrical Characteristics

Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX} ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$.

Parameter	Conditions	MF6CN-50, MF6CN-100, MF6CWM-50, MF6CWM-100			MF6CJ-50, MF6CJ-100			Units
		Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
$V^+ = +5V, V^- = -5V$								
Input Offset Voltage		± 8.0	± 20	± 20	± 8.0	± 20		mV
Input Bias Current		10			10			pA
CMRR (Op Amp #2 Only)	$V_{CM1} = 1.8V,$ $V_{CM2} = -2.2V$	60	55		60	55		dB
Output Voltage Swing	$R_L = 10 k\Omega$	+4.0 -4.5	-3.8 -4.0	-3.6 -4.0	-4.0 -4.5	+3.6 -4.0		V
Maximum Output Short Circuit Current (Note 6)	Source Sink	54 2.0	65 4.0	80 6.0	54 2.0	80 6.0		mA
Slew Rate		7.0			7.0			V/ μs
DC Open Loop Gain		72		65	72	65		dB
Gain Bandwidth Product		1.2			1.2			MHz
$V^+ = +2.5V, V^- = -2.5V$								
Input Offset Voltage		± 8.0	± 20	± 20	± 8.0	± 20		mV
Input Bias Current		10			10			pA
CMRR (Op-Amp #2 Only)	$V_{CM1} = +0.5V,$ $V_{CM2} = -0.9V$	60	55		60	55		dB
Output Voltage Swing	$R_L = 10 k\Omega$	+1.5 -2.2	+1.3 -1.7	+1.1 -1.7	-1.5 -2.2	+1.1 -1.7		V
Maximum Output Short Circuit Current (Note 6)	Source Sink	24 1.0	35 2.0	50 4.0	24 1.0	50 4.0		mA
Slew Rate		6.0			6.0			V/ μs
DC Open Loop Gain		67		60	67	60		dB
Gain Bandwidth Product		1.2			1.2			MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Logic Input-Output Electrical Characteristics The following specifications apply for $V^- = 0V$ (see Note 5) unless otherwise specified. Boldface limits apply for T_{MIN} to T_{MAX} ; all other limits $T_A = T_J = 25^\circ C$.

Parameter	Conditions	MF6CN-50, MF6CN-100 MF6CWM-50, MF6CWM-100			MF6CJ-50, MF6CJ-100			Units
		Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	Typical (Note 8)	Tested Limit (Note 9)	Design Limit (Note 10)	
TTL CLOCK INPUT, CLK R PIN (Note 7)								
Maximum V_{IL} , Logical "0" Input Voltage			0.8	0.8		0.8		V
Minimum V_{IH} , Logical "1" Input Voltage			2.0	2.0		2.0		V
Maximum Leakage Current at CLK R Pin	L Sh Pin at Mid- Supply		2.0	2.0		2.0		μA
SCHMITT TRIGGER								
V_{T+} , Positive Going Threshold Voltage	Min	$V^+ = 10V$	7.0	6.1	6.1	7.0	6.1	V
	Max	$V^+ = 10V$		8.9	8.9		8.9	
	Min	$V^+ = 5V$	3.5	3.1	3.1	3.5	3.1	V
	Max	$V^+ = 5V$		4.4	4.4		4.4	
V_{T-} , Negative Going Threshold Voltage	Min	$V^+ = 10V$	3.0	1.3	1.3	3.0	1.3	V
	Max	$V^+ = 10V$		3.8	3.8		3.8	
	Min	$V^+ = 5V$	1.5	0.6	0.6	1.5	0.6	V
	Max	$V^+ = 5V$		1.9	1.9		1.9	
Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	Min	$V^+ = 10V$	4.0	2.3	2.3	4.0	2.3	V
	Max	$V^+ = 10V$		7.6	7.6		7.6	
	Min	$V^+ = 5V$	2.0	1.2	1.2	2.0	1.2	V
	Max	$V^+ = 5V$		3.8	3.8		3.8	
Minimum Logical "1" Output Voltage (Pin 11)	$I_o = -10\mu A$	$V^+ = 10V$ $V^+ = 5V$		9.0 4.5	9.0 4.5		9.0 4.5	V
Maximum Logical "0" Output Voltage (Pin 11)	$I_o = 10\mu A$	$V^+ = 10V$ $V^+ = 5V$		1.0 0.5	1.0 0.5		1.0 0.5	V
Minimum Output Source Current (Pin 11)	CLK R Tied to Ground	$V^+ = 10V$ $V^+ = 5V$	6.0 1.5	3.0 0.75	3.0 0.75	6.0 1.5	3.0 0.75	mA
Maximum Output Sink Current (Pin 11)	CLK R Tied to V^+	$V^+ = 10V$ $V^+ = 5V$	5.0 1.3	2.5 0.65	2.5 0.65	5.0 1.3	2.5 0.65	mA

Note 1: The cutoff frequency of the filter is defined as the frequency where the magnitude response is 3.01 dB less than the DC gain of the filter.

Note 2: For $\pm 5V$ supplies the dynamic range is referenced to 2.82 Vrms (4V peak) where the wideband noise over a 20 kHz bandwidth is typically 200 μV rms for the MF6-50 and 250 μV rms for the MF6-100. For $\pm 2.5V$ supplies the dynamic range is referenced to 1.08 Vrms (1.5V peak) where the wideband noise over a 20 kHz bandwidth is typically 140 μV rms for both the MF6-50 and the MF6-100.

Note 3: The specifications for the MF6 have been given for a clock frequency (f_{CLK}) of 250 kHz and less. Above this clock frequency the cutoff frequency begins to deviate from the specified error band of $\pm 1.0\%$ but the filter still maintains its magnitude characteristics. See Application Hints, Section 1.5.

Note 4: Besides checking the cutoff frequency (f_c) and the stopband attenuation at $2f_c$, two additional frequencies are used to check the magnitude response of the filter. The magnitudes are referenced to a DC gain of 0.0 dB.

Note 5: For simplicity all the logic levels have been referenced to $V^- = 0V$ and will scale accordingly for $\pm 5V$ and $\pm 2.5V$ supplies (except for the TTL input logic levels).

Note 6: The short circuit source current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum positive voltage swing and then shunting that output to the negative supply. The short circuit sink current is measured by forcing the output that is being tested to its maximum negative voltage swing and then shunting that output to the positive supply. These are the worst-case conditions.

Note 7: The MF6 is operating with symmetrical split supplies and LSh is tied to ground.

Note 8: Typical values are at $25^\circ C$ and represent most likely parametric norm.

Note 9: Tested limits are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 10: Design limits are guaranteed, but not 100% tested. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 11: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified conditions.

