



ปีการศึกษา ๒๕๓๑

ปริญญาโท

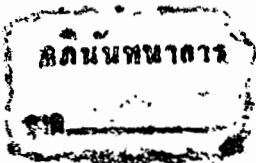
เรื่อง แฉงสาขิตการรับสงสัญญาออกตรีโอะและ
สัญญาติจิตอดผานเสนโยแสง

โดย

นายสายชล ชาติพัก 30.3523

อาจารย์ปรึกษา

อาจารย์ประคิมรุ วังรพินุตย



ปริญญานิพนธ์ 2531

เรื่อง แฉงสาขัทการร้บสงสัณญานออรคิโ
และสัณญานคิจทอลณานเสนโยแสง

ผู้จัดทำ

นายสายชล ชาติพัก 30.3523

.....
อาจารย์ปรึกษา
(อาจารย์ประคิษฐ วัชรพิบูลย์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้ เป็นการศึกษา การรับส่งสัญญาณเสียง ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อก และสัญญาณดิจิทัลอดานเส้นใยแสง โดยบทที่ 2 จะกล่าวถึงพื้นฐานเส้นใยแสง ส่วนบทที่ 3 จะกล่าวถึงคุณสมบัติของ OPTOELECTRONIC THEORY ส่วนบทที่ 4, 5, 6, จะกล่าวถึง OPTOELECTRONIC FOR DESIGN, PHASE LOCKED LOOP, การสื่อสารระบบดิจิทัล ตามลำดับ ตอนท้ายบทจะเป็นการทดลองส่งสัญญาณ ออर्टิโอ และสัญญาณ ดิจิทัล อดานเส้นใยแสง การทดลองนี้เป็นแผนงสาขิต การรับส่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | สารบัญ | หน้า |
|---------|---|------|
| บทที่ 1 | การสื่อสารด้วยออปติคไฟเบอร์ | 1 |
| บทที่ 2 | ทฤษฎีการสื่อสารด้วยเส้นใยนำแสง | 3 |
| | 2.1 เส้นใยนำแสง | 3 |
| | 2.2 สมบัติบางประการของแสง | 10 |
| | 2.3 NUMERICAL APERTURE | 12 |
| | 2.4 OPTICAL TRANSFER FUNCTION | 14 |
| | 2.5 การสูญเสียในสายส่ง | 17 |
| | 2.6 PROPAGATION MODE | 21 |
| | 2.7 GRADED - INDEX WAVEGUIDE | 25 |
| บทที่ 3 | OPTOELECTRONICS THEORY | 30 |
| | 3.1 OPTOELECTRONICS DEVICES | 30 |
| | 3.1.1 LIGHT SOURCES | 30 |
| | 3.1.2 คุณลักษณะการทำงานของไดโอดเปล่งแสง | 32 |
| | 3.1.3 LIGHT DETECTING DEVICES | 35 |
| บทที่ 4 | OPTOELECTRONIC FOR DESIGN | 41 |
| บทที่ 5 | ทฤษฎีการทำงานของเฟสล็อกคูล (PHASE LOCKED LOOP) | 52 |
| บทที่ 6 | การสื่อสารระบบดิจิทัล | 71 |
| บทที่ 7 | แสงอาทิตย์ การรับส่งสัญญาณออพติคัล และสัญญาณดิจิทัล ผ่านเส้นใยนำแสง ผลการทดลอง, | - |

คำนำ

ในปัจจุบันนี้ การติดต่อสื่อสารเข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการพัฒนาระบบการสื่อสารให้มีคุณภาพ ซึ่งรวมทั้งความสะดวกรวดเร็ว และประหยัดค่าใช้จ่าย ดังนั้น ระบบการสื่อสารที่มีคุณภาพดังกล่าว ก็คือ การสื่อสารด้วยเส้นใยแสง ซึ่งการสื่อสารแบบนี้มีคุณภาพดีกว่า การสื่อสารแบบอื่น ๆ มาก

โครงการนี้ เป็นโครงการที่ทดลองและศึกษา การส่งและรับสัญญาณเสียง และสัญญาณดิจิทัล ผ่านเส้นใยแสง โครงการนี้เป็นระบบพื้นฐาน ซึ่งจะช่วยให้เข้าใจ อุปกรณ์แต่ละตัว ที่ใช้ทำการทดลอง

ผู้จัดทำ

25 มี.ค. 2531.

การสื่อสารด้วยออปติกไฟเบอร์ (OPTIC FIBER)

ระบบการสื่อสารด้วยออปติกไฟเบอร์นั้นเป็นการสื่อสารโดยใช้แสงส่งผ่านไฟเบอร์ที่ทำด้วยแก้วหรือพลาสติก ในระบบออปติกไฟเบอร์นั้นจะมีส่วนประกอบใหญ่ ๆ 3 ส่วนที่สำคัญคือ แหล่งกำเนิดแสง (LIGHT SOURCE) สายออปติกไฟเบอร์และเครื่องรับ (LIGHT DETECTOR) แหล่งกำเนิดแสงนี้จะใช้หลอด LIGHT EMITTING DIODE (LED) หรือใช้ LASER DIODE สายออปติกไฟเบอร์มีทั้งที่ทำจากแก้วหรือพลาสติก เครื่องรับก็ใช้ AVALANCHE PHOTODIODE (APD) โฟโตทรานซิสเตอร์ หรือ POSITIVE INTRINSIC NEGATIVE DIODE (PIN)

หลักการของระบบออปติกไฟเบอร์นั้นแหล่งกำเนิดแสงจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง แล้วก็จะส่งสัญญาณแสงผ่านท่อออปติกไฟเบอร์ไปยังเครื่องรับ จากนั้นเครื่องรับก็จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงที่รับได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากลับ

การทำมอดูเลชันกับคลื่นแสง (LIGHT WAVE MODULATION) นั้นสามารถทำได้ 2 วิธีคือ มอดูเลชันแบบอนาลอกกับแบบดิจิทัล แบบอนาลอกนั้นจะทำให้ความเข้มของแสงที่ออกจากเลเซอร์เปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องตามข้อมูล สำหรับแบบดิจิทัลนั้นความเข้มของแสงจะเปลี่ยนแปลงอย่างอิมพัลส์ คือจะเป็นการสว่างหรือดับ (ON OFF) ซึ่งเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว สำหรับเสียงพูดนั้นใช้พัลส์ประมาณ 8000 พัลส์ต่อวินาที แบบดิจิทัลนั้นเป็นที่นิยมใช้กันแพร่หลายมากเพราะสามารถที่จะส่งไปได้ไกลกว่าแบบอนาลอก ในขณะที่ส่งด้วยกำลังเท่ากัน

ในระบบการสื่อสารด้วยออปติกไฟเบอร์นั้นมีข้อดีมากมายที่สำคัญได้แก่

1. มี BANDWIDTH กว้างมาก ประมาณหรือสูงกว่า 10,000 นั้นคือปริมาณข้อมูลสามารถส่งได้มากกว่าในพวกเคเบิล ในไฟเบอร์เส้นเดียวกันนั้นจะส่งสัญญาณเสียงได้เป็นพัน ๆ สัญญาณ ถ้าเป็นสัญญาณวิดีโอก็ส่งได้หลายสิบสัญญาณ
2. ไฟเบอร์นั้นมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา ออปติกไฟเบอร์มีขนาดเล็กกว่าสายทองแดงมากและยังมีน้ำหนักเบาความมาก ดังนั้นจึงช่วยลดขนาดของสายส่งไปมากและมีความสะดวกในการติดตั้ง
3. ปราศจากการเกิดครอสทอล์ค (CROSSTALK) ในทวิรวางสายส่งถ้าเรา

วางแผนเปิดขนานกันไปก็จะเกิดการ CROSSTALK ขึ้น คือสัญญาณจากวงจรหนึ่งจะไปรบกวนอีกวงจรหนึ่ง แต่ถ้าใช้ฉนวนทึดไฟเบอร์แล้วจะไม่มีอาการเกิด

4. ไม่มีสัญญาณรบกวนอ้อมทึดไฟเบอร์ เนื่องจากไฟเบอร์นั้นทำจากสาร DIELECTRIC ซึ่งไม่ทำตัวเป็นสายอากาศเหมือนพวกโลหะ ดังนั้นจึงไม่ถูกรบกวนจากคลื่นวิทยุ สนามแม่เหล็ก ซึ่งเป็นปัญหาที่พบบ่อยในพวกเคเบิลทองแดง ดังนั้นการส่งด้วยอ้อมทึดไฟเบอร์จึงไม่มีสัญญาณรบกวนระหว่างสายส่ง

5. เป็นระบบที่ประหยัดกว่า เนื่องจากอ้อมทึดไฟเบอร์ทำจากแก้วหรือพลาสติก ซึ่งมีราคาถูกกว่าทองแดงที่มีราคาสูงขึ้นเรื่อย ๆ และราคาของอ้อมทึดไฟเบอร์นั้นก็ยังมีแนวโน้มที่จะถูกลงเรื่อย ๆ นอกจากนี้อ้อมทึดไฟเบอร์นั้นเมื่ออายุการใช้งานนานกว่าทองแดงมาก รวมทั้งการบำรุงรักษาทำใ้ง่าย และสะดวกเนื่องจากการสูญเสียน้อยทำให้ส่งไ้ระยะทางไกล

6. มีความมั่นคงดีและรักษาความลับได้ดี เนื่องจากแสงในอ้อมทึดไฟเบอร์นั้นไม่แพร่กระจายออกนอกไฟเบอร์ การลักลอบนำข่าวสารจึงทำไม่ได้

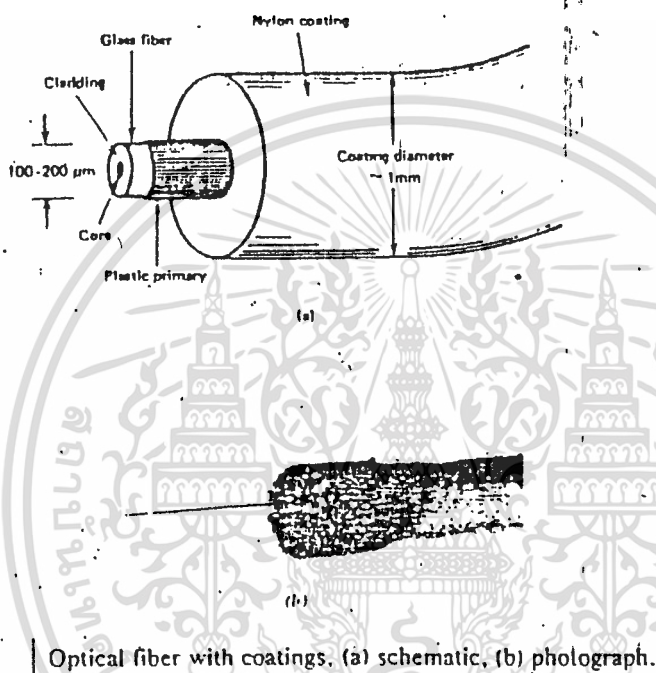
7. มีความปลอดภัยมากกว่าพวกเคเบิล ในการส่งนั้นเราจะส่งเป็นแสงไม่มีกระแสไหลผ่านนอกจากที่เครื่องรับและเครื่องส่ง ดังนั้นการสื่อสารด้วยอ้อมทึดไฟเบอร์จึงไม่มีการลัดวงจร และไม่มีการ SPARK จึงปลอดภัยกว่า

8. มีอายุการใช้งานนานกว่า อ้อมทึดไฟเบอร์จะใช้งานได้ยาวนานประมาณ 20 ถึง 30 ปี ในขณะที่เคเบิลใช้ไ้ประมาณ 12 - 15 ปี

9. ทนต่อสารเคมีและอุณหภูมิได้ดี เพราะทำจากแก้วหรือพลาสติก

10. มีความเชื่อถือไ้มากและการบำรุงรักษาง่าย เพราะอ้อมทึดไฟเบอร์มีการสูญเสียน้อยมากทำให้ส่งไ้ระยะทางไกล รีพีทเตอร์ (REPEATER) จึงอยู่ห่างกันไ้ระยะไ้จำนวนน้อย การบำรุงรักษาจึงทำใ้ง่าย

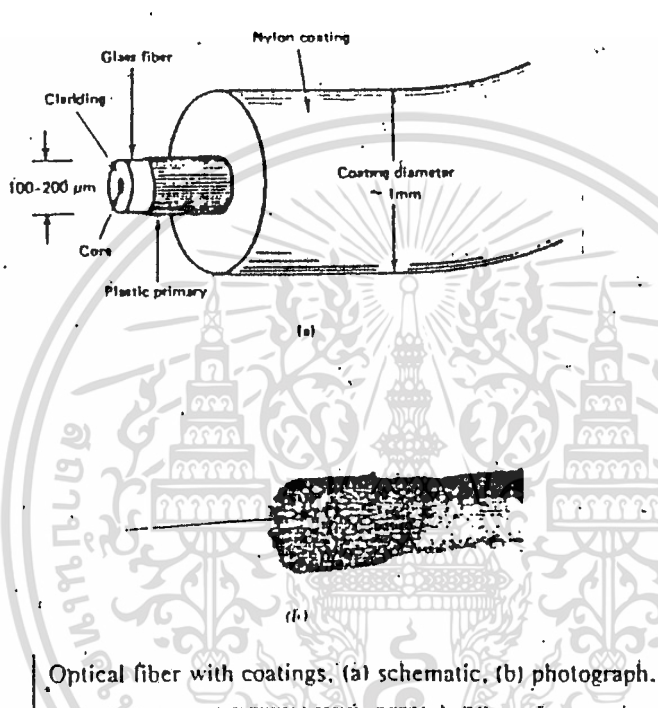
ส่วนประกอบที่สำคัญของเส้นใยนำแสงมี 3 ส่วนคือ CORE เป็นแกนกลาง และจะถูกล้อมรอบด้วยชั้นที่เรียกว่า CLADDING และจะถูกหุ้มด้วยอีกชั้นที่เรียกว่า JACKET เพื่อเป็นท้วป้องกันกาเสียหายของสายจากความชื้น การขูดขีด จากสภาพแวดล้อมที่อาจเกิดขึ้นกับสาย



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของเส้นใยนำแสง

ขนาดของเส้นใยนำแสง โดยทั่ว ๆ ไปมีขนาด 0.1 - 0.15 ม.ม. แกนของใยนำแสงมีขนาดตั้งแต่ 5 ถึง 600 ไมโครเมตร ขณะที่เคลกิ้งมีขนาดตั้งแต่ 125 - 750 ไมโครเมตร รูปที่ 2.2 เป็นตัวอย่างที่แสดงขนาดของเส้นใยนำแสง

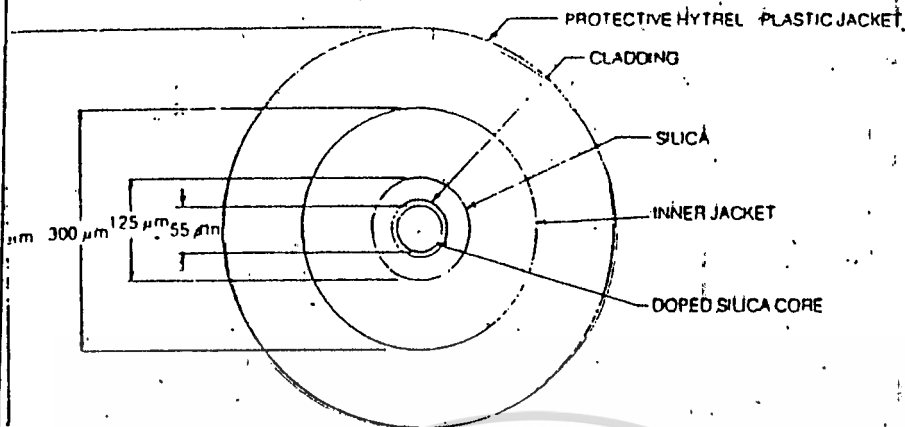
ส่วนประกอบที่สำคัญของเส้นใยนำแสงมี 3 ส่วนคือ CORE เป็นแกนกลาง และจะถูกล้อมรอบด้วยชั้นที่เรียกว่า CLADDING และจะถูกหุ้มด้วยอีกชั้นที่เรียกว่า JACKET เพื่อเป็นตัวป้องกันการเสียหายของสายจากความชื้น การขูดขีด จากสภาพแวดล้อมที่อาจเกิดขึ้นกับสาย



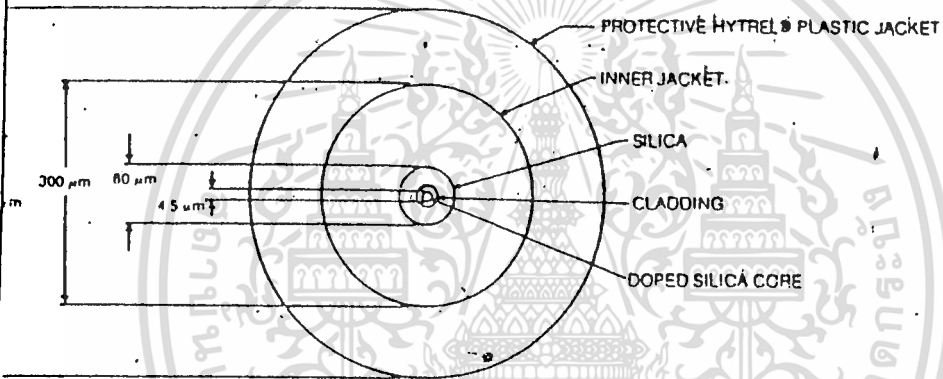
รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของเส้นใยนำแสง.

ขนาดของเส้นใยนำแสง โดยทั่ว ๆ ไปมีขนาด 0.1 - 0.15 มม. แกนของใยนำแสงมีขนาดตั้งแต่ 5 ถึง 600 ไมโครเมตร ขณะที่เคลกิ้งมีขนาดตั้งแต่ 125 - 750 ไมโครเมตร . รูปที่ 2.2 เป็นตัวอย่างที่แสดงขนาดของเส้นใยนำแสง

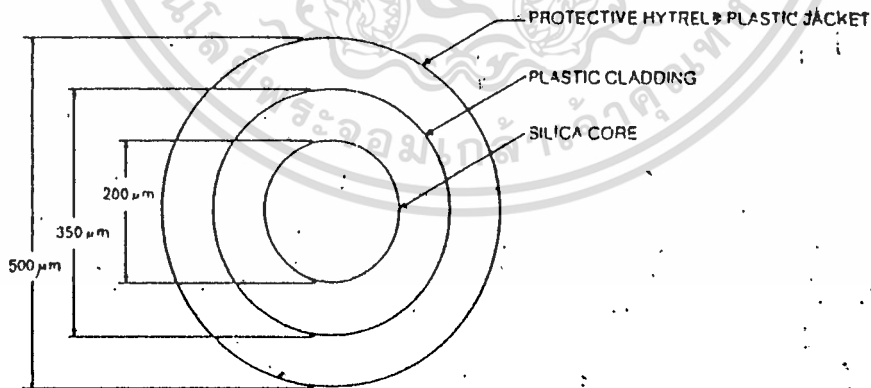
WIDEBAND GRADED INDEX MULTIMODE OPTICAL FIBER
 DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



SINGLE MODE STEP INDEX OPTICAL FIBER
 DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



LARGE-CORE PLASTIC-CLAD SILICA OPTICAL FIBER
 DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



รูปที่ 2.2 ขนาดของเส้นใยนำแสงแบบต่าง ๆ

2.1.2 ชนิดของเส้นใยนำแสง

เส้นใยนำแสงในปัจจุบันที่ใช้งานกันเมื่อหลายลักษณะ หลายแบบ หลายราคา ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการใช้งาน ในกรณีที่ เป็นพลาสติก แก้วจะทำจากสารพวก โพลีสเตอรีน (POLYSTYRENE) หรือโพลีเมทาครายเลท (POLYMETHYL METHACRYLATE) ส่วนแคะคิงโดยทั่วไปเป็นพวกซิลิโคน (SILICONE) หรือเทฟลอน (TEFLON)

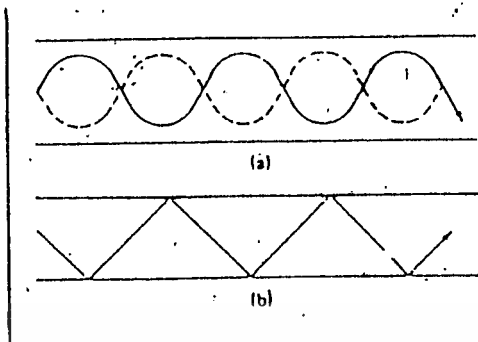
ถ้าเป็นชนิดที่เป็นแก้วจะต้องมีความบริสุทธิ์มาก อย่างไรก็ตามเราอาจเจือมัน โบรอน เฮอร์มันเนียม หรือฟอสฟอรัสได้เล็กน้อย ซึ่งจะทำให้ดัชนีหักเหของแสงเปลี่ยนแปลงไป โบรอนออกไซด์เมื่อนำมาเจือปนกับซิลิกา จะเกิดเป็นแก้วโบโรซิลิเกต (BOROSILICATE GLASS) ซึ่งเป็นแคะคิงของเส้นใยนำแสง เพื่อจุดประสงค์ให้มีประสิทธิภาพที่ยิ่งขึ้นกว่าเดิม

เส้นใยนำแสงที่ใช้กันในปัจจุบันมีหลายชนิดหลายแบบ และการแบ่งชนิดของสายก็มีหลักเกณฑ์ในการแบ่งหลายอย่างดังนี้คือ

2.1.2.1 แบ่งตามลักษณะการแจกแจงของดัชนีหักเห

1. STEP - INDEX เป็นแบบที่มีค่าดัชนีหักเหคงที่ใน CORE เท่ากับ n_1 และค่าดัชนีหักเหที่แน่นอนใน CLADDING เท่ากับ n_2 โดยค่าดัชนีหักเหจะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นขั้นที่ฉับพลันระหว่างชั้นทั้งสอง
2. GRADED - INDEX เป็นแบบที่มีการกระจายของค่าดัชนีหักเหจากศูนย์กลางของ CORE ไปจนถึงรอยต่อระหว่าง CORE และ CLADDING เป็นไป ในลักษณะที่ต่อเนื่อง คือจะมีค่าดัชนีหักเหที่สูงที่สุดที่แกนกลางของ CORE และจะลดลงเรื่อย ๆ จนถึงค่าต่ำสุดที่ฉับพลันระหว่างชั้นทั้งสอง และจะคงที่ไปตลอดใน CLADDING ทั้งนี้เนื่องจากจุดประสงค์บางประการ จึงจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

ลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยทั้งสองคงแสดงในรูปที่ 2.3



Methods of optical confinement: (a) refractive confinement; (b) reflective confinement. (From Ref. 9; copyright 1979 T&B/Ansley.)

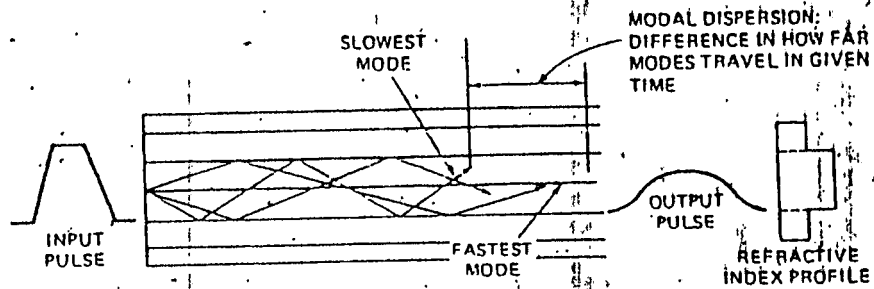
รูปที่ 2.3 แสดงถึงการเดินทางของแสงใน (a) GRADED - INDEX FIBER,
(b) STEP - INDEX FIBER

2.1.2.2 แบ่งตามจำนวน TRANSMISSION MODE (MODE NUMBER)

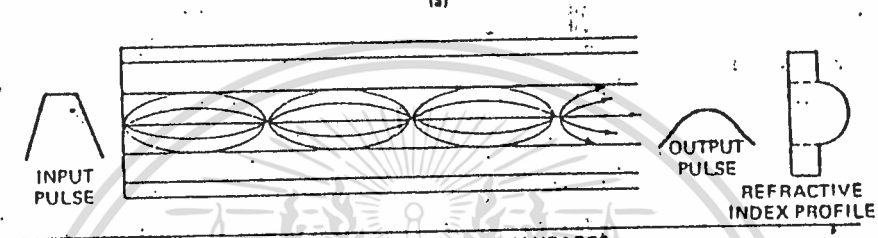
1. SINGLEMODE FIBER เป็นเทคนิคการเดินทางของแสงใน CORE มีเพียง MODE เดียว ดังนั้นจึงมีขนาดเล็ก
2. MULTIMODE FIBER การเดินทางของแสงเป็นไปหลาย MODE ทั้งนี้ขึ้นกับโครงสร้างของ CORE และ CLADDING ดังนั้นจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป ขนาดของสายชนิดนี้จะมีขนาดใหญ่กว่า SINGLEMODE FIBER

2.1.2.3 แบ่งตามส่วนประกอบ

1. QUARTZ GLASS FIBER
2. MULTICOMPONENT FIBER
3. PLASTIC CLAD FIBER
4. HIGH POLYMER (PLASTIC FIBER)
5. SINGLE MATERIAL FIBER
6. LIQUID CORE FIBER

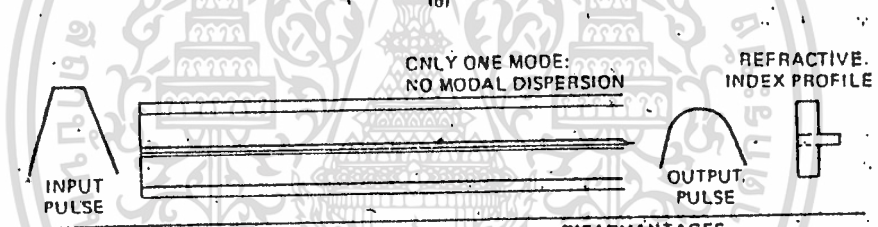


| ADVANTAGES | DISADVANTAGES |
|---|---|
| Inexpensive Large Numerical Aperture: Gathers Light Well Easy Termination | Large Dispersion Minimum Bandwidth: Lower Operating Speeds |



ADVANTAGES AND DISADVANTAGES

The multimode graded-index fiber is intermediate between the other two types: its advantages and disadvantages lie between the other two.

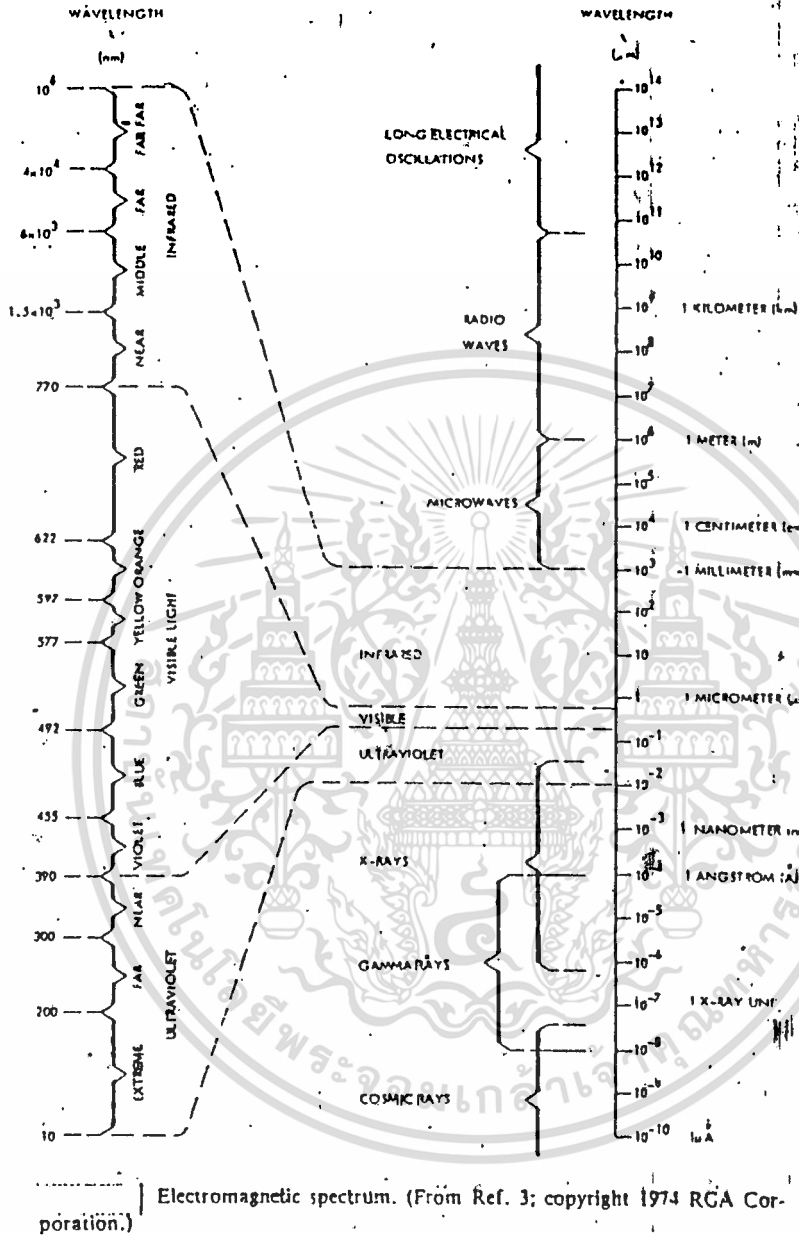


| ADVANTAGES | DISADVANTAGES |
|--|--|
| Minimum Dispersion Large Bandwidth: High Operating Speeds Very Efficient | Small Numerical Aperture: Requires Laser Light Source Difficult to Terminate Expensive |

(c)

Types of light propagation in fibers: (a) multimode step-index fiber; (b) multimode graded-index fiber; (c) single-mode step-index fiber. (From Ref. 10; courtesy of AMP.)

รูปที่ 2.4 ชนิดของ FIBER : (a) MULTIMODE STEP - INDEX FIBER ; (b) MULTIMODE GRADED - INDEX FIBER ; (c) SINGLE - MODE STEP - INDEX FIBER



รูปที่ 2.5 แสดงสเปกตรัมของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า

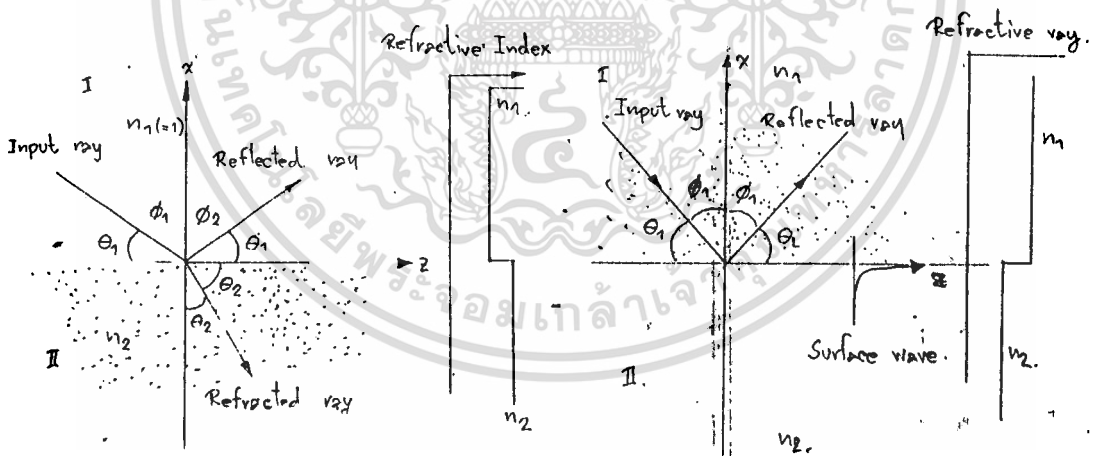
2.1.2.4 แมงตามวิีการผลึก

1. INTERNAL CHEMICAL VAPOUR DEPOSITION (C.V.D.)METHOD
2. EXTERNAL C.V.D. METHOD
3. PLASMA C.V.D. METHOD
4. DOUBLE CRUIABLE METHOD
5. VAPOUR AXIAL DEPOSITION (V.A.D.) METHOD
6. ROD IN TUBE METHOD

2.2 สมบัติบางประการของแสง

แมกซ์เวลล์ (MAXWELL) ได้แสดงให้เห็นว่าแสงเป็นส่วนประกอบอันหนึ่งของสเปกตรัมแม่เหล็กไฟฟ้า คลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าพวกนี้จะมีความเร็วเท่ากันหมดในอวกาศคือเท่ากับ c แต่จะมีข้อแตกต่างที่ว่าความยาวคลื่นจะไม่เท่ากัน

คุณสมบัติที่สำคัญ 2 ประการของแสง คือการสะท้อน และการหักเห โดยบุคคลเป็นคนแรกที่รู้จักกฎการสะท้อน ส่วนกฎการหักเหค้นพบโดยการทดลองของ วิลลิบรอก สเนลล์



รูปที่ 2.6 การหักเหและการสะท้อน (a) การหักเห (สำหรับ $\theta_1=30^\circ, n_1=1$ และ $n_2=1.5$) (b) การสะท้อนกลับหมด (สำหรับ $n_1=1, n_2=1.3$)

สำหรับการสะท้อน มุมตกกระทบ จะเท่ากับมุมสะท้อน (θ_1) สำหรับการหักเหจะโค

$$\frac{\sin\theta_1}{\sin\theta_2} = \frac{n_2}{n_1} = n_{21}$$

เมื่อ n_{21} เป็นค่าคงที่เรียกว่า ดัชนีหักเห (REFRACTION INDEX).
 ตารางข้างล่างแสดงค่าดัชนีหักเห สำหรับสารบางอย่างโดยเทียบกับสุญญากาศ สำหรับแสงที่มีความยาวคลื่น 5890 อังสตรอม (แสงโซเดียม)

ตารางที่ 1

| ตัวกลาง | ดัชนีหักเห |
|--------------------|------------|
| น้ำ | 1.33 |
| เอทิลแอลกอฮอล์ | 1.36 |
| คาร์บอนเตตระไฮไฟด์ | 1.63 |
| ควอทซ์ | 1.46 |
| แก้ว | 1.52 |
| เกลือ | 1.53 |
| ฟลูออไรท์ | 1.43 |

ให้รังสีแสงในตัวกลางที่หนาแน่นกว่า (เช่นแก้ว) ตกกระทบลงบนผิวอีกด้านหนึ่งซึ่งสัมผัสอยู่กับตัวกลางที่บางกว่าในเชิงแสง (เช่นอากาศ) เมื่อมุมตกกระทบเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ จะมีค่าของมุมตกกระทบอยู่ค่าหนึ่งที่ทำให้รังสีหักเหชีไปตามแนวสัมผัส เราเรียกมุมตกกระทบว่ามุมวิกฤต θ_c นี้จะไม่เกิดการหักเหขึ้น แต่ทำให้เกิดปรากฏการณ์อย่างหนึ่งเรียกว่า การสะท้อนกลับหมด (TOTAL INTERNAL REFLECTION) ดังแสดงในรูปที่ 2.6 (b)

จากรูปที่ 2.6 ตามกฎของสเนลจะได้อ

$$\frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

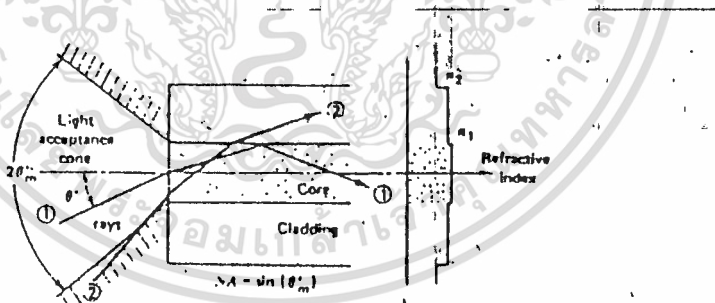
ในกรณีเกิดการสะท้อนกลับหมด $\theta_1 = \theta_c$ และ $\theta_2 = 90^\circ$ จะได้อ

$$\theta_c = \cos^{-1}\left(\frac{n_2}{n_1}\right)$$

หลักการสะท้อนกลับหมดนี้เอง ถูกนำมาใช้ในการส่งแสงผ่านไปตามเส้นใยนำแสง
นั้นเอง

2.3 NUMERICAL APERTURE

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 2.7 จะเห็นว่า การเดินทางของแสงจากภายนอกเข้าไปยังเส้นใยนำแสง จะมีเพียงส่วนแค่ว่าสามารถหักเหเข้าไปในเส้นใยนำแสงได้ โดยจะถูกกำหนดด้วยค่า NUMERICAL APERTURE (NA) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่าดัชนีหักเหของตัวกลางทั้งสองคือ CORE และ CLADDING



A section through a step-index fiber showing ray transmission.

