

เอกสารอ้างอิง

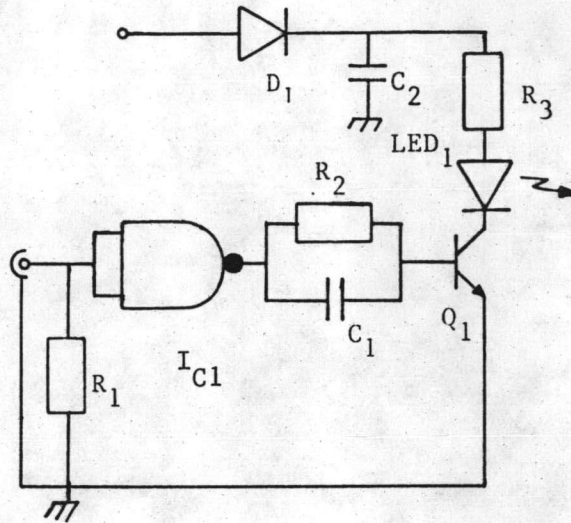
1. R.H. KINGSTON "Detection of Optical and Infrared Radiation" Springer - Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1978
2. WILLIAM K. PRATT "Laser Communication System" John Wiley & Sons, Inc.
3. "Atmospheric Optics" Encyclopedia - The optical industry and system directory - 1979
4. "Optical Communications" Encyclopedia - The optical industry and system directory - 1979
5. HEWLETT PACKARD "Threshold detection of visible and infrared radiation with pin photodiodes" Application Note 915
6. VINCENT MIRTICH "Protecting Optical Data Links from Electro - Magnetic Interference" Electronics, January 13, 1981
7. WILLIAM M. HUBBAND "Comparative Performance of Twin - Channel and Single Channel Optical - Frequency Receivers" IEEE Transactions on communications Vol.Com-20, No-6, December 1972
8. TADAO KOBAYASHI, KENJI KOHIYAMA AND KOHEI NISHINO "Atmospheric Optical Communications System" IEEE Transactions on communications Vol.Com-25, No-12, December 1977
9. ALAN CHAPPELL "Optoelectronics Theory and Practice" Texas instruments Ltd.
10. FRANCIS A. JENKINS, HARLEY E. WHITE "Fundamentals of Optics" McGraw-Hill Kogakusha, Ltd. Fourth Edition
11. ALLEN NUSSBAUM, RICHARD A. PHILLIPS "Contemporary Optics for Scientists and Engineers" Prentice Hall
12. MATHIAS UHLE "The Influence of Source on The Electro-Optical Switching Behavior of LED's" IEEE Transaction on electron devices, Vol.Ed-23, No.4, April 1976, PP 438-441

13. STEVE CIARCIA "Communications on a Light Beam" Byte May 1979
14. FAIRCHID "TTL Data Book"
15. ADESCOMBES AND W. GUGGENBUHL "Investigation of The Influence of Several Diode Parameter on The Light-Delay time in Large area SH-junction LED's" "IEEE Transaction electron devices, Vol.ED-25, No.3, PP 379-382, March 1978
16. YASUHARU SUEMATSU, KEN - ICHIIGA "Introduction to Optical Fiber Communication" John Wiley & Sons, Inc., New York
17. MISCHA SCHWARTZ "Information Transmission Modulation and Noise" Third edition, McGraw-Hill, Section 2-3, 3-9
18. NORIHIKO MORINAGA "Principles of Optical Fiber Communication Systems"  
Lecture note, Osaka University
19. H. YANAI "Optical Communication Handbook" Asakura shoten, Japan
20. LEO LEVI "Applied Optics" Volume 2, John Wiley & Sons, Inc.
21. Y. SUEMATSU "Optical Communications" Ohm Publisher, Japan

ภาคผนวก (ก)

การออกแบบวงจรเพื่อใช้ในการทดลอง

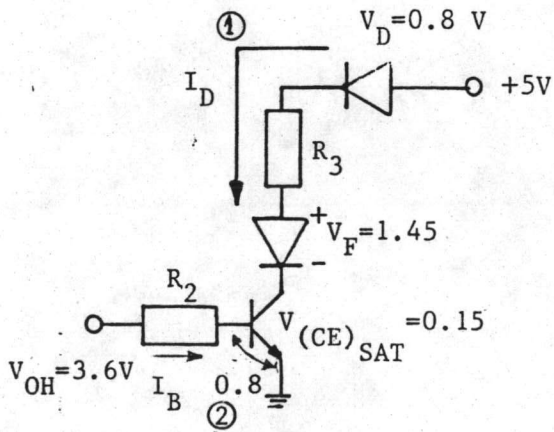
1. การออกแบบวงจรภาคส่งทดลอง



รูปที่ ก.1 รูปวงจรรหัสส่ง

การออกแบบจะเริ่มมาจากการกำหนดค่ากระแสที่ต้องการให้ไหลผ่าน OC-1 และ  
ค่าแรงดันไบแอสตาม ( $V_F$ ) ของ OC-1 ในที่นี้ให้

กระแสไหลผ่าน LED ( $I_D$ ) = 50 mA ;  $V_F = 1.45$  V



เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2218 (Switching Transistor)

$V_{(CE)SAT} = 0.15$  V     $I_C = 50$  mA

$V_{(BE)SAT} = 0.65$  V ;  $h_{FE(min)} = 40$

ในที่นี้เลือกใช้  $V_{BE} = 0.8$  V

$V_{OH}$  ของ IC 74LS00 = 3.6 V

การคำนวณ

จาก Loop (1) จากกฎของโอม จะได้

$$V_{CE} = V_D + V_F + V_{(CE)sat} + I_D R_3 \quad (1)$$

$$\therefore 5 = 0.8 + 1.45 + 0.15 + 50 \times 10^{-3} \times R_3$$

$$\therefore R_3 = \frac{2.6}{50 \times 10^{-3}} = 52 \Omega$$

ในที่นี้จะใช้ R 100Ω ½W 2 ตัวขนานกัน

จาก Loop (2)

$$V_{OH} = V_{BE} + I_B R_2$$

$$V_{OH} = V_{BE} + \frac{I_D}{h_{FE}} R_2 \quad (2)$$

$$\therefore 3.6 = 0.8 + \frac{50 \times 10^{-3} \times R_2}{40}$$

$$R_2 = 2.24 \text{ k}\Omega$$

การเลือกพิจารณาค่า R ที่ใกล้ที่สุดและเพื่อให้ Q<sub>1</sub> "ON" จึงเลือกใช้

$$R_2 = 1.8 \text{ k}\Omega$$

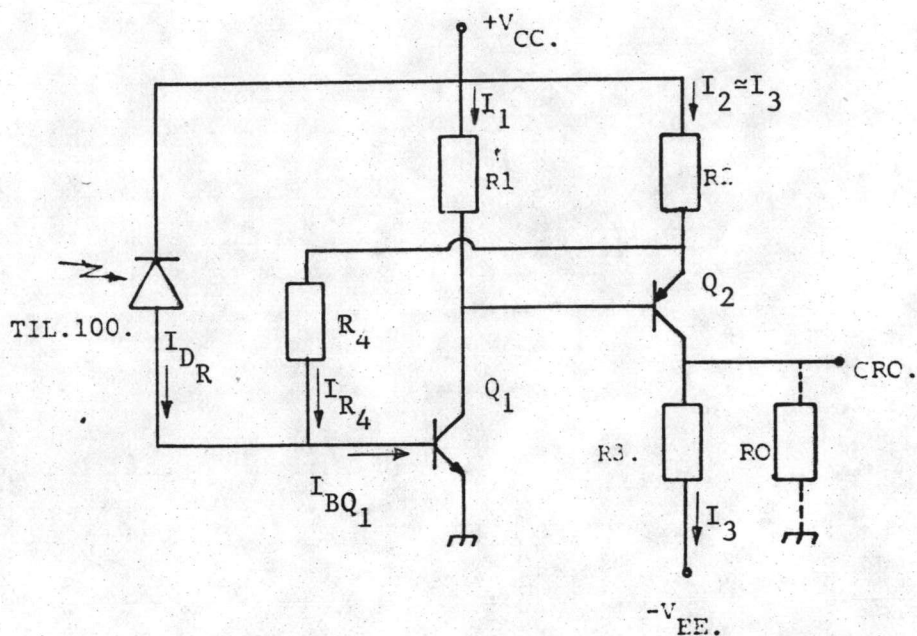
การกำหนดค่า C<sub>1</sub> หาได้จากการกำหนดให้มีค่าคงตัวทางเวลาประมาณ 1/3 ของความถี่

2 MHz

$$R_2 C_1 = 1 / (3 \times 2 \times 10^{-6})$$

$$\therefore C_1 \approx 100 \text{ pF}$$

2. การออกแบบวงจรขยายกระแสจากโฟโตไดโอดเป็นแรงดัน



รูปที่ ก.2 วงจรขยายกระแสเป็นแรงดัน

กำหนด

$Q_1$  ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ NPN เบอร์ 2 SC 717

$$h_{FE} = 40 ; V_{BE} \approx 0.6 \text{ V}$$

$Q_2$  ใช้ทรานซิสเตอร์แบบ PNP เบอร์ 2SA550

$$h_{FE} = 40 ; V_{BE} \approx 0.6 \text{ V}$$

ส่วนของวงจร

$$-R_I \approx 2 \text{ k}\Omega$$

$$\text{STABILITY FACTOR } S_1 = 4$$

$$S_2 = 1.5$$

$$\text{จุดทำงานสงบ } V_O = 0 \text{ V}$$

$$V_{CE}(Q_2) = V_{CC}/2 = 7.5 \text{ V}$$

การคำนวณ

$$\text{หา } R_3 \approx SR_1 = 4 \times 2 \text{ k} = 8 \text{ k}\Omega$$

$$\text{หา } I_3 ; I_3 R_3 - 15 = V_o = 0$$

$$\therefore I_3 = 15 / 8 \times 10^3 = 1.88 \text{ mA}$$

$$\text{โดยที่ } I_2 \approx I_3$$

$$\text{จาก } V_{CE}(Q_2) = 7.5 \text{ V} \quad \therefore V_{R_2} = 7.5 \text{ V}$$

$$\text{หา } R_2 \quad R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_2} = \frac{7.5}{1.88 \times 10^{-3}} = 4 \text{ k}\Omega$$

$$\text{หา } R_1 \quad R_1 = 5R_2 = 1.5 \times 4 \text{ k} = 6 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \text{จาก } V_B(Q_2) &= V_E(Q_2) - V_{BE}(Q_2) \\ &= 7.5 - 0.6 = 6.9 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\therefore I_1 = V_B(Q_2) / R_1 = \frac{6.9}{6 \times 10^3} = 1.15 \text{ mA}$$