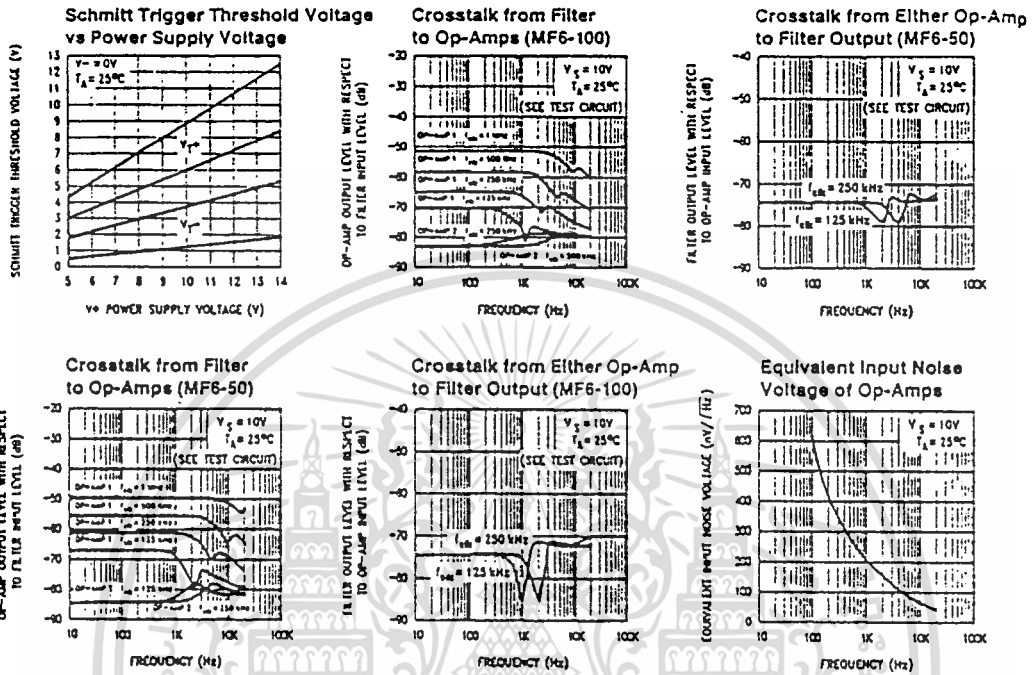
Note 12: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5k Ω resistor.

Note 13: When the input voltage (V_{IN}) at any pin exceeds the power supply rails ($V_{IN} < V^-$ or $V_{IN} > V^+$) the absolute value of current at that pin should be limited to 5 mA or less. The 20 mA package input current limits the number of pins that can exceed the power supply boundaries with a 5 mA current limit to four.

Note 14: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A) / \theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ C$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the MF6CN when board mounted is $67^\circ C/W$. For the MF6CJ this number decreases to $62^\circ C/W$. For MF6CWM, $\theta_{JA} = 78^\circ C/W$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

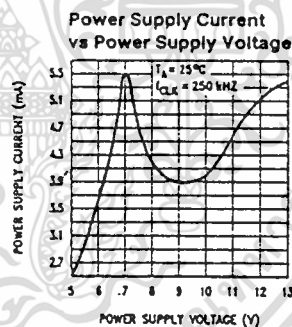
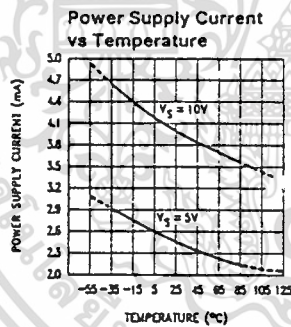
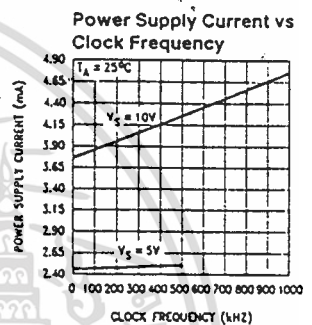
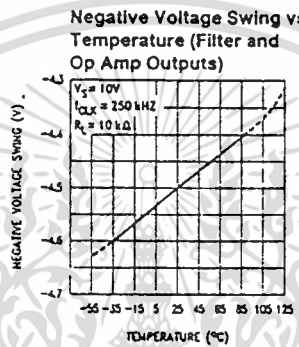
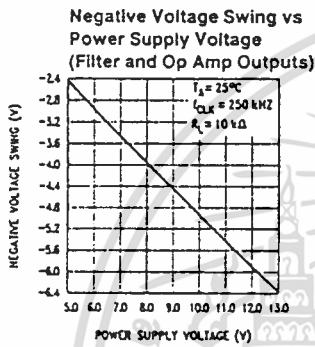
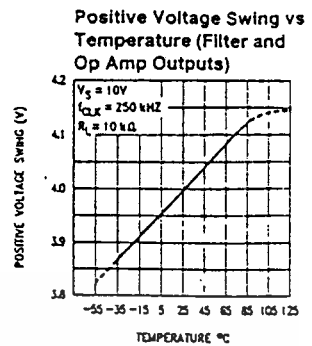
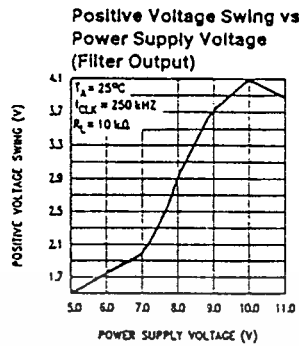
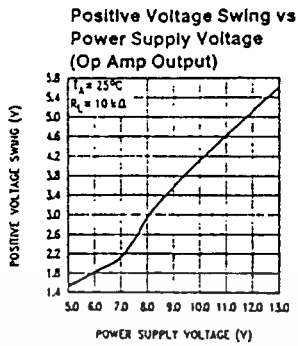
Typical Performance Characteristics



TL/H/5065-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

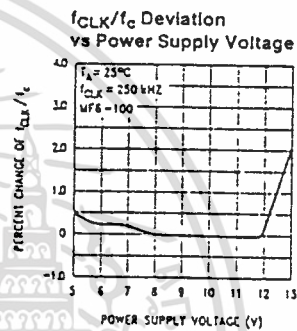
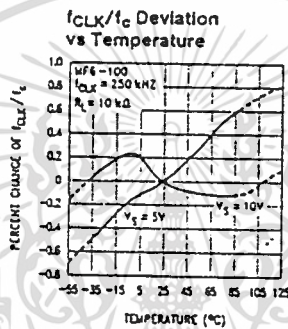
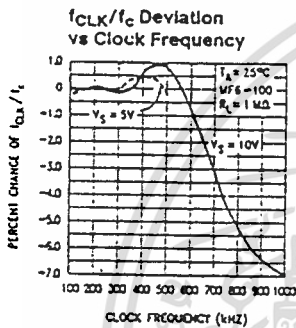
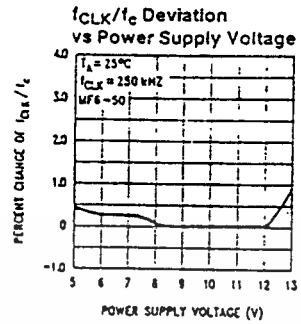
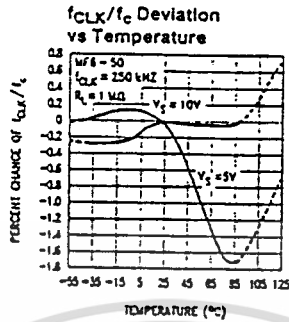
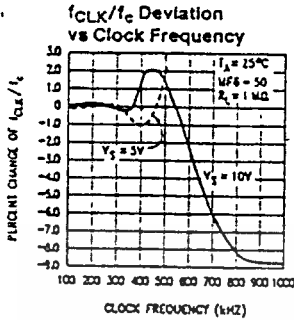
Typical Performance Characteristics (Continued)