รูปที่ 2.7 รูปตัดตามยาวแสดงการเดินทางของแสงใน STEP - INDEX FIBER

ดังนั้นจึงสรุปได้ว่า NUMERICAL APERTURE คือการวัดการรวมกันของแสงหรือกำลังงานสะสมภายในใยนำแสงอันหนึ่ง สำหรับ NA ที่มีความมากกว่า จะมีจำนวนการทอมนองของเส้นใยนำแสงมากกว่า นั่นคือ แสงสามารถเข้าไปใต้ง่ายกว่า ซึ่งค่าของ NA จะมีค่าน้อยกว่า 1 เสมอ เช่น 0.21 , 0.30 , 0.50 เป็นต้น

จากรูปที่ 2.7 สามารถแสดงความสัมพันธ์ออกมาในรูปสมการได้ว่า

$$\begin{aligned} \sin \theta'_m &= \sqrt{1 - \cos^2 \theta'_m} \\ &= \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1} \\ &= n_1 \sqrt{\frac{n_1 + n_2}{n_1} \cdot \frac{n_1 - n_2}{n_1}} \end{aligned}$$

สำหรับดัชนีหักเห n_1 และ n_2 ที่มีค่าต่างกันเล็กน้อย นั่นคือ $n_1 - n_2 \ll n_1$

จะได้อีกว่า RELATIVE REFRACTIVE INDEX DIFFERENT Δ ถูกประมาณค่าไว้คือ

$$\Delta = \frac{\frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}}{\frac{n_1 - n_2}{n_1}} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1}$$

ดังนั้นจะได้

$$\sin \theta'_m \approx n_1 \sqrt{\frac{2(n_1 - n_2)}{n_1}}$$

$$\sin \theta'_m \approx n_1 \sqrt{2\Delta}$$

เช่น ถ้า $\Delta = 1\%$ และ $n_1 = 1.5$ จะได้

$$N = 1.5 \cdot 0.01 \cdot 2$$

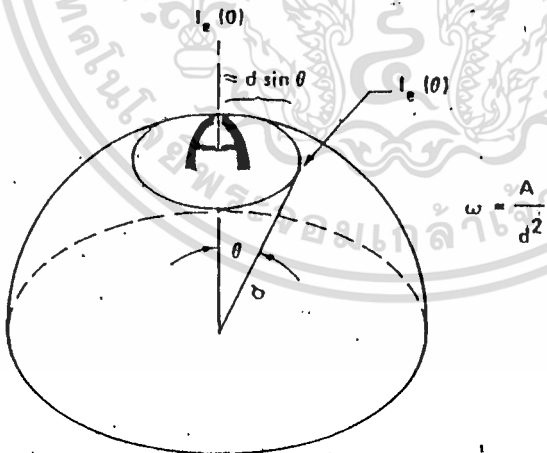
$$= 0.21$$

$$2\theta'_m = 24^\circ$$

2.4 OPTICAL TRANSFER FUNCTION

คุณสมบัติของเส้นทางสื่อสารสามารถประมาณค่าจาก OPTICAL TRANSFER FUNCTION ซึ่งเป็นอัตราส่วนของ OPTICAL FLUX ซึ่งมาถึงตัวรับกับ OPTICAL FLUX ที่ส่งออกมา

$$OTF = \frac{\phi \text{ (RECEIVED)}}{\phi_e \text{ (AVAILABLE)}}$$



Definition of the Solid Angle, w .

รูปที่ 2.8 นิยามของ SOLID ANGLE, w

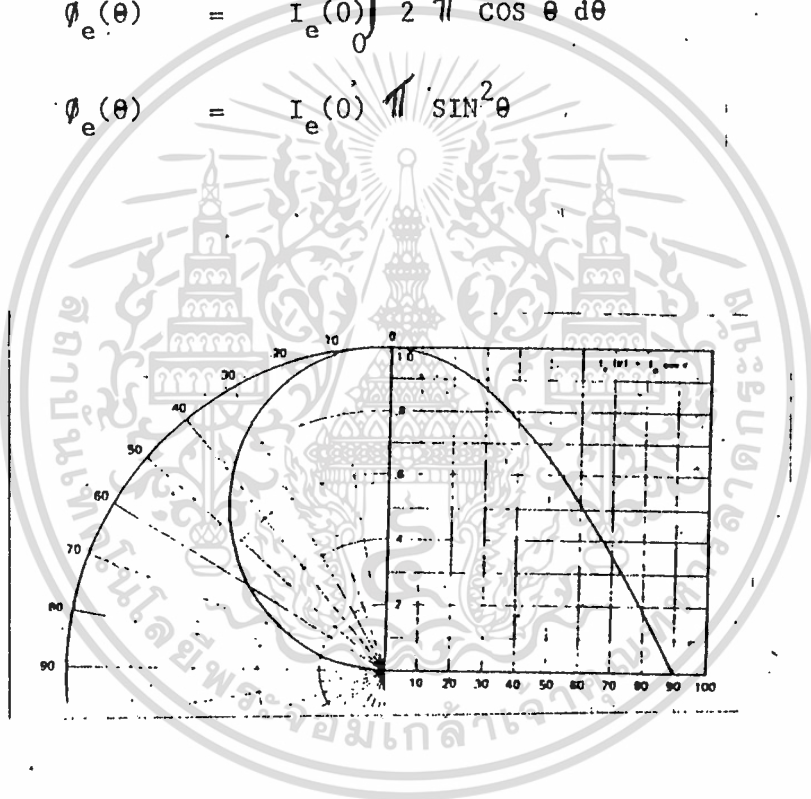
ในกรณีทั่ว ๆ ไปการรับฟลักซ์จากแหล่งกำเนิดนั้นจะขึ้นกับ ลักษณะการแผ่รังสี ของแหล่งกำเนิด ระยะระหว่างแหล่งกำเนิดและตัวรับและพื้นที่รับพลังงาน ซึ่งทั้งหมดนี้จะมี ผลต่อค่า OTF

โดยการสมมติว่าแหล่งกำเนิดเป็น LAMBERTIAN SOURCE ซึ่งมี RADIATION PATTERN ดังแสดงในรูปที่ 2.9 จะได้อค่าฟลักซ์จากสมการ

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \int_0^\theta \frac{I_e(\theta)}{I_e(0)} 2\pi \sin \theta \, d\theta$$

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \int_0^\theta 2\pi \cos \theta \, d\theta$$

$$\phi_e(\theta) = I_e(0) \pi \sin^2 \theta$$



รูปที่ 2.9 RADIATION PATTERN OF A LAMBERTIAN SOURCE

$$NA = \sin \theta$$

เมื่อ

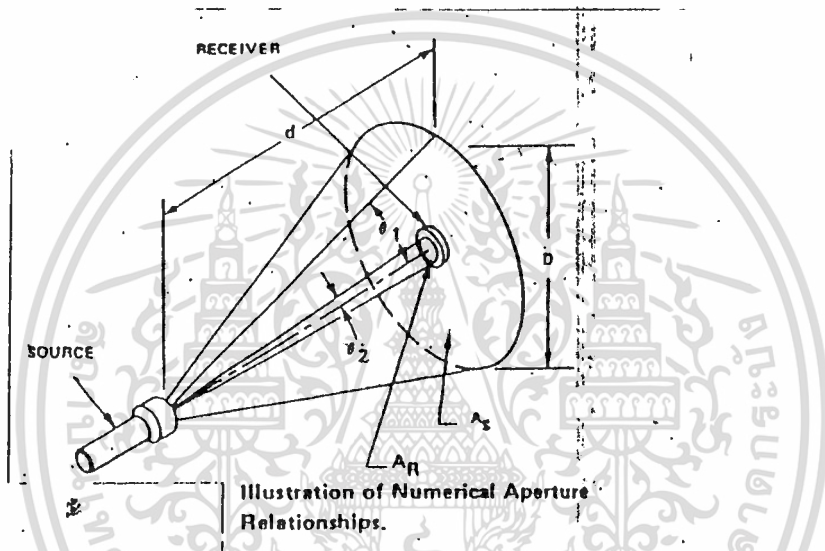
$$\theta = 1/2 \text{ CONE ANGLE}$$

จากรูปที่ 2.10 เมื่อ มีค่าน้อย ๆ ค่า สามารถพิจารณาได้ดังนี้คือ

$$NA = \sin \theta \approx D/2d$$

$$NA = \sin \theta \approx (A/\pi)^{1/2}/d$$

$$NA = \sin^2 \theta \approx A/\pi d^2$$



รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่าต่าง ๆ

ความสัมพันธ์ของค่าต่าง ๆ สามารถแสดงได้ในสมการต่อไปนี้คือ

$$OTF = \frac{\phi_R}{\phi_S} = \frac{A_R}{A_S} = \frac{\pi d^2 NA_R^2}{\pi d^2 NA_S^2}$$

$$OTF = \left(\frac{NA_R}{NA_S} \right)^2 = \left(\frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_1} \right)^2$$

ค่า OTF นี้มีความสำคัญในการพิจารณาการ COUPLING สำหรับ LAMBERTIAN SOURCE NA = 1 ดังนั้นความสัมพันธ์จึงลดลงเหลือ

$$OTF = \left(\frac{NA_R}{NA_S}\right)^2 = \left(\frac{NA_R}{1}\right)^2 = NA_R^2$$

ในการนี้ค่า OTF^S จะไม่สามารถเกิน 1 ได้ ถ้า NA_R > NA_S แล้ว OTF = 1 นั้นจะเกิดขึ้นเมื่อ ACCEPTANCE CONE ของ RECEIVER ใหญ่กว่า EXIT CONE ของ SOURCE

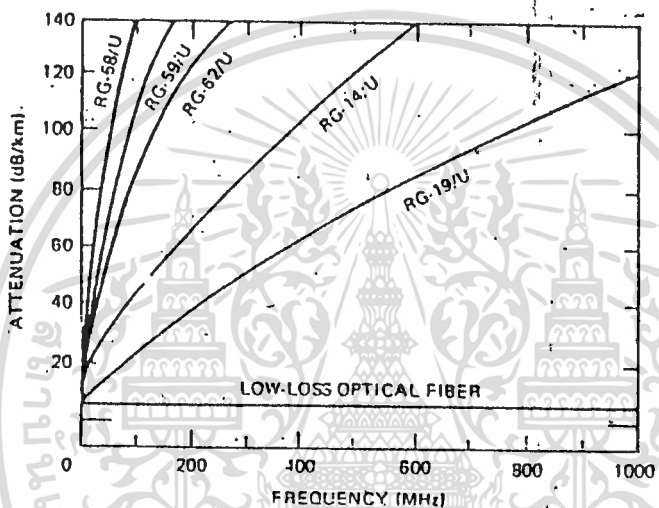
2.5 การสูญเสียในสายส่ง

การสูญเสียในสายส่งหรือการลดทอนของใยนำแสงเป็นคุณสมบัติที่สำคัญของสาย เพราะเวลาเมื่อแสงเดินทางในเส้นใยนำแสง พลังงานส่วนหนึ่งจะสูญเสียไป อันเนื่องมาจากความไม่สมบูรณ์บางประการของระบบ การสูญเสียนี้มักจะวัดอยู่ในรูปของ เดซิเบลต่อกิโลเมตร (dB/km) ซึ่งมีขนาดน้อยมากเมื่อเทียบกับสายโคแอกเชียลเคเบิล ดังรูปที่

การสูญเสียในสาย OPTIC FIBER นั้นก็เป็นฟังก์ชันของความถี่เช่นเดียวกับ COAXIAL CABLE ดังแสดงในรูปที่ 2.11 จะเห็นว่าจุดค่าสุดของการสูญเสียอยู่ที่จุด A, B และ C ซึ่งมีค่าประมาณ 4, 3 และ 4 dB/Km ตามลำดับ (ที่ 830, 1000 และ 1860 nm ตามลำดับ)

2.5.1 LOSS ที่เกิดจาก ABSORPTION และ SCATTERING

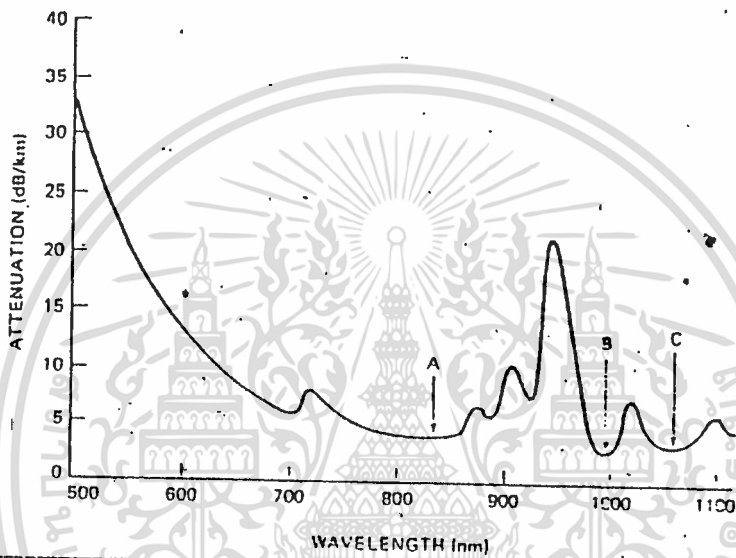
ตัวการที่เป็นเหตุให้เกิด ABSORPTION LOSS ก็เป็นผลจากความไม่บริสุทธิ์ของแก้วที่จัดทำ OPTIC FIBER โดยมากจะเป็นโลหะพวกเหล็กหรือทองแดง และมักจะมีน้ำควย เพื่อที่จะลด ABSORPTION ให้ได้ระดับที่ยอมรับจะต้องมีสารโลหะปนอยู่ไม่เกิน 1 ใน 10⁹ และน้ำไม่เกิน 1 ใน 10⁶



Cable attenuation vs. frequency characteristics. (Courtesy of AMP.)

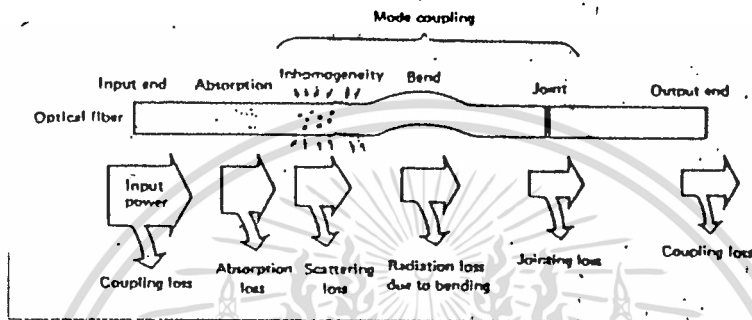
รูปที่ 2.11 กราฟเปรียบเทียบการสูญเสียในสายระหว่างเคเบิลและ OPTICAL FIBER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียและความถี่ (สำหรับ STEP - INDEX FIBER , QSF - A GRADE METERIAL NAQ18)

ส่วน RAYLEIGH SCATTERING LOSS จะแปรผกผันกับกำลังที่สี่ของความยาวคลื่น (λ^{-4}) ดังนั้น LOSS จะมีค่าน้อยลงอย่างรวดเร็วที่ความยาวคลื่นมาก LOSS ทั้งสองชนิดนี้ต่างก็ขึ้นกับเนื้อสารที่จัดทำ OPTICAL FIBER



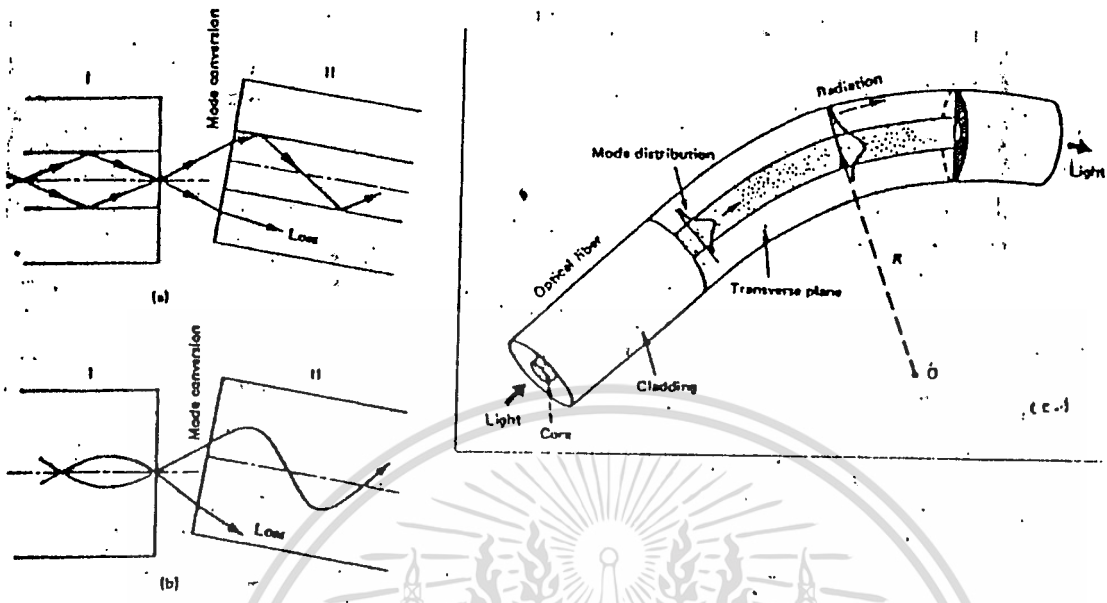
รูปที่ 2.13 LOSS ชนิดต่าง ๆ ของ OPTICAL FIBER

2.5.2 LOSS ที่เกิดจาก BENDING และ SCATTERING ที่รอยต่อ CORE/CLADDING

LOSS ชนิดนี้เกิดขึ้นการนิโครูปไปของรอยต่อ CORE/CLADDING อย่างไม่ก็ตาม LOSS ชนิดนี้สามารถทำให้ลดลงได้โดยการเพิ่มขนาดของ CORE และเพิ่ม INDEX GRADIENT ใน CORE ซึ่งจะปลดการกวางออกของแสงที่เข้าไปใน CLADDING ดังจะเห็นได้ชัดเจนจากรูปที่ 2.14 (c)

2.5.3 LOSS ที่เกิดจาก JOINTING

สำหรับการสื่อสารในระบบทางไกล ๆ จำเป็นต้องทำการทอสาย FIBER จึงทำให้เกิด LOSS ชนิดนี้ขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.14 การ LOSS ชนิดนี้จะมีค่าไม่มากถ้า AXIAL DISPLACEMENT น้อยกว่า 10% ของรัศมี CORE ดังนั้น FIBER ที่มี CORE ใหญ่กว่าย่อมได้เปรียบในเรื่องนี้



(c) BENDING LOSS

รูปที่ 2.14 การทอดของ (a) STEP - INDEX FIBER (b) GRADED - INDEX FIBER

2.6 PROPAGATION MODE

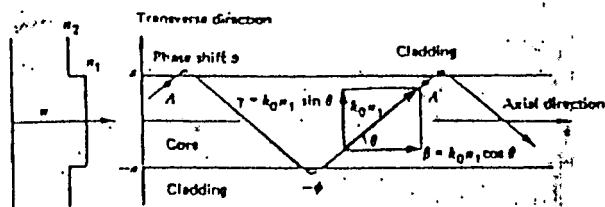
พิจารณารูปที่ 2.15 รังสีที่ทำมุม $\pm \theta$ ที่ผิวสัมผัสระหว่าง CORE และ CLADDING แต่ละรังสีถูกแทนด้วยระนาบคลื่นและมีทิศทางตั้งฉากกับระนาบคลื่น ปริมาณ k_0 ซึ่ง

$$k_0 = 2\pi/\lambda$$

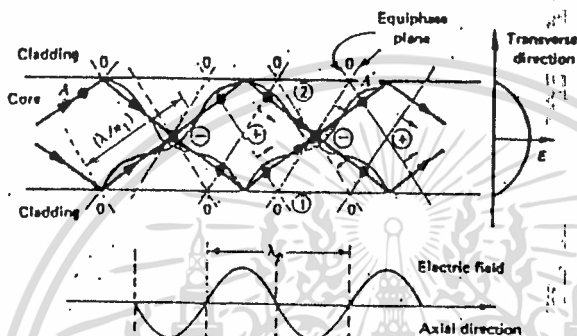
k_0 คือค่า PROPAGATION หรือ PHASE CONSTANT เป็นความยาวคลื่นในสูญญากาศ สำหรับ CORE ที่มีค่าดัชนีหักเห n_1 ความยาวคลื่นจะเล็กลง ($= \lambda / n_1$) ขณะที่ค่า PROPAGATION CONSTANT มีค่าใหญ่ขึ้น ($= k_0 n_1$)

เราจะแยกการพิจารณาค้นออกเป็น 2 แกนคือ AXIAL DIRECTION และ TRANSVERSE DIRECTION ดังแสดงในรูปที่ 15 (a) ทางเดินของแสงใน CORE เกินทางด้วย PHASE CONSTANT $k_0 n_1$ และมีมุมตกกระทบคงที่เท่ากับ $\pm \theta$ ส่วนของ PHASE CONSTANT ใน AXIAL DIRECTION คือ $k_0 n_1 \cos \theta$ และเรียกชื่อว่า AXIAL PROPAGATION CONSTANT β

$$\beta = k_0 n_1 \cos \theta$$



(a)



(b)

Formation of a mode in a dielectric waveguide. (a) Decomposition of the propagation direction. (b) Interference of the incident and reflected waves.

รูปที่ 2.15

ส่วน r นั้นแทนค่า TRANSVERSE COMPONENT ของ PROPAGATION CONSTANT โดย

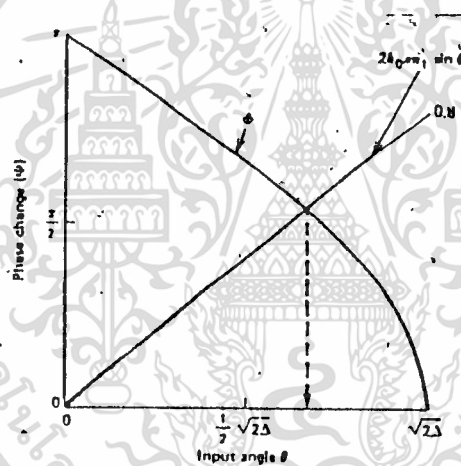
$$r = k_0 n_1 \sin \theta$$

TRANSVERSE COMPONENT นั้นจะถูกสะท้อนที่ผิวต่อระหว่าง CORE และ CLADDING ดังนั้นเมื่อเฟสรวมเปลี่ยนค่าไป $2m\pi$ (เมื่อ m คือค่าจำนวนนับใด ๆ) ก็จะเกิด STANDING WAVE ใน TRANSVERSE DIRECTION

ทางเดินจาก A ถึง A' ในรูปที่ 2.15 (a) จะเดินทางเป็นเส้นทึบตรง เมื่อพิจารณาถึง MODE PROPAGATION ใน AXIAL DIRECTION ก็จะมีเพียงความต่างเฟสใน TRANSVERSE DIRECTION เท่านั้น ความต่างเฟสใน 1 คาบ ($\Delta\phi$) ใน core ที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง $2a$ จะเป็นผลรวมของความต่างเฟส $r+2a+2$ และ -2ϕ อันเป็นผลมาจากการหักเหที่ผิวรอยต่อ ดังนั้นจะเขียนความสัมพันธ์ออกมาได้เป็น

$$\Delta\phi = 4ra - 2\phi = 4k_0 a n_1 \sin\theta - 2\phi = 2\pi N$$

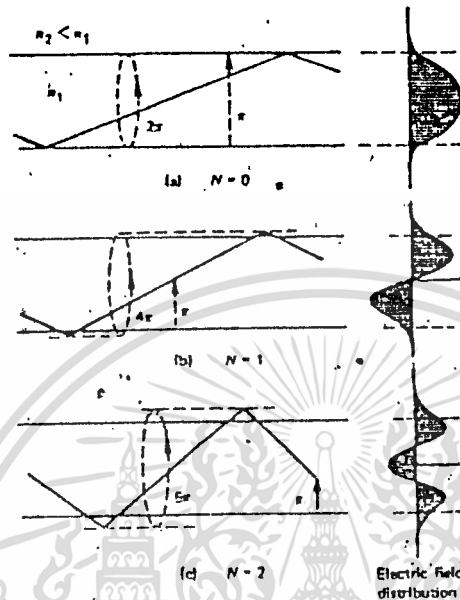
ความต่างเฟส ϕ เป็นฟังก์ชันตัวหนึ่งของ θ ซึ่งถ้า θ มีค่าเล็กกว่ามุมวิกฤต θ_c มาก ๆ แล้ว จะได้ $\phi = \pi$ และถ้า $\phi \rightarrow 0$ เมื่อ $\theta \rightarrow \theta_c$ ดังนั้นจะพิจารณาได้จากกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ϕ และ θ ในรูปที่ 2.16



The dependence of the phase change ϕ at a reflection on the ray angle θ . The phase change at a single reflection is $-\phi$. For $N = 0$ the solution for θ is given by the intersection of the straight line $\phi = 2k_0 a n_1 \sin \theta$, see Eq. (2.12), and the curve for ϕ . The propagation constant is obtained by substitution of this value of θ into Eq. (2.17). A similar procedure is followed for other values of N .

รูปที่ 2.16

เมื่อเราแทนค่า $N = 0, 1, 2$ จะได้ว่ารังสีซึ่งมีเส้นทางเดินดังแสดงในรูปที่ 2.17 (a), (b) และ (c) ตามลำดับ ซึ่ง N นี้จะถูกเรียกว่า MODE NUMBER



Ray propagation and electric field distribution of modes in a step-index waveguide.

รูปที่ 2.17

พิจารณา CORE ที่กว้าง $2a$ และมี $k_1 a \gg 1$ เช่นในกรณี $\lambda = 0.85 \mu\text{m}$
 และ $a = 40 \mu\text{m}$ จะได้ $k_0 a = 2\pi a/\lambda$ ดังนั้นในกรณีที่สอดคล้องในสมการ
 $4k_0 a n_1 \sin\theta - 2\theta = 2\pi N$ โดยให้ N มีค่าน้อยๆ นั้น θ จะต้องเล็กกว่า θ_c มาก
 ดังนั้นเราจึงประมาณสมการนี้เสียใหม่ได้เป็น

$$\theta = \sin\theta_N = \frac{\pi}{2k_0 a n_1} (N+1) \text{ RAD}$$

$(N = 0, 1, 2, \dots)$

เช่นถ้า $n_1 = 1.5$, $\lambda = 0.85$ และ $a = 40 \mu\text{m}$ จะโค้ม θ สำหรับ
 FUNDAMENTAL MODE ($N=0$) = 53×10^{-3} RAD หรือ 0.8°

สำหรับในกรณีที่จะหาค่าสูงสุดของ N นั่นคือ θ_N เข้าใกล้ θ_c และ
 $\theta = 0$ ดังนั้น

$$N_m = \frac{V}{\pi/2}$$

เมื่อ V มีค่า

$$V = k_0 a \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = k_0 a n_1 \sqrt{2\Delta} = \frac{(2a)n_1}{r} \sqrt{2\Delta}$$

เรียก V ว่า NORMALIZED WAVEGUIDE WIDTH เพราะว่ามันมีค่าแปรผัน

โดยตรงกับ $2a$

2.7 GRADED - INDEX WAVEGUIDE

เมื่อเราพิจารณาที่ 2.18 ซึ่งแสดงถึงการเดินทางของแสงใน GRADED -
 INDEX WAVEGUIDE ที่มี CORE กว้าง $2a$ ซึ่งมีค่าดัชนีหักเหลดลงตามการเพิ่มของค่า x
 ดังสมการ

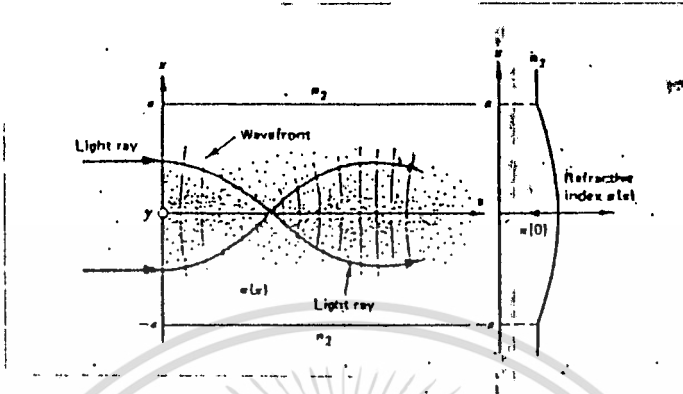
$$\begin{aligned} n^2(x) &= n^2(0)(1-(gx)^2) & (|x| \leq a) \\ &= n_2^2 & (|x| > a) \end{aligned}$$

โดย

$$g = \sqrt{2\Delta}/a$$

เมื่อ Δ คือ RELATIVE MAXIMUM INDEX DIFFERENCE โดย

$$\Delta = \frac{n^2(0) - n_2^2}{2n^2(0)} = \frac{n(0) - n_2}{n(0)}$$



รูปที่ 2.18 ลำแสงและหน้าคลื่นใน GRADED - INDEX WAVEGUIDE

การอธิบายถึงการเคลื่อนที่ของแสงใน GRADED - INDEX นั้น โดยการสมมติว่า ค่าดัชนีหักเหมีการกระจายเป็นชั้น ๆ ดังรูปที่ 2.19 การหักเหของแสงที่แต่ละชั้นหรือรอยต่อของแต่ละชั้นเป็นไปตามกฎของสเนล จนกระทั่งเส้นทางถึงระดับที่ 3 และ 4 พอดีกับมุมตกกระทบเท่ากับหรือมากกว่า θ_c ก็ จะเกิดการสะท้อนกลับหมด

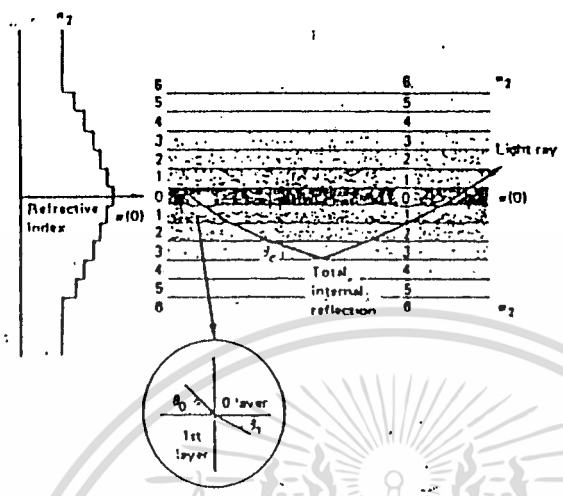
โดยการประมาณค่าใหม่จำนวนชั้นมาก ๆ ทำให้การเคลื่อนที่ของแสงเสมือนเป็นไปในลักษณะที่ต่อเนื่อง เราจะได้อากการซิกซ์ x จากแกน z เป็นไปตามสมการ

$$x = x_m \cos(gz)$$

ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.20 โดย x_m คือค่าการซิกซ์สูงสุด ซึ่งมีระยะยาว L_p

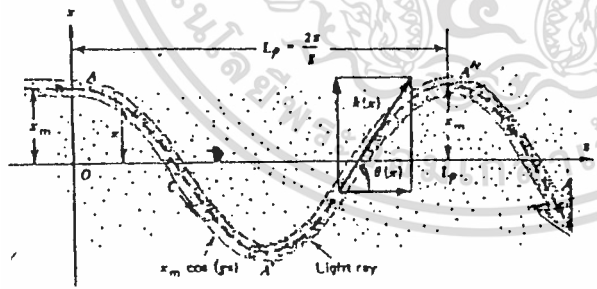
มีขนาด

$$L_p = 2\pi / g$$



Guided wave in a graded-index waveguide. The quadratic distribution is approximated by a staircase multilayer distribution.

รูปที่ 2.19



Ray trajectory in a graded-index waveguide.