$$\text{ดังนั้น } I_B(Q_1) = 29 \text{ }\mu\text{A}$$

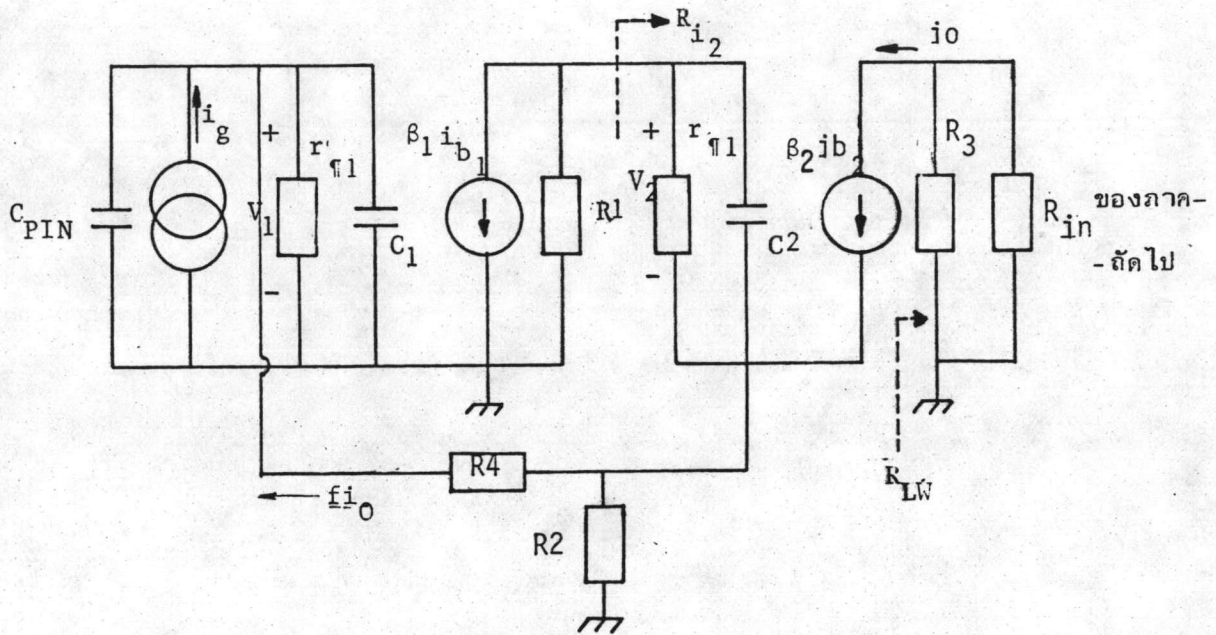
$$\text{เมื่อ } I_B(Q_1) = I_{DR} + I_{R_4} \quad I_R \gg I_{DR}$$

$$\therefore \text{หา } R_4 ; I_{R_4} R_4 + V_{BE}(Q_1) = 7.5$$

$$R_4 = \frac{7.5 - 0.6}{29 \text{ }\mu\text{A}} = 240 \text{ k}\Omega$$

การเลือกใช้ค่าความต้านทาน

$$R_2 = 8.9 \text{ k}\Omega ; R_4 = 200 \text{ k}\Omega ; R_1 = 6 \text{ k}\Omega \text{ และ } R_3 = 6.8 \text{ k}\Omega$$



รูปที่ ก.3 วงจรสมมูลย์ของวงจรขยาย

$$\text{จะได้ } V_2 = \beta_1 I_{b1} \left( \frac{R_1}{R_1 + R_{i2}} \right)$$

$$R_{i2} = r_{\pi 2} + (\beta + 1) (R_2 // R_4)$$

$$C_1 = (1 + g_m R_1 // R_{i2}) C_{\mu}$$

$$C_2 = (1 + g_m R_{LW}) C_{\mu}$$

$$\text{ในเมื่อ } f \text{ คือ อัตราการป้อนกลับ} = \frac{R_2}{R_2 + R_4}$$

ถ้าสมมุติว่า Open Loop Gain = A

$$\text{เมื่อทำการต่อวงจรแบบป้อนกลับ Close Loop Gain } Af = \frac{A}{1+Af} \approx 1/f$$

เมื่อ  $Af \gg 1$

$$\therefore \text{Close Loop Current Gain } Af = \frac{R_2 + R_4}{R_2}$$

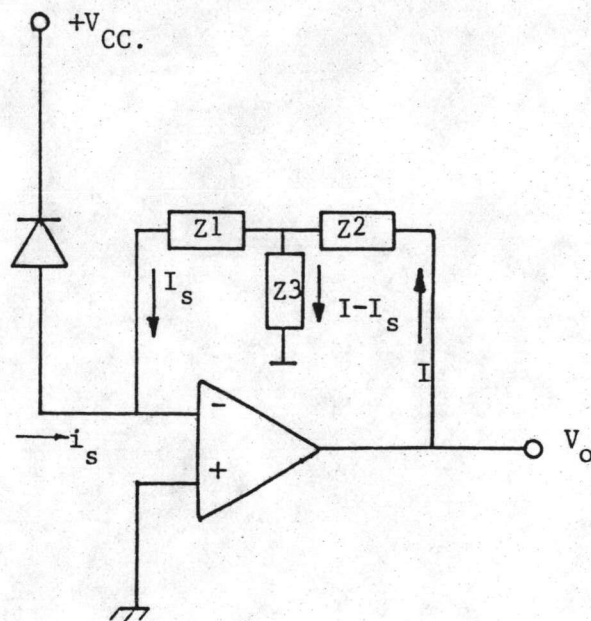
จะได้ Close Loop Transresistance =  $R_{LW} \times A_f$

$$R_{LW} = R_3 // R_{IN}$$

$$\therefore \text{Transresistance} = \frac{R_3 // R_1 (R_2 + R_4)}{R_2}$$

$$\begin{aligned} \text{แทนค่าความต้านทานจะได้ค่าทรานส์เรซิสแตนซ์} &= \frac{2.13 \times (200+4)}{4} \text{ k}\Omega \\ &= 109 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

3. การออกแบบวงจรขยายสัญญาณจากโฟโตไดโอดโดยใช้โอปแอมป์



รูปที่ ก.4 โครงสร้างวงจรขยายกระแสโดยใช้โอปแอมป์

$$V_o = (Z_1 i_s + Z_2 I) \quad (1)$$

$$V_o = (Z_3 (I - i_s) + Z_2 I) \quad (2)$$



$$Z_1 i_S + Z_2 I = Z_3(I - i_S) + Z_2 I$$

$$Z_1 i_S = Z_3 I - Z_3 i_S$$

$$Z_3 I = (Z_1 + Z_3) i_S$$

$$\therefore I = \frac{(Z_3 + Z_1) i_S}{Z_3}$$



แทนค่าใน (1) จะได้

$$V_o = (Z_1 i_S + Z_2 \frac{(Z_3 + Z_1)}{Z_3} i_S)$$

$$= \left| Z_1 + \frac{Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2}{Z_3} \right| i_S$$

$$= \left| \frac{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2}{Z_3} \right| i_S$$

$$\frac{V_o}{i_S} = \left| \frac{Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_2}{Z_3} \right|$$

(3)

ถ้ากำหนดให้

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + SCR_1}; \quad Z_2 = R_2, \quad Z_3 = R_3$$

จะได้

$$\frac{V_o}{i_S} = \left| \frac{\frac{R_1 R_3}{1 + SCR_1} + R_2 R_3 + \frac{R_1 R_2}{1 + SCR_1}}{R_3} \right|$$

$$= \left| \frac{R_1 R_3 + R_2 R_3 (1 + SCR_1) + R_1 R_2}{R_3 (1 + SCR_1)} \right|$$

$$= \left( \frac{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2}{R_3} \right) \left| \frac{1 + SC \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2}}{1 + SCR_1} \right|$$

$$\text{ให้ } H_o \text{ คือ Midband Gain} = \left( \frac{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2}{R_3} \right)$$

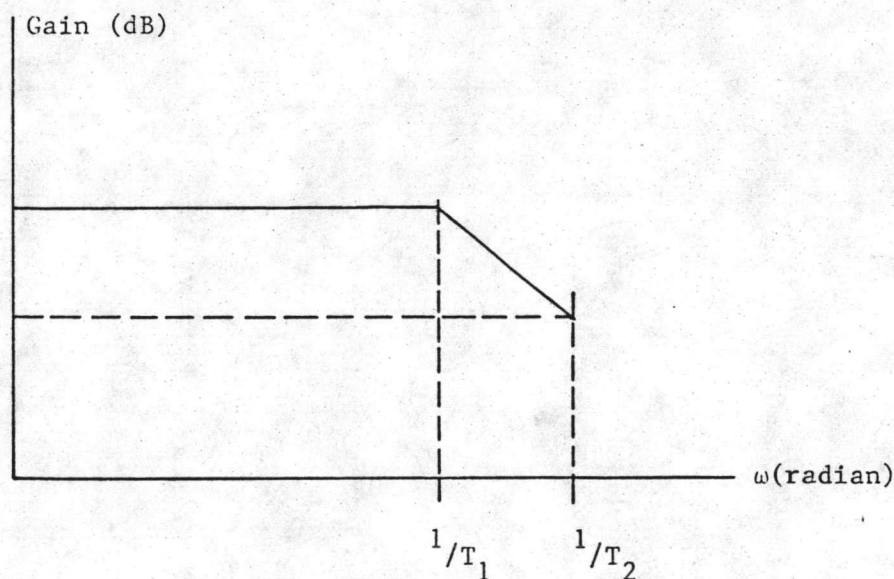
$$= R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3}$$

ให้  $T_1$  คือ Zero มีค่าเท่ากับ  $C \left| \frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 R_3 + R_2 R_3 + R_1 R_2} \right|$

และ  $T_2$  คือค่า Pole มีค่าเท่ากับ  $CR_1$

$$\therefore \text{High Frequency Gain} = \left| \frac{V_o(j\omega)}{i(j\omega)} \right| = \frac{H_o T_1}{T_2}$$

จะได้รูป Bode Plot ดังนี้



รูปที่ ก.5 กราฟแสดงการตอบสนองความถี่ของอัตราขยาย

#### การออกแบบ

ต้องการออกแบบให้มีอัตราขยาย  $500 \text{ K}\Omega$  หรือ  $.5 \text{ V/1 } \mu\text{A}$

นั่นคือ  $\frac{V_o}{Z_s} \approx 500,000$

$$\text{จากสมการ } H_o = R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3} = 500,000$$

กำหนด  $R_1 \approx 5 R_2$  และ  $R_1 \approx 25\%$  ของค่า Gain

$$R_1 \approx 100 \text{ k}$$

$$R_2 = \frac{R_1}{5} = 20 \text{ k}$$

$$\therefore R_3 = \frac{100\text{k} \times 20\text{k}}{500\text{k} - 100\text{k} - 20} = 5.2 \text{ k}\Omega$$

ในที่นี้เลือกใช้  $5 \text{ k}\Omega$

การชดเชยความถี่ได้กำหนดให้มีการชดเชยที่ความถี่ประมาณ  $800 \text{ kHz}$

Pole ที่  $800 \text{ kHz}$

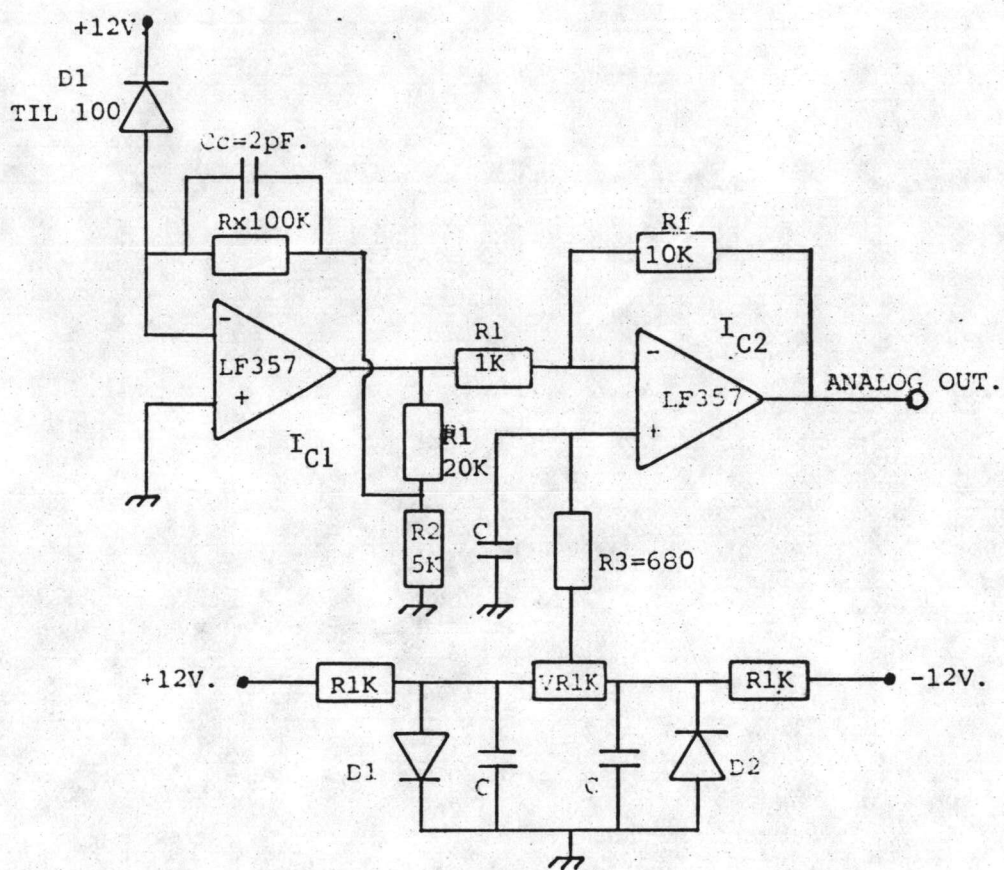
$$\therefore T_2 = CR_1 \approx 2 \times 10^{-7}$$