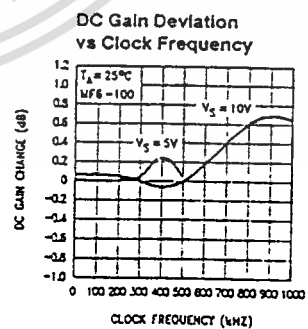
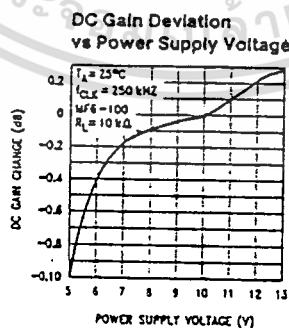
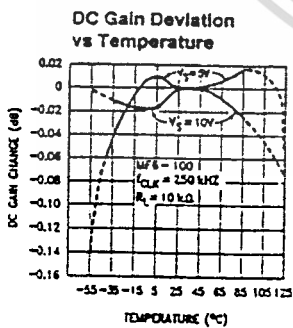
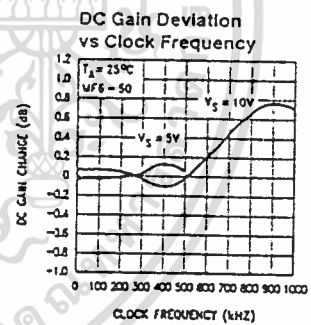
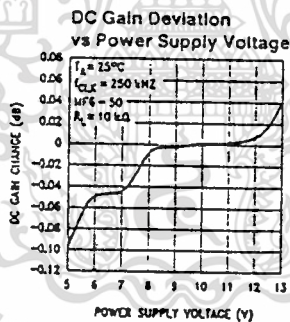
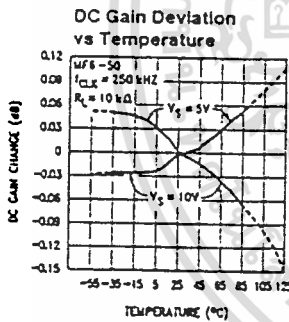
TL/H/5065-35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/M/5065-36

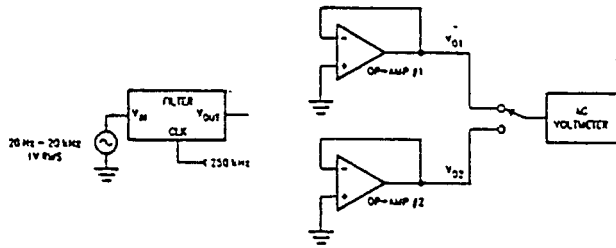


TL/M/5065-39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา. และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

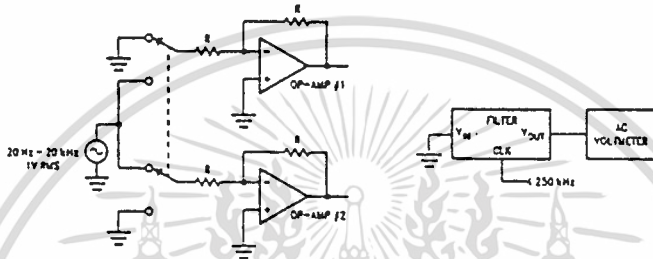
Crosstalk Test Circuits

From Filter to Opamps



TL/H/5065-10

From Either Opamp to Filter Output



TL/H/5065-11

Pin Descriptions (Pin Numbers)

Pin	Description	Pin	Description
FILTER OUT (3)	The output of the lowpass filter. It will typically sink 0.9 mA and source 3 mA and swing to within 1V of each supply rail.	V _{O2} (2), INV2 (14), NINV2 (1)	V _{O2} is the output, INV2 is the inverting input, and NINV2 is the non-inverting input of Op-Amp # 2.
FILTER IN (8)	The input to the lowpass filter. To minimize gain errors the source impedance that drives this input should be less than 2K (see section 1.4). For single supply operation the input signal must be biased to mid-supply or AC coupled.	V ⁺ (6), V ⁻ (10)	The positive and negative supply pins. The total power supply range is 5V to 14V. Decoupling these pins with 0.1 μF capacitors is highly recommended.
V _{OS} ADJ (7)	This pin is used to adjust the DC offset of the filter output; if not used it must be tied to the AGND potential. (See section 1.3)	CLK IN (9)	A CMOS Schmitt-trigger input to be used with an external CMOS logic level clock. Also used for self-clocking Schmitt-trigger oscillator (see section 1.1).
AGND (5)	The analog ground pin. This pin sets the DC bias level for the filter section and the non-inverting input of Op-Amp # 1 and must be tied to the system ground for split supply operation or to mid-supply for single supply operation (see section 1.2). When tied to mid-supply this pin should be well bypassed.	CLK R (11)	A TTL logic level clock input when in split supply operation (± 2.5V to ± 7V) and L _{Sh} tied to system ground. This pin becomes a low impedance output when L _{Sh} is tied to V ⁻ . Also used in conjunction with the CLK IN pin for a self clocking Schmitt-trigger oscillator (see section 1.1).
V _{O1} (4), INV1 (13)	V _{O1} is the output and INV1 is the inverting input of Op-Amp # 1. The non-inverting input of this Op-Amp is internally connected to the AGND pin.	L _{Sh} (12)	Level shift pin, selects the logic threshold levels for the desired clock. When tied to V ⁻ it enables an internal tri-state buffer stage between the Schmitt trigger and the internal clock level shift stage thus enabling the CLK IN Schmitt-trigger input and making the CLK R pin a low impedance output.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin Descriptions (Pin Numbers) (Continued)

Pin	Description
L Sh (cont.)	When the voltage level at this input exceeds $(25\% (V^+ - V^-) + V^-)$ the internal tri-state buffer is disabled allowing the CLK R pin to become the clock input for the internal clock level shift stage. The CLK R threshold level is now 2V above the voltage applied to the L. Sh pin. Driving the CLK R pin with TTL logic levels can be accomplished through the use of split supplies and by tying the L. Sh pin to system ground.