รูปที่ 2.20

ค่า PHASE CHANGE ของรังสีใน GRADED - INDEX WAVEGUIDE

แสดงทวิสมการ

$$\Delta \phi = c \int k(x) \sin \theta(x) dx$$

โดย $k(x)$ คือ PROPAGATION CONSTANT ที่การหัก x ไท ๆ จากแกนกลาง c หมายถึงการอินทิเกรตในช่วง 1 คาบ

$$k(x) = \frac{2\pi}{\lambda} n(x)$$

ในทางปฏิบัติ เราประมาณค่า $\theta(x)$ ว่ามีค่าน้อย ๆ ดังนั้นเราจะประมาณค่า PHASE CHANGE $\Delta \phi$ เสียใหม่โดย

$$\sin \theta(x) = \tan \theta(x) = dx/dz' = g x_m \cos(gz')$$

$$k(x) = k(0) (1 - \frac{1}{2}(g x_m)^2 \sin^2(gz'))$$

จาก

$$\Delta \phi = 2 \int_{-x_m}^{x_m} k(x) \sin \theta(x) dx$$

จะได้

$$\Delta \phi = 2k(0)(g x_m)^2 \int_{-L/4}^{L/4} (1 - \frac{1}{2}(g x_m)^2 \sin^2(gz')) \cos^2(gz') dz$$

$$\Delta \phi = 2k(0)(g x_m)^2 \left(\frac{L}{2g} - \frac{L}{16g} (g x_m)^2 \right)$$

เพราะว่า $(g x_m)^2 \ll 1$ ดังนั้นได้

$$\Delta \phi = \frac{L}{g} k(0) (g x_m)^2 = 2N(N+1)$$

$$(N = 0, 1, 2, \dots)$$

สำหรับในช่วง $x_m \gg a$ แสงจะกระจายออกนอก CORE ดังนั้นเรา
จะแทนค่า $x_m = a$ และ $ga = \sqrt{2\Delta}$ จะได้

$$N_{m+1} = \frac{k(0)(ga)^2}{2g} = \frac{1}{2}k(0)a\sqrt{2\Delta}$$

ส่วนค่า MAXIMUM OFF - AXIS DISPLACEMENT $x_{m,n}$ ของ N^{th} MODE
หาได้จากสมการ

$$x_{m,n} = \sqrt{\frac{2(N+1)}{k(0)g}}$$

GROUP VELOCITY ใน GRADED - INDEX WAVEGUIDE คำนวณด้วย
สมการ

$$v_g = \frac{1}{L} \int_0^L \frac{c}{n(x)} \cos\theta(x) dz$$

จาก

$$\begin{aligned} \cos\theta(x) &= (1 - \sin^2\theta(x))^{\frac{1}{2}} \\ &= (1 - (g x_m \cos(gz))^2)^{\frac{1}{2}} \\ n(x) &= n(0)(1 - (g x_m)^2)^{\frac{1}{2}} \\ &= n(0)(1 - (g x_m \cos(gz))^2)^{\frac{1}{2}} \\ \therefore v_g &= \frac{c}{n(0)} \end{aligned}$$

อธิบายได้ว่าแสงใน GRADED - INDEX WAVEGUIDE เส้นทางที่ไกลแกนกลาง
ซึ่งเป็นโมดค่า ๆ จะเดินทางด้วยความเร็วที่ต่ำกว่า เพราะว่าการเดินทางส่วนใหญ่จะอยู่ใน
บริเวณที่มีค่าดัชนีหักเหสูง ในขณะที่แสงส่วนที่มีการเดินทางในโมดที่สูงกว่าจะเดินทางด้วยเส้น
ทางที่ยาวกว่า แต่เส้นทางที่เดินจะผ่านช่วงที่มีค่าดัชนีหักเหต่ำกว่าเส้นส่วนใหญ่ จึงเดินทาง
ด้วยความเร็วที่สูงกว่า เมื่อคิดระยะเวลาที่เดินทางแล้วจะโคคาที่เท่ากันทุกโมดเท่ากับ
 $c/n(0)$

3. OPTOELECTRONICS THEORY

3.1 OPTOELECTRONICS DEVICES

ก่อนอื่นเราอธิบายพื้นฐานของ SEMICONDUCTOR DEVICE ที่สร้างใน OPTOELECTRONICS ซึ่งกฎเกณฑ์และการทำงานของมัน ตลอดจน FUNCTION ของวงจรของมันจะทำให้ DESIGNER มีความเข้าใจมากยิ่งขึ้นใน CHARACTERISTICS ของมัน ตลอดจนสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้

3.1.1 LIGHT SOURCES

มี LIGHT SOURCE มากมายที่เราจะพูดถึงเช่น LIGHT EMITTER DIODE TRUGSTEN LAMP, NEON LAMP, FLUORESCENT LAMP และ XENON LAMP เพราะวา LIGHT EMITTER ส่วนที่ถูกออกแบบให้ทำงานเป็น LIGHT SOURCE ซึ่งเราจะได้อีกเอามาพิจารณาอธิบายเป็นบางตัว เช่น พวกเซมิคอนดักเตอร์ พวก DIODE SOURCE, LASER DIODES

LIGHT EMITTER DIODE

JUNCTION LUMINESCENCE หรือ JUNCTION ELECTROLUMINESCENCE เกิดขึ้นเสมือนเป็นผลของไฟกระแสดตรงที่โกลเทลค่า ๆ ที่ป้อนให้กับ DOPED CRYSTAL ที่มี PN JUNCTION ซึ่งเป็นพื้นฐาน LIGHT EMITTER DIODE (LED) ที่เป็น PN JUNCTION DIODE เปล่งแสงเมื่อมีการไบอัสในทิศทาง FORWARD การเปล่งแสงนี้สามารถที่จะเป็นทั้งพวกมองไม่เห็น เช่น INFARED หรือพวกที่มองเห็นเป็นสเปกตรัมซึ่ง SEMI CONDUCTING LIGHT SOURCE สามารถถูกสร้างขึ้นในช่วงของความยาวคลื่นที่กว้างและขยายจากจุดที่โกลเทลตราไวโอเล็ตไปจนมากไกลกว่า INFARED แต่ถึงกระนั้นก็ตามมันก็ยังต้องมีขอบเขตของความยาวคลื่นยาวกว่า 500 nm ซึ่ง LED จะเป็นพวก INFARED EMITTING DIODE ซึ่งแทนด้วย IRED

ซึ่ง IRED ก็คือ LED ที่เปล่งแสงที่มองไม่เห็นในช่วงโกล INFARED กระแส FORWARDBIAS จะไหลไปใน PN JUNCTION ทำให้ HOLE ถูกฉีดเข้าไปใน N - TYPE และอีเล็กตรอนถูกฉีดเข้าไปใน P-TYPE ตัวอย่างเช่น MINORITY CARRIER INJECTION

เมื่อ MINORITY CARRIER มารวมกันใหม่ พลังงานจะแปรไปตาม BAND GAP ENERGY ของ SEMICONDUCTOR ซึ่งถูกปล่อยออก บางส่วนของพลังงานนี้ถูกปล่อยออกเป็นแสง ในขณะที่ส่วนที่เหลือจะถูกปล่อยออกเป็นความร้อน ซึ่งพลังงานจะประกอบอยู่ในรูปของ PHOTON ของแสงซึ่งมีความถี่ (เช่นสี) และ LED ที่มี BAND GAP ENERGY ที่ถูกทำก็จะให้ความถี่ของแสงที่กระจายออกสูงกว่า

มันเป็นไปได้ที่จะทำการเพิ่ม WAVELENGTH โดยการลด BAND GAP ENERGY ซึ่งทำได้โดยการใช้ INDIUM เข้ามาแทน ALUMINIUM เพื่อเปลี่ยน BAND GAP ENERGY ซึ่งจะให้ความถี่มากกว่า 1000 nm แต่วิธีการนี้ยังคงค่อนข้างแพงแต่อย่างไรก็ตาม LONG WAVELENGTH EMITTER มีประโยชน์อย่างมากในการสื่อสารด้วย OPTIC FIBER ซึ่ง FIBER นั้นมีแนวโน้มที่จะให้ LOW ABSORPTION และ HIGH BANDWIDTH ที่ INFARED WAVELENGTH

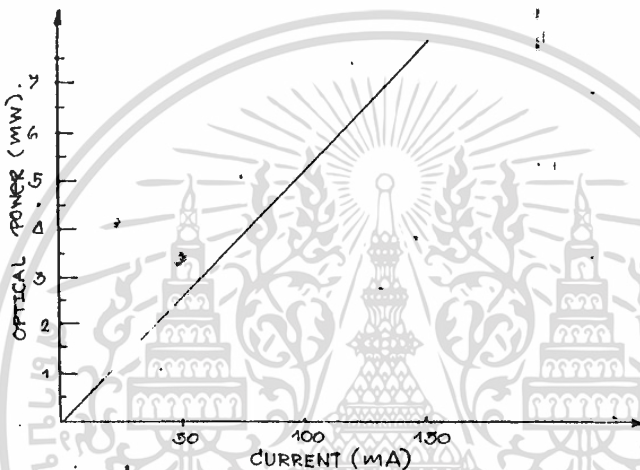
DIODE LASER เป็นรูปแบบพิเศษของ LED หรือ IRED ที่มี CONTROLLED PHYSICAL DIMENSION และคุณสมบัติทาง OPTIC ใน JUNCTION LIGHT PRODUCING REGION ซึ่งอันนี้จะเป็นตัวไปผลิต OPTICAL RESONANCE ที่ WAVELENGTH ของการทำงาน อย่างเช่น OPTICAL-ELECTRICAL FEEDBACK ที่ให้ประสิทธิภาพที่สูงและผลิตลำแสง สีเดียวที่ตรง ซึ่งลำแสงสีเดียวที่เล็ก ๆ และมีการทำงานที่ความถี่สูง ๆ ของ เลเซอร์ไดโอด นี้เองที่ทำให้ได้เปรียบกว่าอย่างอื่นในการนำไปใช้กับ OPTIC FIBER, INTERFEROMETRY, ALIGNMENT SYSTEM และ SCANNING SYSTEM

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของ LED, LASER DIODE และ IRED จะเหมือนกับ PN JUNCTION ของ DIODE อื่น ๆ ที่มี HIGHER FORWARD VOLTAGE DROP ที่มากกว่า SILICON DIODE เนื่องจากการมี HIGHER BAND GAP ENERGY และ LOW REVERSE BREAKDOWN VOLTAGE เนื่องจาก DOPING LEVEL ที่ว่าการ LIGHT PRODUCTION ที่มี EFFICIENT

3.1.2 คุณสมบัติและการทำงานของไดโอดเปล่งแสง

(LIGHT-EMITTING DIODE OPERATING CHARACTERISTICS)

เพาเวอร์ที่เกิดจากไดโอดเปล่งแสงเป็นสัดส่วนตรงกับกระแสที่ไหลเข้า ไดโอดเปล่งแสง จากรูปที่ 3.1 แสดงถึงความสัมพันธ์ POWER กับ CURRENT โดยที่กระแสที่ไหลเข้าให้กับ LED นั้น เป็นประจุต่อเวลา จำนวนประจุ (n) นั้นเท่ากับ $1/e$ เมื่อ e เป็นขนาดของประจุแต่ละตัว และ i เป็นกระแสที่ไหลเข้าให้กับไดโอดเปล่งแสง ถ้า y เป็นเศษส่วนของประจุที่สามารถรวมตัวแล้วทำให้เกิด PHOTON ขึ้น



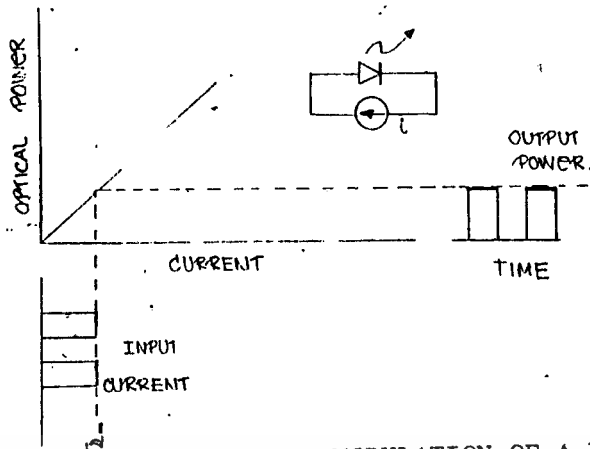
รูปที่ 3.1 POWER-CURRENT RELATIONSHIP FOR LED

$$\text{เพาเวอร์เอาพุท (P)} = y n i W_g = y W_g \frac{i}{e}$$

$$\text{เมื่อ } W_g = \text{GAP ENERGY (JOULES)}$$

จากรูปที่ 3.1 เมื่อ POWER ที่ส่งผ่านเส้นใยไม่เปลี่ยนแปลง ซึ่งจำกัดของ POWER ที่ส่งในเส้นใยแสงนั้นอยู่ที่ NUMERICAL APERTURE ไดโอดเปล่งแสง (LEDs) ที่กระแสไหลผ่านตัวมัน 50 - 100 mA แสงค้นที่ไหลประมาณ 1.2 ถึง 1.8 v.

จากรูปที่ 3.2 แสดงถึง DIGITAL MODULATION โดยมีแหล่งจ่ายกระแสที่ใช้ในการมอดูเลตให้กับไดโอดเปล่งแสง



รูปที่ 3.2 DIGITAL MODULATION OF A LED

แหล่งจ่ายกระแส (CURRENT SOURCE) ที่ป้อนให้กับไดโอดคอนและออฟ จากรูปแสดงถึง การมอดคูลเลตแบบ (ANALOG MODULATION) การมอดคูลเลตแบบนี้ต้องการป้อนกระแสขณะ ยังไม่มอดคูลเลตค่าหนึ่ง เพื่อเป็นการขระคัมการสวิงของสัญญาณและยังป้องกันการชลิมของ สัญญาณในขณะที่สวิงทางลบ

กระแสทั้งหมดที่ผ่านไดโอด

$$i = I_{dc} + I_{sp} \sin wt$$

OPTIC OUTPUT POWER

$$P = P_{ds} + P_{sp} \sin wt$$

P_s เป็น PEAK SIGNAL POWER OR AC POWER

จากรูปที่ 3.1 นั้นจะเห็นว่า รูปร่างของกระแสอินพุตเปลี่ยนแปลงตาม optic power waveform เพราะความสัมพันธ์ซึ่งเป็นเชิงเส้นระหว่าง POWER-CURRENT รูปร่าง ของสัญญาณจะนิคเพี้ยนน้อย ถ้าการทำงานอยู่ในย่านเชิงเส้นของไดโอด

ขีดจำกัดการส่งขาวสำรนั้นอยู่ที่ PROPAGATION ของแสงผ่านเส้นใยแสง, ความ สามารถของแหล่งกำเนิดแสง การมอดคูลเลตที่ความถี่ค่า $P_{sp} = a_1 I_{sp}$ เมื่อ $a_1 = \Delta P / \Delta i$ (ΔP = SLOPE ของรูปที่ 3.1) ที่ความถี่สูงแล้วที่รอยต่อเดิมอนมี CAPACITANCES ลักวงจร ขณะที่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างรวดเร็ว องค์ประกอบนี้จะทำให้ AC POWER ลกลง อยางไรก็ตามขีดจำกัดที่สำคัญขณะที่ทำการมอดคูลเลตที่ความถี่สูง คือ CARRIER LIFETIME (τ) เป็นเวลาเฉลี่ยสำหรับประจุที่คึดไ้รวมตัวกัน การมอดคูลเลตจะตองเปลี่ยนแปลงอยางช้า ๆ เมื่อเทียบกับ τ CARRIER LIFETIME นั้นจะเป็นสิ่งที่จำกัดการตอบสนองของ LEDS จะไ้ควา

$$P_{sp} = \frac{a_1 I_{sp}}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานที่ $\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

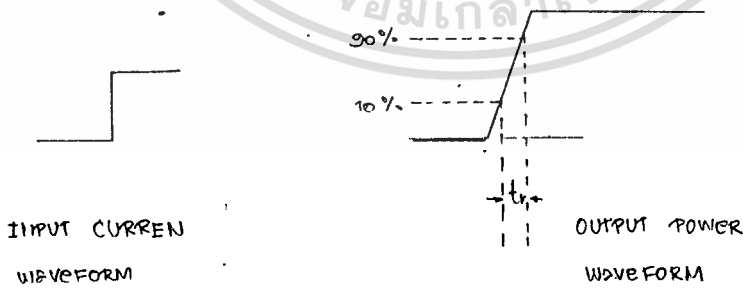
จากสมการที่ (), สามารถนำมา PLOT เป็นกราฟโคจังกึ่งรูปที่ ที่ $w = 1/$ แล้ว AC power จะลดลง 0.707 เท่า ขณะที่เครื่องรับกระแสที่เกิดขึ้นจากตัว DETECTOR นั้นเป็น สักส่วนกับกำลัง, ดังนั้นเมื่อ OPTIC POWER ลดลง 0.707 กระแสที่ตัว DETECTOR นั้นจะ ลดลงด้วย FACTOR ทางกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังสองของกระแส คือ $(0.707)^2 = 0.5$ (3dB DOWN) เหตุผลนี้เราเรียก $w = 1/2$ ว่า MODULATION BANDWIDTH ของ LEDS หรือ 3dB ELECTRICAL BANDWIDTH

เพราะฉะนั้น 3dB BANDWIDTH คือ

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\tau_r}$$

ช่วงเวลาขาขึ้น (RISE TIME) : τ_r ของแหล่งกำเนิดแสง เป็นเวลาเอาท์พุท เปลี่ยน 10% ถึง 90% เมื่อป้อนกระแสเป็นแบบ STEP ดังรูป กระแสที่เกิดขึ้นจากตัว DETECTOR นั้นจะใช้วัดหาเวรน์ ที่ RISE TIME ELECTRICAL BANDWIDTH ที่ 3-dB มีความสัมพันธ์ดังนี้

$$f_{3-dB} = \frac{0.35}{\tau_r}$$



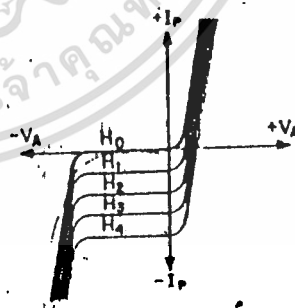
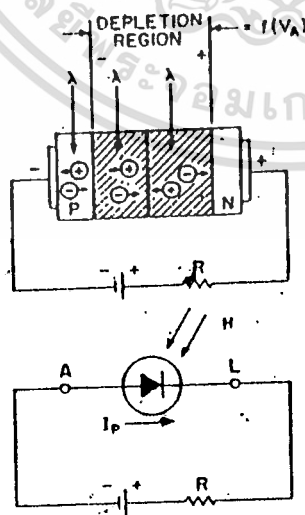
รูปที่ 3.3 RISE TIME OF OPTIC SOURCE

3.1.3 LIGHT DETECTING DEVICES

light detector มีพื้นฐานอยู่บนเทคโนโลยีของ MASS PRODUCT SILICON SEMICONDUCTOR ซึ่งเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า และเป็นส่วนสำคัญของ MODERN SEMICONDUCTOR OPTOELECTRONICS PICTURE และ LIGHT DETECTOR ที่เราจะนำมากล่าวอีกคือ

a. PHOTODIODE

เราจะเข้าใจดียิ่งขึ้นเมื่ออยู่ที่ REVERSE BIASED PN JUNCTION และ PHOTODIODE เมื่อแสงที่มีความยาวคลื่นเฉพาะวิ่งมากระทบรอยต่อ HOLEELECTRON PAIR จะถูกสร้างขึ้น และไหลผ่าน JUNCTION โดยทางสนามที่สร้างผ่าน PEPLETION REGION เป็นผลให้กระแสไฟฟ้าไหล มี PHOTOCURRENT เกิดขึ้นในวงจรภายนอกซึ่งขึ้นอยู่กับความสามารถในการส่องแสงของมัน มันจะประพฤติตัวเหมือน CURRENT GENERATOR ที่คงที่ให้ค่าออกมาจนถึง AVALANT VOLTAGE ดังแสดงในรูปที่ 3.4 มันมี TEMPERATIR COEFFICIENT และ TIME RESPONSE ในช่วง SUBMICROSECONO ที่ต่ำ SPECTRAL RESPONSE และ SPEED สามารถที่จะปรับได้โดยคุณสมบัติทางเรขาคณิต และ DOPING ของรอยต่อ การเพิ่มขึ้นของพื้นที่ของรอยต่อจะเพิ่มความไวแสง (SENSITIVITY) (คิดเป็น PHOTOCURRENT ต่อหน่วยของการส่องแสง) ของ PHOTODIODE โดยให้ PHOTON ที่มากขึ้น แต่มันก็เป็น การเพิ่มความจุของรอยต่อเช่นกัน ซึ่งจะทำให้ RESPONSE TIME เพิ่มขึ้น



$$I_p = \eta \cdot q \cdot \phi \cdot A$$

- η = QUANTUM EFFICIENCY
- q = ELECTRON CHARGE = 1.6×10^{-19} COULOMBS
- ϕ = PHOTON FLUX DENSITY IN PHOTONS/SEC- cm^2
- A = AREA IN cm^2

รูปที่ 3.4 ความไวแสงของไดโอดแสงกลับของโฟโตไดโอด

ABSORPTION COEFFICIENTของแสงใน SILICON จะลดลงทว่าการเพิ่มขึ้น
 ของความยาวคลื่นที่ส่งไป ดังนั้นขณะที่ความยาวคลื่นที่เปล่งออกลดลง จำนวนเปอร์เซ็นต์ของ
 HOLE-ELECTRON PAIR จะถูกสร้างและเข้าใกล้พื้นผิวของ SILICON มากยิ่งขึ้นและเป็น
 ผลให้ PHOTODIODE แสดง PEAK RESPONSE POINT ออกมาที่ความยาวคลื่นบางค่าและ
 ที่ความยาวคลื่นนี้จำนวนของ HOLE-ELECTRON PAIR ที่มากที่สุดจะถูกสร้างใกล้ ๆ กับรอยต่อ
 สำหรับความยาวคลื่นที่ยาวมากกว่าค่าสูงสุดของ SPECTRAL RESPONSE จะทำให้
 HOLE-ELECTRON PAIR ถูกสร้างมากยิ่งขึ้นที่บริเวณที่ลึกขึ้นในทรานซิสเตอร์ นอกเหนือ
 จากรอยต่อของ PHOTODIODE สำหรับความยาวคลื่นที่สั้นกว่าแสงที่ตกกระทบจะถูกดูดซับเข้าไปใกล้
 พื้นผิวมากขึ้นและไปทะลุผ่านรอยต่อ ควบคู่กันนี้ SPECTRAL RESPONSE ของ SILICON PHOTO
 DIODE จะถูกเปลี่ยนแปลงโดยความลึกของรอยต่อ
 SILICON LIGHT DETECTOR โดยทั่วไปประกอบด้วยรอยต่อและภาคขยาย
 JUNCTION DIODE จะไวต่อแสงในบางระดับของความยาวคลื่นของแสง ใน
 บางกรณี LIGHT EMITTING DIODE สามารถที่จะถูกใช้ในการ DETECT ความยาวคลื่นของ
 แสง อย่างไรก็ตามมันก็เป็นตัวที่ไวแสงต่อความยาวคลื่นที่เปล่งออกไป ซึ่งขึ้นอยู่กับ BULK
 MATERIAL จะถูกกลืนความยาวคลื่นเพื่อสร้าง HOLE ELECTRON PAIR
 ซึ่ง PHOTODIODE ที่เราใช้ในการทำงานโครงการนี้จะมี OUTPUT EFFICIENCY
 ที่สูงโดยขึ้นกับการลดลงของ BULK ABSORPTION ที่ 380nm ซึ่งจะแสดงความไวต่อแสงที่
 380nm สำหรับบางกรณี

b. AVALANCHE PHOTODIODE

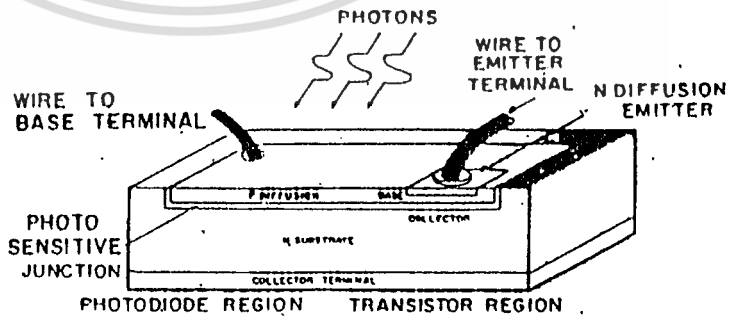
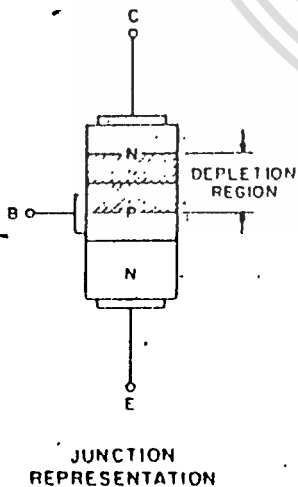
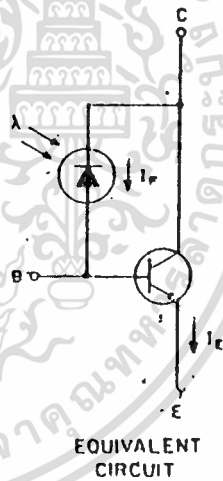
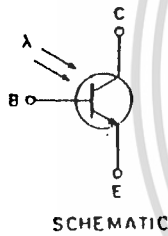
เป็นรูปแบบหนึ่งของระบบ ภาคขยายที่รวมกับโฟโตไดโอด เพื่อใช้ในการขยาย
 กระแสโฟโตที่สร้างจาก HOLE-ELECTRON PAIR ซึ่งจะให้ความไวแสงและความเร็วสูง
 อย่างไรก็ตามความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณรบกวนและ GAIN นั้นเป็นไปได้ยากมาก และราคา
 ค่อนข้างสูง และในเรื่องของอุณหภูมิ และการควบคุมอุณหภูมิของจูนไดโอดที่ค่อนข้างสูง
 (100-300 v) ก็จำเป็นเอง จึงทำให้ APD มีข้อจำกัดในการใช้

c. PHOTOTRANSISTÉR

LIGHT-SENSITIVE TRANSISTER เป็นส่วนของพื้นฐานที่ง่ายที่สุดของการ
 ทอรวมโพลีโอดและภาคขยาย เมื่อรับแสงตรงขณะไบอัสย้อนกับที่รอยต่อ PN (คอลเลกเตอร์-
 เบส) กระแสเบสจะถูกสร้างและขยายโดยกระแส GAIN ของทรานซิสเตอร์ การไบอัสจาก
 ภายนอกของเบสนั้นสามารถทำได้ ซึ่งจะโคจรของกระแสอิมิตเตอร์ คือ

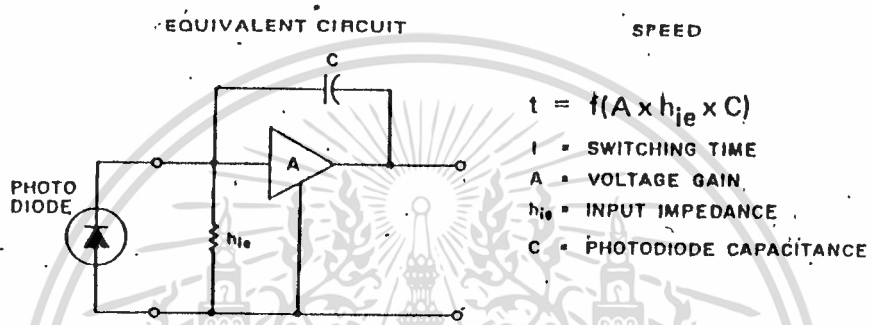
$$I_E = (I_P + I_B)(h_{FE} + 1)$$

- เมื่อ
- I_P = โฟตอนที่สร้างกระแสเบส
 - I_E = กระแสอิมิตเตอร์
 - I_B = กระแสเบส
 - h_{FE} = DC CURRENT GAIN ของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.5 การสร้างกระแสจากแสงในโฟโตทรานซิสเตอร์

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ทรานซิสเตอร์นี้จะมีผลกระทบกระเทือน เมื่อระดับของการไบอัสมีความแตกต่างที่เบส และกำหนดว่า RESPONSE จะแปรไปตาม h_{FE} ซึ่งแปรตามกระแส, ไบอัสโวลเตจและอุณหภูมิ และ SWITCHING TIME ของการรวมกันจะถูกบังคับโดย RC TIME CONSTANT ของเบสซึ่งขึ้นอยู่กับค่าความจุของโพโตไดโอด ทอรวมกับกระแสเบสที่ต่ำ และ INPUT IMPEDANCE ที่สูงและคุณควยโวลเตจ GAIN ของภาคขยาย ซึ่งจะทำให้เห็นไควาสำหรับ PHOTO-DETECTOR นั้นจะ "HIGHER GAIN, SLOWER RESPONSE"

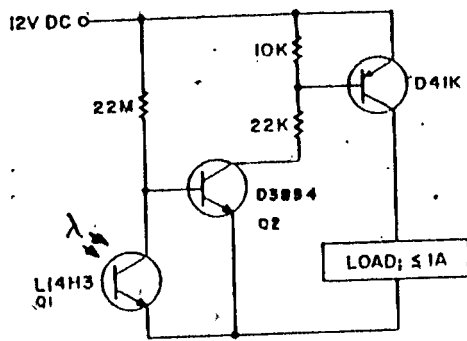


รูปที่ 3.6 ความเร็วของโพโตทรานซิสเตอร์ สวิตช

ค่า h_{FE} ที่สูง และพื้นที่รอยต่อของคอลเลคเตอร์ เบสที่กว้าง ของการความไวแสงของโพโตทรานซิสเตอร์ที่สูงซึ่งสามารถทำให้ระดับ DARK CURRENT ที่สูงเมื่อรอยตอคอลเลคเตอร์เบส เป็นการไบอัสย้อนกลับ ซึ่ง

$$I_{CEO(DARK)} = h_{FE} I_{CBO}$$

ซึ่ง I_{CBO} คือกระแส LEAKAGE ของรอยตอคอลเลคเตอร์-เบส ซึ่งขึ้นกับพื้นที่รอยต่อและรอบนอกของพื้นผิว ซึ่งจะคงระวังให้มี DARK CURRENT ของโพโตทรานซิสเตอร์ที่ต่ำและมีความไวแสงสูง DARK CURRENT จะมีผลต่อการใช้งานถึงระดับแสงที่ต่ำ โดยจะทำให้ รอยต่อ เบส-คอลเลคเตอร์ แยกออกจากการไบอัสย้อนกลับ เช่น V_{CEO} น้อยกว่าไบอัสขางหน้าของซิลิกอนไดโอด ซึ่งจะทำให้ LIGHT CURRENT ถูก DETECT ใน ช่วงนาโนเมตร



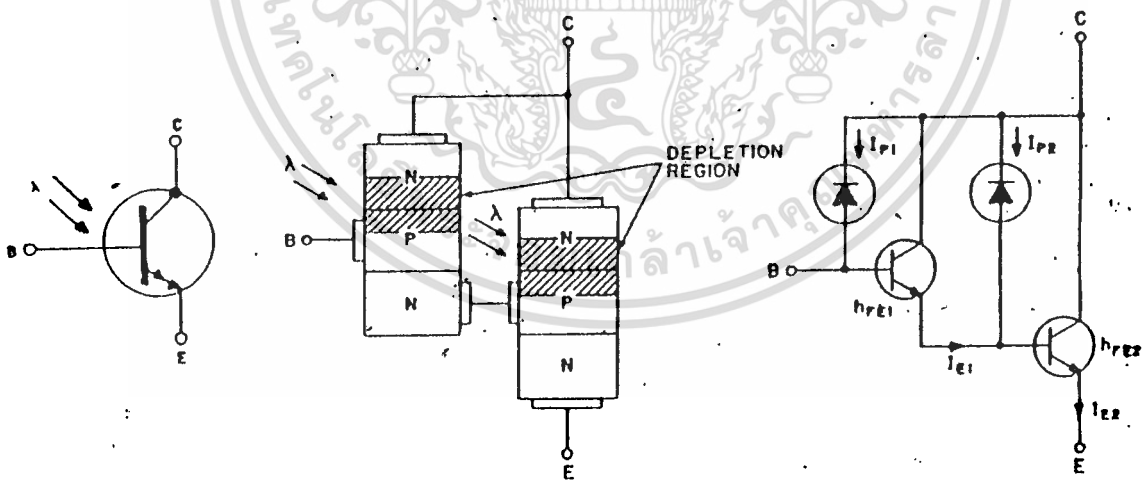
รูปที่ 3.7 การใช้โฟทรานซิสเตอร์ที่ระบับแสงต่ำมาก ๆ

วงจรนี้จะ TURN LOAD ON เมื่อโทแสงแก่ Q_1 DROP ต่ำกว่า 0.5

foot-candle

d. PHOTCDARLINGTON

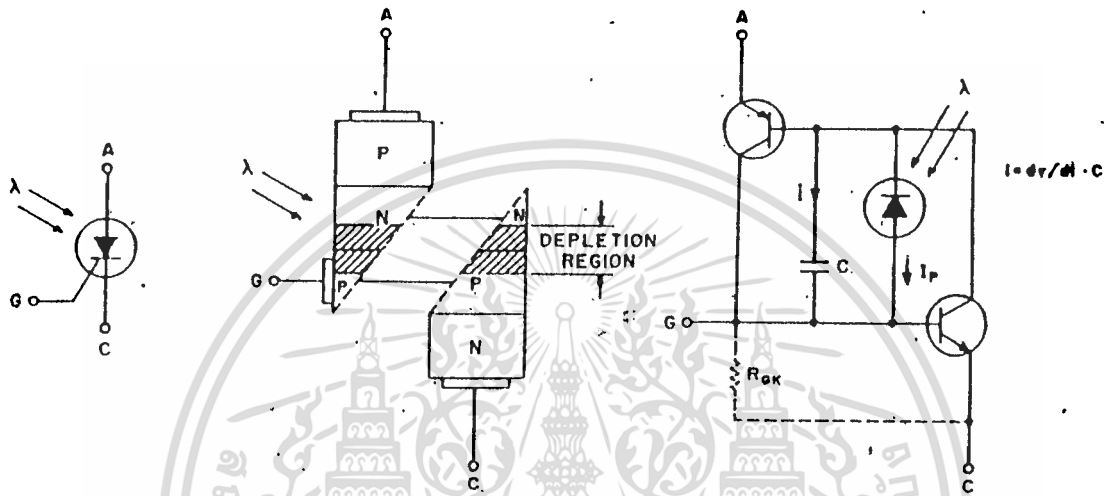
จะทำงานเหมือน โฟโตทรานซิสเตอร์ ยกเว้นมันให้ การขยายกระแสสูงกว่า จากสองสเตจ ของภาคขยายที่เป็นทรานซิสเตอร์ที่บรรจุในชิพเดียว



รูปที่ 3.8 โฟโตคาร์ลิงตันแอมป์มีผลต่อการผลิตกระแสไฟตอน

e. PHOTO SCR

เป็นการใช้วงจรเสมือนทรานซิสเตอร์ วงจรของ SILICON CONTROLLED RECTIFIER ซึ่งให้แสงแก่วิทยุทางแมกคาบิกส์ของสิ่งทีสร้าง ดังรูป



รูปที่ 3.9 วงจรเสมือนของโฟโต เอส ซี อาร์ และทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ที่สร้างผลต่อการนำกระแสไฟฟ้ก่อนและความจุของรอยต่อ