$$\therefore C = 2 \text{ pF}$$

$$\text{จะได้ } T_1 = 7.69 \times 10^{-9} ; f_1 = 20 \text{ MHz}$$

$$\begin{aligned} \therefore \text{High Frequency Gain} &\approx \frac{500,000 \times 7.69 \times 10^{-9}}{2 \times 10^{-7}} \\ &\approx 19225 \end{aligned}$$

เพื่อต้องการอัตราขยายให้มีค่าเท่ากับ  $5 \text{ M}\Omega$  หรือ  $5\text{V}/1 \mu\text{A}$  จะเพิ่มเดิมวงจรรขยาย  
แรงดันอีกภาคซึ่งมีอัตราขยาย  $10$  เท่า จะได้วงจรดังรูป ก.6



รูปที่ ก.6 วงจรสมบูรณของภาคขยายสัญญาณโฟโตไดโอดโดยออปแอมป์

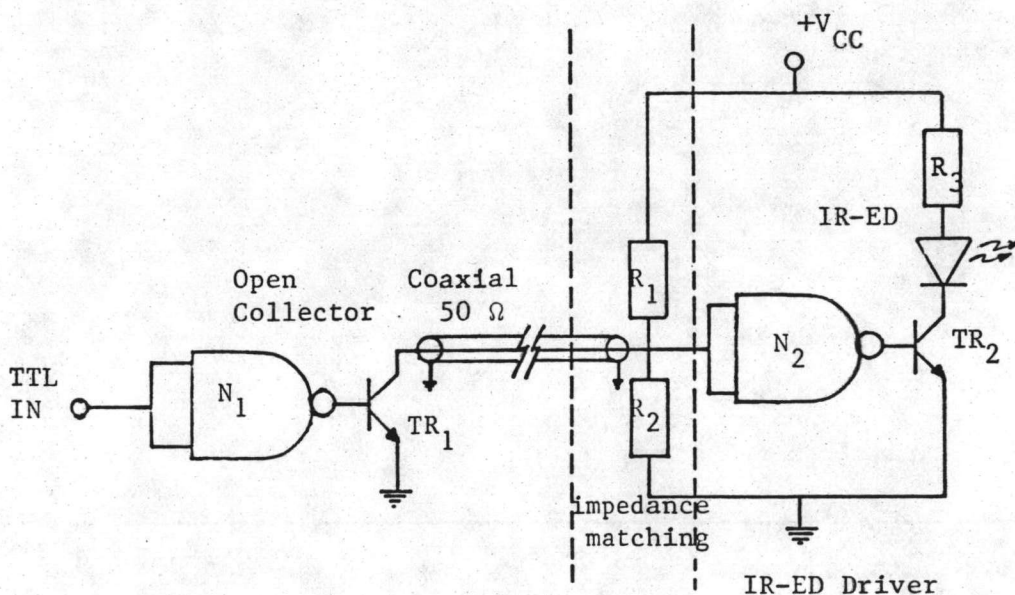
ภาคผนวก ข

การออกแบบวงจรรับ - ส่งข้อมูล

1. ภาคส่ง ประกอบไปด้วยวงจรที่ทำหน้าที่ 2 ส่วน คือ

1.1 วงจรจัดอิมพีแดนซ์ให้เข้ากัน (Impedance Matching Network)

การส่งสัญญาณที่ทีแอลผ่านสายโคแอกเซียลเป็นการส่งแบบซิมเพล็กซ์ (Simplex Mode) โดยภาคส่งเป็นแบบปล่อยขาคอลเลคเตอร์ลอย (Open - Collector) ดังนั้น ภาครับจะต้องคำนึงถึงกระแสที่คงป้อนให้กับภาคส่งผ่านทางสายโคแอกเซียล และค่าแรงดันขีดเริ่มที่ยังคงให้ภาครับสามารถตัดสินใจได้ว่าสัญญาณที่ส่งมามีสภาพเป็นลอจิก "0" หรือ "1" คือไม่อยู่ในช่วงแรงดันของสภาวะที่ไม่เสถียร รูปที่ ข 1 เป็นวงจรในภาคส่ง - รับสัญญาณผ่านสายโคแอกเซียล



รูปที่ ข 1 วงจรภาคส่ง

จากรูปที่ ข.1 จะเห็นได้ว่าสภาวะที่  $TR_1$  "ON" กระแสไหลจาก  $+V_{CC}$  ผ่าน  $R_1$  ผ่านมาทางสายโคแอกเซียล ผ่านคอลเลคเตอร์ของ  $TR_1$  ลงดินทางขาอิมิตเตอร์ซึ่งภาวะนี้เป็นช่วงที่  $+V_{CC}$  จะต้องจ่ายกระแส คือทางเข้าเป็นลอจิก "0" และแรงดันที่ทางเข้า  $N_2$  ประมาณ 0 โวลต์หรือเท่ากับ  $V_{CE(sat)}$  ในสภาวะที่ทางเข้าเป็นลอจิก "1"  $TR_1$  จะหยุดนำกระแสแรงดันที่ทางเข้าของ  $N_2$  จะประมาณ  $\frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_{CC}$  โวลต์ ซึ่งจุดนี้เป็นจุดกำหนดสภาวะที่ทำให้  $N_2$  มีเสถียรภาพที่ลอจิก "1" คือไม่ต่ำกว่า  $\frac{1}{2}V_{CC}$  ในที่นี้จึงได้ทำการออกแบบให้

$$V_I(N_2) \text{ สภาวะลอจิก "1"} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \times V_{CC} = \frac{3}{5} \times V_{CC} \quad (1)$$

$$\text{และ } R_1 // R_2 \approx 50 \Omega ; \quad \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 50 \Omega \quad (2)$$

จาก (1) และ (2) เมื่อเป็นที่ที่แอล V = 5V จะได้

$$R_1 = 83 \Omega \quad R_2 = 125 \Omega$$

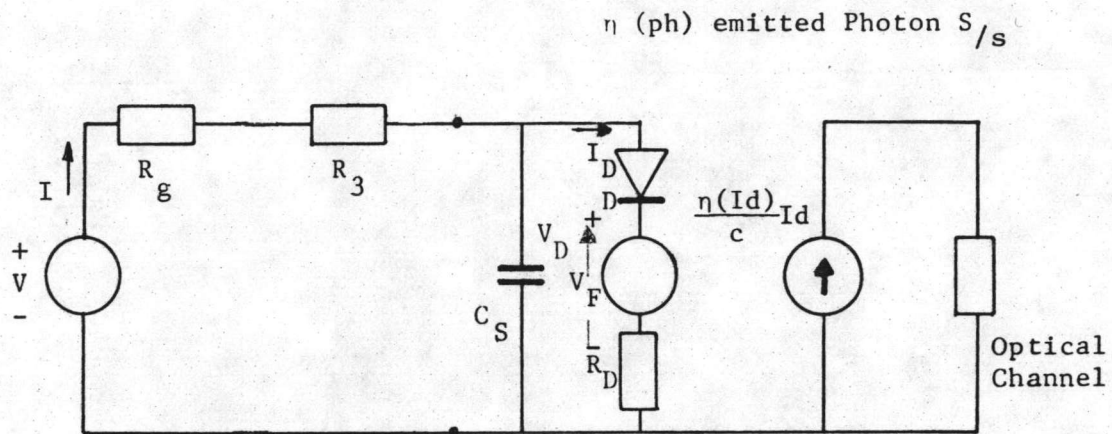
ในที่นี้จะเลือกค่า  $R_1 = 82 \Omega$  และ  $R_2 = 120 \Omega$

$$\text{จะได้ } R_{eq} = R_1 // R_2 = 48 \Omega$$

$$V_I(N_2) \approx 2.9V$$

### 1.1 วงจรขับ LED (Infrared Emitting Diode Driver)

จากรูปที่ ข.1 จะเห็นได้ว่าสัญญาณขาเข้าที่ผ่านมาถึงทางเข้าของเกตแบบแนนด์จะเป็นสัญญาณที่ที่แอล และสัญญาณขาออกจะเป็นสัญญาณที่ที่แอลไปขับ LED ให้เปล่งแสงอินฟราเรดการใช้เกตแบบแนนด์ 2 ทางเข้ามาต่อกันดังรูป จะทำให้เกตแบบแนนด์ทำหน้าที่เป็นอินเวอร์เตอร์ เมื่อสัญญาณขาเข้าที่เข้ามาเป็นลอจิก "0" จะทำให้มีสัญญาณขาออกมีแรงดันสูงประมาณ 3.6 โวลต์ ทำให้  $TR_2$  อยู่ในสภาวะอิ่มตัวและจะทำให้  $TR_2$  นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่าน LED ทำให้ LED สว่าง  $R_3$  จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่ไหลผ่าน LED และคอลเลคเตอร์ ของ  $TR_2$  ไม่ให้เกิน 100 mA ต่อมาเมื่อสภาวะสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนเป็นลอจิก "1" แรงดันทางด้านทางออกของ  $N_2$  จะต่ำมากจนทำให้  $TR_2$  ไม่สามารถนำกระแสได้ LED ก็ดับ จากรูปที่ ข.1 พอดีจะเขียนวงจรสมมูลของการเปิดปิด LED ได้ดังนี้



รูปที่ ข.2 วงจรสมมูล IR-ED [12]

จากรูปที่ ข.2 จะได้ว่า

$$V = IR_g + IR_3 + V_F \quad (3)$$

ในที่นี้  $R_D$  มีค่าน้อยมาก และไม่คำนึงถึงผลของ  $C_S$  และ  $V_F = \text{LED forward Voltage}$

เนื่องจาก  $IR_g$  คือค่า  $V_{CE2sat}$  เมื่อ  $TR_2$  อยู่ในสภาวะอิ่มตัวจะได้ (3) ใหม่