1.0 MF6 Application Hints

The MF6 is comprised of a non-inverting unity gain lowpass sixth order Butterworth switched capacitor filter section and two undedicated CMOS Op-Amps. The switched capacitor topology makes the cutoff frequency (where the gain drops

3.01 dB below the DC gain) a direct ratio (100:1 or 50:1) of the clock frequency supplied to the lowpass filter. Internal integrator time constants set the filter's cutoff frequency. The resistive element of these integrators is actually a capacitor which is "switched" at the clock frequency (for a detailed discussion see Input Impedance Section). Varying the clock frequency changes the value of this resistive element and thus the time constant of the integrators. The clock to cutoff frequency ratio (f_{CLK}/f_c) is set by the ratio of the input and feedback capacitors in the integrators. The higher the clock to cutoff frequency ratio (or the sampling rate) the closer this approximation is to the theoretical Butterworth response. The MF6 is available in f_{CLK}/f_c ratios of 50:1 (MF6-50) or 100:1 (MF6-100).

1.1 CLOCK INPUTS

The MF6 has a Schmitt-trigger inverting buffer which can be used to construct a simple R/C oscillator. The oscillator's frequency is dependent on the buffer's threshold levels as well as on the resistor/capacitor tolerance (see Figure 1).

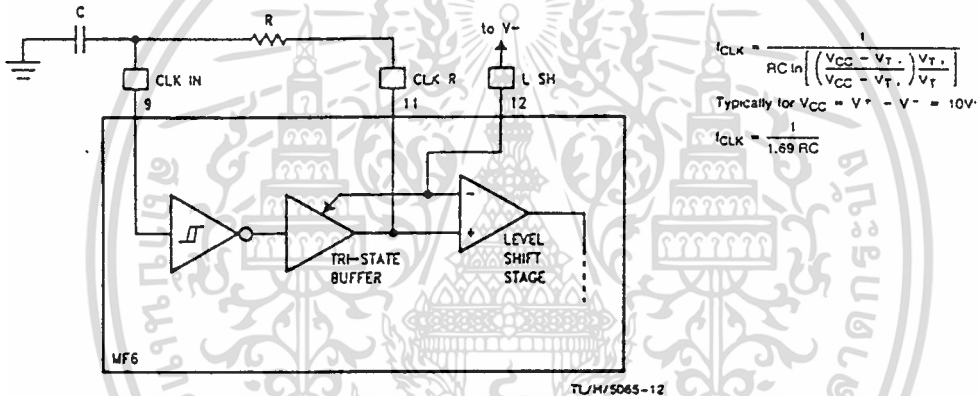


FIGURE 1. Schmitt Trigger R/C Oscillator

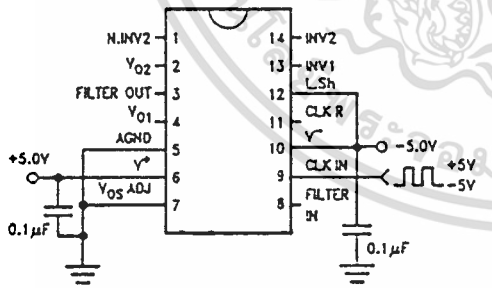


FIGURE 2. Dual Supply Operation MF6 Driven with CMOS Logic Level Clock ($V_{IH} \geq 0.8 V_{CC}$ and $V_{IL} \leq 0.2 V_{CC}$ where $V_{CC} = V^+ - V^-$)

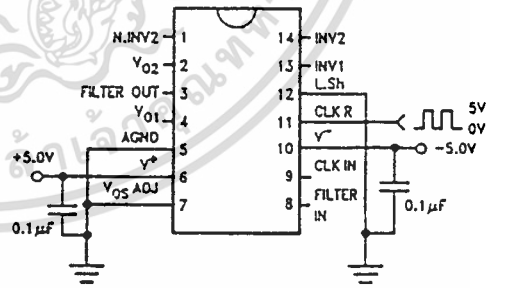
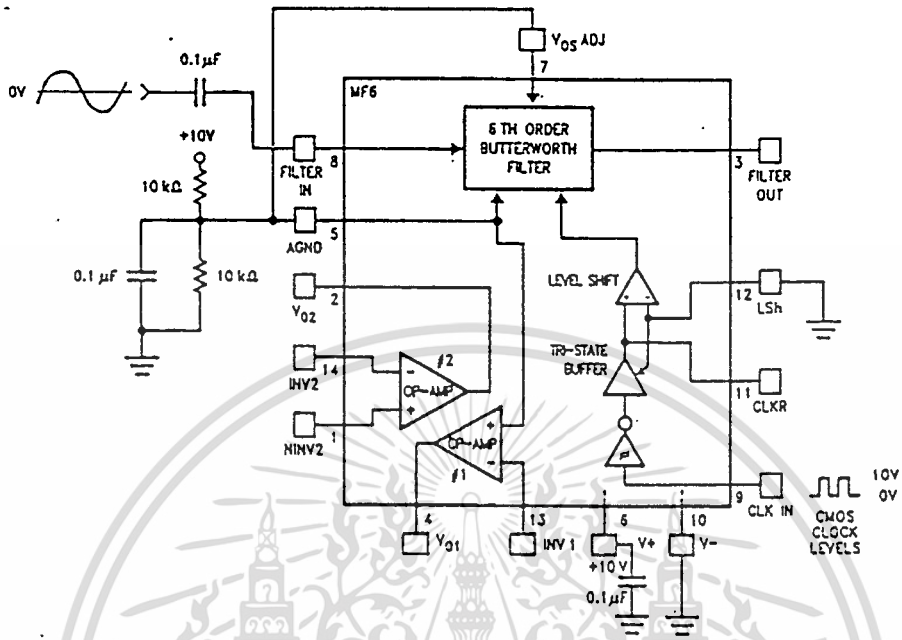


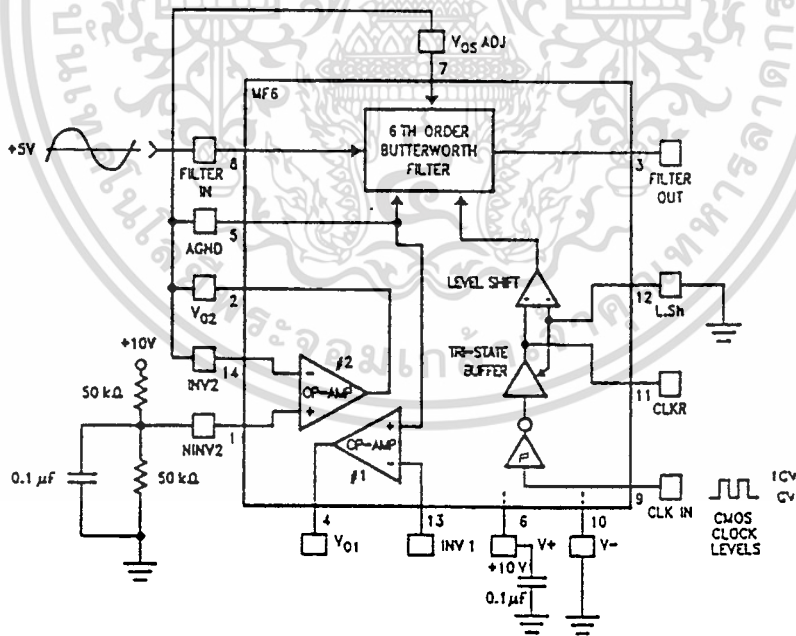
FIGURE 3. Dual Supply Operation MF6 Driven with TTL Logic Level Clock