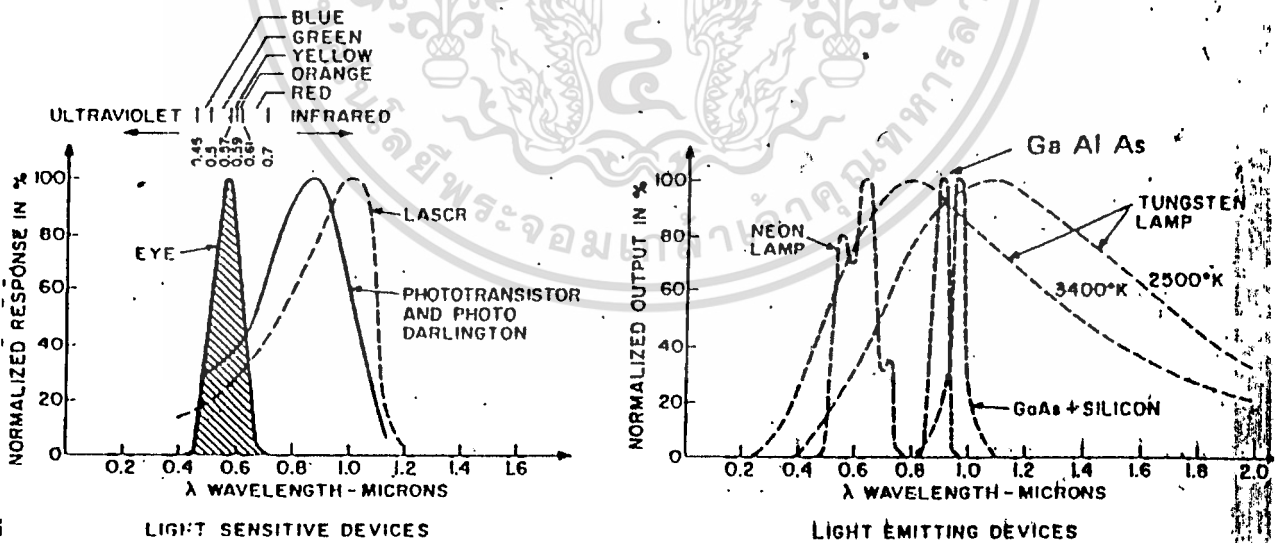
4. OPTO ELECTRONIC FOR DESIGN

เราใ้กล่าวในหน้าอย่างคร่าว ๆ แล้วว่าในระบบทางที่สำคัญ 3 ส่วนคือ

4.1 EMITTER และ DETECTOR SYSTEM ซึ่งจะแบ่งออกเป็น

4.1.1 LIGHT, IRRADIANCE และ EFFECTIVENESS

เมื่อเราใช้คำว่า แสง เราจะใช้หมายถึงแสงถึง "วิสิ้อเลคโทรมแมคเนทิก" และจะหมายถึงส่วนของสเปคตรัมหนึ่งเป็นความไวแสงของซิลิคอน ซึ่งมีผลตอบทอ IRRADIANCE RESPONSE โดยปรกติของส่วนความไวแสงของซิลิคอน และผลที่ได้จากแหล่งกำเนิดจะแสดงดังรูปที่ 4.1 PEAK SPECTRAL RESPONSE มักจะมีค่าประมาณ 0.85 ไมครอน หรือ 8500 อังสตรอม สำหรับแสงที่ใช้กระตุ้นทรานซิสเตอร์ ก็จะเลื่อนไปจนถึง 1 ไมครอนสำหรับ LASCR ซึ่งอาจจะแสดง RESPONSE ของตามาเปรียบเทียบด้วย ซึ่งจะเห็นว่า IRED GaAlAs และ GaAs(Si) จะมี EFFICIENT COUPLING สูงสุด

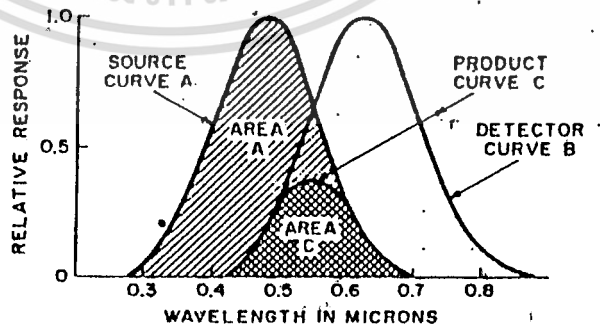


รูปที่ 4.1 คุณสมบัติทางสเปคตรัมของความไวแสงและการกระจายแสงของไดโอด

เพราะว่า SPECTRAL CHARACTERIST ของแหล่งกำเนิดและคีเทคเตอร์ไม่ MATCH กัน การกำหนด RESPONSE โฟโตคีเทคเตอร์ต่อระดับแสงที่ตกกระทบ (IRRADIANCE :II) จะ

1. กำหนด IRRADIANCE และ สเปกตรัมส่วนประกอบของแสง
2. SPECTRAL RESPONSE และความไวของคีเทคเตอร์
3. INTEGRATING SPECTRAL RESPONSE และ SPECTRAL ที่ประกอบในการกำหนด EFFECTIVENESS
4. คูณด้วย IRRADIANCE เพื่อกำหนด EFFECTIVE IRRADIANCE (H_E) และ
5. คูณด้วยความไว (SENSITIVITY) เพื่อกำหนด RESPONSE หรืออาจจะง่าย ๆ โดยกำหนดจาก
 1. กำลังงานที่ป้อนให้กับแหล่งกำเนิด P_{in}
 2. CONVERSION EFFICIENCY ของแหล่งกำเนิดในการผลิตแสง (η) และ
 3. การกำหนดการแพร่ของสัญญาณแสงออก และความสามารถในการอ่านแสงของทางเกินแสง

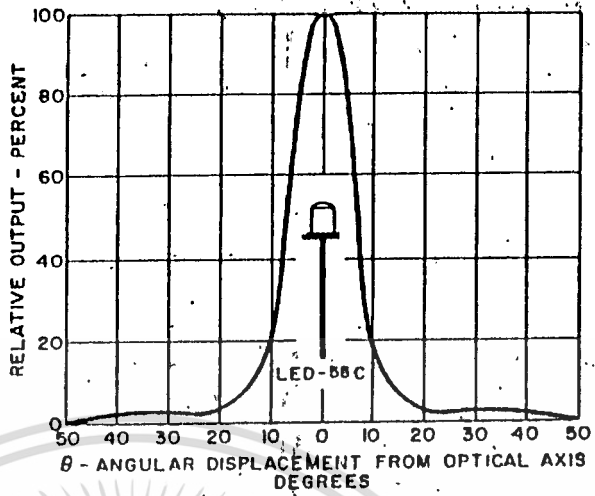
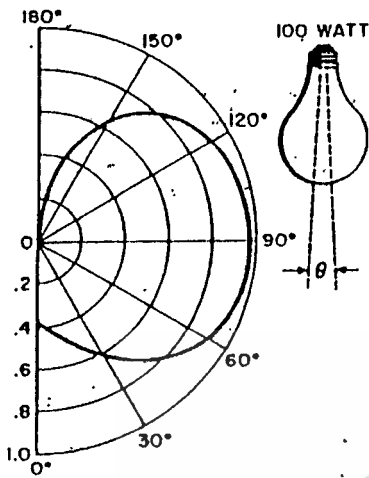
$$\text{EFFECTIVENESS} = \frac{\text{AREA UNDER CURVE C}}{\text{AREA UNDER CURVE A}} = \frac{\int I(A) \cdot I(B)}{\int I(A)}$$



รูปที่ 4.2 ผลของแหล่งกำเนิดแสง ต่อคีเทคเตอร์

INCANDESCENT LAMP

LED WITH LENS

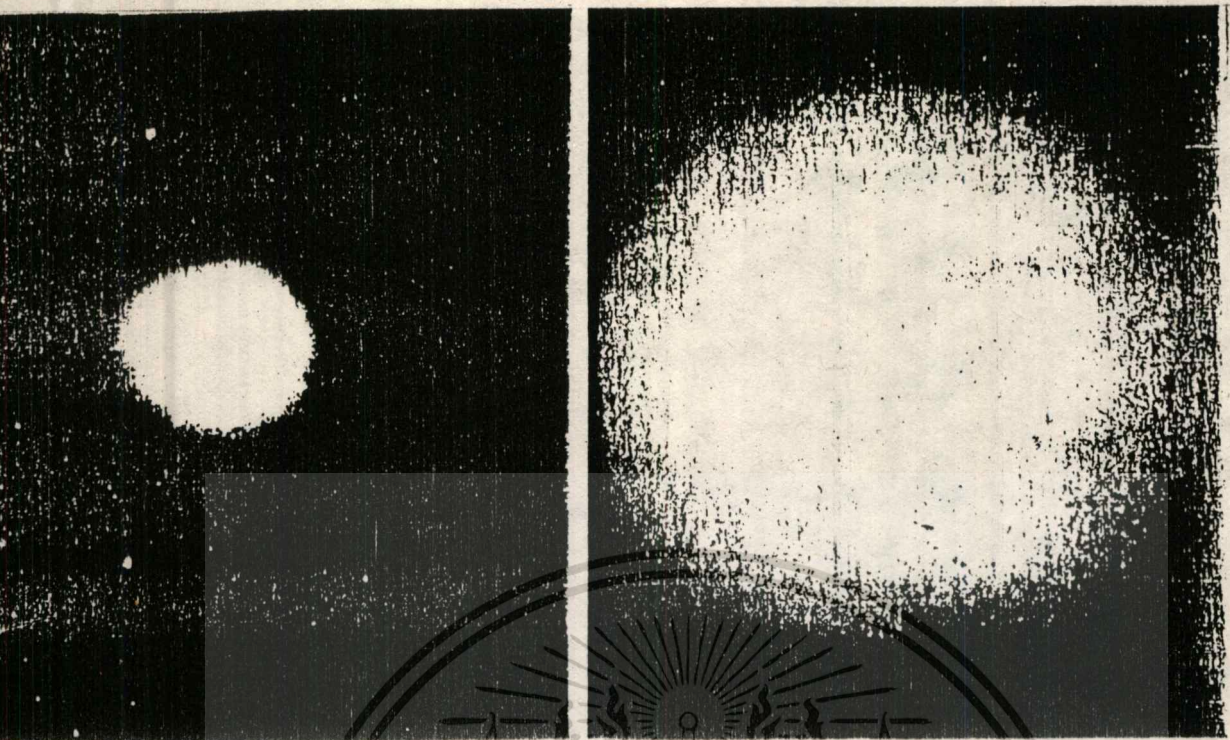


รูปที่ 4.3 การกระจายแสงของแหล่งกำเนิดแสง

ซึ่งในการทดลองนั้น จะเห็นไคววาพารามิเตอร์เหล่านี้จะแปรค่าไป สำหรับแง่ของการศึกษาที่อาจจะเป็นไปได้ นั่นคือการประมาณค่าจะถูกนำมาใช้ในรูปของเปอร์เซ็นต์ ซึ่ง EFFECTIVE IRRADIANCE จะถูกวัดโดยใช้ CALIBRATED DETECTOR และ "WORST CASE" (หรือการกระจายของ) ซึ่งจะทำให้เกิดการวิเคราะห์หาของ WORST CASE และ TOLERANT EFFECT

4.1.2 LENSE และ REFLECTORS

เลนส์ เราจะใช้เพื่อแก้ไขทิศทางของระบบแสงซึ่งในระบบของอิมิตเตอร์เข้าไปยัง BEAM แสง และหรือโดยการโฟกัส แสงที่รับได้จากดีเทคเตอร์ การกระทำทางแมคคาบิคส์ และประสิทธิภาพทางแสงที่ดีที่สุดนั้นจะให้โคเมื่อส่วนประกอบของ OPTOELECTRONICS ที่ไม่มีเลนส์ถูกนำมาใช้เป็นส่วนประกอบของ ซึ่งช่วงและทิศทางจะสามารถแก้ไขได้โดยใช้ INTEGRALLY LENSE



LED 55C
INTEGRAL LENS

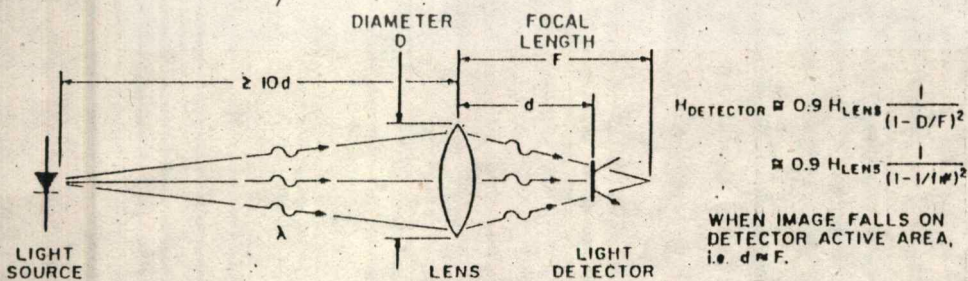
LED 55CF
NO LENS

รูปที่ 4.4 ชนิดของแสงอินฟราเรดของ IRED บนพื้นผิวที่ห่างไป 5 ซม.

เลนส์ นั้นโดยปรกติเราจะกำหนดโดยรูปของค่า F โดยมีค่า ตามสูตร

$$F = \frac{\text{FOCAL LENGTH}}{\text{EFFECTIVE DIAMETER}}$$

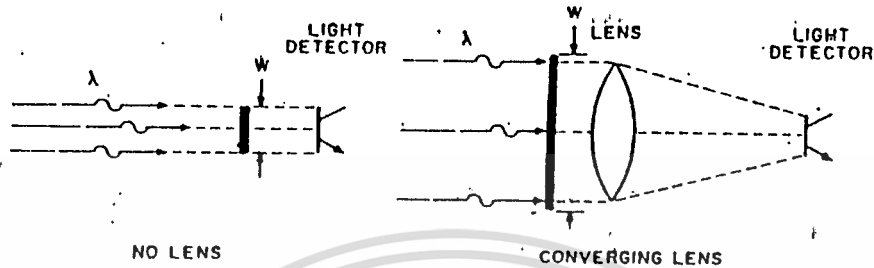
โดยทั่วไป ผลกระทบคือ IRRADIANCE (H) ของการนำเลนส์ไปในระบบ DETECTOR นั้นสามารถประมาณค่าโดยการคำนวณอัตราส่วนของพื้นที่ของเลนส์ต่อพื้นที่ของอัตราส่วนของการส่องแสงในระนาบของฐานของโพรโททรานซิสเตอร์ และคูณด้วย IRRADIANCE ที่ตกกระทบเลนส์ ซึ่งจะประมาณความเข้มที่เข้าโคไฟจของแหล่งกำเนิด



รูปที่ 4.5 การก็เทคโดยเลนส์

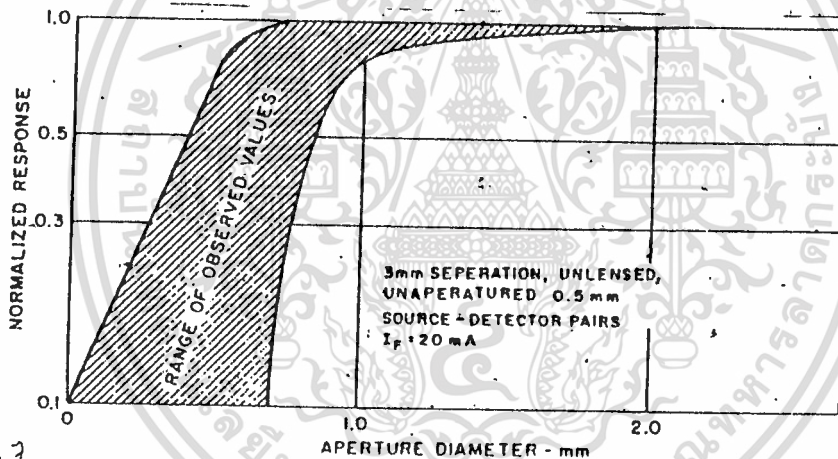
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแบบ 44 นี้ออก และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามการใช้เลนส์ที่แคบ ๆ ในคีเทคเตอร์และเพื่อแบ่งเบาปัญหาจาก AMBIENT LIGHT จะทำให้ลำแสงขยายขึ้นจะต้องถูกบล็อกเพื่อ TURN OFF คีเทคเตอร์ ซึ่งผลที่ได้อาจน้อยลงเมื่อระบบการโฟกัสของเลนส์ใช้ คีเทคเตอร์ที่ไม่มีฉากกำบังแสง



W IS THE WIDTH AN OBJECT MUST HAVE TO BLOCK THE DETECTOR FROM LIGHT, I.e. FULL ON TO FULL OFF.

รูปที่ 4.6 ผลของเลนส์ต่อเรโซลูชัน



3.7

รูปที่ 4.7 ผลของขนาดคอเรฟโฟเนอ

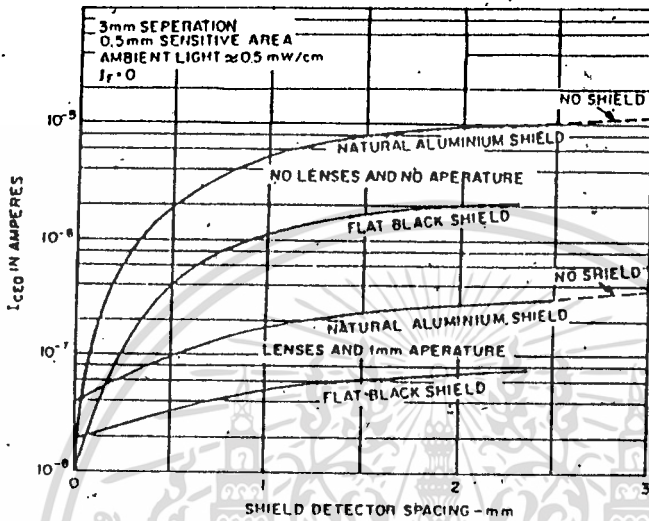
เมื่อเรานำเอา CONVERGING LENSE มาใช้กับคีเทคเตอร์ จะทำให้ FIELD VIEW ลดลง แต่ขยายทางเคินแสง ซึ่งเมื่อเรารวมเอา CONVERGING LENSE กับแหล่งกำเนิดแสงจะเป็นการเพิ่ม IRRADIANCE ของคีเทคเตอร์ แต่จะมีผลต่อความกว้างของทางเคินแสง

4.1.3 AMBIENT LIGHT

ผลของ AMBIENT LIGHT ต่อ OPTOELECTRONICS นั้นจะสร้างให้เกิดขึ้น ไคยากุมากเพราะว่า AMBIENT LIGHT จะแปรไปตามระดับทิศทาง, SPECTRAL CONTENT และมอดูเลชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้จำไว้ว่า BACK-LIGHTING ของ ดีเทคเตอร์ จะให้เกิดความสับสนต่อ
 ทางเคินแสง และในที่สุดแสง PULSE ENCODE และ DECODE สามารถใช้เพื่อให้ AMBIENT
 LIGHT IMMUNITY ที่สูง ๆ ได้ ซึ่งจะให้ระบะทางการส่งขยาขึ้น ในการทำงานขงระบบ



รูปที่ 4.8 ผลของแสงและโลดทอดีเทคเตอร์

4.2 OPTOCOUPLER SYSTEM

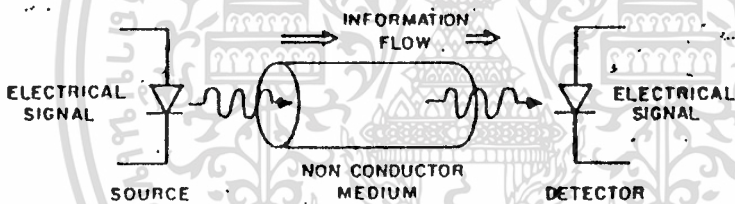
อาจเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า OPTOISOLATOR ประกอบด้วย IRED สารโคอีเล็ก
 ทริกโปรงใส และดีเทคเตอร์ และถูกกำหนดในเหมอของ CONSTRUCTION และตัวแปรขง
 เขมิคอนคักเตอร์ในการนำไปประยุกต์ใช้งานนั้น จะต้องรู้ถึง CHARACTERISTIC ต่าง ๆ
 ขงมัน เช่น CLIPPING EFFICIENCY, SPEED ขง RESPONSE โวลเตจตกครอม,
 ความจุกระแสด และ V-I CURVE ซึ่งจะแตกขงกันในแต่ละการใช้งาน ซึ่งรายละเอียดขง
 การกำหนดสเปคขง COUPLER นั้นจะเหมือกับเขมิคอนคักเตอร์ทั่วไป คือ INPUT ,
 OUTPUT และ TRANSFER CHARACTERISTIC ยกเว้นกรณีขง INPUT ขงโคอิเล็กทริก
 ไอโซเลท

4.2.1 ISOLATION

พารามิเตอร์ที่สำคัญของมันคือ ISOLATION RESISTANT, ISOLATION CAPACITANT และโคอีเล็คทริก ให้จำไว้ว่าจะต้องมีการออกแบบเพื่อสำหรับ INPUT TERMINAL และ OUTPUT TERMINAL ที่ลัดวงจร ซึ่งจะเป็นการป้องกันการเสียหายต่ออิมิตเตอร์และคิเทคเตอร์ ตามกระแสที่เก็บไว้ในตัวเก็บประจุคัท ซึ่งจะไปโดยสัมพันธ์กับโวลเตจที่สูง

4.3 FIBER OPTIC SYSTEM

ระบบของไฟเบอร์ออปติก จะทำให้การออกแบบทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่จะใช้วิธีการ กลับเปลี่ยนการส่งข้อมูลทางไฟฟ้า สามารถทำได้ และให้ผลดีกว่าเดิม ซึ่งออปติกไฟเบอร์จะให้ความไคเปรียบทรงที่มีขนาดเล็ก, มีน้ำหนักเบา, มีความทนทาน, ทนต่อการเป็นสนิมดุดัง และทางเคินที่ไม่นำสัญญาณจะไม่กระทบกระเทือน และไม่มีผลต่อสัญญาณไฟฟ้าที่ผ่าน



รูปที่ 4.9 ผลของคอนเนคเตอร์ต่อออปติกไฟเบอร์

ประสิทธิภาพในการแปลงสัญญาณอิเล็กทรอนิกส์เป็นสัญญาณ และส่งสัญญาณเข้าไปในไฟเบอร์นั้นเป็นกุญแจที่สำคัญของระบบไฟเบอร์ออปติก

ซึ่งระบบไฟเบอร์ออปติก ต่างจาก OPTOCOLPLER และ EMITTER-DETECTOR ตรงที่อิมิตเตอร์เฟสกลับตัวกลางในการส่งแสงซึ่งไฟเบอร์ออปติกจะทำให้สัญญาณลดหายไปน้อยมาก และยังเป็นทางผ่านของแสงที่รับมาจากอิมิตเตอร์ และคิเทคเตอร์ โดยผ่านคอนเนคเตอร์ไฟเบอร์ สามารถให้ค่าตามความเปลี่ยนแปลงของกัวรลทอนสัญญาณได้โดย การคู้จากความยาวคลื่นที่ส่ง ออก, เส้นผ่าศูนย์กลางของ CORE และการทอระบบคอนเนคเตอร์ที่แตกต่างกัน

ไฟเบอร์

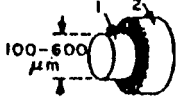
ในไฟเบอร์จะมี CORE ที่มีการหักเหค่า ซึ่งจะมีการกำหนดคุณสมบัติของ เมื่อเราจะใช้มันเป็นตัวอินเตอร์เฟส ซึ่งจะต้องกำหนดให้ขอบเขตของแสงนั้นอยู่ในมุมที่น้อยกว่า มุมของ CORE นี้ เมื่อพิจารณาที่อินเคคไฟเบอร์ ซึ่งจะทำให้การเปลี่ยนแปลงต่อดัชนีของการหักเห เมื่อคอ CORE นั้นกับอินเตอร์เฟส ซึ่งเมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางเพิ่มมากขึ้นก็จะทำให้มุมวิกฤติใหญ่ขึ้น ทางเดินแสงมากขึ้น และเราจะเรียกมันว่า "MULTIMODE FIBER"

ซึ่งใน 2 ประการคือ

1. ลำแสงจะโค้งอเบกลับไปยังจุดศูนย์กลางแทนที่จะสะท้อนออกไป
2. ลำแสงจะเดินทางเร็วขึ้นเมื่อทางออกจากจุดศูนย์กลาง

ซึ่งขณะมันเคลื่อนที่ไปตามแกน มันจะมีความเร็วคงที่ ซึ่งคุณสมบัติการแพร่ของ ความเร็วใน MULTIMODE จะให้ GRADE INDEX FIBER ออกมา ซึ่งจะให้ BANDWIDTH - DISTANCE CHARACTERISTIC ที่สูงกว่าซึ่ง HIGHEST BANDWIDTH DISTANCE FIBER จะทำตนเหมือนเป็นท่อไมโครเวฟ และมีท่อภายในที่เล็กซึ่งเราจะเรียกว่า MONOMODE PROPAGATION ของ CORE ที่เล็กจะทำให้ยากต่อการส่งแสงเข้าไปยังไฟเบอร์ ยากต่อการ ต่อเชื่อมไฟเบอร์ และยังทำให้ไฟเบอร์บอบบางหักง่าย

STEPPED INDEX MULTIMODE FIBER



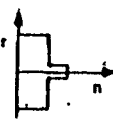
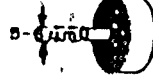
REFRACTIVE INDEX PROFILES



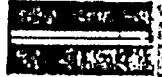
MODE DELAYS DIFFER GREATLY



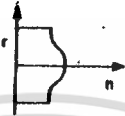
STEPPED INDEX MONOMODE FIBER



ONLY ONE MODE PROPAGATES



GRADED INDEX MULTIMODE FIBER

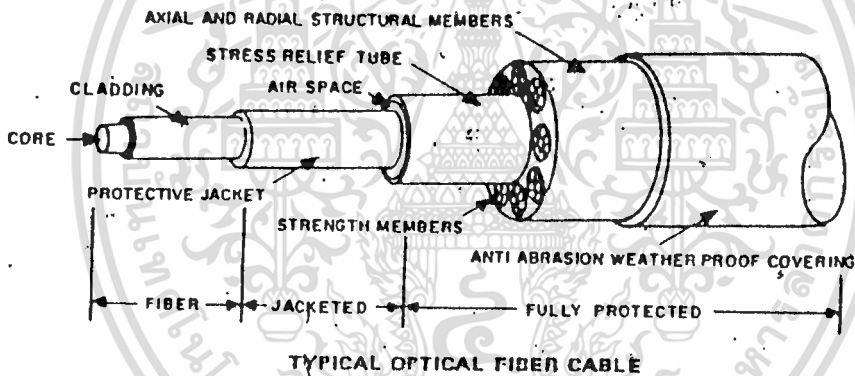


MODE DELAYS PRACTICALLY IDENTICAL



n REFRACTIVE INDEX

OPTICAL FIBER TYPES



รูปที่ 4.10 ส่วนประกอบของอะตอมิกไฟเบอร์

ซึ่งเราจะได้ว่า

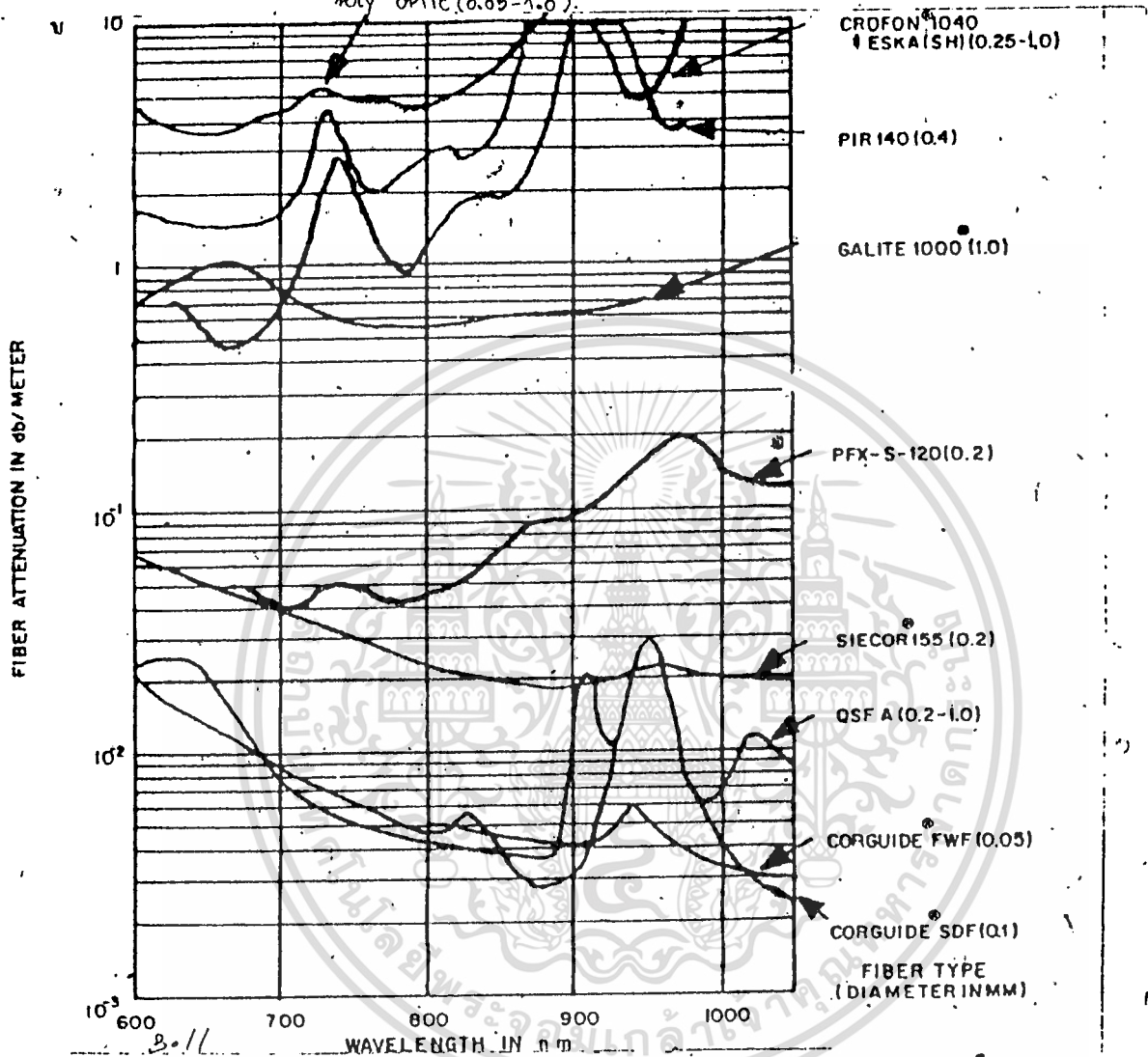
$$\text{POWER OUT} = \text{CORE POWER} (10^{-AX}) + \text{CLADDING POWER} (10^{-BX})$$

ซึ่ง A คือ FIBER CORE ATTENUATION

B คือ CLADDING ATTENUATION

และ X คือ ความยาวของ FIBER

โดยทั่วไป แต่ละชนิดของใยเบอร์จะมีความยาวคลื่นของการลดทอนที่น้อยที่สุด
ที่ต่างกัน และมีการลดทอน (ATTENUATION) ที่ต่างกันในแต่ละความยาวคลื่นดังรูป



รูปที่ 4.11 การลดทอนของออปติกไฟเบอร์ชนิดต่าง ๆ

เพื่อให้การสูญหายที่ต่ำระหว่างการต่อไฟเบอร์นั้น คอนเนคเตอร์จะต้องอยู่
ตำแหน่งที่ปลายทั้งสองของใยเบอร์ใกล้เคียงกันมาก ๆ โดยให้เส้นผ่าศูนย์กลางอยู่ในแนวเส้นตรง
เดียวกันนี้ถ้าเราให้ปลายทั้งสองมาแตะกันก็จะทำให้มันเสียหายจากการเสียดสีกันก็ได้ ซึ่งจะ
ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงาน

ซึ่งการต่อสายไฟเบอร์กับคอนเนคเตอร์นั้นจะดูได้จากรูป

บทที่ 5

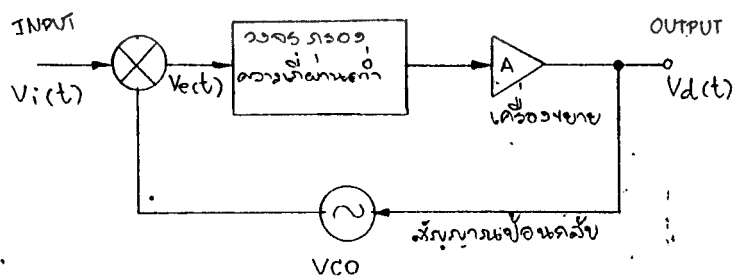
ทฤษฎีการทำงานของเฟสล็อกคัลป์

(PHASE-LOCKED LOOP)

ในปัจจุบันนี้ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ระบบ PLL กำลังได้รับความนิยมอย่างสูง แม้ว่าทฤษฎีของเฟสล็อกคัลป์จะมีชื่อของใหม่ัก เพราะได้เริ่มมีการศึกษาเรื่องนี้ตั้งแต่ ปี ค.ศ. 1930 ทว่าช่วงเวลานั้นมักไม่ค่อยมีใครนำมาใช้ จะมีใช้บ้างก็แต่ในระบบควบคุมหรือในเครื่องวัดทางเทคนิคเท่านั้น ทั้งนี้เพราะวงจรเฟสล็อกคัลป์ขณะนั้นมีการใช้อุปกรณ์เป็นตัว ๆ (discrete component) ยิ่งยุ่งยากมาก ราคาจึงค่อนข้างแพงมาก แมวมันจะมีคุณสมบัติที่ดีที่เกี่ยวกับตาม วงจรเฟสล็อกคัลป์ จึงล้มไปพักใหญ่ จนเมื่อไม่นานมานี้ มีการผลิตวงจรรวมเป็น ไอ.ซี. ขึ้น จึงทำให้การผลิตวงจรเฟสล็อกคัลป์ในรูปแบบของไอ.ซี. ทำให้มีขนาดเล็ก คุณภาพดีและราคาถูกลงมาก วงจรเฟสล็อกคัลป์จึงได้รับความนิยมอย่างกว้างขวางอีกครั้งหนึ่งจนถึงปัจจุบันนี้ มีที่ใช้ในวงจรต่าง ๆ มากมาย เช่น ในโทรทัศน์สี เครื่องวิทยุ FM, stereo เครื่องรับส่งวิทยุ เครื่องวัดต่าง ๆ ระบบสื่อสาร ระบบควบคุมมอเตอร์ ฯลฯ ปัจจุบันนี้มีบริษัทผลิตไอ.ซี. หลาย ๆ แห่งที่ผลิตวงจรเฟสล็อกคัลป์ขึ้นมากมาย วงจรจึงถูกลงอย่างมาก

ลักษณะการทำงานของ PLL (phase locked loop)

ระบบ PLL ประกอบด้วยวงจรต่อไปนี้ วงจรเปรียบเทียบมุมไฟฟ้า (phase comparater) วงจรกรองผ่านต่ำ (low-pass filter) วงจรขยาย วงจรกำเนิดคลื่นควบคุมโดยแรงดัน (voltage controlled oscillator : VCO) โดยนำวงจรเหล่านี้ต่อกันเป็นวงปิด (loop) เช่นที่พบในวงจรป้อนกลับทั่ว ๆ ไป ดังผังโคอะแกรมรูปที่ 1



รูปที่ 5.1

วงจรเปรียบเทียบเฟสของ PLL คือวงจรที่ให้แรงดันออกเป็นฟังก์ชันของผลต่างระหว่าง
 เฟสของสัญญาณเข้าสองสัญญาณ วงจรนี้อาจเป็นวงจรมัลติพลาย (multiplier) ก็ได้
 ถ้าให้สัญญาณเข้า $v_i(t)$ มีความถี่ ω_i และมุมเฟส θ_i และเป็นสัญญาณไซน์ควม

$$v_i(t) = V_i \sin(\omega_i t + \theta_i) \quad (1)$$

และให้สัญญาณออกจาก VCO คือ $v_o(t)$ มีความถี่ ω_o เท่ากัน และมุมเฟส

90 - 90

$$v_o(t) = V_o \cos(\omega_o t + \theta_o) \quad (1.1)$$

เมื่อป้อนสัญญาณทั้งสองผ่านวงจรมัลติพลาย จะได้สัญญาณออก $v_e(t)$ ดังนี้

$$v_e(t) = K_m \cdot v_i \cdot v_o \quad (K_m = \text{ค่าคงที่})$$

ซึ่งเมื่อผ่านวงจรมัลติพลาย จะระจกเทอมความถี่สูง ($2\omega_i$) ทิ้งไป ดังนั้นจะได้
 v_e เป็นระกัมไฟตรงคือ

$$v_e = \frac{K_m \cdot V_i \cdot V_o}{2} \sin(\theta_i - \theta_o) \quad (2)$$

สมมติว่าผลต่างของ $\theta_i - \theta_o$ มีค่าน้อย ดังนั้น $\sin(\theta_i - \theta_o) \approx (\theta_i - \theta_o)$