ดังนี้

$$V = V_{CE2sat} + V_{F(LED)} + IR_3 \quad (4)$$

$$I = \frac{V - V_{CE2sat} - V_{F(LED)}}{R_3} \quad (5)$$

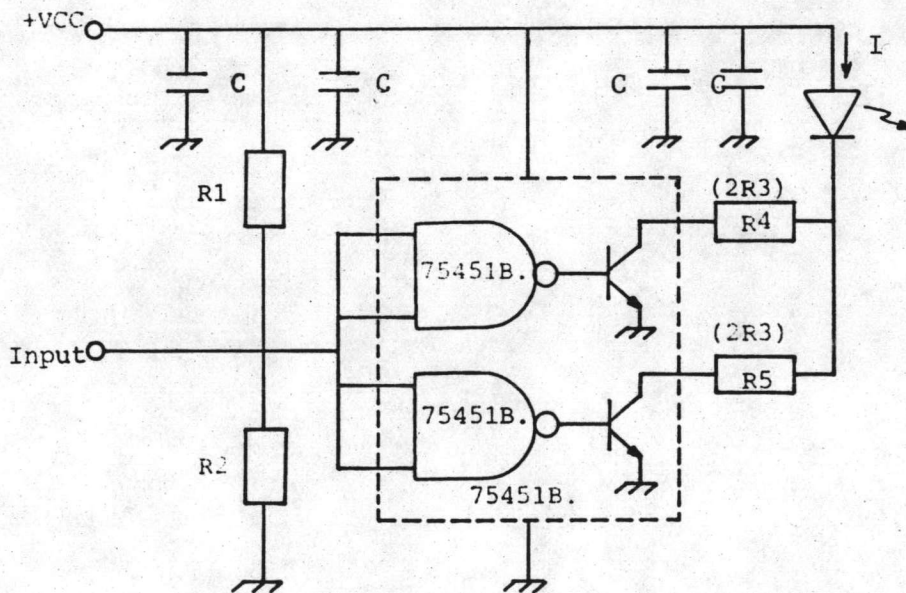
สมการที่ 5 เป็นสมการที่จะใช้คำนวณออกแบบวงจรขับ LED

เมื่อสามารถหาวงจรที่ใช้ในการขับ LED แล้วก็มาถึงขั้นตอนการเลือกอุปกรณ์ที่จะใช้ โดยพิจารณาจากคุณสมบัติได้ดังนี้

LED ใช้เบอร์ FED 081W ซึ่งต้องการกระแสไหลผ่านไม่เกิน 100 mA โดยที่มี  $V_f$  ประมาณ 2 V ที่ mA

เกตแบบแนนด์ NAND และทรานซิสเตอร์ใช้ IC เบอร์ 75451B (รายละเอียดอยู่ในภาคผนวก ค.) ที่มีทั้งเกตแบบแนนด์ 2 ทางเข้าคู่กับทรานซิสเตอร์ไว้แบบปล่อยขาคอลเลคเตอร์ลอย 2 ชุด โดยสามารถทนกระแสได้สูงสุด 300 mA เพื่อใช้พร้อมกัน มีการหน่วงเวลาประมาณ 25 ns (MAX) และ  $V_{CE(sat)}$  ประมาณ 0.25V ที่ 100 mA

จากสมการ (5) จะได้ค่า  $R_3$  ซึ่งในที่นี้จะใช้วงจรดังรูปที่ ข.3



รูปที่ ข.3 วงจรภาคส่งใช้ IC เบอร์ 75451

$$I = \frac{5 - 0.25 - 2}{R_3} = 100 \text{ mA}$$

$$\therefore R_3 = 27.5 \Omega$$

$$\text{จะเลือกใช้ } R_4 = R_5 = 2R_3 = 56 \Omega$$



2. ภาครับ วงจรทางภาครับ แบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ

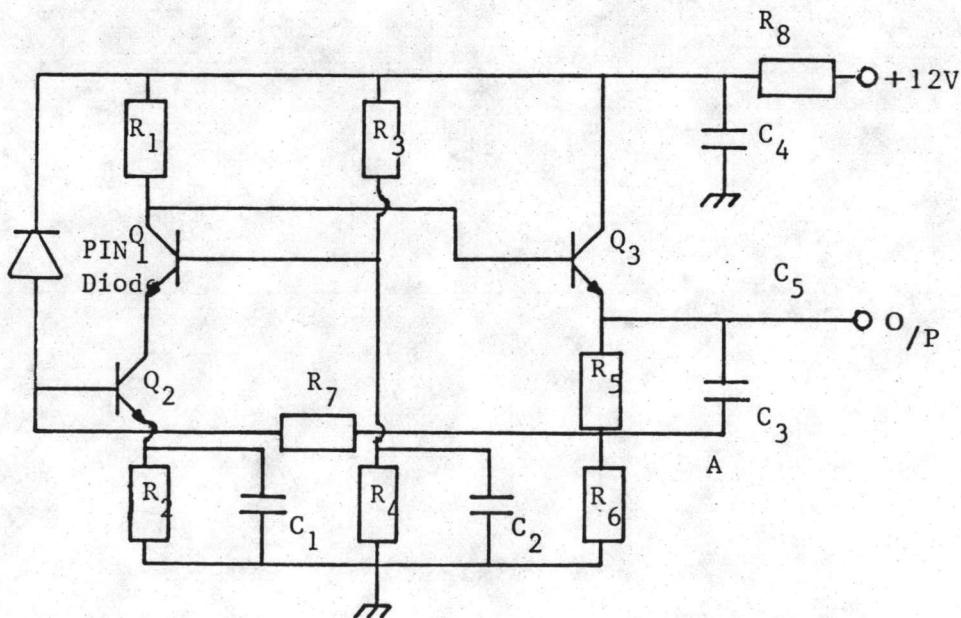
2.1 ภาคแปลงความเข้มของแสงอินฟราเรด เป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยมีคุณสมบัติที่

ต้องการดังนี้ คือ

- มีความสามารถรับแสงได้ที่ความเข้มต่ำกว่า  $.1 \mu\text{W}$
- มีความสามารถในการตอบสนองความถี่ได้ไม่น้อยกว่า 2 MHz

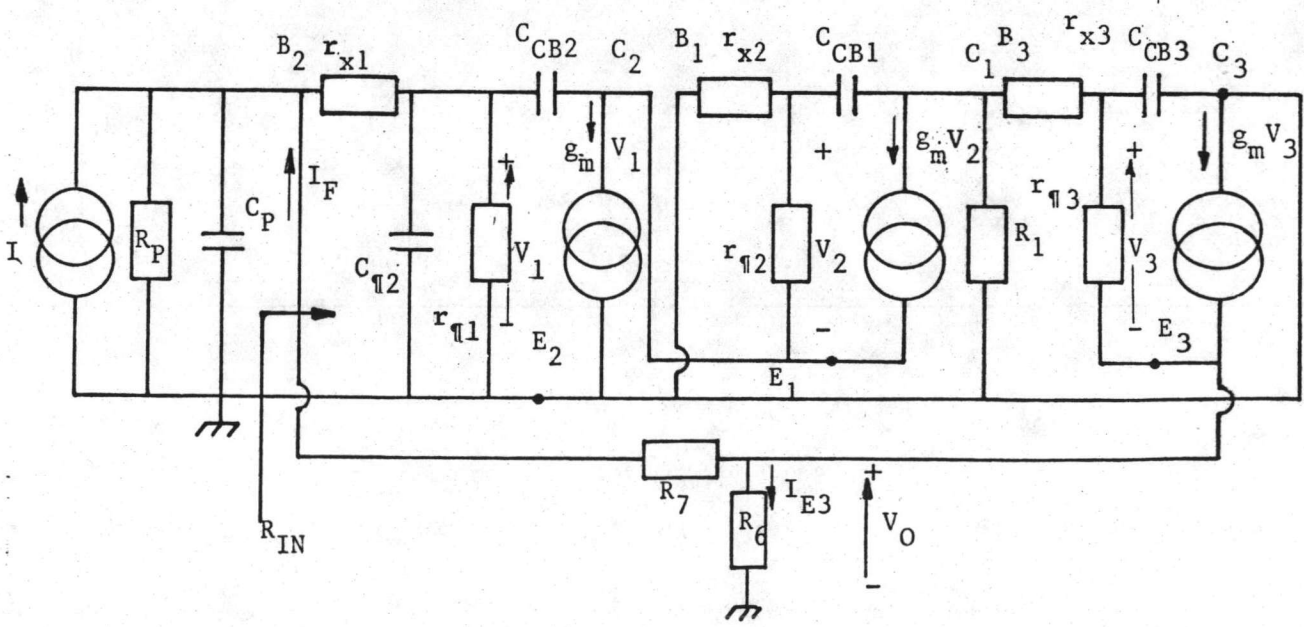
จะเห็นได้ว่าการออกแบบจะต้องออกแบบวงจรที่มีอัตราการขยายสูง เริ่มต้นความเข้มของแสงที่มาตกกระทบตัวรับแสงแบบ PIN PD ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนความเข้มของแสง เป็นกระแสไฟฟ้า ส่วนสัญญาณขาออกที่จะป้อนให้ภาคถัดไปอยู่ในลักษณะ เป็นแรงดันไฟฟ้า ดังนั้นวงจรนี้จะต้องมีคุณสมบัติขยายกระแสแล้ว เปลี่ยน เป็นแรงดันไฟฟ้า

ถ้าภาคดี เทกระดับสัญญาณมีความต้องการแรงดันสัญญาณขาเข้าประมาณ 300 mV จะได้ว่าจะต้องออกแบบวงจรภาคนี้ให้มีค่าอัตราขยายแรงดันจากกระแส (Transresistance) ไม่น้อยกว่า  $300 \times 10^{-3} / .1 \times 10^{-6}$  หรือเท่ากับ  $3 \times 10^6 \Omega$  และจากความต้องการความสามารถในการตอบสนองความถี่ได้ไม่ต่ำกว่า 2 MHz ทำให้พิจารณาเลือกวงจรดัง รูป ข.4 และวงจรในภาคนี้ได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ภาคขยายภาคต้นและภาคขยายอะนาลอก



รูปที่ ข.4 วงจรภาคขยายภาคต้น

PIN PD จะทำหน้าที่แปลงจากความ เข้ม เป็นกระแสแล้วบ่อนให้ที่ขา เบสของ  $Q_2$  การต่อวงจร  $Q_1, Q_2$  เป็นการต่อแบบ Common Emitter - Common Base Amplifier  $R_2$  จะทำหน้าที่ไบแอสค่าอิมิตเตอร์ของ  $Q_2$  ไว้ประมาณ 10% ของค่า  $V_{CC}$  อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  จะทำหน้าที่ภาระทางไฟฟ้าให้กับคอลเลคเตอร์ของ  $Q_2$  ทำนองเดียวกัน  $R_1$  จะทำหน้าที่ภาระทางไฟฟ้าให้กับ  $Q_1$   $R_3$  และ  $R_4$  ทำหน้าที่โวลต์เดจดีไวเดอร์แบ่งแรงดันค่าไบแอสให้กับขาเบสของ  $Q_1, Q_3$  ที่ต่อเพิ่มมาจะต่อแบบ Common Collector มีอัตราขยายทางแรงดันเท่ากับ 1 แต่เพิ่มเข้ามาเพื่อทำหน้าที่ Bootstrap Loader ให้กับภาคปริแอมป์ที่จะมาต่อถัดไป  $R_5$  และ  $R_6$  ทำหน้าที่ไบแอสค่าอิมิตเตอร์ของ  $Q_3$  ให้มีค่าเหมาะสมที่จะได้ทำให้เบสของ  $Q_3$  มีแรงดันเท่ากับคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$   $C_3$  จะทำหน้าที่เสมือนให้ค่า  $R_5$  ไม่มีความต้านทานในสภาวะช่วงสัญญาณ AC โดยจะถือเสมือนว่าจุด A คือจุดที่ค่าอิมิตเตอร์ของ  $Q_3$  ค่า  $R_7$  จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสไบแอสให้ค่าเบสของ  $Q_2$  โดยอาศัยความแตกต่างระหว่างโวลต์เดจที่จุด A กับค่าเบสของ  $Q_2$  ในขณะเดียวกันก็จะทำหน้าที่บ่อนกลับสัญญาณแบบลบ เป็นแบบ Parallel Input Parallel Output ซึ่งมีคุณสมบัติควบคุม เสถียรภาพของวงจร และกำหนดอัตราขยายของวงจร  $C_1$  และ  $C_2$  จะทำหน้าที่บายพาสสัญญาณทาง AC ลงดิน หรือทำหน้าที่กำหนดค่าความถี่ตัดทางด้านความถี่ต่ำ  $R_8$  และ  $C_4$  เป็นวงจรกรองผ่านต่ำเพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนวงจรรายกาย จากรูปที่ 3.4 สามารถเขียนวงจรสมมูลทาง AC แบบ Hybrid- $\pi$  ได้ดังรูปที่ ข.5