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา. และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)



a) Resistor Biasing of AGND

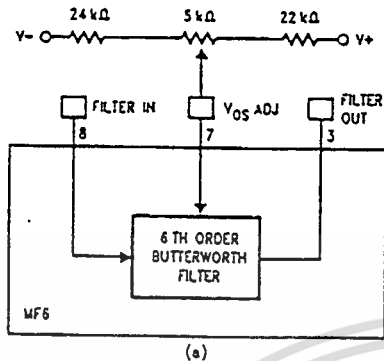


b) Using Op-Amp 2 to Buffer AGND

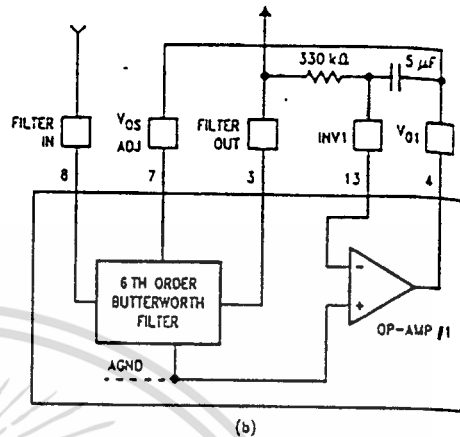
FIGURE 4. Single Supply Operation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints (Continued)



TL/H/5065-16



TL/H/5065-17

FIGURE 5. Vos Adjust Schemes

Schmitt-trigger threshold voltage levels can change significantly causing the R/C oscillator's frequency to vary greatly from part to part.

Where accuracy in f_c is required an external clock can be used to drive the CLK R input of the MF6. This input is TTL logic level compatible and also presents a very light load to the external clock source ($\sim 2 \mu\text{A}$) with split supplies and L. Sh tied to system ground. The logic level is programmed by the voltage applied to level shift (L. Sh) pin (See the Pin description for L. Sh pin).

1.2 POWER SUPPLY BIASING

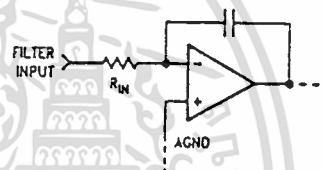
The MF6 can be biased from a single supply or dual split supplies. The split supply mode shown in Figures 2 and 3 is the most flexible and easiest to implement. As discussed earlier split supplies, $\pm 5\text{V}$ to $\pm 7\text{V}$, will enable the use of TTL or CMOS clock logic levels. Figure 4 shows two schemes for single supply biasing. In this mode only CMOS clock logic levels can be used.

1.3 OFFSET ADJUST

The VosADJ pin is used in adjusting the output offset level of the filter section. If this pin is not used it must be tied to the analog ground (AGND) level, either mid-supply for single ended supply operation or ground for split supply operation. This pin sets the zero reference for the output of the filter. The implementation of this pin can be seen in Figure 5. In 5(a), DC offset is adjusted using a potentiometer; in 5(b), the Op-Amp integrator circuit keeps the average DC output level at AGND. The circuit in 5(b) is therefore appropriate only for AC-coupled signals and signals biased at AGND.

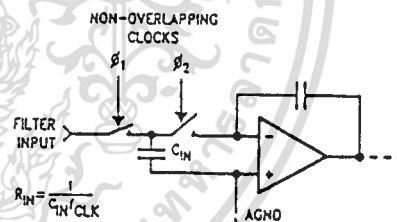
1.4 INPUT IMPEDANCE

The MF6 lowpass filter input (FILTER IN pin) is not a high impedance buffer input. This input is a switched capacitor resistor equivalent, and its effective impedance is inversely proportional to the clock frequency. The equivalent circuit of the input to the filter can be seen in Figure 6. The input capacitor charges to the input voltage (V_{in}) during one half of the clock period, during the second half the charge is



TL/H/5065-18

a) Equivalent Circuit for MF6 Filter Input



TL/H/5065-19

b) Actual Circuit for MF6 Filter Input

FIGURE 6. MF6 Filter Input

transferred to the feedback capacitor. The total transfer of charge in one clock cycle is therefore $Q = C_{in}V_{in}$, and since current is defined as the flow of charge per unit time the average input current becomes

$$I_{in} = Q/T$$

(where T equals one clock period) or

$$I_{in} = \frac{C_{in}V_{in}}{T} = C_{in}V_{in}/CLK$$

The equivalent input resistor (R_{in}) then can be defined as

$$R_{in} = V_{in}/I_{in} = \frac{1}{C_{in}CLK}$$

The input capacitor is 2 pF for the MF6-50 and 1 pF for the

Application Hints (Continued)

MF6-100, so for the MF6-100

$$R_{in} = \frac{1 \times 10^{12}}{f_{CLK}} = \frac{1 \times 10^{12}}{f_c \times 100} = \frac{1 \times 10^{10}}{f_c}$$

and

$$R_{in} = \frac{5 \times 10^{11}}{f_{CLK}} = \frac{5 \times 10^{11}}{f_c \times 50} = \frac{1 \times 10^{10}}{f_c}$$

for the MF6-50. As shown in the above equations for a given cutoff frequency (f_c) the input impedance remains the same for the MF6-50 and the MF6-100. The higher the clock to center frequency ratio, the greater equivalent input resistance for a given clock frequency. As the cutoff frequency increases the equivalent input impedance decreases. This input resistance will form a voltage divider with the source impedance (R_{source}). Since R_{in} is inversely proportional to the cutoff frequency, operation at higher cutoff frequencies will be more likely to load the input signal which would appear as an overall decrease in gain to the output of the filter. Since the filter's ideal gain is unity its overall gain is given by:

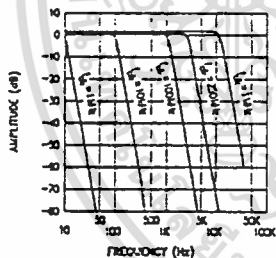
$$A_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{source}}$$

If the MF6-50 or the MF6-100 were set up for a cutoff frequency of 10 kHz the input impedance would be:

$$R_{in} = \frac{1 \times 10^{10}}{10 \text{ kHz}} = 1 \text{ M}\Omega$$

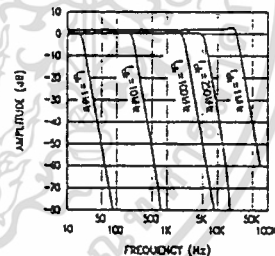
In this example with a source impedance of 10k the overall gain, if the MF6 had an ideal gain of 1 or 0 dB, would be:

$$A_v = \frac{1 \text{ M}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 1 \text{ M}\Omega} = 0.99009 \text{ or } -86.4 \text{ mdB}$$