(คิดมุมเป็น radians) จาก (2) ดังนั้น $v_e = K_d(\theta_i - \theta_o)$ (3)

โดยที่ K_d คือระกัมความไวของวงจรมัลติพลาย $= \frac{K_m \cdot V_i \cdot V_o}{2}$ (V/radian)

แรงดัน v_e นี้จะไว้รับการขยายและใช้เป็นแรงดันสำหรับไปควบคุมวงจรมัลติพลาย

ซึ่งในภาวะการทำงานตามปกติ การควบคุมนี้จะเผลอทำให้ สัญญาณ v_o จาก VCO มีความถี่ตรงกับ
 สัญญาณเข้า v_i ในกรณีที่อัตราขยายสัญญาณของวงจรมัลติพลาย (loop) มีค่าสูงพอ ค่าของ v_e
 จะมีค่าต่ำ และดังนั้นมุมเฟส θ_o กับ θ_i จะเริ่มมีค่าใกล้เคียงกันจนเท่ากันถึงต้องการ

ในการทำงานของวงจรมัลติพลาย PLL อาจอธิบายคร่าว ๆ ได้ดังนี้ เมื่อไม่มีสัญญาณเข้า
 ($v_i = 0$) แรงดันออก v_d ที่ใช้ควบคุม VCO จะเป็นศูนย์ ดังนั้น VCO จะกำเนิดสัญญาณ
 ที่ความถี่คงที่ค่าหนึ่ง เรียกว่าความถี่อิสระ (free running frequency) ย่อว่า f_{oo} เมื่อใส่
 สัญญาณเข้า v_i ที่มีความถี่ f_i ในกรณีที่ค่าความถี่ f_i ต่างไปจาก f_{oo} มาก สัญญาณ v_e
 ซึ่งมีความถี่เท่ากับ $f_{oo} - f_i$ ไม่อาจจะผ่านวงจรมัลติพลายค่าใด แรงดัน v_d ที่ใช้ควบคุม
 VCO จึงยังคงเป็นศูนย์ VCO จึงยังคงทำงานที่ความถี่ f_{oo} อย่างเดิม

ในกรณีที่ความถี่สัญญาณเข้า f_i ไม่แตกต่างไปจาก f_o มากนัก คือมี $f_i - f_o < \Delta f_p$ แถบความถี่ $2\Delta f_p$ เรียกว่าช่วงดึงเข้า (pull-in range) สัญญาณ v_e จะมีลักษณะไม่สมมาตร คือเกิดองค์ประกอบไปตรงขึ้น v_d จะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งหลังจากช่วงเวลาหนึ่งเรียกว่า ช่วงเวลาดึงเข้า (pull-in time) ความถี่ f_o ของ VCO จะแปรค่าไปยังค่า f_i เมื่อ $f_i - f_o = \Delta f_c$ แถบความถี่ $2\Delta f_c$ เรียกว่าช่วงจับ (capture range) เมื่อเกิดเงื่อนไขขึ้น ความถี่ f_o ของ VCO จะแปรเข้าสู่ค่า f_i อย่างรวดเร็วทันทีที่เรียกว่า เกิดการล็อก (lock) ซึ่ง v_d จะเปลี่ยนแปลงทันทีเช่นกันสำหรับ VCO หัวไปแล้ว ความถี่ f_o จะถูกล็อกโดยตรงกับการเบี่ยงเบนไปจากค่าความถี่อิสระ (w_o) นั่นคือ

$$w_o - w_o = K_o \cdot v_d \quad (4)$$

ในเมื่อ K_o คือความไวของ VCO มีหน่วยเป็น $\frac{\text{rad/sec}}{\text{Volt}}$

การที่จะเกิดการล็อก (acquisition lock) จะใช้วิธีการดังนี้

1. ถ้า ณ. ขณะหนึ่งความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ของสัญญาณเข้า v_i น้อยกว่าช่วงจับ (Δf_c) จะเกิดการล็อกโดยทันทีที่เรียกว่า เกิดการจับ (capture)

2. ถ้า ณ. ขณะหนึ่งความถี่ของ VCO ต่างจากความถี่ของสัญญาณเข้า f_i มากกว่า Δf_c แต่น้อยกว่า Δf_p ดังนั้นความถี่ของ VCO จะค่อย ๆ เลื่อนเข้าหาความถี่ f_i เรียกว่าเกิดการดึงเข้า (pull-in range)

3. นอกช่วงดึงเข้า หรือในกรณีที่การดึงเข้านี้ ใช้เวลานานเกินไป อาจเพิ่มวงจรเพื่อควบคุมให้ความถี่ของ VCO เกิดการกวาด (sweep) ไป เพื่อหาความถี่ของสัญญาณเข้า หรือในกรณีที่สัญญาณรบกวน (noise) มีน้อยอาจเพิ่มแถบความถี่ (bandwidth) ของ วงปิดกว้างขึ้น เพื่อเพิ่มช่วงการจับและการดึงเข้า หรือเพิ่มเติมวงจรจำแนกความถี่ (frequency discriminator) เพื่อสามารถปรับความถี่ของ VCO ให้เข้าสู่ช่วงจับได้รวดเร็วยิ่งขึ้นอีก

เมื่อเกิดการล็อกขึ้นแล้ว ถ้าเกิดความถี่ของสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลงไป ความถี่ของ VCO จะยังสามารถแปรตามไปด้วย เรียกว่าเกิดการตามรอย (tracking) ความถี่ของ VCO จะสามารถตามรอยความถี่ของสัญญาณเข้า (f_i) ได้ครบเท่าที่ $f_i - f_o < \Delta f_h$ แถบความถี่ $2\Delta f_h$ เรียกว่าช่วงกักไว้ (hold-in range) หรือช่วงตามรอย บางทีก็เรียกว่าช่วงล็อก

สรุปแล้ว ถ้าเพิ่มหรือลดความถี่ f_i จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของ v_d ซึ่งไปควบคุมความถี่ของวงจร VCO และจะเป็นปฏิภาคกับความแตกต่าง $f_o - f_{oo}$ ดังกราฟในรูปที่ 5.2

กราฟเหล่านี้เรียก transfer characteristics ของวงจร PLL สมการที่เกี่ยวข้องกับวงจร PLL

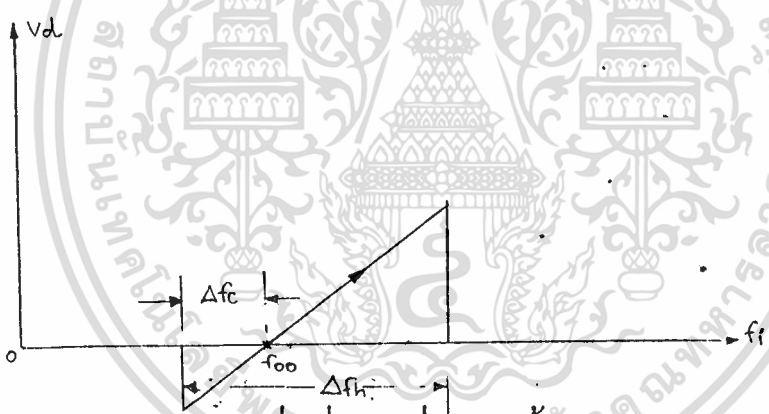
ในสภาพลอคแล้ว วงจร PLL ทำหน้าที่เป็นวงจรควบคุมเชิงเส้นแบบหนึ่ง โดยการให้ความรู้เกี่ยวกับทฤษฎีการควบคุมป้อนกลับ (feedback control system) และความรู้ทางคณิตศาสตร์เกี่ยวกับการแปลงของลาปลาซจะวิเคราะห์วงจร PLL ได้ดังนี้

ตัวแปรสำคัญในการวิเคราะห์วงจรแบบนี้ได้แก่มุมเฟส (phase) ใดแก θ_i, θ_o

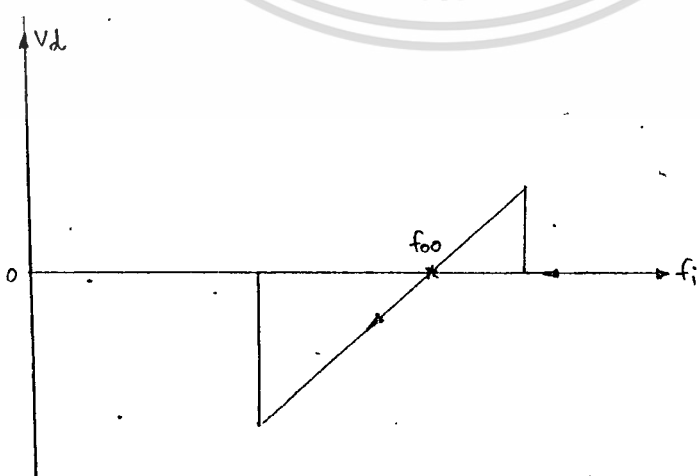
V_e = แรงดันออกของวงจรเปรียบเทียบกับมุมเฟส

จากสมการที่ (3) $V_e = K_d \cdot (\theta_i - \theta_o)$

หลังจากน่านวงจรรองความถี่นาคำ ๆ และวงจรขยายจะได้



รูป 5.2 เมื่อเพิ่มความถี่สัญญาณเข้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ เมื่อลดความถี่ f_i ให้น้อยกว่าค่า f_{oo} นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$v_d(s) = F(s) A v_e(s)$$

ในเมื่อ $F(s)$ = transfer function ของวงจรมานำ

A = อัตราขยายของวงจรมานำสัญญาณ

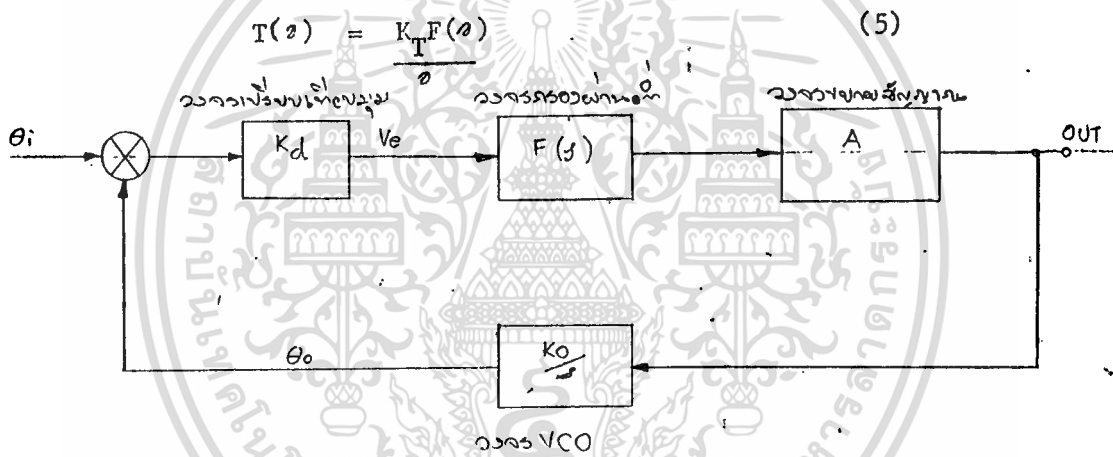
v_d นี้จะไปควบคุมความถี่ของ VCO

$$\theta_o(s) = K_o v_d(s)$$

หรือทำการอินทิเกรตนั่นเอง

$$\theta_o(t) = \int K_o v_d dt$$

จากวงจรในรูปที่ 5.4; หา transfer function ของวงจรรอบเปิด (open-loop) จะเป็นดังนี้



รูปที่ 5.4 แสดงรูปแบบทางคณิตศาสตร์แบบเชิงเส้นของวงจร PLL ในลักษณะของวงจรรอบเปิด

โดยที่ $K_T \cong K_o \cdot K_d \cdot A$ เรียกว่าอัตราขยายของวงจรรอบทั้งหมด (หน่วยเป็นความถี่) ส่วน transfer function ของวงจรรอบเปิด (closed-loop)

$$H(s) = \frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{T(s)}{1+T(s)} \quad (6)$$

ลักษณะสมบัติของวงจร PLL จึงขึ้นอยู่กับทรานส์เฟอฟังก์ชัน $F(s)$ โดยทั่ว ๆ ไปแล้ว วงจรมานำมักจะใช่วงจร RC แบบมีหนึ่งขั้ว (pole) หรือที่เรียกว่า lag filter ในกรณีนี้ใช่วงจรมานำแบบมีหนึ่งขั้วทรานส์เฟอฟังก์ชันของวงจรรอบเปิดจะมีสองขั้วเรียกว่า

วงรอบอันดับสอง (second order loop) แต่ถ้าใช้วงจรผ่านค่าแบบมีสองขั้วทรานส์เพื่อฟังก์ชันของรอบปิต (H(s)) จะมี 3 ขั้ว นับว่ายากแก่การวิเคราะห์ทั้งจรมาก และระบบอาจขาดเสถียรภาพได้ง่าย จึงนิยมใช้วงจรผ่านค่าแบบมีหนึ่งขั้วมากกว่า

สำหรับวงรอบอันดับสอง สมการบอกลักษณะสมบัติของวงรอบจะเป็นสมการที่มี ๑ กำลังสองทั้งสมการ

$$1 + T(s) = s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (7)$$

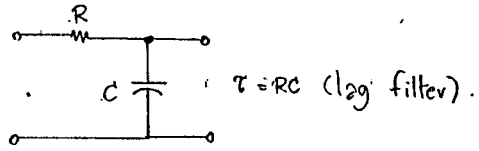
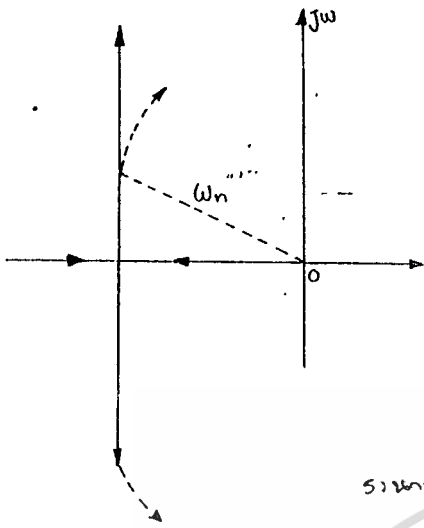
ζ เรียกว่า ตัวประกอบการหน่วง (damping factor) (ไม่มีหน่วย)

ω_n เรียกว่า ความถี่ธรรมชาติ

รูปที่ 5.5 แสดงโลคัสของขั้ว (root locus) ของฟังก์ชัน H(s) เมื่ออัตราขยาย K_T เปลี่ยนแปลงไป รูป 5.5 เป็นกรณีที่ใช้วงจรผ่านค่าแบบ lag filter สังเกตว่าการหน่วง (damping) จะมีค่าน้อยลง เป็นแบบ underdamped ถ้าเมื่อเพิ่ม K_T หรือ ω (เวลาคงตัว = RC) ในทางปฏิบัติทั้งจรรวม (loop) อาจมีขั้วอื่นเพิ่มมาอีกเรียกว่า non-dominatpole ยังผลให้ขั้วของ H(s) เข้าไปใกล้ขั้วขวาของระนาบยิ่งขึ้นตามแสดงในแนวเส้นประ ดังนั้น ถ้าเพิ่มอัตราขยายวงจรทั้งหมด (K_T) มากเกินไปหรือเพิ่มค่า ω มากเกินไป อาจมีผลทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ และเกิดการออสซิลเลชันได้

จะเห็นว่าปัญหาเสถียรภาพจะหมดไป ถ้าใช้วงจรผ่านค่าแบบ lag-lead filter ในรูป 5.6 และ 5.7 จะเห็นว่า ขั้วจะอยู่ทางซ้ายของระนาบความถี่เชิงซ้อนทางซ้ายข้ายเสมอ อย่างไรก็ตามก็ควรพิจารณาว่า จะขจัดคลื่นแทรกซ้อน (harmonics) ที่ความถี่สูง ๆ ใดไม่สู้หนัก เพราะความถี่สูงจะลดทอน (attenuator) น้อยกว่า เมื่อเทียบกับวงจรแบบ lag filter

ในการออกแบบวงจร PLL มักนิยมเลือกค่าตัวประกอบการหน่วง (damping factor) คือ $\zeta = 0.5$ นั่นคือขั้วจะมีค่าสมบูรณ์ของส่วนจริง (real part) และส่วนจินตภาพ (imaginary part) เท่า ๆ กัน



K_T เปลี่ยนจาก 0 ถึง ∞ .

$w_n = \sqrt{\frac{K_T}{T}}$: K_T มากแล้ว w_n มาก.

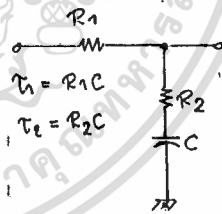
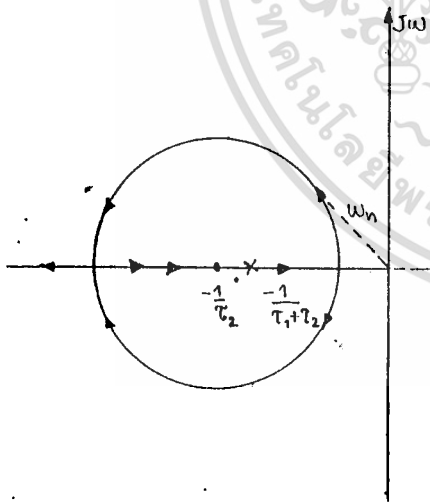
ที่ τ ในหน่วย w_n เล็ก เส้นโค้งจะเข้าใกล้

ระนาบขงมากมากขึ้น จะเข้าใกล้เส้นของทพลดลล

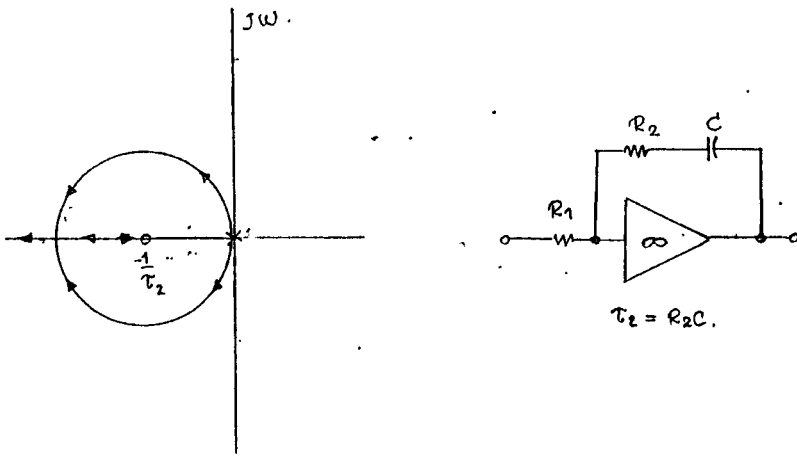
K_T มากขึ้น เส้นโค้งจะเข้าใกล้ระนาบขงได้ ที่ τ ในหน่วยขมทพ

↓
ไม่ผิด

รูป 5.5 ไขวงจรผ่านต่ำแบบ 2 ขั้ว



รูป 5.6 ไขวงจรผ่านต่ำแบบ 1 ขั้ว 1 คู่ขย



รูป 5.7 ไชวงจรตามค่าแบบ แอคทีฟเทค 1 ชั่ว 1 ศูนย์

ความสามารถในการตามรอย (tracking performance)

ในขณะที่ลอคความถี่ของ vco จะสามารถเปลี่ยนไปตามความถี่ของสัญญาณเข้า ในที่นี้จะแสดงการพิจารณาถ้อยแถลงที่กล่าวข้างต้นมานี้ เราจะใช้สมการของ PLL ที่คำนวณไว้ ในหัวข้อก่อน เพื่อหาผลตอบสนอง (response) โดยกำหนดให้ปริมาณขาเข้า (คือ θ_i) เปลี่ยนแบบสัญญาณขั้น (step) และเปลี่ยนแบบสัญญาณเรมป์ (ramp) พิจารณาในกรณีแรกใน กรณีของสัญญาณขั้น จะพิสูจน์ว่าผลตอบ (คือ θ_o) ในภาวะอยู่ทิว (steadystate) จะเปลี่ยน ตามปริมาณขาเข้า กรณีหลังเมื่อกำหนดให้เป็นสัญญาณเรมป์ มีการเปลี่ยนความถี่ขาเข้าเป็นขั้น เท่ากับ $\Delta \omega_i$ (สัญญาณเข้ามี $\frac{d\theta_i}{dt} = \Delta \omega_i$ เป็นเรมป์) ซึ่งก็จะคงพิสูจน์ว่า ผลตอบ ในภาวะอยู่ทิวก็จะเป็นสัญญาณเรมป์เช่นกัน คือมี $\theta_o = \Delta \omega_i t + \theta_v$ ซึ่งตามสมการแล้วหมายความว่า เมื่อผ่านพ้นภาวะชั่วขณะ (transient period) แล้ว ความถี่ขาออกก็จะเปลี่ยน ไปเท่ากับ $\Delta \omega_i$ ตามขาเข้า และเกิดความคลาดเคลื่อนของมุมไฟฟ้าตามเอาท์พุทเท่ากับ θ_v ซึ่งเรียกว่า ความคลาดเคลื่อนเชิงความเร็ว (velocity error)

ในการคำนวณหาผลตอบในภาวะอยู่ทิวนี้ เราจะคำนวณหาความคลาดเคลื่อนของ มุมไฟฟ้า (phase error) ก่อน

นิยามความคลาดเคลื่อนของมุมไฟฟ้า

$$\theta_e = \theta_i - \theta_o \tag{8}$$

จากสมการที่ (5) และ (6) เรามี

$$\theta_o = H(s)\theta_i = \frac{K_{TF}(s)}{1+K_{TF}(s)} \theta_i$$

$$\therefore \theta_e = \theta_i - \theta_o = \frac{\theta_i}{1+K_{TF}(s)} \quad (9)$$

จากทฤษฎีของการแปลงของลาพลาซ กล่าวว่าการสิ้นสุดของฟังก์ชันใด ๆ หาได้ดังนี้

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s y(s) \quad (10)$$

ในกรณีของสัญญาณขั้น จะมี laplace function คือ $\theta_i(s) = \frac{\theta_i}{s}$

เพราะฉะนั้น เมื่อระบบอยู่ในภาวะอยู่ตัวแล้ว

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\theta_i}{1+K_{TF}(s)} = 0$$

∴ ความคลาดเคลื่อนแบบไฟฟ้า เป็นศูนย์ ซึ่งหมายความว่า เอาท์พุท θ_o เปลี่ยนตาม θ_i ได้โดยไม่เกิดความคลาดเคลื่อน

ในกรณีที่สัญญาณเข้าเป็นสัญญาณความถี่แรมป์ นั่นคือความถี่เปลี่ยนเป็นขั้น (step)

เท่ากับ Δw_i และมี $\theta_i = w_i \cdot t$ หรือ $\theta_i(s) = \frac{\Delta w_i}{s^2}$

$$\begin{aligned} \text{ค่าอยู่ตัวของความคลาดเคลื่อนเท่ากับ } \lim_{t \rightarrow \infty} \theta_e(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Delta w_i}{1+K_{TF}(s)} \\ &= \frac{\Delta w_i}{K_{TF}(0)} \quad (\text{ค่าคงที่}) \end{aligned} \quad (11)$$

จะเห็นว่าค่าความคลาดเคลื่อนเป็นค่าคงที่ ซึ่งเรียกว่าความคลาดเคลื่อนเชิง

ความเร็ว (θ_v)

$$\theta_v = \frac{\Delta w_i}{K_v} \quad (12)$$

โดยที่ $K_v = K_{TF}(0)$ และมีชื่อว่า อัตราขยายไฟตรงของวงจรรวมปิก (d.c. loopgain) และจะมีหน่วยเป็นความถี่

สังเกตได้ว่า สำหรับวงจรผ่านค่าขรรรคา $F(0) = 1$ และดังนั้น $K_v = K_{TF}$

ส่วนในกรณีที่วงจรผ่านค่าแบบแอกคิฟ จะมี $F(0) = A_v$ ซึ่งมีค่าสูงมาก ($10^3 \rightarrow 10^7$ ไร่)

ดังนั้นในทางปฏิบัติค่า K_v จึงอาจมีค่าสูงมาก จนกระทั่งเมื่อ $\Delta \omega_i$ มีค่าสูงสุด ซึ่งขณะนั้นวงจร PLL กำลังจะพ้นจากสภาพล็อกนั้น ค่าความคลาดเคลื่อน ω_v อาจมีค่าเพียงไม่กี่องศา

ความถี่ของ VCO จะสามารถตามรอย (track) ความถี่ทางอินพุตได้ในช่วง คงไว้ (hold-in range) ในการวิเคราะห์แบบเชิงเส้น คำนวณให้เห็นว่า ความคลาดเคลื่อน ของมุมไฟฟ้าเท่า $\frac{\Delta \omega_i}{K_v} = \omega_v$ อย่างไรก็ตามก็ สำหรับกรณีทั่ว ๆ ไปแล้ว วงจรเปรียบเทียบมุม

ไฟฟ้า จะมีลักษณะสมบัติแบบฟังก์ชันไซน์ สมการของความคลาดเคลื่อนจึงควรเป็น $\sin \omega_v = \frac{\Delta \omega_i}{K_v}$ ซึ่งจะเห็นว่า ถ้า $\Delta \omega_i > K_v$ สมการนี้จะไม่มีความหมาย ซึ่งหมายความว่าวงจร PLL ไม่เกิดการ ล็อกตามที่สมมติไว้ กล่าวคือวงจรพ้นสภาพล็อก ช่วงคงไว้จึงขึ้นกับค่า K_v (∵ $\Delta \omega_i$ มีค่าคงที่)

$$\therefore \text{ช่วงคงไว้} = \pm K \text{ or } \omega_H = \pm K_v \quad (13)$$

ตามสมการนี้ ช่วงคงไว้จะกว้างไ้มากน้อยตามแต่ค่าอัตราขยาย K_v แต่ที่จริง แล้ว วงจรทั่วไปที่มีอัตราขยายสูงจะมีช่วงคงไว้จำกัดที่ค่าความถี่ของวงจรขยายในวงรอบ และของ VCO กล่าวคือเพื่อให้ VCO สามารถยอรอบได้ แรงดันควบคุม VCO (V_d) จะต้องแปรตามความถี่ f_i ได้ ในกรณีที่วงจรขยายเกิดการอิ่มตัวและไม่สามารถให้ค่าแรงดัน V_d ที่ต้องการหรือ V_d แปรถึง ค่าสูงสุดที่ VCO จะรับได้ วงจรจึงพ้นจากสภาพล็อก วงรอบ ที่มีอัตราขยายสูง อาจอิ่มตัวได้โดยมีความคลาดเคลื่อนเชิงความเร็ว ω_v ค่าเพียงไม่กี่องศา

สำหรับการเปลี่ยนความถี่เข้าแบบเป็นขั้น ๆ (steps) เท่ากับ $\Delta \omega_i$ แม้ว่า จะยังคงอยู่ในช่วงคงไว้ก็ตาม อาจมีปัญหาได้ถ้า $\Delta \omega_i$ มีค่าสูงเกินไป VCO จะตามรอยไม่ทัน ในการล็อกต่อไ้เวลานาน ถ้าจะให้วงจรล็อกความถี่ไว้ตลอดเวลา จะต้องไม่เปลี่ยนความถี่ ในขั้นเกินค่า ๆ หนึ่ง เรียกว่าความถี่การดึงออก (pull-out frequency) ซึ่งมีสูตรโดยประมาณ ดังนี้

$$\Delta \omega_{\text{pull-out}} = 1.8 \omega_n (\zeta + 1) \quad (15)$$

สูตรนี้ใช้งานมากในการนำวงจร PLL มาใช้งานในระบบ FSK (frequency-shift keyed)

ถ้าเปลี่ยนความถี่เข้าเป็นแบบแรมพ์ คือมี $w_i = \alpha t$ วงจร VCO อาจตามรอบ
 ไม่ทัน ถ้าอัตราการกวาดรูปคลื่น (sweep rate) สูงเกินไป
 อัตราการกวาดสูงสุด $(\alpha) \approx \omega_n^2 \text{ (rad/sec}^2\text{)}$

ความสามารถในการลดเสียงรบกวน

แถบความถี่ของเสียงรบกวนใน วงจร (loop-noise bandwidth) ขึ้นกับ
 ฟังก์ชัน $H(\omega)$ ดังนี้

$$B = \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega$$

$$= \frac{\omega_n}{2} \left(+ \frac{1}{2} \right) \text{ Hz}$$

ซึ่งกำหนดให้ วงจรมีอัตราขยาย (K_T) สูง ๆ โดยทั่วไปให้ (damping
 factor) ประมาณ 0.3 - 1 ดังนั้น $B_L \approx 0.6\omega_n \text{ Hz}$

อัตราส่วนสัญญาณต่อเสียงรบกวน signal-to-noise ratio : SNR) ของ
 วงจร มีนิยามดังนี้

$$(SNR)_L = \frac{(SNR)_i B_i}{2B_L} \quad (16)$$

โดยที่ $(SNR)_i$ เป็น SNR ที่เข้าอินพุต

B_i เป็นแถบความถี่ของวงจรแมนคพาสกรองเฟืองเซาวงจร PLL

จากสูตรจะเห็นว่าถ้า ω_n มีค่าเล็ก B_L จะมีค่าต่ำกว่า B_i ดังนั้น SNR ของ
 วงจรจะดีกว่า SNR ที่เข้าอินพุต

การทราบค่า $(SNR)_L$ ทำให้ทราบสภาพการทำงานของ PLL ได้ เพราะว่าถ

มีเสียงรบกวนในวงรอบมาก โอกาสที่วงจรจะพ้นสภาพล็อกก็มีมาก เช่นถ้า $(SNR)_L \leq 0\text{dB}$

นั่นคือ PLL จะเกิดการล็อกได้ไม่ตลอด พ้นสภาพล็อกได้ง่าย ๆ หลังจากผ่านระยะเวลาวง

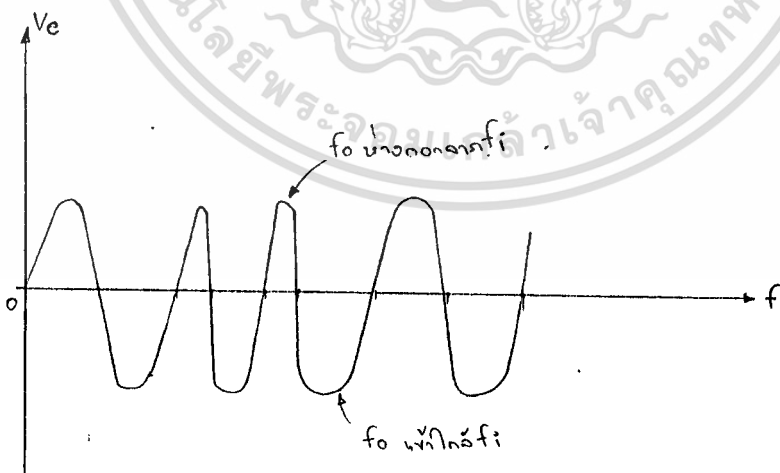
หนึ่ง ๆ แล้ว หรือถ้า $(SNR)_L \geq 6\text{dB}$ โอกาสที่ PLL จะพ้นสภาพล็อกอาจใช้เวลาเป็นมิลี
 กลาวไควาวงจรจะล็อกอยู่ตลอดเวลา

$$\text{ช่วงเวลาที่ถูกดึง} = \frac{2}{\omega_n} \exp(\mathcal{T}(SNR)_L)$$

เนื่องจากวงรอมของระบบ PLL ไม่เกี่ยวข้องกับค่าแอมพลิจูดของสัญญาณเข้า เราจึงสามารถใส่วงจรจำกัดช่วงความสูง (amplitude limiter) ที่ภาคอินพุตได้ การใส่ วงจรเช่นนี้ เป็นการเพิ่มอัตราส่วน SNR ได้ประมาณ 3dB (≈ 2 เท่า)

ความสามารถในการไล่มาซึ่งการล็อก (acquisition performance)

เรื่องนี้วิเคราะห์ได้ยาก เพราะวงจรมีคุณสมบัติช่วงนี้เป็นแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear) การจะกล่าวถึงเรื่องการดึงเข้า (pull-in) ลงนี้ถึงวงจร PLL ใน สภาพไม่เกิดการล็อก ซึ่งหมายถึง $v_d \neq 0$ และ VCO ทำงานที่ความถี่อิสระ f_{00} สภาพนี้คล้าย กับว่าวงรอมแบบเปิด (opened-loop system) สัญญาณที่ออกจากวงจรเปรียบเทียบกับไฟฟ้า (v_e) จะมีความถี่เท่ากับ $f_0 - f_i$ (beat frequency) กำหนดว่าความถี่นี้ยังพอผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านค่าไปไ้บ้าง ความหมายว่าขณะนี้แรงดันควบคุม VCO (v_d) จะเป็นสัญญาณ ความถี่ $f_0 - f_i$ ไปด้วย ดังนั้น VCO จะให้สัญญาณแบบ FM โดยมี v_d เป็นสัญญาณมอดูเลชัน ถ้า $f_0 - f_i$ มีค่าไม่คงที่ และสัญญาณ v_e ก็ไม่สมมาตร (เป็น asymmetrical) โดยที่ v_e จะเปลี่ยนแปลงช้าลง เมื่อ f_0 มีค่าใกล้เคียงกับ f_i (v_e เป็นลบ) และ v_e จะเปลี่ยนแปลงเร็วขึ้น เมื่อ f_0 มากกว่า f_i มากขึ้น (v_e เป็นบวก) ความไม่สมมาตรดังที่ว่ามี จึงทำให้แรงดัน v_e มีองค์ประกอบไฟตรง ซึ่งจะชักนำให้เกิดการดึงเข้าและเกิดการล็อกในที่สุด



รูปที่ 5.8 แสดงพฤติกรรมของ v_e ขณะเกิดการดึงเข้า (pull-in range)

เมื่อการกำหนดให้ วงร้อมมีค่าอัตราขยาย (K_T) สูง ๆ

สูตรสำหรับหาช่วงความถี่ของการคั้งเข้า ใต้แกชวงคั้งเข้า $= 2w_p \approx 4\sqrt{\frac{1}{2}wnKv}$

ช่วงเวลาในการคั้งเข้า ($T_p \approx \frac{(\Delta w)^2}{2 \frac{1}{2} wn^3}$)

โดยที่ $\Delta w = w_i - w_o$ ต้องมีค่าน้อยกว่า w_p จึงจะเกิดการคั้งเข้า และเกิดการล๊อค