รูปที่ ข.5 วงจรสมมูลแบบ Hybrid- $\pi$  Parameter

จากรูปที่ ข.5

$$\begin{aligned}
 V_0 &= R_6 I_{E3} \\
 I_{C3} &= g_m V_3 \\
 I_{E3} &= I_{B3} + I_{C3} \\
 \therefore V_0 &= R_6 (I_{B3} + g_m V_3) \quad (6)
 \end{aligned}$$

ถ้าพิจารณาจาก Q1 R โหลด คือ R1 ขนานกับ Input impedance ของ Q3

จะได้

$$\begin{aligned}
 R_{L1} &= R_1 // R_{IN3} \\
 &\approx R_1
 \end{aligned}$$

และ

$$I_{B3} = \frac{R_1}{R_1 + R_{IN3}} \times I_{C1}$$

ถ้าให้

$$\frac{R_1}{R_1 + R_{IN3}} = A$$

$$\therefore I_{B3} = A I_{C1} \quad (7)$$

จาก (6)

$$V_3 = r_{\pi 3} \times I_{B3}$$

$$V_0 = R_6 (1 + g_m r_{\pi 3}) I_{B3} \quad (8)$$

ในที่นี้  $g_m r_{\pi 3} = \beta_3$

$$\therefore V_0 = R_6 (1 + \beta_3) I_{B3}$$

จาก (7)

$$V_0 = R_6(1+\beta_3)AI_{C1} \quad (9)$$

เมื่อ

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1}$$

Q1 เป็นการต่อแบบ CB input จะป้อนเข้าทาง E1

ซึ่ง C2 จะเห็น load มีค่าเท่ากับ  $R_{IN1}$

$$\therefore R_{IN1} = r_{\pi 1} + r_{x1} / (1+\beta_1)$$

จะได้ว่า  $I_{C2} = I_{E1} \approx I_{C1}$

เพราะการต่อแบบ CB จะมีอัตราขยายกระแสเท่ากับ 1

จาก (9) จะได้

$$V_0 = R_6(1+\beta_3)A \cdot I_{C2} \quad (10)$$

การต่อ Q2 เป็นการต่อแบบ CE

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2}$$

และ  $R_{IN} = r_{x2} + r_{\pi 2}$

จากรูปจะได้

$$I_{B2} = I \times \frac{R_p}{R_p + R_{IN}}$$

$R_p$  คือค่า Reverse resistance ของ PIN diode

$$R_p \gg R_{IN}$$

$$\therefore I_{B2} \approx I$$

จาก (10) จะได้

$$\begin{aligned} V_0 &= R_6(1+\beta_3)A \cdot \beta_2 I_{B2} \\ &= A \cdot R_6 \cdot \beta_2(1+\beta_3)I \end{aligned} \quad (11)$$

$\therefore$  ค่าทรานส์ซิสแตนท์จะเท่ากับ

$$\frac{V_o}{I} = A \cdot R_6 \beta_2 (1 + \beta_3) \quad (12)$$

หรือ Voltage gain  $\approx$

$$\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{A \cdot R_6 \beta_2 (1 + \beta_3)}{R_{IN}} \quad (13)$$

ถ้าพิจารณาค่า A

$$A = \frac{R_1}{R_1 + R_{IN3}}$$

เมื่อ  $R_{IN3} \gg R_1$

$$\therefore A \approx \frac{R_1}{R_{IN3}}$$

และ  $R_{IN3} = r_{x3} + r_{\pi3} + (1 + \beta_3)R_6$

เมื่อ  $(\beta_3 + 1)R_6 \gg r_{x3} + r_{\pi3}$

$$\therefore R_{IN3} \approx R_6 (1 + \beta_3)$$

$\therefore$  แทนค่าใน (12) จะได้

$$\frac{V_o}{I} = \frac{R_1 \cdot R_6 \beta_2 (1 + \beta_3)}{(1 + \beta_3) R_6}$$

$$\frac{V_o}{I} = R_1 \beta_2 \quad (14)$$

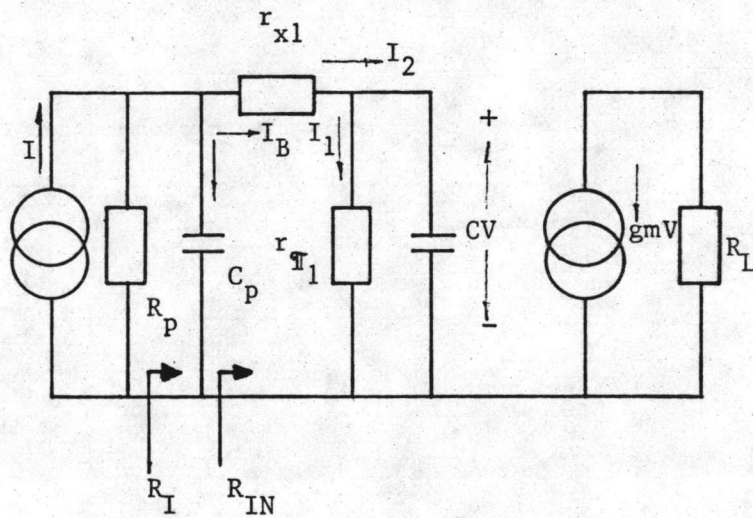
$$\text{และ } \frac{V_o}{V_I} = \frac{R_1 \beta_2}{r_{\pi2} + r_{x2}} \quad (15)$$

สมการที่ (14) และ (15) คือสมการของวงจรมหาขยายภาคต้น และถ้าพิจารณาจะเห็นว่าคล้ายกับวงจร Common Emitter เพียงภาคเดียว แต่การต่อแบบ CE - CB - CC มีข้อดีในด้านแบนด์วิดท์ เพราะจะทำให้วงจรในระดับ Third Order เป็นวงจร First order

เพราะจากทฤษฎีของ Miller effect [15]  $C_{CB3}$  จะถูก short ลงดินทางขาคอลเลคเตอร์  
 วงจร CB ค่า  $C_{CB1}$  จะถูกต่อลงดินเช่นเดียวกันทางขาเบสของ Q1 ดังนั้นผลของค่า  $C_{CB2}$   
 เพียงตัวเดียวที่จะมีผลต่อความถี่ของวงจรและทางด้าน load ของ Q2 จะมองเห็นค่าความต้านทาน  
 ของ Q1 เป็น load จะได้ว่า

$$C_{eq} = C_{BE2} + (1 + g_{m2} R_{IN1}) \quad (16)$$

$$R_{IN1} = r_{x1} + r_{\pi 2} / (1 + \beta) \quad (17)$$



รูปที่ ข.6 วงจรสมมูลทางด้านความถี่สูง

$$\begin{aligned}
 R_{IN} &= r_{x1} + r_{\eta 1} // Z_c \\
 &= r_{x1} + \frac{r_{\eta 1}}{1 + j\omega C_{\eta 1}} \approx \frac{r_{\eta 1}}{1 + j\omega C r_{\eta 1}}
 \end{aligned}$$

เมื่อคิดค่า  $C_p$  ของ PIN Diode

$$I_B = \frac{Z_{cp}}{R_{IN} + Z_{cp}} \times I$$

$$Z_{cp} = 1/j\omega C_p$$

$$\begin{aligned}
 \frac{R_{IN}}{R_{IN} + Z_{cp}} &= \frac{1}{j\omega C_p} \\
 &= \frac{r_{\eta 1}}{1 + j\omega C r_{\eta 1}} + \frac{1}{j\omega C_p} \\
 &= \frac{1}{j\omega C_p} \frac{(1 + jr_{\eta 1} C \omega)(j\omega C_p)}{jr_{\eta 1} \omega C_p + 1 + j\omega C r_{\eta 1}} \\
 &= \frac{1 + j C r_{\eta 1}}{1 + j(C_p + C)r_{\eta 1} \omega}
 \end{aligned}$$

$$\therefore I_B = \frac{1 + j\omega C r_{\eta 1}}{1 + j\omega(C_p + C)r_{\eta 1}} \times I \quad (18)$$

แทนค่าใน (14) และ (15) จะได้

$$\frac{V_o}{I} = \frac{R_1 \beta_2 \times j\omega C_p r_{\eta 1}}{1 + j\omega(C_p + C)r_{\eta 1}} \quad (19)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 \beta_2 (1 + j\omega C r_{\eta 1})}{\left| 1 + j\omega(C_p + C)r_{\eta 1} \right| \left| \frac{r_{\eta 1}}{1 + j\omega C r_{\eta 1}} \right|} \quad (20)$$

จากสมการที่ (19) จะเห็นว่า มี Zero ที่  $C r_{\eta 1}$  และ Pole ที่  $(C_p + C)r_{\eta 1}$

เมื่อพิจารณาการป้อนกลับแบบลบบนแบบ Parallel output parallel input (POPI)

จากรูปที่ ข.5  $V_o$  คือ Output  $I_f$  มีค่า  $f \cdot V_o$

เมื่อต้องการหา  $f$  ทำได้โดยลัดทางเข้า จะได้

$$I_f = V_o / R_F = f V_o$$

$$\therefore f = \frac{1}{R_F}$$

การบ่อนกลับแบบนี้จะบ่อนให้  $I_f \approx I_{\text{Input}}$  ทำให้  $\frac{V_o}{I_g}$  มีเสถียรภาพดี  
จะได้

$$\frac{V_o}{I} \approx A_{fr} = \frac{1}{f} = R_F$$

$\therefore$  เมื่อ เป็นวงจรมีวงจรบ่อนกลับจะทำให้ทรานส์ซิสเตอร์มีค่า

$$\frac{V_o}{I} \approx R_F \text{ โอห์ม} \quad (21)$$

ในทำนองเดียวกันการบ่อนกลับยังทำให้การตอบสนองความถี่ดีขึ้น  
จะได้

$$\omega_{fH} = \omega_H (1 + f A_o) \quad (22)$$

การเลือกอุปกรณ์และการคำนวณออกแบบภาคพรีอเนน

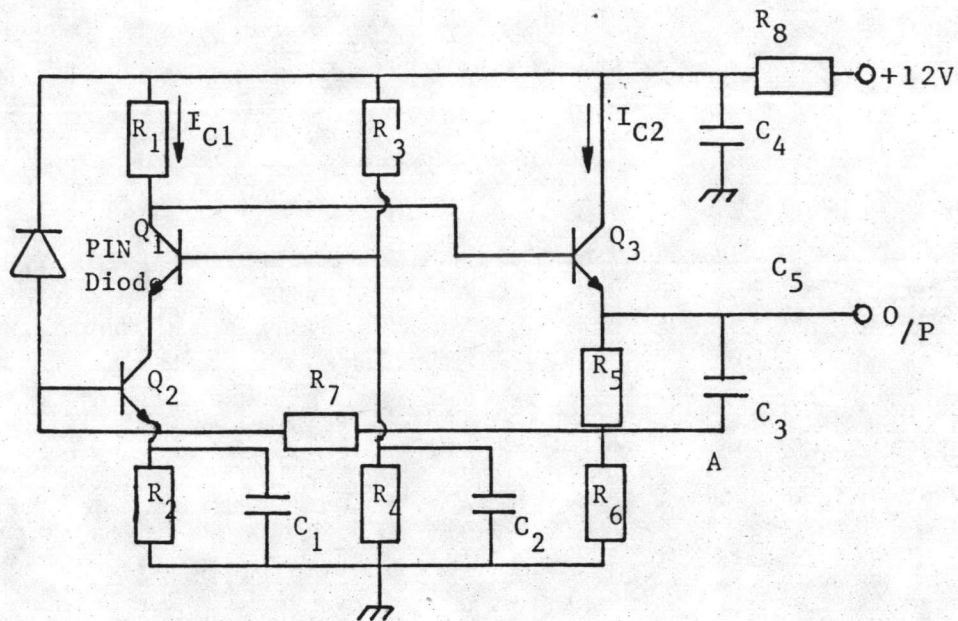
PIN Diode ที่ใช้เป็น PIN เบอร์ TL 100 มี Sensitivity Area  $8.83 \text{ mm}^2$