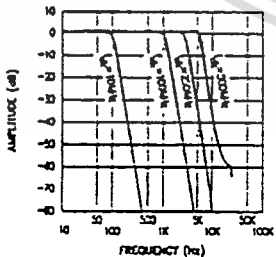
TL/H/5065-20

FIGURE 7a. MF6-100 ±5V Supplies
Amplitude Response



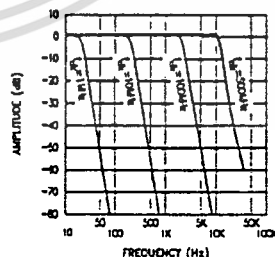
TL/H/5065-21

FIGURE 7b. MF6-50 ±5V Supplies
Amplitude Response



TL/H/5065-22

FIGURE 7c. MF6-100 ±2.5V Supplies
Amplitude Response



TL/H/5065-23

FIGURE 7d. MF6-50 ±2.5V Supplies
Amplitude Response

Since the maximum overall gain error for the MF6 is ± 0.3 dB with a $R_s \leq 2 \text{ k}\Omega$ the actual gain error for this case would be $+0.21$ dB to -0.39 dB.

1.5 CUTOFF FREQUENCY RANGE

The filter's cutoff frequency (f_c) has a lower limit caused by leakage currents through the internal switches discharging the stored charge on the capacitors. At lower clock frequencies these leakage currents can cause millivolts of error, for example:

$$f_{CLK} = 100 \text{ Hz}, I_{leakage} = 1 \text{ pA}, C = 1 \text{ pF}$$

$$V = \frac{1 \text{ pA}}{1 \text{ pF} (100 \text{ Hz})} = 10 \text{ mV}$$

The propagation delay in the logic and the settling time required to acquire a new voltage level on the capacitors increases as the MF6 power supply voltage decreases. This causes a shift in the f_{CLK}/f_c ratio which will become noticeable when the clock frequency exceeds 250 kHz. The amplitude characteristic will stay within tolerance until f_{CLK} exceeds 500 kHz and will peak at about 0.5 dB at the corner frequency with a 1 MHz clock. The response of the MF6 is still a reasonable approximation of the ideal Butterworth lowpass characteristic as can be seen in Figure 7.

2.0 Designing with the MF6

Given any lowpass filter specification two equations will come in handy in trying to determine whether the MF6 will do the job. The first equation determines the order of the lowpass filter required:

$$n = \frac{\log(10^{0.1 A_{min}} - 1) - \log(10^{0.1 A_{max}} - 1)}{2 \log(f_g/f_b)} \quad (1)$$

Designing with the MF6 (Continued)

where n is the order of the filter, A_{min} is the minimum stopband attenuation (in dB) desired at frequency f_s , and A_{max} is the passband ripple or attenuation (in dB) at frequency f_b . If the result of this equation is greater than 6, then more than a single MF6 is required.

The attenuation at any frequency can be found by the following equation:

$$\text{Attn}(f) = 10 \log \left[1 + (10^{0.1 A_{max}} - 1) (f/f_b)^{2n} \right] \text{ dB} \quad (2)$$

where $n = 6$ (the order of the filter).

2.1 A LOWPASS DESIGN EXAMPLE

Suppose the amplitude response specification in Figure 8 is given. Can the MF6 be used? The order of the Butterworth approximation will have to be determined using eq. 1:

$A_{min} = 30$ dB, $A_{max} = 1.0$ dB, $f_s = 2$ kHz, and $f_b = 1$ kHz

$$n = \frac{\log(10^3 - 1) - \log(10^{0.1} - 1)}{2 \log(2)} = 5.96$$

Since n can only take on integer values, $n = 6$. Therefore the MF6 can be used. In general, if n is 6 or less a single MF6 stage can be utilized.

Likewise, the attenuation at f_s can be found using equation 2 with the above values and $n = 6$ giving:

$$\begin{aligned} \text{Attn}(2 \text{ kHz}) &= 10 \log \left[1 + (10^{0.1} - 1) (2 \text{ kHz}/1 \text{ kHz})^{12} \right] \\ &= 30.26 \text{ dB} \end{aligned}$$

This result also meets the design specification given in Figure 8 again verifying that a single MF6 section will be adequate.

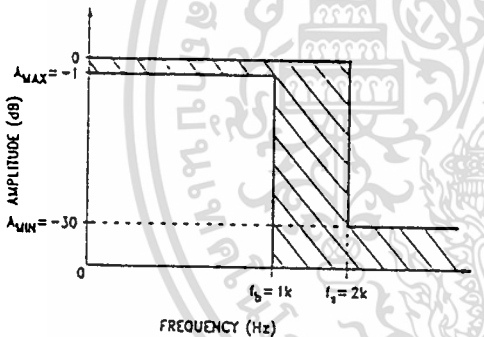


FIGURE 8. Design Example Magnitude Response Specification Where the Response of the Filter Design Must Fall Within the Shaded Area of the Specification

Since the MF6's cutoff frequency f_c , which corresponds to a gain attenuation of -3.01 dB, was not specified in this example it needs to be calculated. Solving equation 2 where $f = f_c$ as follows:

$$\begin{aligned} f_c &= f_b \left[\frac{(10^{0.1(3.01 \text{ dB})} - 1)}{(10^{0.1 A_{max}} - 1)} \right]^{1/(2n)} \\ &= 1 \text{ kHz} \left[\frac{10^{0.301} - 1}{10^{0.1} - 1} \right]^{1/12} \\ &= 1.119 \text{ kHz} \end{aligned}$$

where $f_c = f_{CLK}/50$ or $f_{CLK}/100$.

To implement this example for the MF6-50 the clock frequency will have to be set to $f_{CLK} = 50(1.116 \text{ kHz}) = 55.8 \text{ kHz}$ or for the MF6-100 $f_{CLK} = 100(1.116 \text{ kHz}) = 111.6 \text{ kHz}$.

2.2 CASCADING MF6s

In the case where a steeper stopband attenuation rate is required two MF6's can be cascaded (Figure 9) yielding a 12th order slope of 72 dB per octave. Because the MF6 is a Butterworth filter and therefore has no ripple in its passband, when MF6s are cascaded the resulting filter also has no ripple in its passband. Likewise the DC and passband gains will remain at 1V/V. The resulting response is shown in Figure 10.