ในเวลา T_p

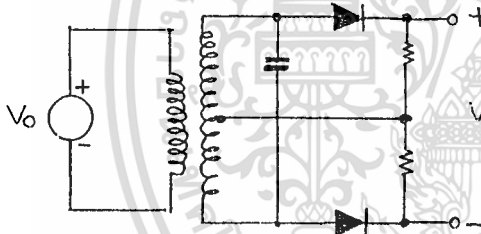
เทคนิคคืออย่างที่ใช้กันในการให้เกิดการไคมาซึ่งการล๊อค คือการส่วพิความถี่ f_i

ไปเรื่อย ๆ แต่ปัญหาที่เกิขึ้นก็คือ ถ้าอัตราการส่วพิเร็วเกินไป ก็จะไม่เกิดล๊อค อัตราเร็วนี้ ต้องมีค่าน้อยกว่า w_n^2 แต่จะต่ำกว่าเท่าไร จะขึ้นกับค่า $(SNR)_L$ ค้วย

วงจรเปรียบเทียบมมไฟฟ้า (phase comparator)

วงจรเปรียบเทียบมมไฟฟ้าที่ทำงานที่ความถี่สูง ๆ และมักนิยมใช้ในเครื่องรับวิทยุ

โค้วแกวงจรรตรวจจับยอดแบบสมคูลย (balanced diode peak detector) ดังแสดงในรูปที่ 5.9

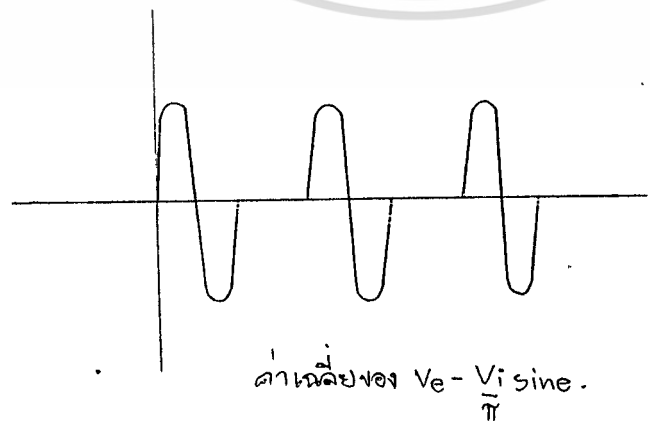
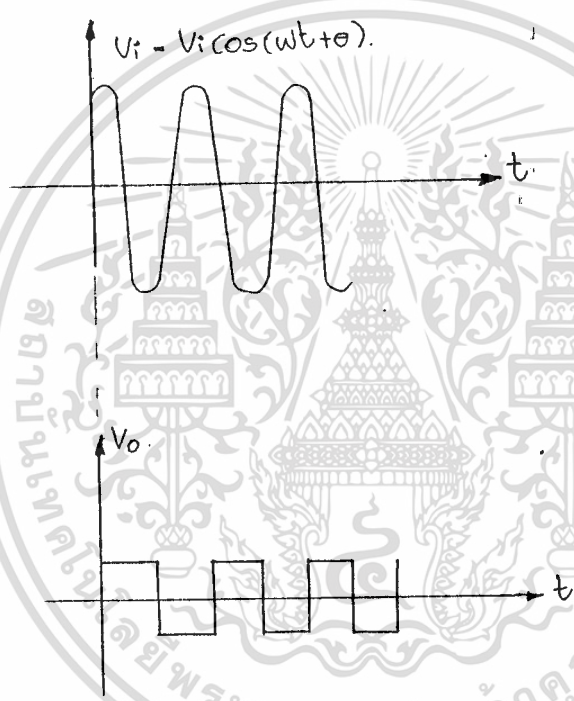
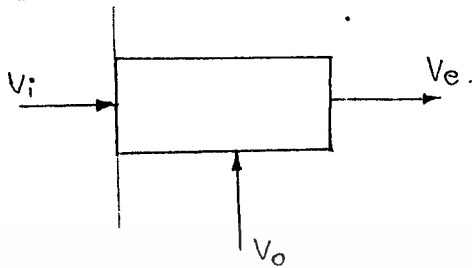


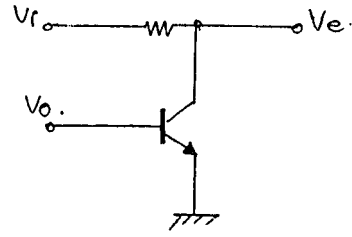
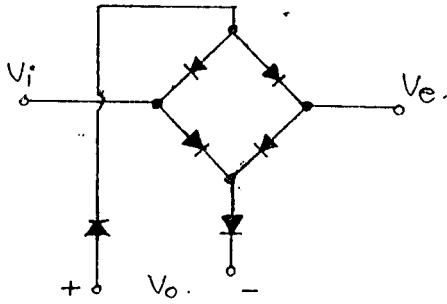
รูปที่ 5.9

$$V_d \approx 2V_i \sin\theta$$

สำหรับวงจรเปรียบเทียบมมไฟฟ้าที่ทำงานโดยใช้หลักการคูณ มักจะทำงานไคที่ความถี่ต่ำกว่าวงจรรของต้น อันที่จริงแล้ว เราอาจบอกขบวนการคูณให้ง่าย ๆ จึงอาจมองเป็นส่วพิไฟฟ้า ก็จะช่วยให้เข้าใจง่ายขึ้น กล่าวคือ เมื่อ v_o เป็นสี่เหลี่ยมมมอยู่ในระบบมมจะเหมือนกับคูณค้วย หรือส่วพิไฟฟ้าค้วจรร จะมี $v_e = v_i$ ส่วนเมื่อ v_o อยู่ในระคัมลางก็เหมือนกับคูณค้วย 0 ส่วพิไฟฟ้าจะเปค $\therefore v_o = 0$

ในทางปฏิบัติสวิตช์ไฟฟ้าเหล่านี้จะใช้โคโอคหรือทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่แทน



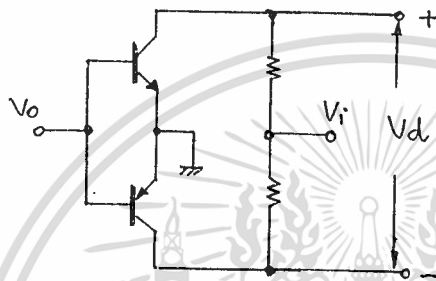


ข) รูปลักษณะสวิตช์แบบใช้ไดโอดและทรานซิสเตอร์

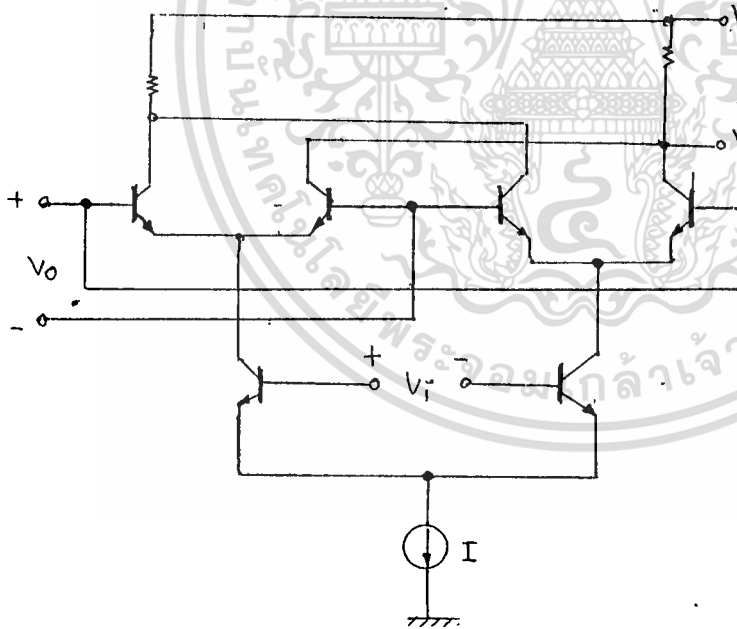
รูปที่ 5.10 แสดงหลักการคูณ

สำหรับในกรณีที่มึเสียงรบกวนมาก การกรองอาจช่วยได้ โดยให้วงจรผ่านค่ามีแถบความถี่แคบ ๆ แคบแคบเกินไป ช่วงจับ (capture range) จะแคบเกินไป ซึ่งวงจรจะขาดความเสถียรภาพได้ง่าย แคบให้แถบความถี่กว้างขึ้น ปัญหาเสียงรบกวนจะมากขึ้น และยังมีปัญหาเนื่องจากการที่ V_e มีความถี่เท่ากับ V_i อาจทำให้เกิดการสั่นไหว (jitter) ของมุมไฟฟ้า (phase) การแก้ปัญหานี้อาจให้ความถี่ของ V_e มีค่าเป็นสองเท่าของ V_i โดยการใช้หลักการทำงานแบบฟูลเวฟ ซึ่งจะช่วยให้เพิ่มความไว (sensitivity) ของวงจรเปรียบเทียบมุมไฟฟ้าขึ้นเป็นสองเท่าด้วย ในการทำงานแบบฟูลเวฟนั้นแทนที่จะใช้สวิตช์เปิดปิดวงจรอย่างทีกลลวมาแล้ว จะใช้แบบสับไปมาได้สองทาง (1 pole 2 throw : SPDT) แทน คือเมื่อ V_o มีค่าสูงสุดให้ $V_e = V_i$ ที่ V_o ค่าต่ำสุดใหม่ $V_e = -V_i$ วงจรคูณแบบนี้อาจใช้ทรานซิสเตอร์คอมพลีเมนต์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์หรือใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมดุคสุย (balanced modulators) ก็ได้ วงจรแบบแรกมักตอแบบตัว ๆ (discrete) แบบหลังนิยมใช้ไอซีซึ่งในรูปที่ 8 ก และ 8 ข ตามลำดับ

วงจรเปรียบเทียบมุมไฟฟ้าอีกแบบหนึ่ง ได้แก่วงจรฟิลิปปอลอมธรรมดา v_i จะเป็น สัญญาณสี่เหลี่ยมซึ่งเปลี่ยนภาวะของฟิลิปปอลอม (ขา set) ครึ่งหนึ่งในแต่ละวัฏจักร (cycle) ส่วน v_o ก็จะเป็นรูปสี่เหลี่ยมเช่นกัน จะเปลี่ยนภาวะฟิลิปปอลอม (ขา reset) กลับมาอย่างเดิม ในแต่ละวัฏจักร ในกรณีที่ v_i และ v_o มีมุมไฟฟ้าใกล้เคียงกัน v_e จะมี duty cycle เท่ากับ v_i กับ v_o มีมุมไฟฟ้ารวมกัน 90° v_e จะมี duty cycle เท่ากับ 0.5 และถ้าต่างกัน 180° duty cycle จะเข้าใกล้ 1 ดังนั้นค่าเฉลี่ยของ v_e แปรตามมุมไฟฟ้า วงจรไอ.ซี ที่ใช้หลักการ



รูป 5.11 เมื่อกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์



รูป 5.12 วงจรมอดูเลเตอร์แบบสมมูล

แบบนี้ก็มีบ้าง แม้ว่าวงจรแบบนี้ จะมีลักษณะสมบัติที่กินแรงตามรอย การคงไว้และการดึงเข้า
แต่น่าเสียดายที่การทรักเอนจะคงไม่เกิดความผิดพลาด กล่าวคือ SMR ต้องมีค่าสูง ๆ ไว้
ซึ่งเป็นข้อเสียในทางใช้งาน

วงจรถ่ายแปรคลื่นความถี่โดยแรงดัน (VCO)

ในระบบ PLL วงจร VCO นี้มีความสำคัญมากที่สุด เพราะจะเป็นตัวกำหนด
เสถียรภาพเชิงความถี่และถ้าใช้วงจร PLL เป็นวงจรถ่ายแปรความถี่ FM ลักษณะสมบัติของวงจรถ
จะขึ้นอย่างมากกับความเป็นเชิงเส้นของ VCO คุณสมบัติที่ดีของ VCO ได้แก่

ก) การแปลงแรงดันเป็นความถี่เป็นเชิงเส้น
ข) เสถียรภาพเชิงความถี่ (การ drift เนื่องจากอุณหภูมิต้องมีน้อย ทั้งในเวลา
อันสั้น ๆ และระยะยาวนาน)

ค) ทำงานได้ที่ความถี่สูง ๆ

ง) ช่วงตามรอย (tracking range) กว้าง

จ) ปรับความถี่ได้ง่าย

จะเห็นว่าคุณสมบัติที่เหล่านี้ ชัดเจนในตัวเอง เช่นข้อ ข. ชัดกับข้ออื่น ๆ ในกรณี
นี้จะต้องอ้อมข้อมและชนิดของ VCO ขึ้นกับว่าต้องการมีคุณสมบัติเกินข้อไหน

วงจร VCO แบ่งได้เป็น 3 ชนิด เรียงตามลำดับความเสถียรภาพเชิงความถี่ได้

ดังนี้

ก) วงจรที่ใช้ผลึก

ข) วงจรคอสมิลเลเตอร์แบบ LC

ค) วงจรมัลติไวเบรเตอร์

สำหรับสองชนิดแรก การปรับคลื่นความถี่ทำได้โดยการปรับแรงดันวาร์แคปเตอร์

ไดโอด (varactor diode) ส่วนวงจรมัลติไวเบรเตอร์ควบคุมโดยการเปลี่ยนแรงดันเป็น

กระแสไปซาร์จ C ตัวหนึ่ง VCO ที่สร้างใน LC จะเป็นแบบสองชนิดหลัง ซึ่งแม้ว่าเสถียรภาพจะ

สูงชนิดแรกสุดไม่ได้ แต่จะมีช่วงตามรอยกว้างกว่า โดยเฉพาะแบบสุดท้าย วงจรชนิดที่สองจะ

ทำงานที่ความถี่สูงกว่าและมีช่วงตามรอยแคบกว่าเมื่อเทียบกับชนิดสุดท้าย

ตัวอย่างวงจร VCO ชนิดที่สองได้แก่ ไอ.ซี เบอร์ MC 1648 (ความถี่ ≈ 200 MHz) ส่วนแบบหลังสุด เช่น NE 565, NE 566, NE 560 MC 1658 เป็นต้น (ความถี่ ≈ 1 MHz)

ปัจจุบัน เทคนิคการผลิตและทฤษฎีของ VCO ยังพัฒนาได้อีกมาก ซึ่งจะทำให้ได้ PLL ที่ถูกลงและดีขึ้นกว่าเดิมอีกมาก

ข้อดีและเสียของระบบ PLL

วงจร PLL มีข้อดีหลายประการ สำหรับการใช้งานบางอย่าง จะไม่มีวงจรอื่นมาเปรียบติดได้ แต่การใช้งานบางอย่าง อาจใช้วงจรกรองความถี่แบบ RC หรือ LC แทนได้ ข้อดีของวงจร PLL เทียบกับวงจรกรองความถี่แบบ แอกทีฟ (active filter) ได้แก่

ก) ทำงานได้ที่ความถี่สูง

อาจใช้งานได้ถึง 100 MHz ในขณะที่ทางจร active filter (แบบ I.C) ได้เพียง 100 kHz

ข) อำนาจการเลือกสรร (selectivity) และความถี่กลาง (center frequency) ไม่ขึ้นต่อกัน

กล่าวคือ ความถี่กลางกำหนดโดยความถี่อิสระ (free-running frequency) ของ VCO ส่วนอำนาจการเลือกสรรขึ้นกับลักษณะสมบัติของวงจรผ่านค่า จึงไม่เกิดปัญหาการปรับคลื่นตรงกัน (alignment) เช่นในการต่อวงจรกรองขรมคาหลาย ๆ หน่วย

ค) องค์ประกอบภายนอก I.C มีน้อย การปรับคลื่น (tuning) ง่าย

โดยทั่วไปความถี่อิสระของ VCO กำหนดโดย C ตัวเดียว หรือ C กับ R ซึ่งปรับคลื่นได้ตั้งแต่ 1 Hz - 100 MHz

ข้อเสียของระบบ PLL เมื่อเทียบกับ active filter

ก) ไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับช่วงแอมพลิจูด (amplitude) วงจร PLL จะสนองตอบเฉพาะความถี่เท่านั้น ความแอมพลิจูดที่สัญญาณเข้าใหญ่พอที่จะทำให้เกิดการล็อก และจะไม่สนองตอบต่อช่วงแอมพลิจูดของสัญญาณเข้า

ข) สมองคอบคอบฮาร์โมนิก ทำให้การซ้จ้ค้สัญญาณแทรกแซงที่มีควมดีเป็นอัตราส่วนจำนวนเต็มกับสัญญาณ ไม่สู้ได้ผลนัก

ค) ซาคเทคนิคการสังเคราะห์-ออกแบบที่ค้

เพราะลักษณะสมบัติการจับ (capture) ของระบบ PLL เป็นแบบไม่เชิงเส้น ในปัจจุบันจึงยังไม่มีใครสามารถพัฒนาเทคนิคการสังเคราะห์ให้ค้วงจรที่มีลักษณะสมบัติเชิงควมดีตามข้อกำหนดค้

ตัวอย่างการนำวงจร PLL มาใช้งาน

ก) การค้มอดูเลท

จากลักษณะสมบัติในรูป 2 จะเห็นว่า แรงค้ v_d แปรตามควมดี f_i จึงใช้เป็น วงจรค้มอดูเลทควมดี (frequency demodulator) ค้กล่าวค้ สัญญาณเข้า v_i เป็น สัญญาณ FM v_d จะเป็นสัญญาณค้มอดูเลท หรือในกรณีที่สัญญาณเข้าเป็นแบบ FSK จะค้ v_d เป็น สัญญาณดิจิตอล

ข) วงจรสร้างควมดี (frequency synthesizer) วงจรนี้จะให้สัญญาณออก ที่มีควมดีซึ่งเลือกค้ใดค้ต่าง ๆ กันเช่นเลือกค้ระหว่าง 2Hz -3Hz เป็นชั้น ๆ ชั้นละ 0.1 Hz เป็นค้

ค) การซ้จ้ค้โครไนส์ (synchronization)

เช่นสำหรับสัญญาณของเครื่องรับโทรทัศน์ ในระบบดิจิตอลค้ต่าง ๆ ในระบบโทรมาทร ที่ใช้แบบ PCM (pulse-code modulation)

ง) การจับสัญญาณ (detection)

สัญญาณออกจะมีเฉพะควมดีที่เราต้องการใช้ ในกรณีที่สัญญาณมีค้ล้นรบกวนมาก และอื่น ๆ อี้ ในอุปกรณ์ควมคุมท้การควมถูท้ของสูงค้ต่าง ๆ

บทที่ 6
การสื่อสารระบบดิจิทัล

สื่อสารที่จะกล่าวถึงในที่นี้ ใช้สัญญาณในการสื่อสารผ่านของสัญญาณ ที่ไม่ใช่เป็นสัญญาณอนาลอก แต่เป็นสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในระหว่างสถานะเพียงสองสถานะ ที่เรียกว่า สัญญาณดิจิทัล การสื่อสารในระบบดิจิทัลนี้ มีความสำคัญมากในการสื่อสารในปัจจุบัน หน่วยข้อมูลและหน่วยของสัญญาณ

ในทฤษฎีข้อมูล (information theory) นั้น วิธีธรรมชาติที่สุดที่ใช้กำหนดปริมาณของข้อมูลที่บรรจุอยู่ในสถานะของข่าวสาร (message state) หรือในสัญลักษณ์ (symbol) หรือในรหัส (code) ทาง ๆ นั้น ได้ใช้วิธีการกำหนดโดยการคิดค่าล็อก (logarithm) ของความเป็นไปได้ (probability : โอกาสของการเกิดสถานะของข่าวสารหรือสัญลักษณ์นั้น) กล่าวคือ ถ้าสัญลักษณ์ s_1 มีโอกาสที่จะเกิดขึ้นเท่ากับ P_1 แล้ว ปริมาณของข้อมูล (information) I_1 ที่มีอยู่ในสัญลักษณ์ s_1 นั้น จะกำหนดได้โดย

$$I_1 = -\log_a(P_1)$$

คาหน่วย (unit) ของ I_1 ขึ้นอยู่กับคารฐานของล็อกที่ใช้ใน (8-1) ถ้า $a = e$ ($e = 2.71828\dots$) I_1 ก็จะมีหน่วยเป็น นิต (natural information unit)

แต่ถ้า $a = 2$ I_1 จะมีหน่วยเป็น บิต (bit : binary information unit)

ถ้าสัญลักษณ์ที่ใช้ยู่ทั้งหมดมี n ตัว ปริมาณของข้อมูลที่มีเฉลี่ยอยู่ในสัญลักษณ์แต่ละตัว I_{av} สามารถหาได้จาก

$$I_{av} = -\sum_{i=1}^n P_i I_i$$

$$I_{av} = -\sum_{i=1}^n P_i \log_a P_i$$

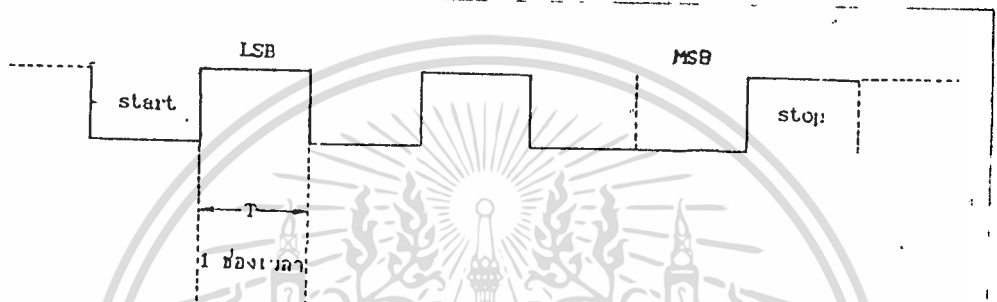
สำหรับการสื่อสารระบบดิจิทัล สถานะของสัญญาณที่มีเพียงสองสถานะเท่านั้น ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาที่กำหนด ซึ่งช่วงเวลาที่กำหนดนี้นิยมเรียกกันว่าช่วงเวลา (time slot) สถานะทั้งสองของสัญญาณดิจิทัลนั้น นิยมกล่าวกันง่าย ๆ ว่า คือสถานะ "1" และสถานะ "0" หรือที่มักจะเรียกกันให้ง่ายขึ้นไปอีกว่า คือ "1" และ "0" จะเห็นว่า ถ้าเราตั้งสมมุติฐานว่า สถานะ 0 และ 1 นั้น มีโอกาสที่เกิดขึ้นได้เท่า ๆ กันในแต่ละช่วงเวลา ซึ่งใช้สำหรับส่งสัญญาณ

นั้นแล้ว ค่าปริมาณข้อมูลของสัญญาณดิจิทัลที่เกิดขึ้นโดยเฉลี่ยในแต่ละของเวลานั้น สามารถคำนวณจาก (8-2) ได้ว่า มีค่าเท่ากับ 1 บิต เพราะฉะนั้นสำหรับสัญญาณดิจิทัลแล้ว จึงเป็นการสะดวกที่จะบอกว่า สัญญาณดิจิทัลนั้นมีข้อมูลบรรจุอยู่มากน้อยเท่าใด โดยเพียงสังเกตดูจากจำนวนของเวลาที่ไรส่งสัญญาณดิจิทัลดังกล่าวนี้ ทั้งนี้เพราะว่า 1 ของเวลานั้น มีข้อมูลเฉลี่ยอยู่เท่ากับ 1 บิต ดังนั้น ถ้าสัญญาณดิจิทัลที่เรากำลังสนใจอยู่นั้น ไซของเวลาทั้งหมดอยู่เท่าใด ก็เท่ากับว่าข้อมูลทั้งหมดในสัญญาณดิจิทัลนั้นมีอยู่เท่านั้น ด้วยสาเหตุดังกล่าวนี้เอง หน่วย "บิต" จึงได้ถูกขยายนัยมาใช้เป็นหน่วยรวมของปริมาณต่าง ๆ 3 อย่าง คือ หน่วยของข้อมูล (bit : binary information unit) หน่วยของสัญญาณดิจิทัล (bit : binary unit) และ หลักของเลขฐาน 2 (bit : binary digit) กล่าวคือ ถ้ามีการกล่าวว่า อุปกรณ์เครื่องหนึ่งมีอัตราการส่งข้อมูล (bit rate) เท่ากับ m bit/s เราอาจตีความหมายได้ 3 อย่างพร้อม ๆ กันคือ

1. มีข้อมูลที่ถูกส่งออกไปจากอุปกรณ์ดังกล่าว เป็นปริมาณข้อมูล m บิต ในหนึ่งวินาที
 2. มีสัญญาณดิจิทัลถูกส่งออกไปในของเวลาจำนวน m ของ ในหนึ่งวินาที
 3. มีเลขฐาน 2 ถูกส่งออกไปจำนวน m หลัก หรือ m ตัว ในหนึ่งวินาที
- หน่วยของข้อมูลดิจิทัลที่เหมือนกันอยู่เสมออีกอย่างหนึ่ง คือ ไบต์ (byte) ไบต์เป็นหน่วยของข้อมูลที่มีค่าเท่ากับ 8 บิต (1 ไบต์ = 8 บิต)

เกี่ยวกับหน่วยต่าง ๆ เหล่านี้แล้ว ก็ยังมีหน่วยที่เราควรทำความเข้าใจกับมันไว้ให้ถูกต้องหน่วยหนึ่ง คือ ไบค (baud) ไบค เป็นหน่วยสำหรับบอกอัตราการส่งสัญญาณต่อวินาที (1,2) หรือเป็นหน่วยที่บอกถึง อัตราการเกิดของอนุภาคสัญญาณ (signaling element) ต่อวินาที (3) เมื่อสถานะของสัญญาณสามารถเปลี่ยนแปลงได้มากที่สุด n ครั้งในหนึ่งวินาที เรากล่าวว่า อัตราการเกิดของสัญญาณนั้นเท่ากับ n ไบค กล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่าสำหรับในการส่งสัญญาณหนึ่งนั้น ถ้าในหนึ่งวินาทีนั้นมีของเวลาสำหรับส่งสัญญาณอยู่เป็นจำนวน n ของ และสถานะของสัญญาณนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงได้ก็ต่อเมื่อมีการเปลี่ยนของเวลาเท่านั้นแล้ว เรากล่าวว่า

อัตราการส่งสัญญาณนั้นมีความเท่ากับ n โบก ซอใหญ่อันสังเกตว่า ตามคำจำกัดความนี้ ไม่ได้กล่าวกำหนดเจาะจงลงไปว่า จำนวนสถานะของสัญญาณที่จะเกิดขึ้นได้ในหนึ่งช่วงเวลา นั้นมีอยู่ มากน้อยเท่าใด ดังนั้นโบลอาจมีค่ามากหรือน้อยกว่าบิต/วินาทีก็ได้ ยกตัวอย่าง เช่น ในการส่ง สัญญาณโทรพิมพ์ที่มีการเพิ่มช่วงเวลาสำหรับสัญญาณ start และ stop เข้าไปหน้าและหลัง ช่วงเวลาของรหัสของตัวอักษร ดังนั้นการรหัสของอักษรแต่ละตัวที่มีความยาวของรหัสเท่ากับ 5 บิต สัญญาณโทรพิมพ์นั้นก็จะใช้ช่วงเวลามากขึ้น เป็น 7 ของเวลาต่อหนึ่งตัวอักษร ดังแสดงในรูป 6-1



รูป 8-1 สัญญาณข้อมูลพร้อมบิต start-stop

รูป 6-1 สัญญาณข้อมูลพร้อมบิต start-stop

เราจะพบว่า ถ้าเครื่องส่งสามารถส่งอักษรไปได้ n ตัวต่อวินาที จำนวนของเวลาที่ใช้ในการส่ง สัญญาณสำหรับตัวอักษรทั้งหมดนี้ จะมีความเท่ากับ $7n$ ของต่อวินาที แทนของเวลาสำหรับข้อมูลตัว อักษรจริง ๆ แล้ว จะมีเพียง $5n$ ของต่อวินาที ที่เพิ่มมาอีก $2n$ ของนั้น ไม่ใช่ของเวลาสำหรับ ข้อมูล แต่เป็นของเวลาสำหรับสัญญาณควบคุม คือ start และ stop ดังนั้น สำหรับเครื่องส่ง เครื่องนี้ เรากล่าวว่า มันมีอัตราการส่งข้อมูลเท่ากับ $5n$ บิต/วินาที แค่อัตราการส่งสัญญาณ เท่ากับ $7n$ โบล หรือมี baud rate = $7n$ เพราะมันจะส่งอนุภาคสัญญาณไป เป็นจำนวน $7n$ อนุภาคใน 1 วินาที ที่กล่าวมานี้ เป็นตัวอย่างที่ค่าของโบลมีค่าน้อยกว่า บิต/วินาที กล่าวคือ 1 โบล มีค่าเสมือนเท่ากับ $5/7$ บิต/วินาที ตัวอย่างต่อไป ถ้าในแต่ละของเวลาที่ใช้สำหรับการส่ง สัญญาณหนึ่งนั้น สถานะของสัญญาณสามารถที่จะเกิดได้ถึง 2^m สถานะ เราจะพบว่าจำนวนข้อมูล เกลี่ยในหนึ่งช่วงเวลาจะมีค่าเท่ากับ m บิต เพราะฉะนั้นถ้าใน 1 วินาที มีของเวลาทั้งหมด เกิดขึ้นเท่ากับ k ของเวลาแล้ว อัตราการส่งข้อมูลที่เกิดขึ้นก็จะมีค่าเท่ากับ mk บิต/วินาที

ในขณะที่อัตราการส่งสัญญาณมีค่าเท่ากับ k โบก ตัวอย่างนี้เป็นตัวอย่างที่แสดงให้เห็นถึงการส่งสัญญาณที่ค่าของโคมมีความมากกว่า บิทต่อวินาที

สำหรับการส่งข้อมูลดิจิทัล ที่สถานะของสัญญาณที่ใช้ในการส่งข้อมูลเปลี่ยนแปลงได้เพียงสองสถานะเท่านั้น และหากว่าไม่มีการเพิ่มสัญญาณควบคุมเข้าไปอีกแล้ว อัตราการส่งข้อมูล (bit rate) ของสัญญาณนี้จะมีค่าเท่ากับอัตราการส่งสัญญาณ (baud rate) นั้น

อย่างไรก็ดี ยังคงมีเอกสารบางเล่มที่ใช้หน่วย โบก ในความหมายที่หมายถึงหน่วยของอนุภาคสัญญาณนั้นเลย



แผนผังการส่งสัญญาณออร์ทิโก (audio) และสัญญาณดิจิทัล (digital) ผ่านเส้นใยแสง

(DEMONSTRATION OF OPTICAL AUDIO AND DIGITAL LINK)

จุดประสงค์ - เพื่อศึกษาถึงการส่งสัญญาณ audio และการส่งสัญญาณดิจิทัล โดยการมอดูเลชัน (modulation) ทางแสง หรือ Intensity Modulation เป็นอย่างไร และยังศึกษาอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ทำหน้าที่เชื่อมต่อทางแสง โดยนำสัญญาณอนาล็อกหรือดิจิทัลอย่างใดอย่างหนึ่งทำการมอดูเลชันทางแสง เมื่อแสงที่ถูกทำการมอดูเลชันแล้วจะทำการเชื่อมต่อ (Coupling) เข้ากับเส้นใยแสง ส่วนภาครับ จะทำการตรวจพัลส์ทางแสงที่ส่งมาแล้วเปลี่ยนพัลส์แสงให้เป็นพัลส์ทางไฟฟ้า และทำ De modulation กลับให้เป็นสัญญาณเดิม

การทำงานของภาคส่งสัญญาณออร์ทิโก

สัญญาณ Audio จากภายนอกที่ต่อเข้ากับ SK_1 สัญญาณจะผ่าน C_2 เข้ามายังวงจร BUFFER คือ IC_1 จากนั้นสัญญาณผ่านเข้ามายังวงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) เป็นแบบอันดับสอง (Second Order) สัญญาณที่เอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำต่อเข้ากับวงจรตามแรงดัน (Voltage Follower) การทำเช่นนี้เพื่อป้องกันการไหลกระหว่างภาคส่งและภาครับของโวลเตจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Voltage control oscillator) กับวงจรกรองความถี่ต่ำ จากนั้นสัญญาณจึงเข้ามาทำการควบคุมแรงดันที่ภาค VCO ให้ผลิตความถี่ออกมาตามการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณที่เข้ามา ความถี่ที่ผลิตออกมาเป็นสแควเวฟ ที่ภาค VCO นี้สามารถตั้งความถี่อิสระ (free frequency) ได้ด้วยการปรับความต้าน VR_1 กับ C_6 สัญญาณเอาต์พุตของ VCO ต่อเข้ากับวงจร BUFFER เพื่อทำการควบคุมให้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทช์

ซึบกระแสให้กับ LED

การทำงานของภาคส่งสัญญาณดิจิทัล

สัญญาณดิจิทัลเข้ามาที่ SK_2 ป้อนให้กับวงจรรีเลย์ทรอนิก สวิตช์สัญญาณดิจิทัล จะถูกกระตุ้นให้เหมาะสมกับ VCO สัญญาณที่เอาต์พุตของ VCO ที่ไคจะเป็นในลักษณะการมอดูเลชันแบบ FSK (Frequency Shift Keying) สัญญาณนี้จะเข้ามาวางจร BUFFER โดยใช้ทรานซิสเตอร์ซึบกระแสให้กับไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode) เพื่อเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณทางแสง

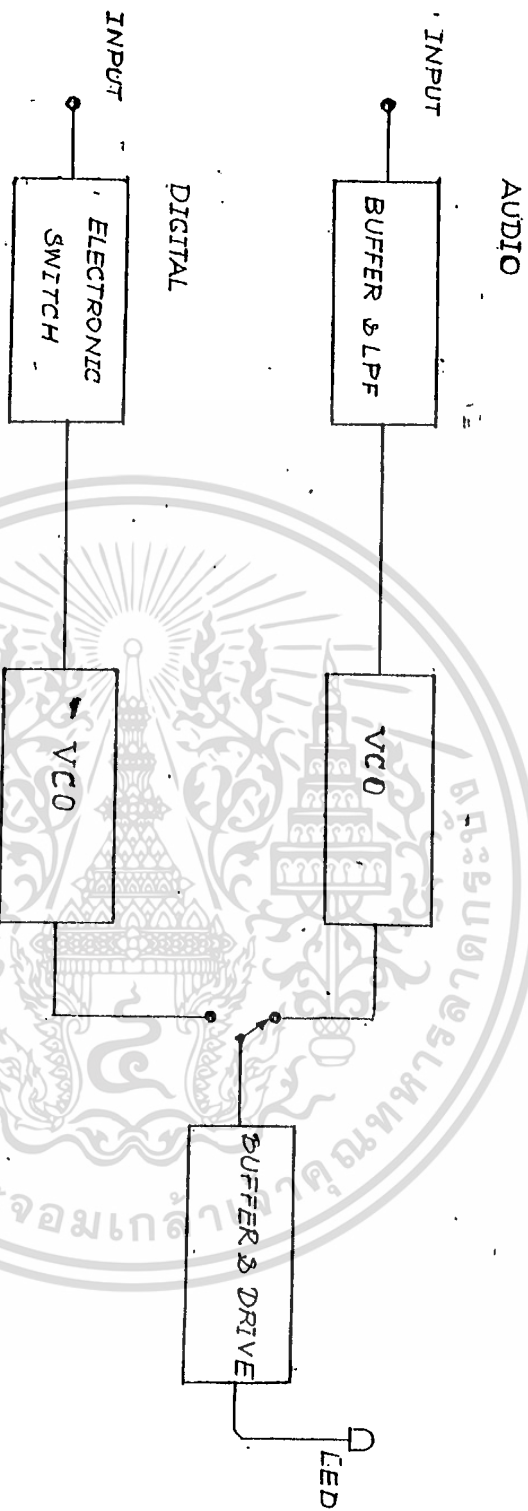
การทำงานของภาครับสัญญาณออร์คิโอ

เมื่อมีพัลส์ทางแสงเข้ามากระทบที่ซาเบสของโฟโตทรานซิสเตอร์จะทำให้ความต้านทานระหว่างซาคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์เปลี่ยนแปลงทำให้เกิดพัลส์ขดขึ้นที่ซาคอลเลคเตอร์ของโฟโตทรานซิสเตอร์ พัลส์ขดจะถูกขยายควยวงจรรขยายสองภาคคือ TR_3 และ IC_4 จากนั้นสัญญาณถูกทำการ De Modulation ควยเฟสล็อกคูล IC_5 (4046BE) เอาต์พุตที่เฟสล็อกคูลจะเป็นแรงดันคีสที่เปลี่ยนแปลงตามเฟสเออร์เชอร์ (phase error) ระหว่างความถี่ที่เข้ามากับความถี่ของภาค VCO ความถี่ของภาค VCO สามารถปรับควยค่า VR ที่ขา 11 ของ IC_5 หรือค่า C_{11} ความวงจรสัญญาณเอาต์พุตของวงจรรองความถี่เป็นสัญญาณที่มีรูปร่างเหมือนกับสัญญาณที่ส่งมาแต่ยังมีขนาดเล็ก ต้องทำการขยายควยภาคขยายสัญญาณแลวนำไปใช้งานไค