มีค่า  $C_p$  ที่ Reverse Bias 12V ประมาณ 20 PF และมีค่า Sensitivity ประมาณ  $.8089 \text{ } \mu\text{A}/\mu\text{W}$

จากความต้องการ  $.1 \mu\text{W}$  คิดเป็นกระแสได้ประมาณ  $.08 \mu\text{A}$  ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นเบอร์ BF 241

มี  $\beta \approx 36$ ,  $C_{cf} \approx 0.27 \text{ PF}$





รูปที่ ข. 7 ภาคขยายภาคต้น

ให้  $I_{C1} = 1 \text{ mA}$

$V_{E2} = 10\%$  ของ  $V_{CC}$

ในที่นี้กำหนดให้  $V_{CC} = 10\text{V}$

$$\therefore R_2 = \frac{1}{1 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

ต้องการออกแบบให้  $V_{B1} = \frac{1}{2} V_{CC} = 5\text{V}$

$$\therefore R_3 = R_4$$

$$I_{C1} = 1 \text{ mA} \quad \therefore I_{B1} = I_{B2} = 28 \text{ }\mu\text{A}$$

กำหนดให้  $I$  ผ่าน  $R_6$  และ  $R_7 = 20 \times I_B \approx .5 \text{ mA}$

$$\therefore R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\therefore V_{C2} = 4.4 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = 3.4 \text{ V} ; V_{CE1} = 4.6 \text{ V} ; V_{B3} = 9 \text{ V}$$

ให้  $I_{C2} = 1 \text{ mA}$

$$V_{E3} = 9 - 0.6 = 8.4 \text{ V}$$

คำนวณหาค่าแรงดันที่จุด

การคำนวณหาค่าแรงดันที่จุด A จะเกี่ยวข้องถึงการกำหนดค่า  $R_F$  ( $R_7$ )

$$\text{ในที่นี้ให้ } V_A = 1/3 V_{E3}$$

$$I_E R_6 = \frac{1}{3} I_E (R_5 + R_6)$$

$$R_6 = 1/2 R_5$$

$$\text{และ } I_E (R_5 + R_6) = 8.4$$

$$\therefore R_6 = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 5.6 \text{ k}\Omega$$

ในที่นี้ เลือก

$$R_6 = 2.7 \text{ k}\Omega ; R_5 = 6.3 \text{ k}\Omega$$

สามารถหาค่าทรานส์ซิสแตนท์ที่ความถี่ช่วงกลาง จาก (14)

$$\frac{V_o}{I} = 1 \text{ k} \times 36$$

$$\approx 36 \text{ k}\Omega$$

คำนวณหาค่า  $R_F$

$$V_A = 2.7 \text{ V}$$

$$V_{B2} = 1.6 \text{ V}$$

$$R_7 = \frac{1.1}{28 \mu\text{A}} = 39 \text{ k}\Omega$$

ในที่นี้เลือกใช้  $R_7 = 27 \text{ k}\Omega$

$$\therefore A_f \approx 27 \text{ k}\Omega$$

ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับ  $A_o$  มากเพราะต้องการออกแบบให้มีแบนด์วิดท์กว้าง

การหาค่าความถี่ตัด (Frequency Cut Off)

จากสมการ (11)

$$\frac{V_o}{I} = \frac{R_1 \beta_2 (1 + j\omega C_{r_{\pi 1}})}{1 + j\omega r_{\pi 2} (C_p + C)}$$



จาก [15]

$$\beta_o = g_m r_{\pi}$$

$$g_m = \frac{I_c}{\frac{kT}{q}}$$

k = Boltzmann's Constant =  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ .

T = Temperature

g = Charge on Electron =  $1.60 \times 10^{-19} \text{ C}$

I<sub>C</sub> = Collector Current

ที่ T = 300°K จะได้  $kT/q \approx .025$

$$\therefore g_{m1} = \frac{1 \times 10^{-3}}{.025} = .04$$

$$\beta = 36 ; r_{\pi} = 36 / .04 = 900 \Omega$$

C<sub>BE</sub> = Input Impedance = 15 pF

$$\begin{aligned} \therefore \text{High Frequency Out Off} &= \frac{1}{r_{\pi 1} \times C} \\ &= 5.05 \text{ MHz} \end{aligned}$$

สำหรับ Lower Cut Off Frequency สามารถคำนวณได้

จาก

$$r_2 \times C_1 \approx 1/\omega_L$$

ในที่นี้ต้องการไม่ให้ความถี่จากแหล่งจ่ายไฟเข้ามารบกวน คือ 100 Hz เข้ามารบกวน

จึงให้

$$f_L > 100 \text{ Hz}$$

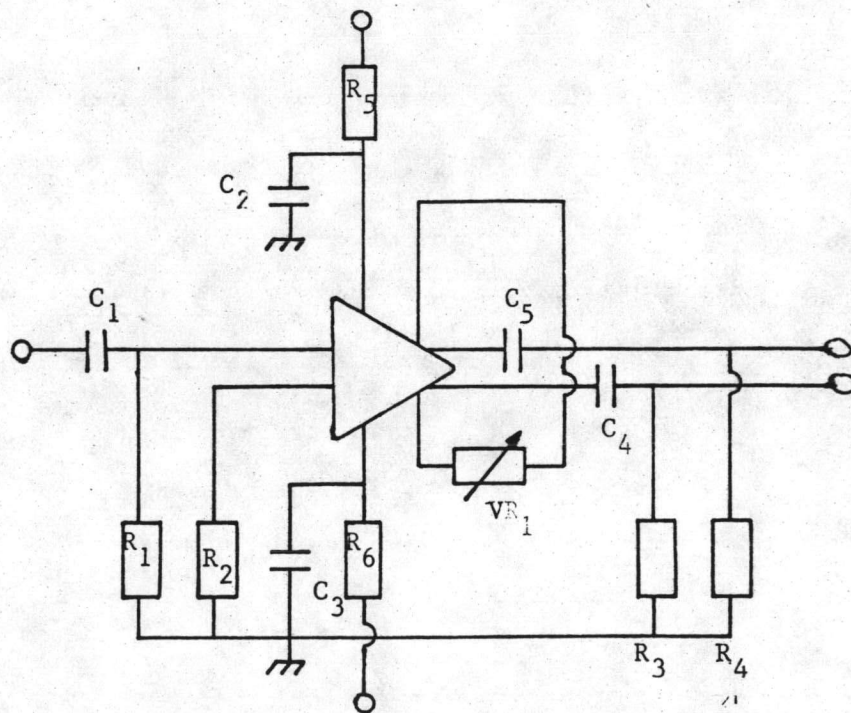
$\therefore C_1 < 1 \mu\text{F}$  เลือก  $C_1 \approx .1 \mu\text{F}$  แบบ Ceramic

จะได้  $f_L \approx 1 \text{ kHz}$

ทำนองเดียวกัน  $C_2 = C_3 = .1 \mu\text{F}$

## 2.2 ภาควิทยาศาสตร์

จะเห็นได้ว่าการออกแบบภาควิทยาศาสตร์ยังคงมีอัตราการขยายไม่สูงพอ จึงจำเป็นต้องออกแบบภาควิทยาศาสตร์เพื่อให้ได้อัตราการขยายสูงขึ้น จากความต้องการอัตราการขยายประมาณ  $3 \text{ M}\Omega$  แต่ภาควิทยาศาสตร์มีอัตราการขยายประมาณ  $27 \text{ k}\Omega$  เพราะฉะนั้น ภาควิทยาศาสตร์จะต้องมีอัตราการขยายประมาณ 150 ในที่นี้ เลือกวงจรที่จะขยายโดยใช้ IC ประเภทใช้งานขยายสัญญาณ (Video Amplifier) ที่มีอัตราการขยายแรงดัน 150 โดยมีแบนด์วิดท์ประมาณ  $90 \text{ MHz}$  ซึ่งได้แก่ IC เบอร์  $\mu\text{A} 733$



รูปที่ ข.8 วงจรภาควิทยาศาสตร์ที่ใช้ IC เบอร์ 733

$R_1$  และ  $R_3$  ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดความต้านทางเข้าให้มีค่า  $1\text{ k}\Omega$   $C_1$  ทำหน้าที่เป็น C เชื่อมต่อเป็นแบบวงจรกรองผ่านสูงที่ประมาณ  $800\text{ Hz}$   $R_3$  และ  $R_4$  เป็นภาระทางไฟฟ้าของวงจรขยาย  $R_5C_2$  และ  $R_6C_3$  ทำหน้าที่วงจรกรองผ่านต่ำป้องกันสัญญาณรบกวนแหล่งจ่ายไฟ  $VR_1$  จะทำหน้าที่ปรับอัตราขยายเพื่อให้ได้ตามความต้องการ  $R_3$  และ  $R_4$  จะเป็นตัวควบคุมไม่ให้แรงดันขาออกเกิน  $2\text{ V}$  .

ภาคผนวก (ค)

รายละเอียด SPECIFICATION ของอุปกรณ์ที่ใช้

1. LED เบอร์ FED 081 W
2. PIN PD เบอร์ TIL 100
3. Transistor เบอร์ BF 241
4. IC เบอร์ 75451 B
5. IC เบอร์  $\mu$ A 710
6. IC เบอร์  $\mu$ A 733
7. วงจรสมบรูณ์ภาคส่งของชุดใช้งาน
8. วงจรสมบรูณ์ภาครับของชุดใช้งาน
9. วงจรสมบรูณ์ของภาคตีเทคเตอร์

FED071W

FED081W

(高指向性発光ダイオード)

AlGaAs LED

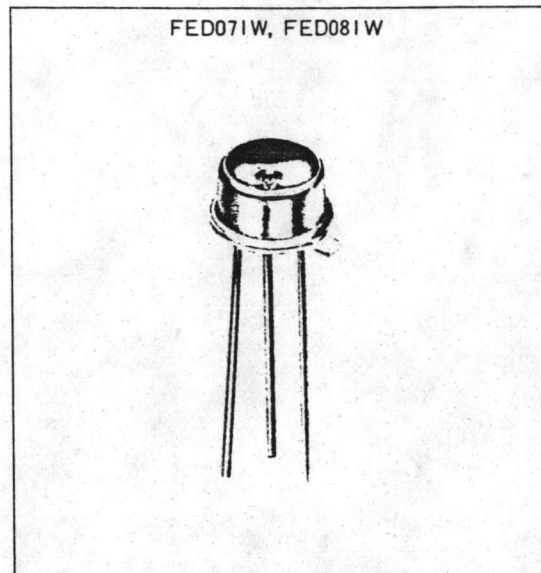
### 高指向性可視発光ダイオード 高指向性赤外発光ダイオード

FED071W, FED081Wは、高信頼度の光通信用AlGaAs発光ダイオードの技術を基礎にして開発された高指向性発光ダイオードであります。これらは、AlGaAs ダブルヘテロ接合発光ダイオードチップ上に直径500 $\mu$ mのサファイア球が搭載され、微小発光部が焦点に位置する構造になっております。