In determining whether the cascaded MF6s will yield a filter that will meet a particular amplitude response specification, as above, equations 3 and 4 can be used, shown below.

$$n = \frac{\log(10^{0.05 A_{min}} - 1) - \log(10^{0.05 A_{max}} - 1)}{2 \log(f_s/f_b)} \quad (3)$$

$$\text{Attn}(f) = 10 \log \left[1 + (10^{0.05 A_{max}} - 1) (f/f_b)^{2n} \right] \text{ dB} \quad (4)$$

where $n = 6$ (the order of each filter).

Equation 3 will determine whether the order of the filter is adequate ($n \leq 6$) while equation 4 can determine if the required stopband attenuation is met and what actual cutoff frequency (f_c) is required to obtain the particular frequency response desired. The design procedure would be identical to the one shown in section 2.1.

2.3 IMPLEMENTING A "NOTCH" FILTER WITH THE MF6

A "notch" filter with 60 dB of attenuation can be obtained by using one of the Op-Amps, available in the MF6, and three external resistors. The circuit and amplitude response are shown in Figure 11.

The frequency where the "notch" will occur is equal to the frequency at which the output signal of the MF6 will have the same magnitude but be 180 degrees out of phase with its input signal. For a sixth order Butterworth filter 180° phase shift occurs where $f = f_n = 0.742 f_c$. The attenuation at this frequency is 0.12 dB which must be compensated for by making $R_1 = 1.014 \times R_2$.

Since R_1 does not equal R_2 there will be a gain inequality above and below the notch frequency. At frequencies below the notch frequency ($f < f_n$), the signal through the filter has a gain of one and is non-inverting. Summing this with the input signal through the Op-Amp yields an overall gain of two or +6 dB. For $f > f_n$, the signal at the output of the filter is greatly attenuated thus only the input signal will appear at the output of the Op-Amp. With $R_2 = R_1 = 1.014$ the overall gain is 0.986 or -0.12 dB at frequencies above the notch.

Designing with the MF6 (Continued)

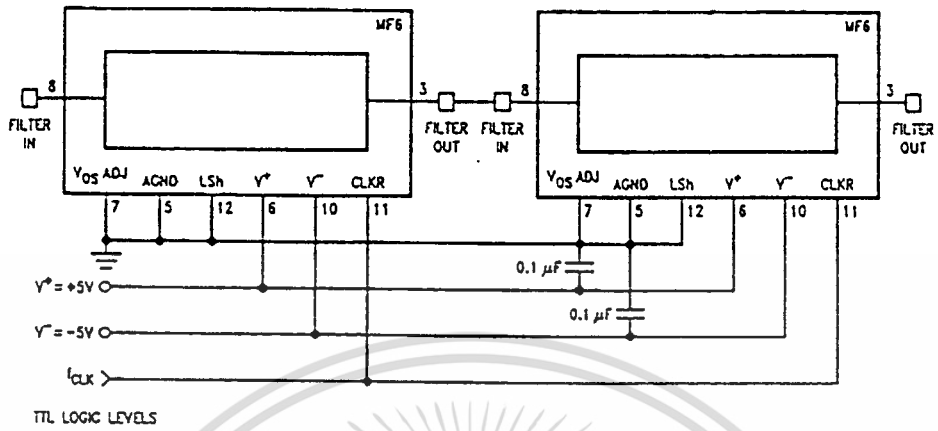


FIGURE 9. Cascading Two MF6s

TL/H/5065-25

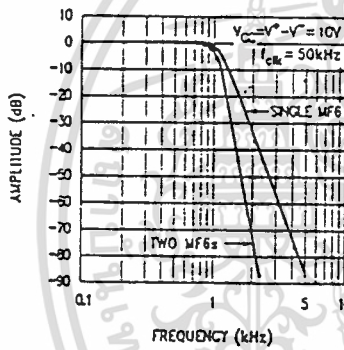


FIGURE 10a. One MF6-50 vs. Two MF6-50s Cascaded

TL/H/5065-26

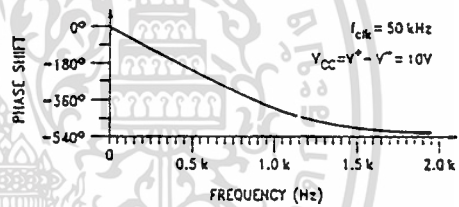


FIGURE 10b. Phase Response of Two Cascaded MF6-50s

TL/H/5065-27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designing with the MF6 (Continued)

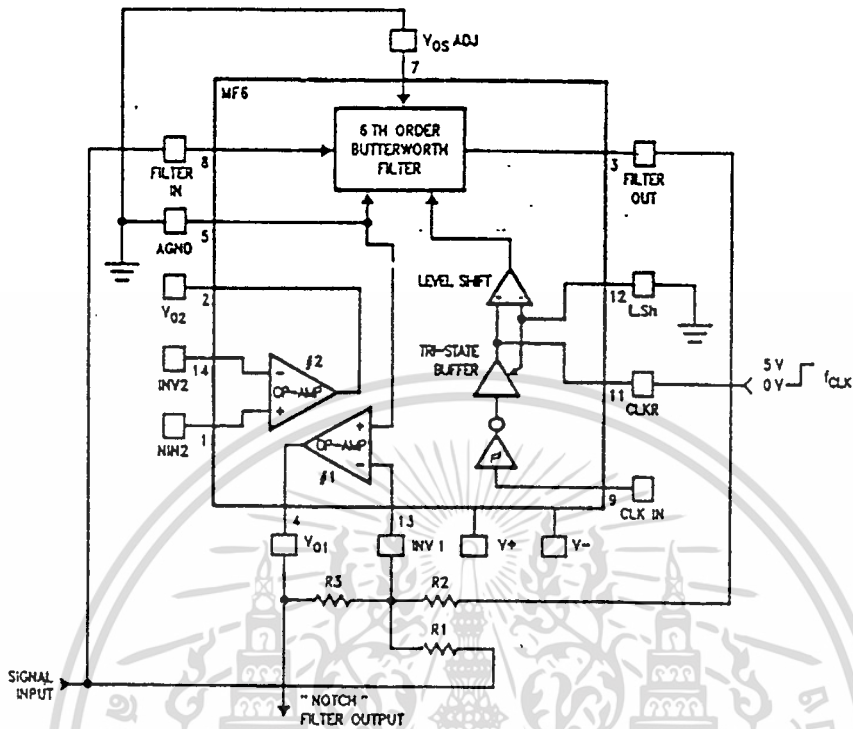


FIGURE 11a. "Notch" Filter

TL/H/5065-28

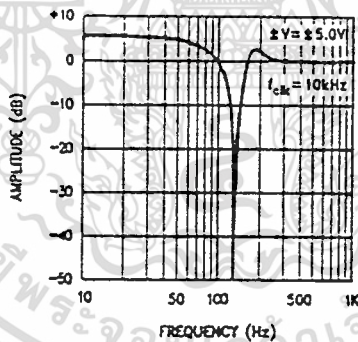


FIGURE 11b. MF6-50 "Notch" Filter Amplitude Response

TL/H/5065-29

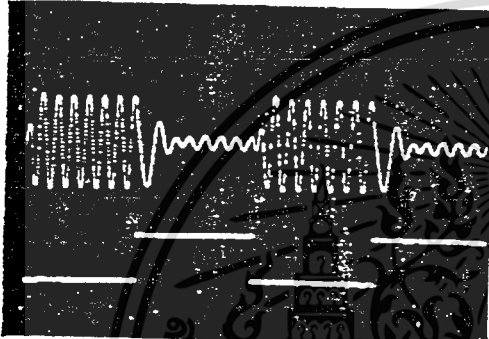
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designing with the MF6 (Continued)