การทำงานของภาครับสัญญาณดิจิทัล

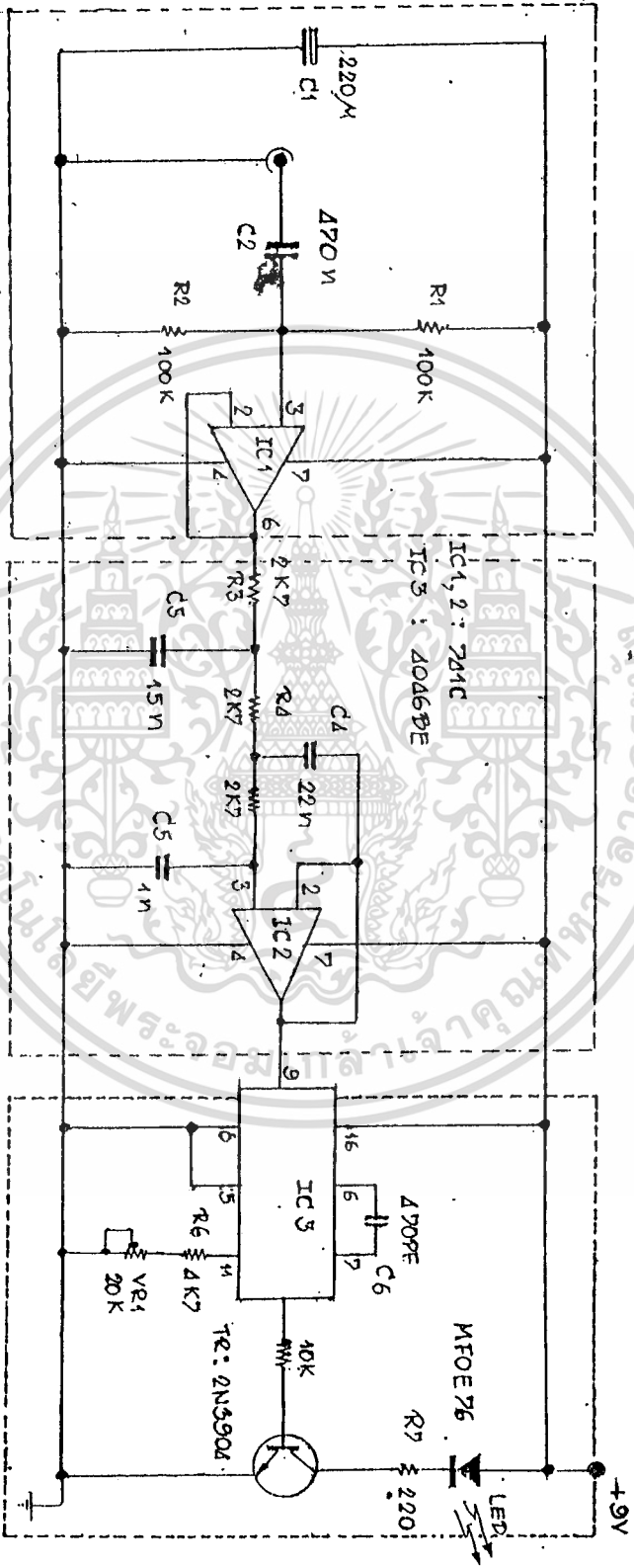
การทำงานเป็นคังนี้ โฟโตทรานซิสเตอร์จะเปลี่ยนพัลส์ทางแสงที่ส่งมาให้เป็นพัลส์ไฟฟ้า แต่การส่งมานั้นทำการ Modulation แบบ FSK พัลส์ไฟฟ้าที่โฟโตทรานซิสเตอร์รับไคจะมีความถี่สองค่า จากนั้นสัญญาณพัลส์ถูกทำการขยายควย TR_4 ให้มีขนาดคใหญ่ขึ้น แลวนำเข้าวงจรมิทริกเกอร์ เอาต์พุตที่ไคจะเป็นสแควเวฟที่มีความถี่สองค่าแลวนำเข้าสู่เฟสล็อกคูล เอาต์พุตของเฟสล็อกคูลไคระดับแรงดันคีสออกมาสองค่า จากนั้นแรงดันคีสมาผ่านวงจรรองความถี่ค้ำเพื่อไคระดับคีสที่รวมเรียวคเข้าคั้กับวงจรรเปรียบเทียบ ระดับแรงดันคีสอั้งปรับไคควย VR_1 เอาต์พุตที่ไคจะเป็นสัญญาณดิจิทัล

TRANSMITTER BLOCK DIAGRAM



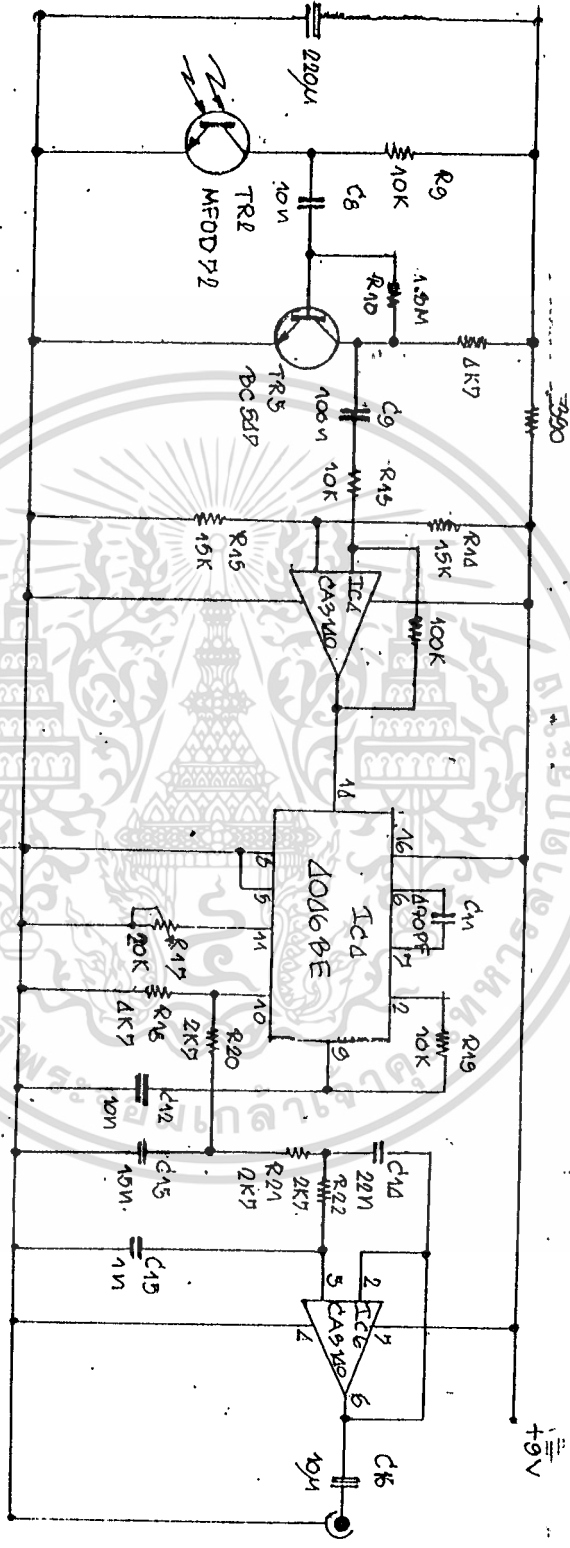
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSMITTER CIRCUIT DIAGRAM FOR AUDIO



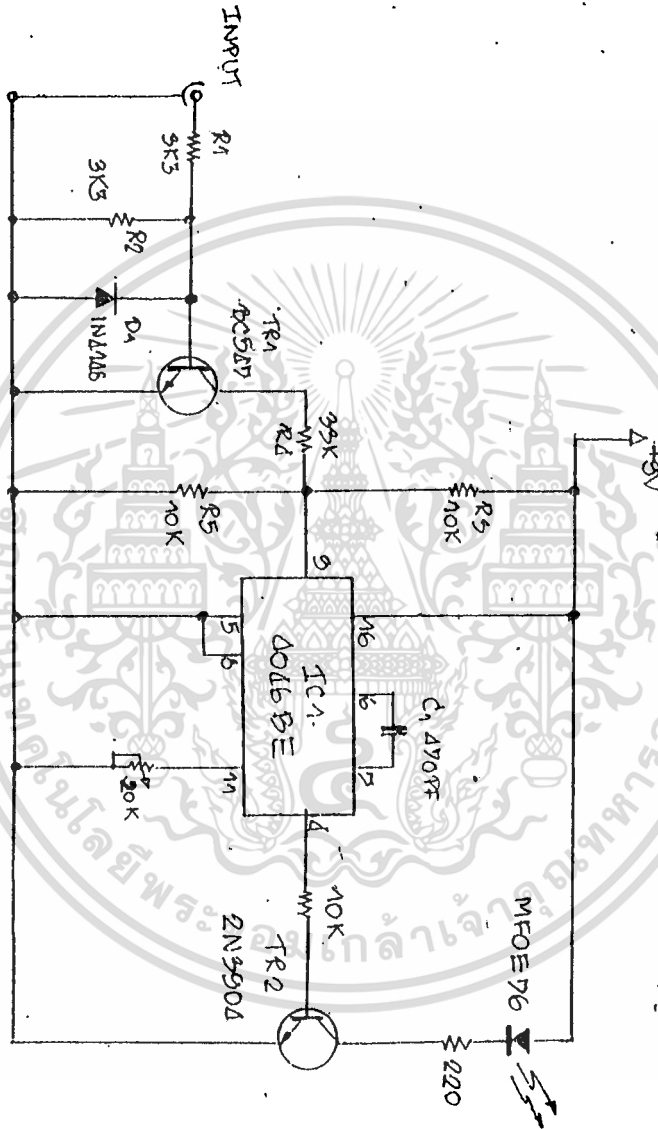
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECEIVER CIRCUIT DIAGRAM, FOR AUDIO



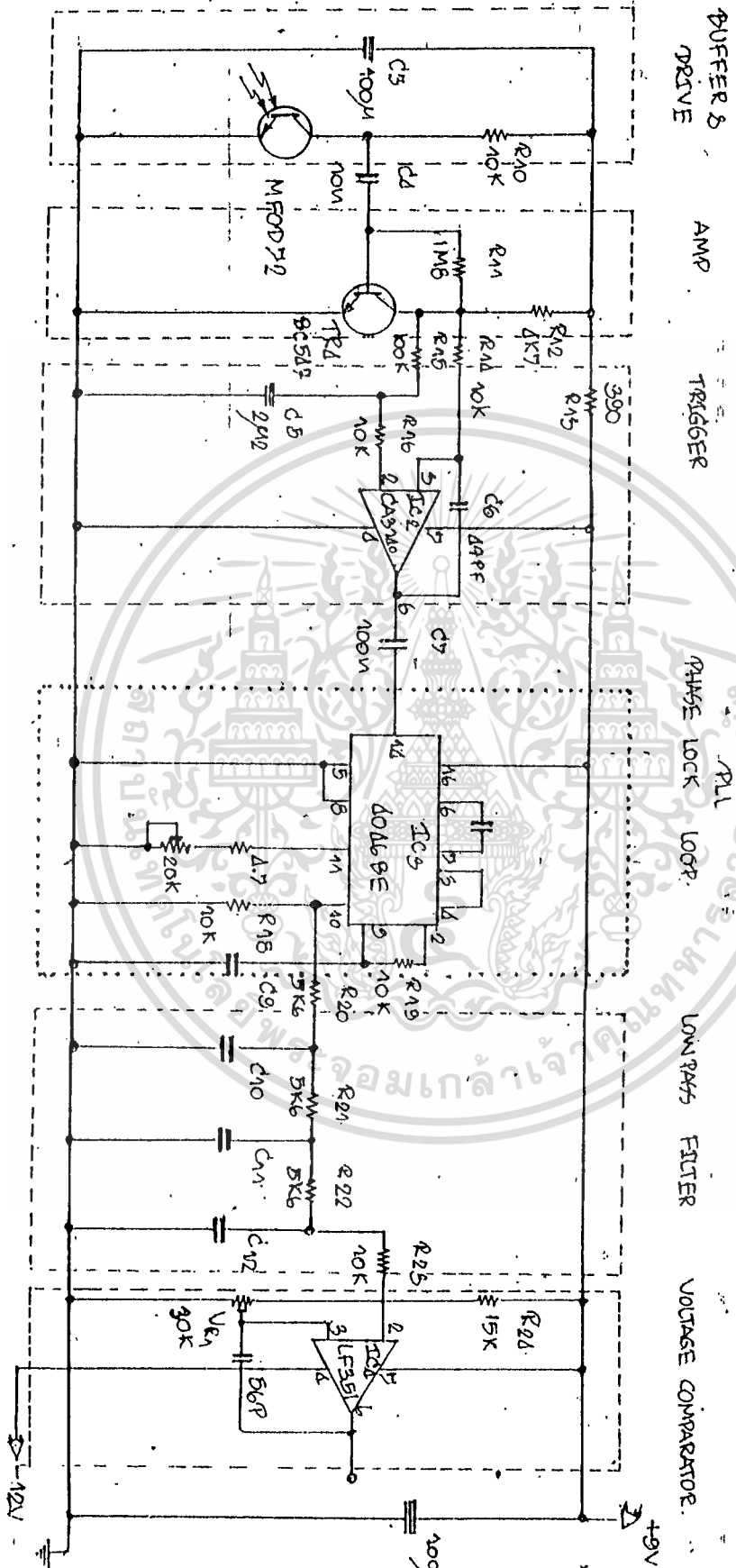
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRANSMITTER CIRCUIT DIAGRAM FOR DIGITAL



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECEIVER CIRCUIT DIAGRAM FOR DIGITAL



PUFFER & DRIVE

AMP

TRIGGER

PLL
PHASE LOCK LOOP

LOW PASS FILTER

VOLTAGE COMPARATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลการทดลอง การรับส่งโดยการป้อน SINE WAVE ตามตารางนี้

| INPUT ภาคส่ง | OUTPUT ภาครับ |
|------------------------------|--------------------------------|
| 500 HZ (1 V _{p-p}) | 500 HZ (300 mv _{pp}) |
| 600 HZ (") | 600 HZ (290 ") |
| 700 HZ (") | 700 HZ (280 ") |
| 800 HZ (") | 800 HZ (260 ") |
| 1 KHZ (") | 1 KHZ (255 ") |
| 1.2KHZ (") | 1.2KHZ (240 ") |
| 1.5KHZ (") | 1.5KHZ (220 ") |
| 2 KHZ (") | 2 KHZ (190 ") |
| 3 KHZ (") | 3 KHZ (150 ") |
| 5 KHZ (1 V _{p-p}) | 5 KHZ (100 mv _{pp}) |

ผลการทดลอง

โดยนำสัญญาณจากไมโครโฟนทำการขยายผ่านภาคขยาย แล้ว
ป้อนให้กับอินพุทของภาคส่ง ปรากฏว่า ได้ยินเสียงชัดเจนนอกภาครับ

ผลการทดลอง การรับส่งสัญญาณดิจิทัล

TRANSMITTER

RECEIVER

INPUT 5Vp-p

$\Delta\phi$ (องศา)

OUTPUT 19Vp-p

| | | |
|--------|-----|--------|
| 500 HZ | 9 | 500 HZ |
| 1 KHZ | 7.2 | 1 KHZ |
| 1.5KHZ | 7.2 | 1.5KHZ |
| 2 KHZ | 7.2 | 2 KHZ |
| 3 KHZ | 7.2 | 3 KHZ |
| 5 KHZ | 18 | 5 KHZ |
| 11 KHZ | 7.2 | 11 KHZ |
| 12 KHZ | 7.2 | 12 KHZ |
| 15 KHZ | 7.2 | 15 KHZ |

INPUT LEAD OUTPUT

OUTPUT LEAD INPUT

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

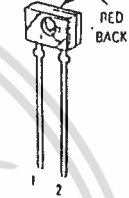
Visible Red LED

MLED76

This device is designed for a wide variety of applications where visible light emission is desirable, and can be used in conjunction with any MRD700 series detector. The MLED76 features high power output, using gallium aluminum arsenide technology.

- Low Cost
- Popular Case 349 Package
- Uses Stable Long-Life LED Technology
- Clear Epoxy Package

VISIBLE RED LED
660 nm



CASE 349-01
PLASTIC

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 @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 1) Derate above 35°C | P_D | 132 2 | mW mW/°C |
| Ambient Operating Temperature Range | T_A | -40 to +100 | °C |
| Storage Temperature | T_{stg} | -40 to +100 | °C |
| Lead Soldering Temperature (Note 2) | — | 260 | °C |

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

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|--------------|-----|------|-----|---------------|
| Reverse Leakage Current ($V_R = 3\text{ V}$) | I_R | — | 100 | — | nA |
| Reverse Leakage Current ($V_R = 5\text{ V}$) | I_R | — | 10 | 100 | μA |
| Forward Voltage ($I_F = 60\text{ mA}$) | V_F | — | 1.8 | 2.2 | V |
| Temperature Coefficient of Forward Voltage | ΔV_F | — | -2.2 | — | mV/K |
| Capacitance ($f = 1\text{ MHz}$) | C | — | 50 | — | pF |

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

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|-------------------|-----|----------|-----|-------|
| Peak Wavelength ($I_F = 60\text{ mA}$) | λ_p | — | 660 | — | nm |
| Spectral Half-Power Bandwidth | $\Delta\lambda$ | — | 20 | — | nm |
| Continuous Power Output ($I_F = 60\text{ mA}$) (Note 3) | P_O | — | 2.7 | — | mW |
| Instantaneous Power Output ($I_F = 100\text{ mA}$) | P_O | — | 4 | — | mW |
| Instantaneous Axial Intensity ($I_F = 100\text{ mA}$) (Note 4) | I_o | 0.8 | 1.3 | — | mW/sr |
| Power Half-Angle | θ | — | ± 30 | — | ° |
| Optical Turn-On Time | t_{on} | — | 200 | — | ns |
| Optical Turn-Off Time | t_{off} | — | 150 | — | ns |
| Half Power Electrical Bandwidth (Note 5) | BW _{0.5} | — | 6 | — | MHz |

- Notes: 1. Measured with device soldered into a typical printed circuit board.
 2. 5 seconds max; 1/16 inch from case. Heat sink should be applied during soldering, to prevent case temperature from exceeding 100°C .
 3. Measured using a Photodyne 88xLA with a #350 Integrating sphere.
 4. On-axis, with cone angle of $\pm 13^\circ$.
 5. $I_F = 100\text{ mA}$ pk-pk, 100% modulation.

TYPICAL CHARACTERISTICS

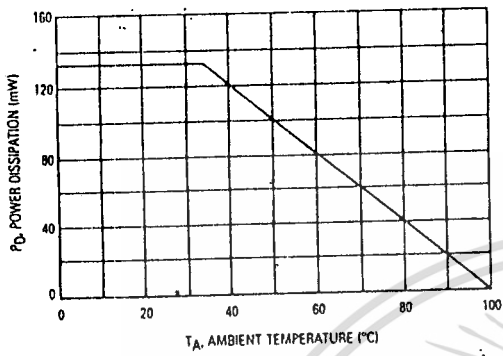


Figure 1. Power Dissipation

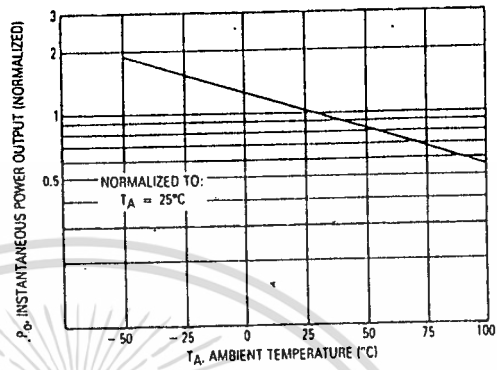


Figure 2. Instantaneous Power Output versus Ambient Temperature

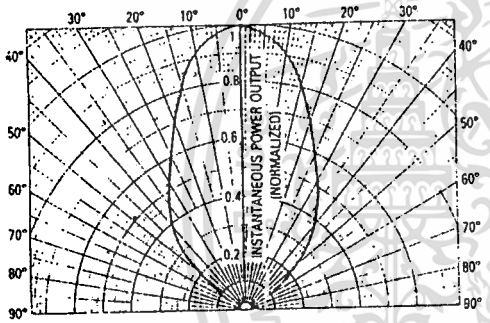


Figure 3. Spatial Radiation Pattern

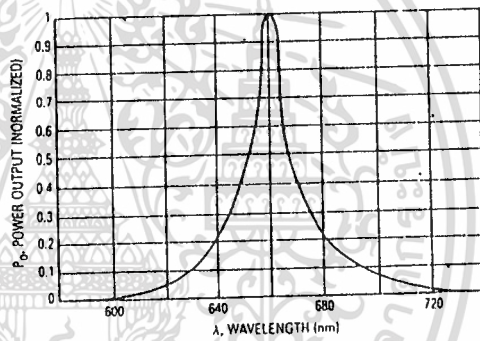


Figure 4. Relative Spectral Emission

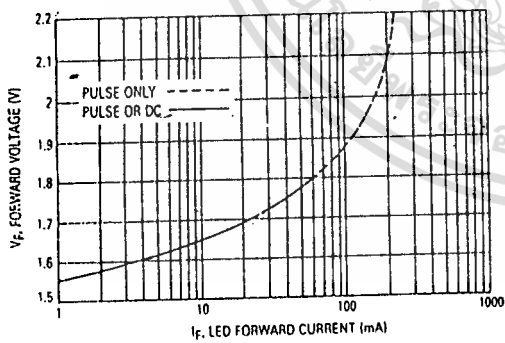


Figure 5. Forward Voltage versus Forward Current

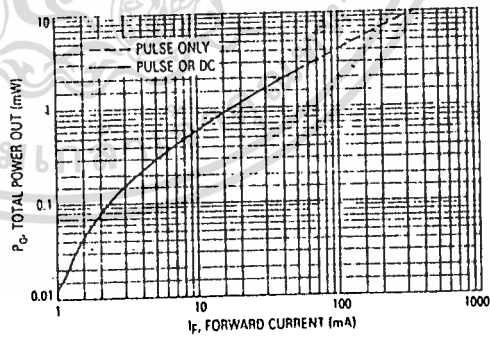
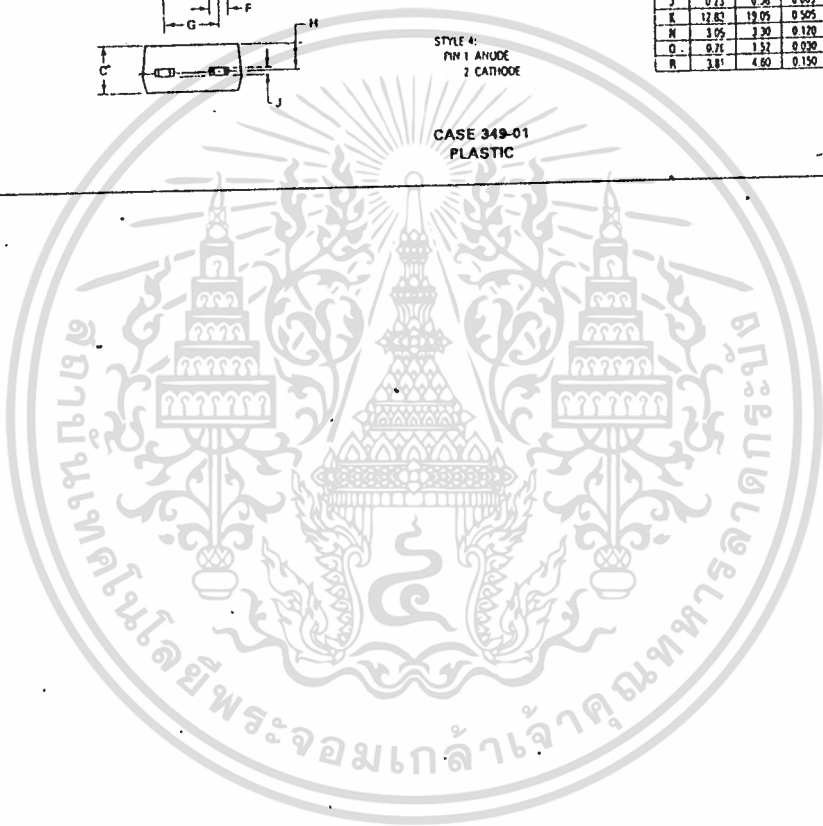
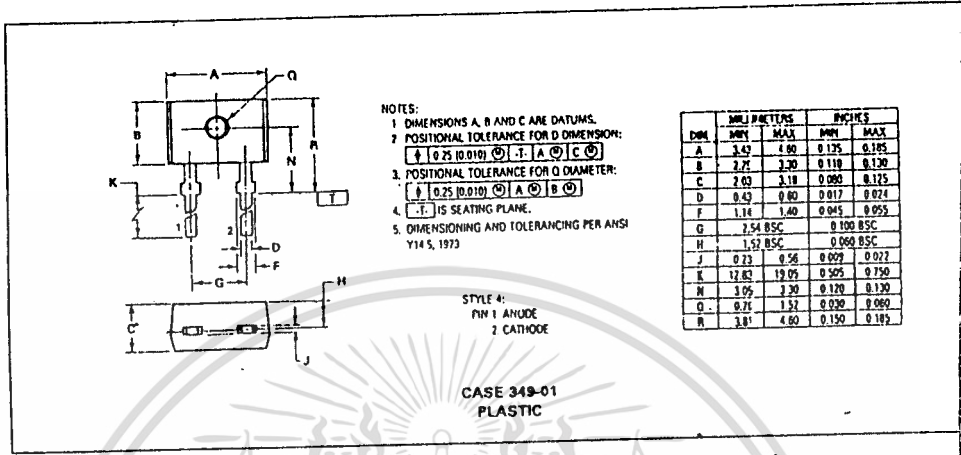


Figure 6. Instantaneous Power Output versus Forward Current

MLED76

OUTLINE DIMENSIONS



Fiber Optics — FLCS Family Photo Detector Transistor Output

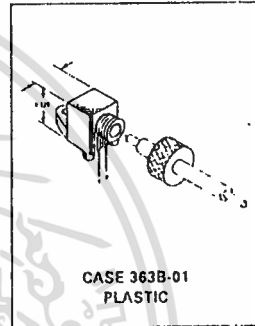
MFOD72

**FLCS FAMILY
 FIBER OPTICS
 PHOTO DETECTOR
 TRANSISTOR 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.

- Standard Phototransistor Output
- Ideally Matched to MF0E76 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 S114001)



MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|-----------------------------------|-------------|-------------|
| Collector-Emitter Voltage | V _{CEO} | 30 | Volts |
| Total Power Dissipation (T _A = 25°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°C unless otherwise noted)

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|----------------------|-----|-----|-----|-------|
| Collector Dark Current (V _{CE} = 10 V) | I _D | — | — | 100 | nA |
| Collector-Emitter Breakdown Voltage (I _C = 10 mA) | V _{(BR)CEO} | 30 | — | — | Volts |

OPTICAL CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|--|----------------------|----|------|-----|-------|
| Responsivity (V _{CC} = 5 V, Figure 2) | R | 80 | 125 | — | μA/μW |
| Saturation Voltage (λ = 850 nm, V _{CC} = 5 V) (P _{in} = 10 μW, I _C = 1 mA) | V _{CE(sat)} | — | 0.25 | 0.4 | Volts |
| Turn-On Time R _L = 2.4 kΩ, P _{in} = 10 μW, λ = 850 nm, V _{CC} = 5 V | t _{on} | — | 10 | — | μs |
| | t _{off} | — | 60 | — | μs |

MFOD72

TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

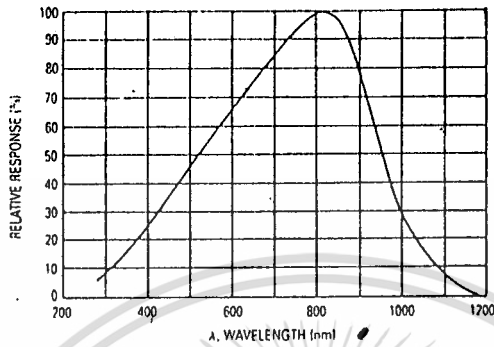


Figure 1. Relative Spectral Response

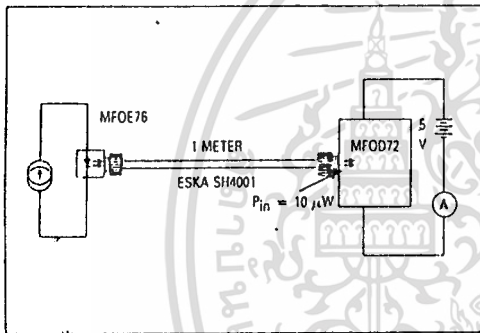


Figure 2. Responsivity Test Configuration

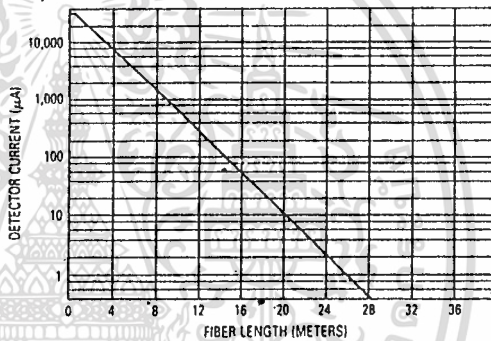


Figure 3. Detector Current versus Fiber Length

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.

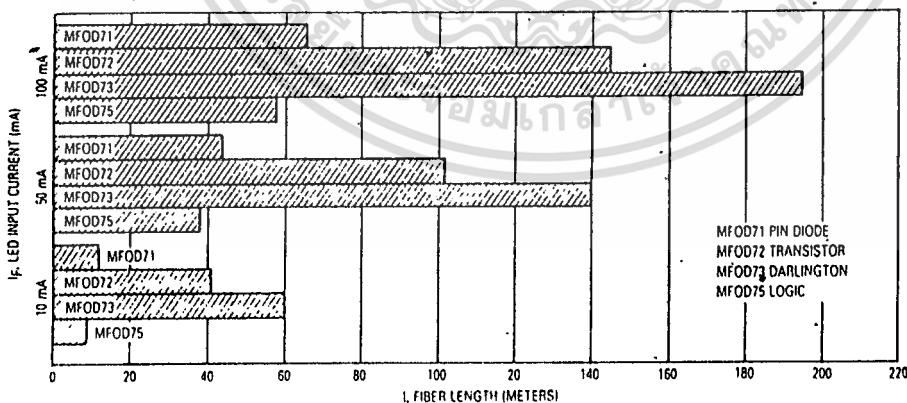


Figure 4. MFOE76 Working Distances

MFOD72

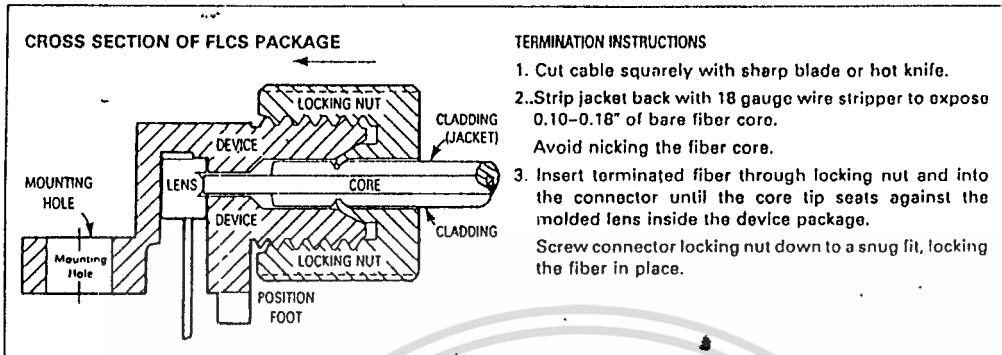


Figure 5. FO Cable Termination and Assembly

INPUT SIGNAL CONDITIONING

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

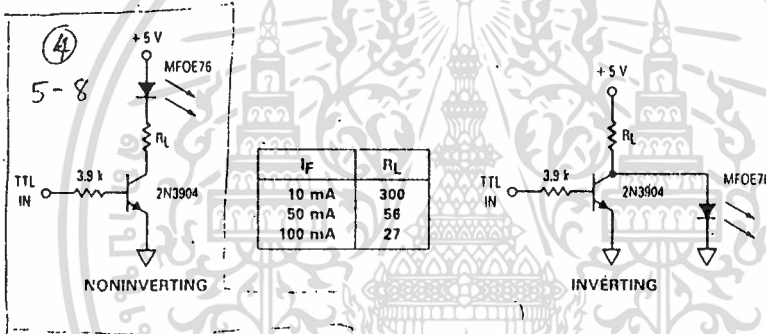


Figure 6. TTL Transmitters

OUTPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuit is suggested to take the MFOD72 detector output and condition it to drive TTL with an acceptable bit error rate.