計測、プロセス制御、光学機器、空中伝播光通信、光ファイバ通信など広くご利用いただけます。

#### ●FED071W, FED081Wの特長

- 高指向性
- 直線性に優れた電流-光出力特性
- 大出力
- 良好な温度特性
- 直接変調可能
- Siホトダイオードの高感度領域の波長
- 小形
- 長寿命



#### ●最大定格

項目	記号	定 格 Rating		Unit 単位
		FED071W	FED081W	
保存温度	$T_{stg}$	-50~+90	-50~+90	°C
動作ケース温度	$T_{op}$	-40~+90	-40~+90	°C
順電流	$I_F$	150	150	mA
逆電圧	$V_R$	2	2	V

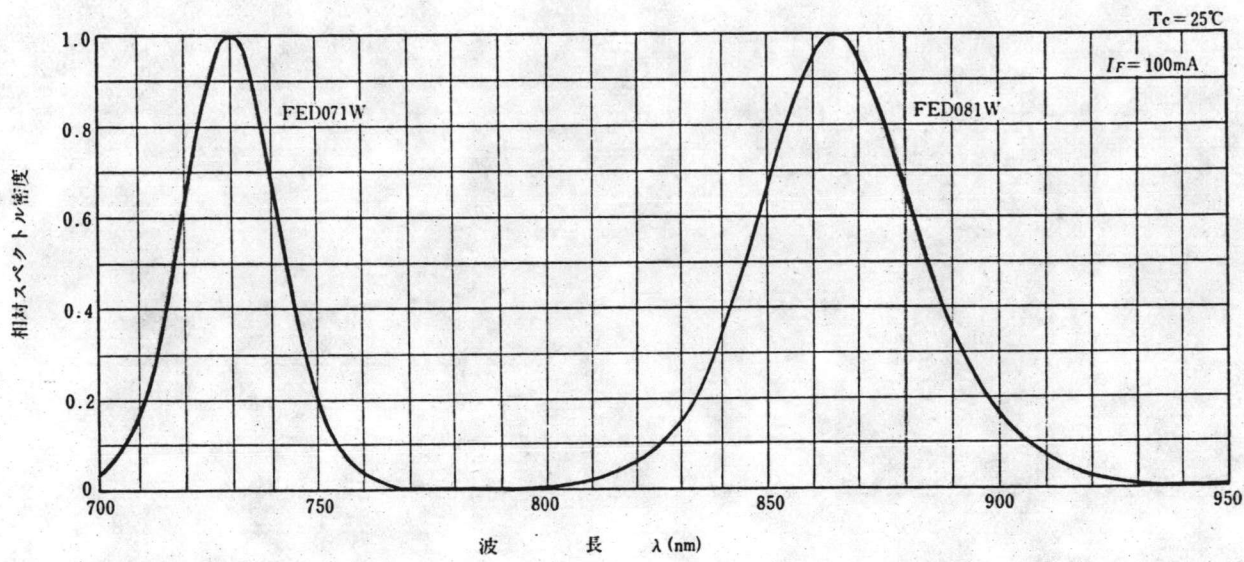
#### ●電氣的・光学的特性 <ケース温度25°C>

項目	記号	条 件	FED071W			FED081W			単位	
			最小値	標準値	最大値	最小値	標準値	最大値		
発光ピーク波長	$\lambda_p$	$I_F=100\text{mA}$	715	730	745	845	865	890	nm	
スペクトル半値幅	$\Delta\lambda$	$I_F=100\text{mA}$	-	25	-	-	45	-	nm	
光出力	$P_o$	$I_F=100\text{mA}$	-	10	-	-	10	-	mW	
ビーム広がり角(注)	$\theta_{1/2}$	$I_F=100\text{mA}$	-	$\pm 5$	-	-	$\pm 5$	-	degree	
遮断周波数	$f_c$	$I_F=100\text{mA}$	1MHzから -1.5dB	-	20	-	-	40	-	MHz
		+20mA <sub>p-p</sub>	1MHzから -3dB	-	40	-	-	70	-	
順電圧	$V_F$	$I_F=100\text{mA}$	-	-	2.6	-	-	2.3	V	

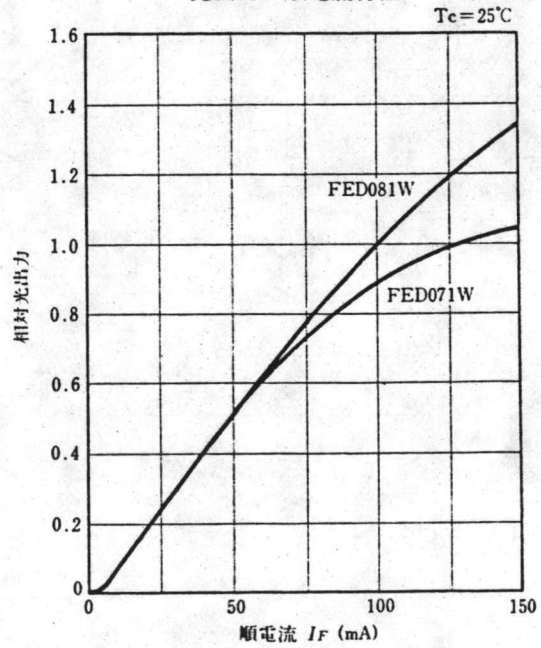
(注) ビーム広がり角は光軸(放射強度最大)から放射強度が最大値の1/2になる角度

● 代表的特性

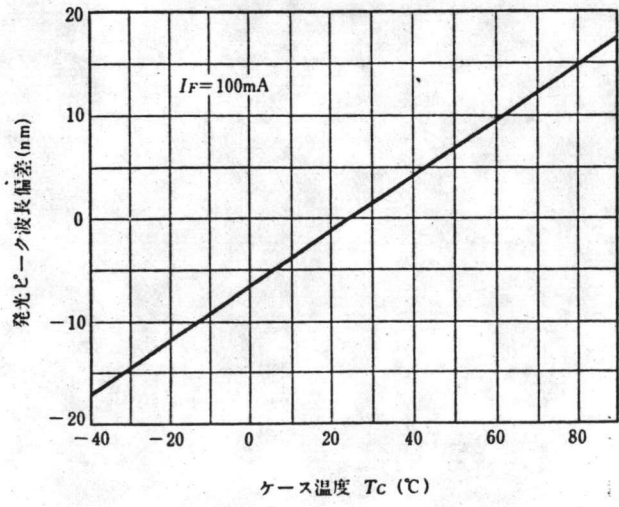
発光スペクトル



光出力-順電流特性



発光ピーク波長温度特性 (注)



注) 形名記入のないグラフは全形名に共通です。



FED071W

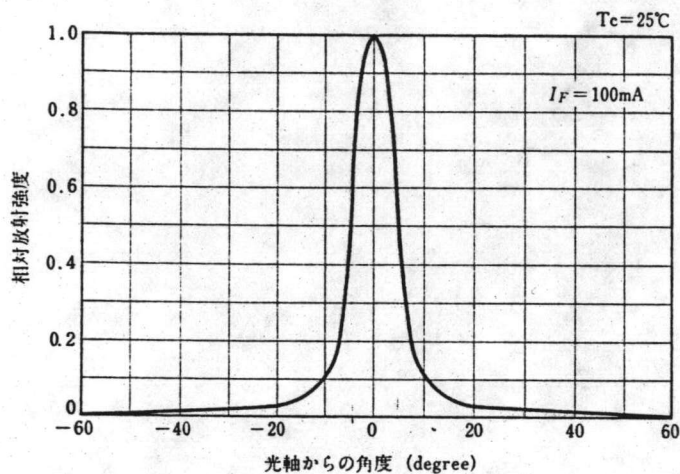
FED081W

(高指向性発光ダイオード)

AlGaAs LED

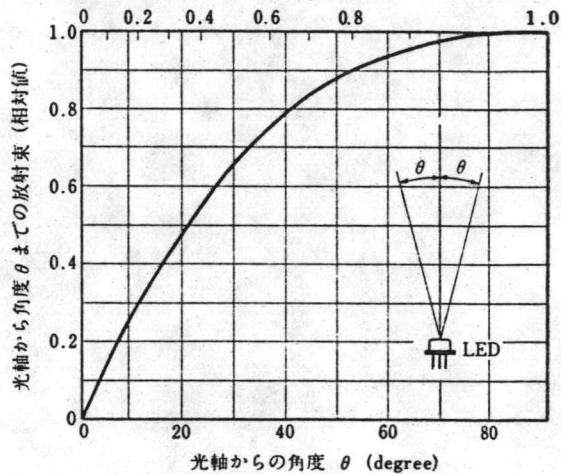
● 代表的特性

指向特性 注1)

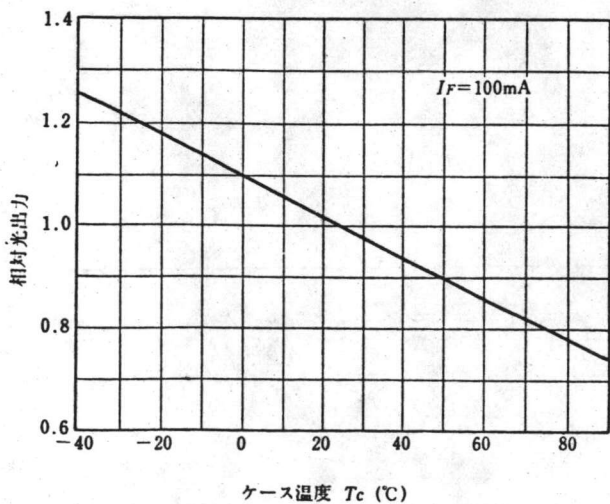


光軸から角度0までの放射束

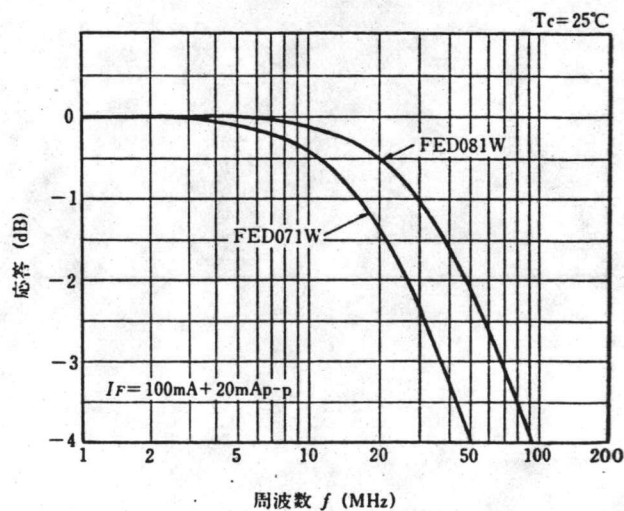
開口数 NA 注2)



光出力温度特性 注1)