2.4 CHANGING CLOCK FREQUENCY INSTANTANEOUSLY

The MF6 will respond favorably to a sudden change in clock frequency. Distortion in the output signal occurs at the transition of the clock frequency and lasts approximately three cutoff frequency (f_c) cycles. As shown in Figure 12, if the control signal is low the MF6-50 has a 100 kHz clock making $f_c = 2$ kHz; when this signal goes high the clock frequency changes to 50 kHz yielding 1 kHz f_c .

The transient response of the MF6 seen in Figure 13 is also dependent on the f_c and thus the f_{CLK} applied to the filter. The MF6 responds as a classical sixth order Butterworth lowpass filter.

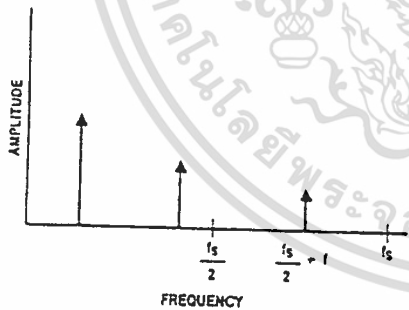


TL/H/5065-30
 $f_{IN} = 1.5$ kHz (scope time base = 2 ns/div)

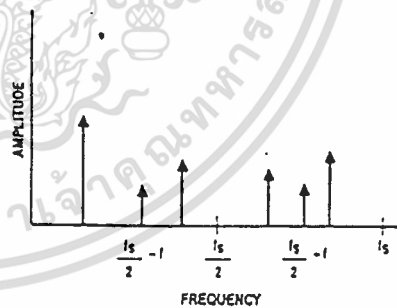
FIGURE 12. MF6-50 Abrupt Clock Frequency Change

2.5 ALIASING CONSIDERATIONS

Aliasing effects have to be taken into consideration when input signal frequencies exceed half the sampling rate. For the MF6 this equals half the clock frequency (f_{CLK}). When

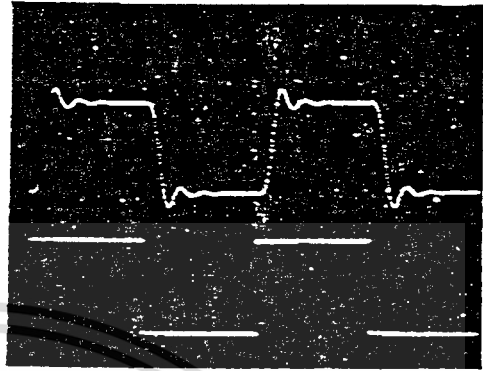


(a) Input Signal Spectrum



(b) Output Signal Spectrum. Note that the input signal at $f_s/2 + f$ causes an output signal to appear at $f_s/2 - f$.

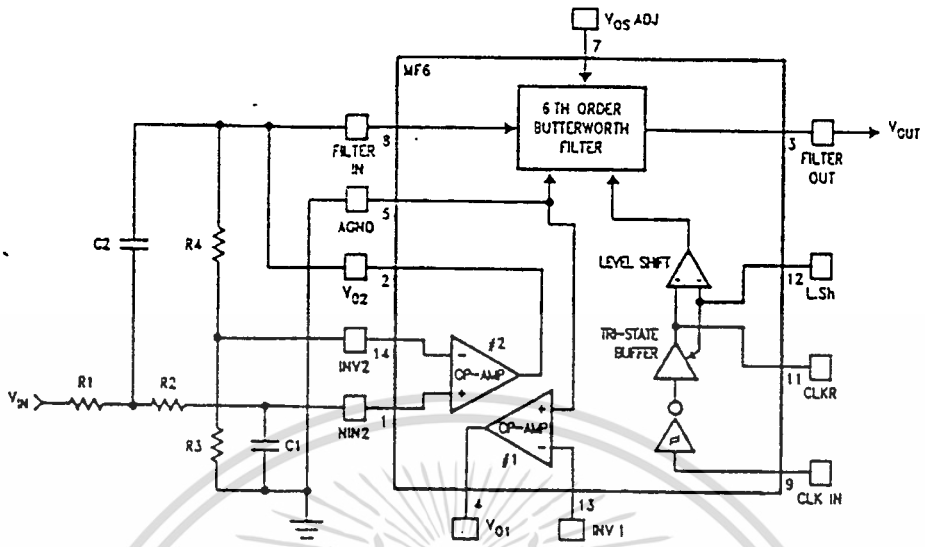
Figure 14. The phenomenon of aliasing in sampled-data systems. An input signal whose frequency is greater than one-half the sampling frequency will cause an output to appear at a frequency lower than one-half the sampling frequency. In the MF6, $f_s = f_{CLK}$.



TL/H/5065-31
 FIGURE 13. MF6-50 Step Input Response, Vertical = 2V/div., Horizontal = 1 ms/div., $f_{CLK} = 100$ kHz

the input signal contains a component at a frequency higher than half the clock frequency, as in Figure 14a, that component will be "reflected" about $f_{CLK}/2$ into the frequency range below $f_{CLK}/2$ as in Figure 14b. If this component is within the passband of the filter and of large enough amplitude it can cause problems. Therefore if frequency components in the input signal exceed $f_{CLK}/2$ they must be attenuated before being applied to the MF6 input. The necessary amount of attenuation will vary depending on system requirements. In critical applications the signal components above $f_{CLK}/2$ will have to be attenuated at least to the filter's residual noise level. An example circuit is shown in Figure 15 using one of the uncommitted Op-Amps available in the MF6.

Designing with the MF6 (Continued)



TL/H/5065-34

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$H_0 = R_4 / R_3 \quad (H_0 = 1 \text{ when } R_3 \text{ and } R_4 \text{ are omitted and } V_{O2} \text{ is directly tied to } INV2).$$

Design Procedure:

pick C_1

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C_1 f_0 Q}$$

for a 2nd Order Butterworth $Q = 0.707$

$$R_2 = \frac{0.113}{C_1 f_0}$$

make $R_1 = R_2$

and

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_0 R_1)^2 C_1}$$

Note: The parallel combination of R_4 (if used), R_1 and R_2 should be $\geq 10 \text{ k}\Omega$ in order not to load Op-Amp #2.

FIGURE 15. Second Order Butterworth Anti-Allasing Filter Using Uncommitted Op-Amp #2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้