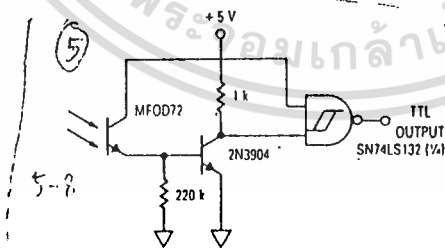
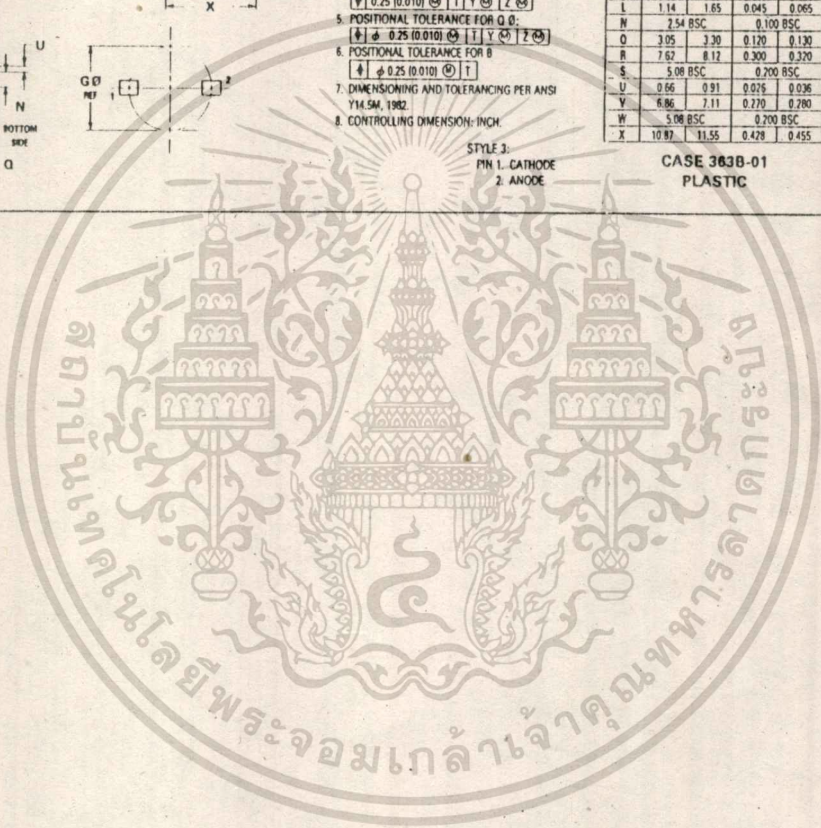
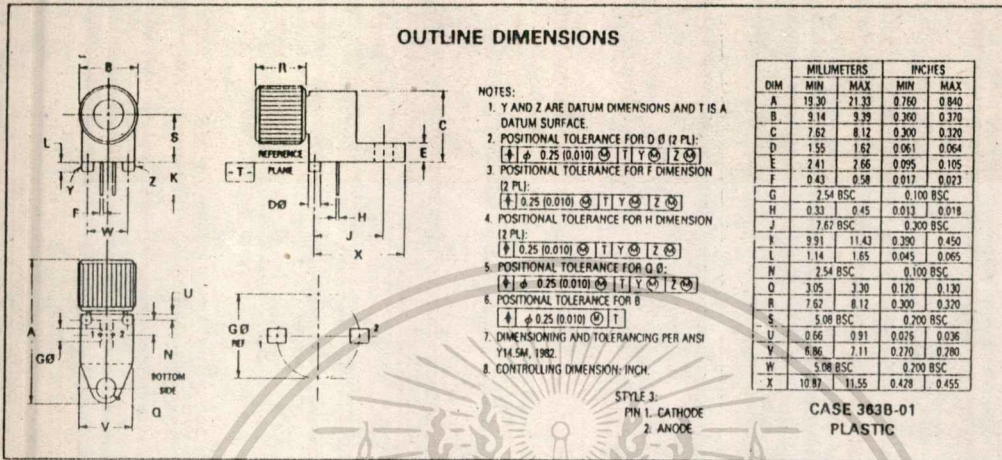


Figure 7. 5 kHz Transistor Receiver



ESKATM Cables

ไฟเบอร์ออปติกสายนำแสงจาก **MITSUBISHI RAYON**

SH 4001 ไฟเบอร์ออปติกเพื่อตัวใช้กับอุปกรณ์ OPTOELECTRONICS ของ MOTOROLA

สายไฟเบอร์ออปติก SH 4001 ใช้สำหรับเป็นท่อนำแสงเพื่อการรับ-ส่งสัญญาณด้วยแสง โดยที่มีการสูญเสียที่น้อยที่สุด จึงเหมาะเป็นอย่างยิ่งสำหรับงานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์, งานควบคุมเครื่องเสียง และอื่นๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งสามารถใช้กับอุปกรณ์ประเภทออปโตไมโครไรส์ได้ทันที

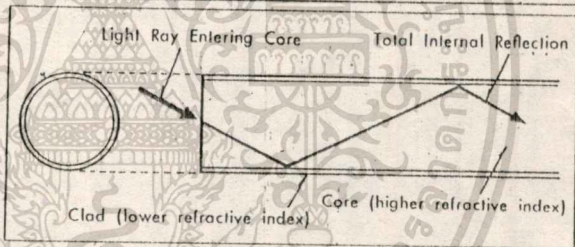
| ชนิด | รหัส | จำนวนแกน | ขนาด ϕ ของแกน | ขนาด ϕ ของท่อค่า | เกรด |
|-------------------|---------|----------|--------------------|-----------------------|------------|
| Single Fiber Type | SH 4001 | 1 | 1.0 mm | 2.2 mm ± 0.7 | Super ESKA |

แกนนำแสงของ SH 4001 มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 1.0 mm และหุ้มด้วยท่อค่าซึ่งทำจากสารโพลีเอทิลีน จึงสามารถทนทานต่อสารเคมีและแรงดึงต่างๆ ได้เป็นอย่างดี และยังป้องกันแสงภายนอกเข้าไปรบกวนสัญญาณภายในแกนได้อีกด้วย

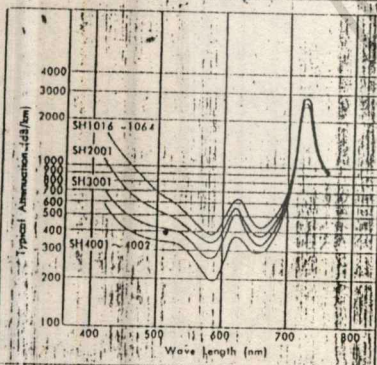
ภาพตัดขวาง



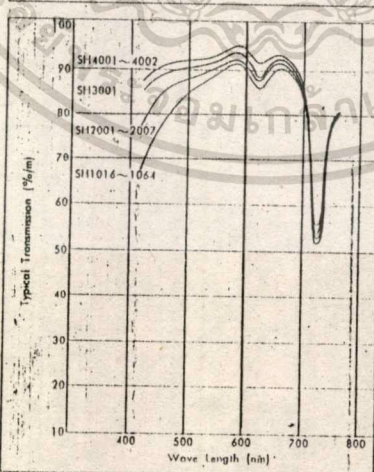
การเดินทางของแสงภายในแกนไฟเบอร์ออปติก



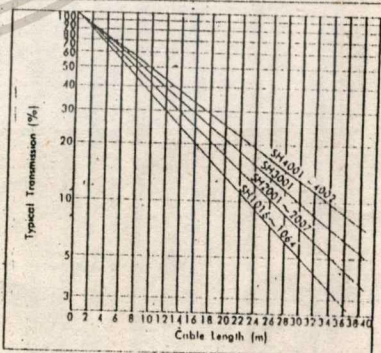
ปริมาณการลดทอนของสัญญาณตามความยาวคลื่น



อัตราการลดทอนตามความยาวคลื่น



อัตราการลดทอนตามความยาวทางสาย



ข้อแนะนำ: เพื่อการส่งผ่านสัญญาณที่ดี
ผิวของแกนไฟเบอร์ออปติกเมื่อตัดแล้ว
ต้องทำให้เรียบสม่ำเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

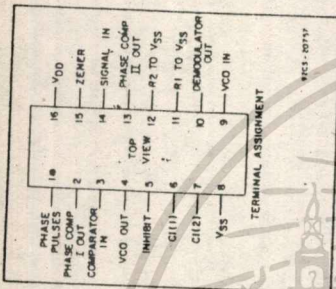
**High-Reliability COS/MOS
Micropower Phase-Locked Loop**
For Logic Systems Applications in Aerospace,
Military, and Critical Industrial Equipment

- Features:**
- Very low power consumption 70 μ W (typ.) at VCO f_0 = 10 kHz, VDD = 5V
 - Operating frequency range up to 1.2 MHz (typ.) at VDD = 5V
 - Wide supply-voltage range VDD - VSS = 5 to 1.5V
 - Low frequency drift 0.06%/°C (typ.) at VDD = 5V
 - Choice of two phase comparators
 - Exclusive-OR network
 - Edge-triggered memory network

- phase-pulse output for lock indicator
- VCO inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- Zener diode to assist supply regulation
- Source-follower output of VCO control input (Demod output)

Applications:

- FM demodulator and modulator
- Frequency synthesis and multiplication
- Frequency discriminator
- Data synchronization
- Voltage-to-frequency conversion
- Signal conditioners
- See companion application note ICAN-6101 for application information and circuit details



RCA-CD4046A "Slash" (/) Series are high-reliability COS/MOS integrated circuit Phase-Locked Loops intended for a wide variety of logic function configurations in aerospace, military, and critical industrial equipment.

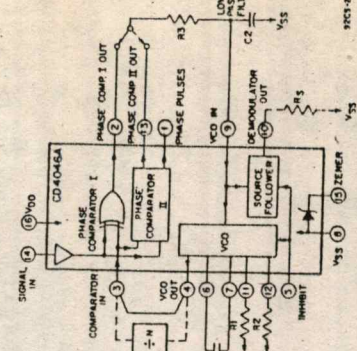
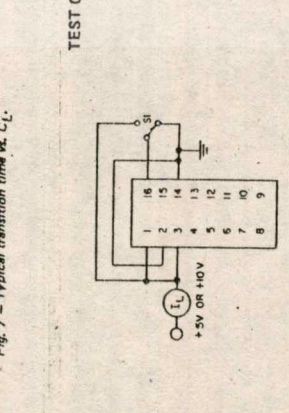
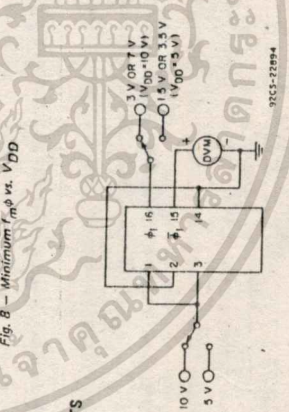
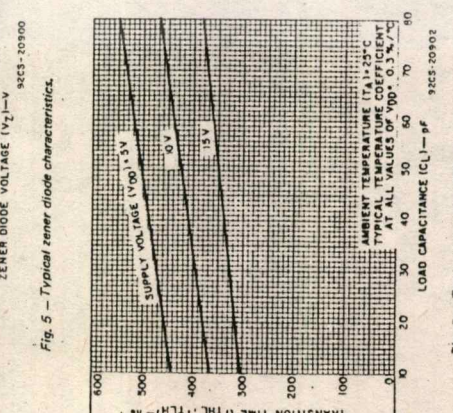
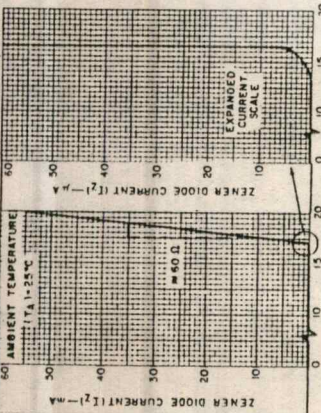
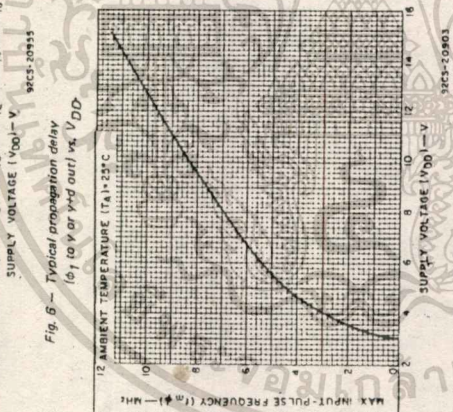
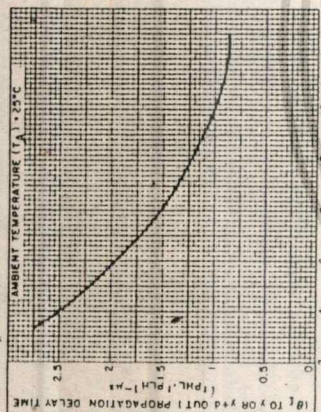
These devices are electrically and mechanically identical with standard COS/MOS CD4046A types described in data bulletin 637 and DATABOOK SSD-203 Series, but are specially processed and tested to meet the electrical, mechanical, and environmental test methods and procedures established for microelectronic devices in MIL-STD-883.

The packaged types can be supplied to six screening levels - /M, /R, /1, /2, /3, /4 - which correspond to MIL-STD-883 Classes "A", "B", and "C". The chip versions of these types can be supplied to three screening levels - /M, /N, and /R.

For a description of these screening levels and for detailed information on test methods, procedures, and test sequence employed with high-reliability COS/MOS devices refer to High-Reliability Report RIC-102C, "High-Reliability COS/MOS CD4000A "Slash" (/) Series Types".

The CD4046A "Slash" (/) Series types are supplied in 16-lead dual-in-line ceramic packages ("D" suffix), in 16-lead ceramic flat packages ("K" suffix), or in chip form ("H" suffix).

The RCA-CD4046A COS/MOS Micropower Phase-Locked Loop (PPL) consists of a low-power, linear voltage-controlled oscillator (VCO) and two different phase comparators having a



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดก็ตาม ยกเว้นกรณีที่ได้รับอนุญาตจากผู้นิพนธ์ และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารที่ต้นฉบับ

continuous signal-input amplifier and a common comparator input. A 5.2-V zener diode is provided for supply regulation if necessary. The CD4046A is supplied in a 16-lead dual-in-line ceramic package (CD4046AD). It is also available in chip form (CD4046AH).

VCO Section

The VCO requires one external capacitor C1 and one or two external resistors (R1 or R2). Resistor R1 and capacitor C1 determine the frequency range of the VCO and resistor R2 enables the VCO to have a frequency offset if required. The high input impedance (1012Ω) of the VCO simplifies the design of low-pass filters by permitting the designer a wide choice of resistor-to-capacitor ratios. In order not to load the low-pass filter, a source-follower output of the VCO input voltage is provided at terminal 10 (DEMODULATED OUTPUT). If this terminal is used, a load resistor (RS) of 10 kΩ or more should be connected from this terminal to VSS. If unused this terminal should be left open. The VCO can be connected either directly or through frequency dividers to the comparator input of the phase comparators. A full COS/MOS logic swing is available at the output of the VCO and allows direct coupling to COS/MOS frequency dividers such as the RCA-CD4024A, CD4018A, CD4020A, CD4022A, or CD4029A. One or more CD4018A (Presettable Divide-by-N Counter) or CD4029A (Presettable Up/Down Counter), together with the CD4046A (Phase-Locked Loop) can be used to build a micro-power low-frequency synthesizer. A logic 0 on the INHIBIT input "enables" the VCO and the source follower, while a logic 1 "turns off" both to minimize stand-by power consumption.

Phase Comparators

The phase-comparator signal input (terminal 14) can be direct-coupled provided the signal swing is within COS/MOS logic levels (logic "0" ≤ 30% (VDD-VSS), logic "1" ≥ 70% (VDD-VSS)). For smaller swings the signal must be capacitively coupled to the self-biasing amplifier at the signal input. Phase comparator I is an exclusive-OR network; it operates analogously to an over-driven balanced mixer. To maximize the lock range, the signal- and comparator-input frequencies must have a 50% duty cycle. With no signal or noise on the signal input, this phase comparator has an average output voltage equal to VDD/2. The low-pass filter connected to the output of phase comparator I supplies the averaged voltage to the VCO input, and causes the VCO to oscillate at the center frequency (f0).

The frequency range of input signals on which the PLL will lock if it was initially out of lock is defined as the frequency capture range (2fc). The frequency range of input signals on which the loop will stay locked if it was initially in lock is defined as the frequency lock range (2fL). The capture range is ≤ the lock range.

With phase comparator I the range of frequencies over which the PLL can acquire lock (capture range) is dependent on the low-pass-filter characteristics, and can be made as large as the lock range. Phase-comparator I enables a PLL system to remain in lock in spite of high amounts of noise in the input signal.

One characteristic of this type of phase comparator is that it may lock onto input frequencies that are close to harmonics of the VCO center-frequency. A second characteristic is that the phase angle between the signal and the comparator input varies between 0° and 180°, and is 90° at the center frequency. Fig. 2 shows the typical, triangular, phase-to-output response charac-

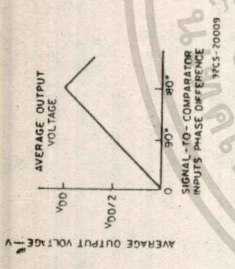


Fig. 2 - Phase-comparator I characteristics at low-pass filter output.

teristic of phase-comparator I. Typical waveforms for a COS/MOS phase-locked-loop employing phase-comparator I in locked condition of f0 is shown in Fig. 3. Phase-comparator II is an edge-controlled digital memory network. It consists of four flip-flop stages, control gating, and a three-state output circuit comprising p- and n-type drivers having a common output node. When the p-MOS or n-MOS drivers are ON they pull the output up to VDD or down to VSS, respectively. This type of phase-comparator acts only on the positive edges of the signal and comparator inputs. The

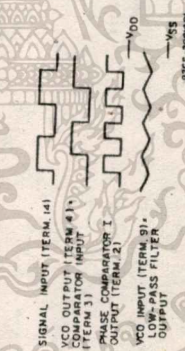


Fig. 3 - Typical waveforms for COS/MOS phase-locked loop employing phase-comparator I in locked condition of f0.

duty cycles of the signal and comparator inputs are not important since positive transitions control the PLL system utilizing this type of comparator. If the signal-input frequency is higher than the comparator-input frequency, the p-type output driver is maintained ON continuously. If the signal-input frequency is lower than the comparator-input frequency, the n-type output driver is maintained ON continuously. If the signal- and comparator-input frequencies are the same, if the signal input lags the comparator input in phase, the n-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. If the signal- and comparator-input frequencies are the same, but the comparator input lags the signal in phase, the p-type output driver is maintained ON for a time corresponding to the phase difference. Subsequently, the capacitor voltage of the low-pass filter connected to this phase comparator is adjusted until the signal and comparator inputs

are equal in both phase and frequency. At this stable point both p- and n-type output drivers remain OFF and thus the phase-comparator output becomes an open circuit and holds the voltage on the capacitor of the low-pass filter constant. Moreover, the signal at the "phase pulses" output is a high level which can be used for indicating a locked condition. Thus, for phase-comparator II, no phase difference exists between signal and comparator input over the full VCO frequency range. Moreover, the power dissipation due to the low-pass filter is reduced when this type of phase-comparator is used because both the p- and n-type output drivers are OFF for most of the signal input cycle. It should be noted that the PLL lock range for this type of phase-comparator is equal to the capture range, independent of the low-pass filter. With no signal present at the signal input, the VCO is adjusted to its lowest frequency for phase-comparator II. Fig. 4 shows typical wave-

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:
 Storage Temperature Range -65°C to +150 °C
 Operating Temperature Range -55°C to +125 °C
 Ceramic Package Types
 DC Supply Voltage Range (VDD - VSS) -0.5 V to +15 V
 Device Dissipation (Per Pkg.) 200 mW
 All Inputs VSS ≤ Vi ≤ VDD
 Lead Temperature (During soldering):
 At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79 mm) from case for 10 seconds max. 265 °C

Fig. 4 - Typical waveforms for COS/MOS phase-locked loop employing phase-comparator II in locked condition.

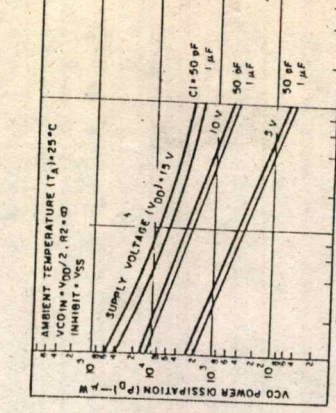


Fig. 5(a) - Typical VCO power dissipation at center frequency vs. R1.

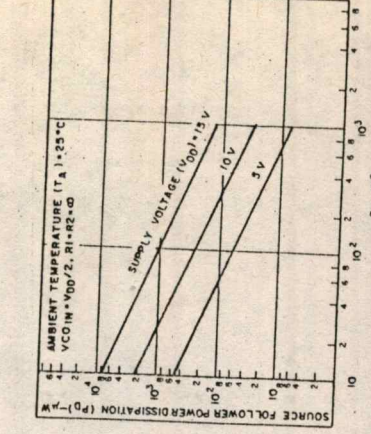


Fig. 5(c) Typical source follower power dissipation vs. RS.

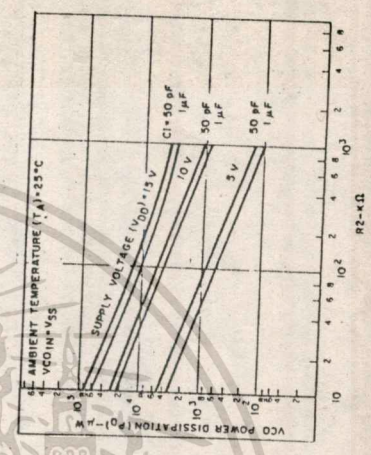


Fig. 5(b) - Typical VCO power dissipation at fmin vs. R2.

NOTE: To obtain approximate total power dissipation of PLL system for no-signal input
 $P_D(\text{Total}) = P_D(f_0) + P_D(f_{\text{MIN}}) + P_D(f_S)$ - Phase Comparator I
 $P_D(\text{Total}) = P_D(f_{\text{MIN}})$ - Phase Comparator II

This information is a guide for approximating the values of external components for the CD4046A in a Phase-Locked-Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

- $10\text{ k}\Omega < R_1, R_2, R_S < 1\text{ M}\Omega$
- $C_1 > 100\text{ pF}$ at $V_{DD} > 5\text{ V}$.
- $C_1 > 50\text{ pF}$ at $V_{DD} > 10\text{ V}$.

In addition to the given design information refer to Fig. 5 for R_1, R_2 , and C_1 component selections.

| CHARACTERISTICS | USING PHASE COMPARATOR I | | USING PHASE COMPARATOR II | |
|---|--|-----------------|--------------------------------------|-----------------|
| | VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$ | VCO WITH OFFSET | VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$ | VCO WITH OFFSET |
| VCO Frequency | | | | |
| For No Signal Input | VCO in PLL system will adjust to center frequency, f_o . | | | |
| Frequency Lock Range, $2f_L$ | VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min} | | | |
| Frequency Capture Range, $2f_C$ | $2f_L = f_{max} - f_{min}$ $2f_C = \frac{1}{\pi} \frac{2\pi f_L}{\pi}$ (1), (2) | | | |
| Loop Filter Component Selection | <p>For $2f_C$, see Ref. (2)</p> | | | |
| Phase Angle between Signal and Comparator | 90° at center frequency (f_o), approximating 0° and 180° at ends of lock range ($2f_L$) | | | |
| Locks on Harmonics of Center Frequency | Yes High | | | |
| Signal Input Noise Rejection | No Low | | | |
| VCO Component Selection | - Given: f_o - Use f_o with Fig. 5a to determine R_1 and C_1 - Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_o - f_L$ - Use f_{min} with Fig. 5b to determine R_2 and C_1 - Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = \frac{f_o + f_L}{2}$ - Use f_{min} with Fig. 5c to determine R_2/R_1 to obtain R_1 - Use f_{min} with Fig. 5c to determine R_2/R_1 to obtain R_1 | | | |

For further information, see (1) F. Gardner, "Phase-Lock Techniques", John Wiley and Sons, New York, 1966 (2) G. S. Moschytz, "Minimized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS AT $T_A = 25^\circ\text{C}$

| CHARACTERISTIC | SYMBOL | TEST CONDITIONS | LIMITS | | UNITS | CHARACTERISTIC CURVES & TEST CIRCUIT FIG. 6 |
|---|--------------------------------------|---|-----------|------------|-------|---|
| | | | MIN. | TYP. MAX. | | |
| VCO Section | | | | | | |
| Operating Supply Voltage | $V_{DD} - V_{SS}$ | At fixed oscillator only Phase-locked-loop operation | 3 | — | 15 | V |
| Operating Power Dissipation | PD | $I_o = 10\text{ mA}$ | 5 | — | 15 | V |
| | | $R_1 = 1\text{ M}\Omega$ | 10 | — | 70 | — |
| | | $R_2 = \infty$ | 15 | — | 6000 | μW |
| Maximum Operating Frequency | f _{MAX} | $C_1 = 100\text{ pF}$ | 5 | 0.25 | 0.5 | — |
| | | $C_1 = 50\text{ pF}$ | 10 | 0.6 | 1.2 | — |
| Center Frequency and Frequency Range | f _o | Programmable with external components R_1, R_2 , and C_1 | — | — | — | — |
| Linearity | | $V_{COIN} = 2.5\text{ V} \pm 0.3\text{ V}, R_1 > 10\text{ k}\Omega$ $= 5\text{ V} \pm 2.5\text{ V}, R_1 > 400\text{ k}\Omega$ $= 7.5\text{ V} \pm 5\text{ V}, R_1 = 1\text{ M}\Omega$ | 5 | — | — | — |
| Temperature-Frequency Stability | | No Frequency Offset MIN = 0 | — | — | — | — |
| Frequency Offset | | $\%/\text{ }^\circ\text{C} \leq \frac{1}{V_{DD}}$ | 5 | 0.17-0.24 | — | — |
| Input Resonance of VCOIN (Term 4) | | $\%/\text{ }^\circ\text{C} \leq \frac{1}{V_{DD}}$ | 5 | 0.04-0.08 | — | — |
| VCO Output Voltage (Term 4) Low Level | VOL | | 15 | 0.015-0.03 | — | — |
| High Level | V _H | | 15 | 0.06-0.12 | — | — |
| VCO Output Duty Cycle | | | 15 | 0.05-0.1 | — | — |
| VCO Output Transition Times | t _{FHL} , t _{TLLH} | | 15 | 0.03-0.06 | — | — |
| VCO Output Drive Current: n-Channel (Sink) | I _{ON} | Driving CMOS-Type Load (e.g. Term 3) Phase Comparator Input | 5 | 4.99 | — | — |
| p-Channel (Source) | I _{OP} | | 10 | 9.99 | — | — |
| Source-Follower Output (Demodulated Output): Offset Voltage (VCOIN - V _{DEM}) | | | 15 | 14.99 | — | — |
| Linearity | | | 5, 10, 15 | — | — | — |
| Zener Diode Voltage CD4046A, CD4046AK | V _Z | | 5, 10, 15 | — | — | — |
| Zener Dynamic Resistance | R _Z | | 5, 10, 15 | — | — | — |

| CHARACTERISTIC | SYMBOL | TEST CONDITIONS | LIMITS | | CHARAC. CURVES & TEST CIRCUITS FIG. NO. |
|---|-----------------|---|--------|------|---|
| | | | MIN. | MAX. | |
| PHASE COMPARATOR SECTION | | | | | |
| Operating Supply Voltage | $V_{DD}-V_{SS}$ | Amplifier Operation Comparators only | 5 | 15 | - |
| Total Quiescent Device Current: | | | | | |
| Term. 14 Open | | Term. 15 open | 25 | 55 | |
| Term. 14 at V_{SS} or V_{DD} | I_L | Term. 5 at V_{DD} Terms. 3 & 9 at V_{SS} | 200 | 410 | |
| Term. 14 (SIGNAL IN) | | | 5 | 15 | |
| Input Impedance | Z_{i14} | | 25 | 60 | |
| AC-Coupled Signal Input Voltage Sensitivity | | | 0.4 | - | M Ω |
| DC-Coupled Signal Input and Comparator Input Voltage Sensitivity: Low Level | | | 10 | 400 | |
| High Level | | | 15 | 300 | |
| Output Drive Current: | | | 5 | 1.5 | 2.25 |
| n-Channel (Sink) | I_{ON} | Phase Pulses | 0.5 | 10 | 3 |
| p-Channel (Source) | I_{OP} | Phase Pulses | 0.5 | 10 | 4.5 |

| CHARACTERISTIC | SYMBOL | TEST CONDITIONS | LIMITS | | CHARAC. CURVES & TEST CIRCUITS FIG. NO. |
|---|-----------------|---|--------|------|---|
| | | | MIN. | MAX. | |
| PHASE COMPARATOR SECTION | | | | | |
| Operating Supply Voltage | $V_{DD}-V_{SS}$ | Amplifier Operation Comparators only | 5 | 15 | - |
| Total Quiescent Device Current: | | | | | |
| Term. 14 Open | | Term. 15 open | 25 | 55 | |
| Term. 14 at V_{SS} or V_{DD} | I_L | Term. 5 at V_{DD} Terms. 3 & 9 at V_{SS} | 200 | 410 | |
| Term. 14 (SIGNAL IN) | | | 5 | 15 | |
| Input Impedance | Z_{i14} | | 25 | 60 | |
| AC-Coupled Signal Input Voltage Sensitivity | | | 0.4 | - | M Ω |
| DC-Coupled Signal Input and Comparator Input Voltage Sensitivity: Low Level | | | 10 | 400 | |
| High Level | | | 15 | 300 | |
| Output Drive Current: | | | 5 | 1.5 | 2.25 |
| n-Channel (Sink) | I_{ON} | Phase Pulses | 0.5 | 10 | 3 |
| p-Channel (Source) | I_{OP} | Phase Pulses | 0.5 | 10 | 4.5 |

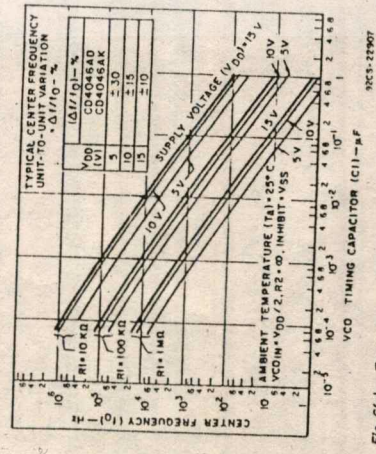


Fig. 6(a) - Typical center frequency vs. C1 for R1 = 10 k Ω , 100 k Ω , and 1 M Ω . Lower frequency values are obtainable if larger values of C1 are used.

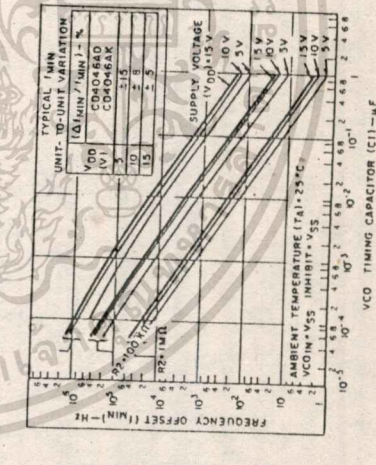


Fig. 6(b) - Typical frequency offset vs. C1 for R2 = 10 k Ω , 100 k Ω , and 1 M Ω . Lower frequency values are obtainable if larger values of C1 are used.

| CHARACTERISTIC | SYMBOL | TEST CONDITIONS | LIMITS | | CHARAC. CURVES & TEST CIRCUITS FIG. NO. |
|--|-----------|--|------------------|-------------------|---|
| | | | MIN. | MAX. | |
| ELECTRICAL CHARACTERISTICS | | | | | |
| Test Operating Device Current (Term. 14 at V_{DD}) | I_L | | 10 | 10 ³ | 200 ^a |
| Quiescent Device Current Per Package (Term. 14 at V_{DD}) | I_Q | | 10 | 100 | 2000 |
| VCO Oscillator Current | | Adjust R ₂ on Term. 13 for -100 μ A | 10 | 31 | -30 ^b |
| Output Voltage: Low Level | V_{OL} | Term. 13 for -100 μ A | 10 | -210 | -200 ^c |
| High Level | V_{OH} | | 15 | 0.95 ^d | -190 |
| Threshold Voltage: n-Channel | V_{THN} | $I_D = 10 \mu$ A | 4.5 | 3.95 ^e | 0.75 ^f |
| p-Channel | V_{THP} | $I_D = 10 \mu$ A | 10 | -1.5 ^g | -14.7 ^h |
| Output Drive Current: n-Channel | I_{ON} | | 0.5 | 10 | |
| p-Channel | I_{OP} | | 0.5 | 10 | |
| Zener Diode Voltage: Diode Test | V_Z | V_{SS} = Ground, 50 μ A into Term. 15, 100 μ A at each input or output | 1.8 ⁱ | 1.3 ^j | 1.1 ^k |
| Dynamics: Phase Comp. No. 1 Output Voltage | V_1 | Input Signal Voltage (Term. 14) = 400 mV, 1 = 10 kHz, See Fig. 7 | 1.5 ^l | 1.5 ^l | 1.5 ^l |
| Phase Comp. No. 2 Output Voltage | V_2 | Input Signal Voltage (Term. 14) = 400 mV, 1 = 10 kHz, See Fig. 7 | 5 | 2.4 ^m | 2.8 ⁿ |
| Phase Comp. No. 3 Output Voltage | V_3 | Input Signal Voltage (Term. 14) = 400 mV, 1 = 10 kHz, See Fig. 7 | 10 | 4.8 ^o | 5.2 ^p |

Limits with black dot (a) designate 100% testing. Refer to RIC-102B "High-Reliability COS/MOS CD4000A Slash (I) Series Types", Table through 7 for testing sequence. All other limits are designer's parameters under given test conditions and do not represent 100% testing.

Note 1: Complete functional test, all inputs and outputs to truth table.
Note 2: Test is either a one input or a one output only.

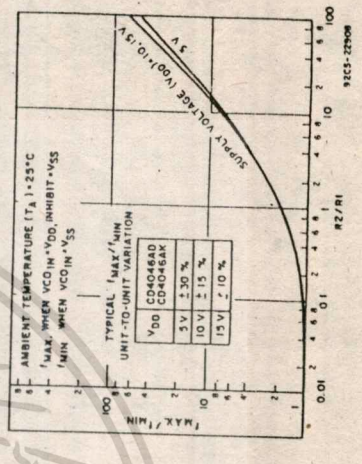


Fig. 6(c) - Typical I_{max} vs. $R2/R1$.

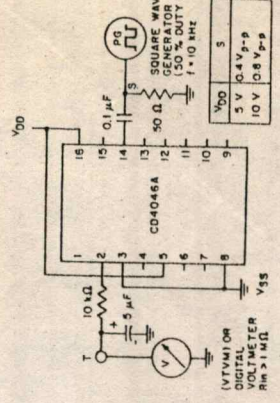


Fig. 7 - Test circuit for Phase Comparator Output Voltage

เอกสารอ้างอิง

1. นิตยสาร อีเลคทรอน79, ฉบับที่ 6 ปี A
แผนกบริการ ไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ หน้า 44-45
2. FIBER OPTIC COMMUNICATIONS, JOSEPH. PALAIS,
PRENTICE - HALL INTERNATIONAL, INC. , P.131-132
3. PRINCIPLE COMUNICATION, DR. WIWAT KIRANON
P. 122-125
4. ปรินซิพัลทฤษฎี หมายเลข 017991 ปี 2527 หน้า 1-29.