周波数特性



注1) 形名記入のないグラフは全形名に共通です。  
 注2) 開口数NAとFナンバーとの間には  $NA = 1/2F$  の関係があります。

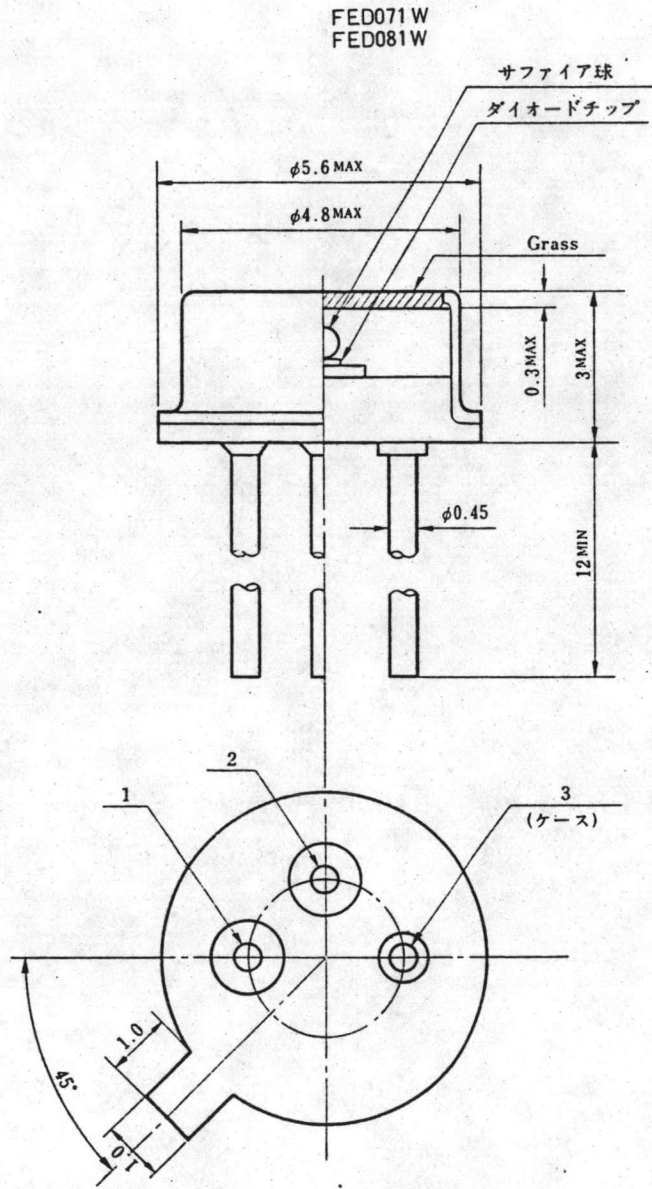
# FED071W FED081W

(高指向性発光ダイオード)

AlGaAs LED

●外部寸法および電極接続

<単位：mm>



- 電極接続
1. アノード
  2. カソード
  3. ケース

●注意事項

●動作上の注意事項

1A・μsec以上のサージ電流が流れると、素子が破損することがありますのでご注意ください。

●半田付条件

温度240℃以下で、3秒間以内をお願いします。

●安全上の注意事項

この発光ダイオードは非常に輝度が高いため、高電流動作中に直接覗くと危険です。

# TYPE TIL100 LARGE-AREA SILICON PHOTODIODE

BULLETIN NO. DL-S 12631, MAY 1978—REVISED OCTOBER 1978

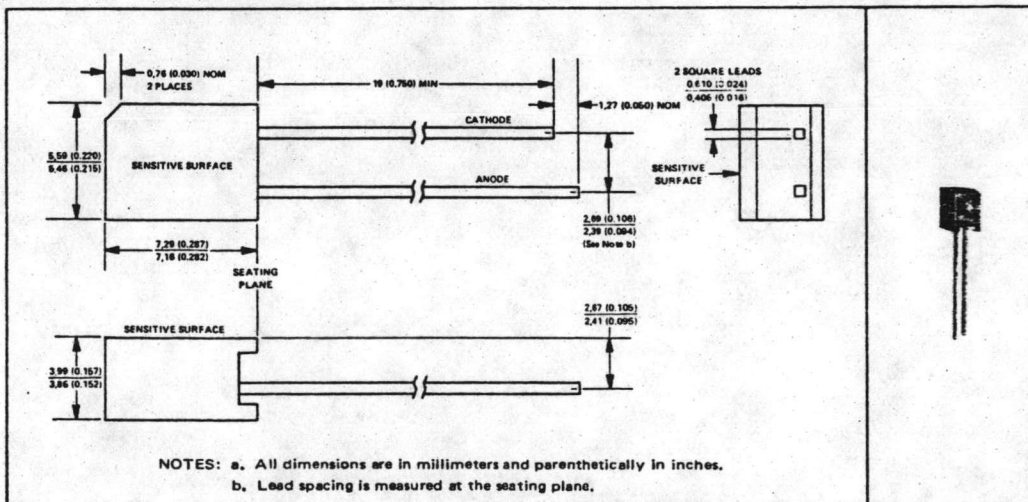
- High Photosensitivity
- Fast Response
- Low-Cost Plastic Package
- Designed for Infrared Remote-Control Systems
- Spectrally Matched with TIL38 Emitter

## description

The TIL100 is a high-speed **PIN photodiode** designed to operate in the reverse-bias mode. It provides low capacitance with high speed and high photosensitivity suitable for near-infrared applications.

## mechanical data

The photodiode chip is mounted on a lead frame and molded in black infrared-transmissive plastic. The active chip area is typically 8.83 square millimeters (0.0137 square inches). Its centerline is nominally 4 millimeters (0.157 inch) above the seating plane.



## absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)

Reverse Voltage	30 V
Continuous Power Dissipation at (or below) 25°C Free-Air Temperature (See Note 1)	150 mW
Operating Free-Air Temperature Range	-25°C to 100°C
Storage Temperature Range	-25°C to 100°C
Lead Temperature 1.6 mm (1/16 Inch) from Case for 3 Seconds	260°C

NOTE 1: Derate linearly to 100°C free-air temperature at the rate of 2 mW/°C.

# TYPE T1L100 LARGE-AREA SILICON PHOTODIODE

electrical characteristics at 25°C free-air temperature

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
V <sub>(BR)</sub> Breakdown Voltage	I <sub>R</sub> = 100 μA, E <sub>e</sub> <sup>†</sup> = 0	30			V
I <sub>D</sub> Dark Current	V <sub>R</sub> = 10 V, E <sub>e</sub> <sup>†</sup> = 0		5	50	nA
I <sub>L</sub> Light Current	V <sub>R</sub> = 10 V, E <sub>e</sub> <sup>†</sup> = 250 μW/cm <sup>2</sup> at 940 nm	10	15		μA
C <sub>T</sub> Total Capacitance	V <sub>R</sub> = 3 V, E <sub>e</sub> <sup>†</sup> = 0, f = 1 MHz		35	50	pF
t <sub>r</sub> Rise Time	V <sub>R</sub> = 10 V, R <sub>L</sub> = 1 kΩ		100		ns
t <sub>f</sub> Fall Time	V <sub>R</sub> = 10 V, R <sub>L</sub> = 1 kΩ		100		ns

†Irradiance (E<sub>e</sub>) is the radiant power per unit area incident on a surface.

## TYPICAL CHARACTERISTICS

REVERSE CURRENT  
vs  
IRRADIANCE

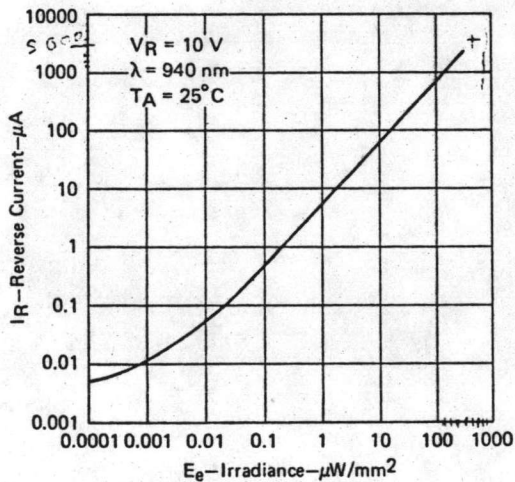


FIGURE 1

$f = 3.5 \text{ MHz}$   
 $R_L = 1 \text{ k}$   
 $700 \mu\text{W}/\text{mm}^2 \rightarrow 5000 \mu\text{A}$   
 $V_G = 5 \text{ V}$

TOTAL CAPACITANCE  
vs  
REVERSE VOLTAGE

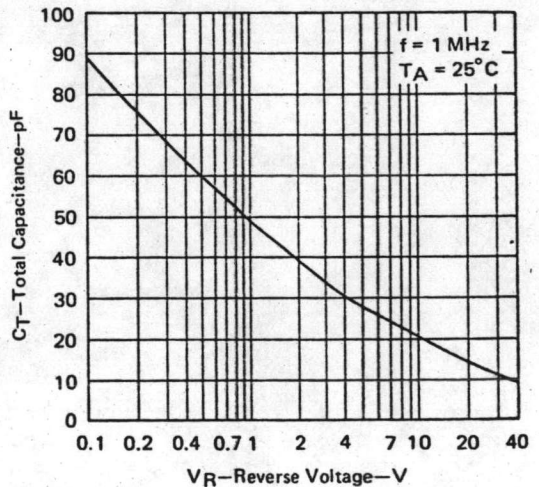
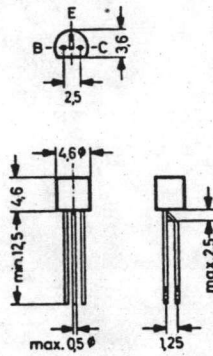


FIGURE 2

# BF240, BF241

## NPN Silicon Epitaxial Planar Transistors

designed for emitter-grounded AM and FM amplifier stages



Plastic case  $\approx$  JEDEC TO-92  
TO-18 compatible  
The case is impervious to light

Weight approximately 0.18 g  
Dimensions in mm

### Absolute Maximum Ratings

	Symbol	Value	Unit
Collector Base Voltage	$V_{CBO}$	40	V
Collector Emitter Voltage	$V_{CEO}$	40	V
Emitter Base Voltage	$V_{EBO}$	4	V
Collector Current	$I_C$	25	mA
Base Current	$I_B$	2	mA
Power Dissipation at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	300 <sup>1)</sup>	mW
Junction Temperature	$T_j$	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_s$	-55 ... +150	$^\circ\text{C}$

<sup>1)</sup> Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case

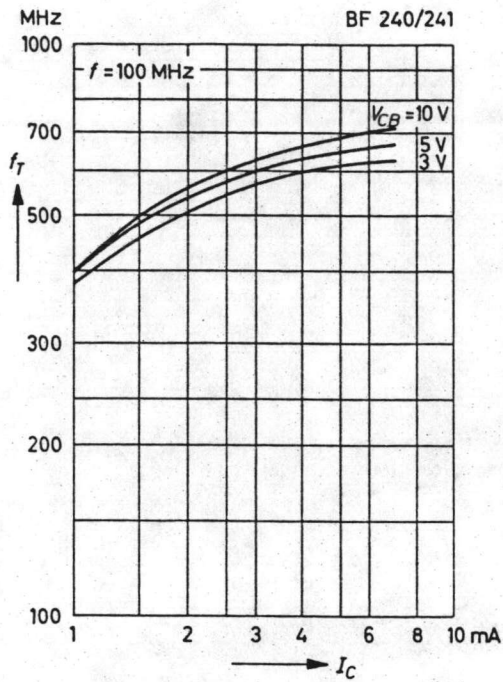
Characteristics at  $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ 

	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Value
DC Current Gain at $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	<b>BF240</b> $h_{FE}$	67	—	220	—
	<b>BF241</b> $h_{FE}$	36	—	125	—
Base Emitter Voltage at $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$	$V_{BE}$	650	700	740	mV
Collector Cutoff Current at $V_{CB} = 20\text{ V}$	$I_{CBO}$	—	—	100	nA
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{thA}$	—	—	420 <sup>1)</sup>	K/W
Collector Base Breakdown Voltage at $I_C = 10\ \mu\text{A}$	$V_{(BR)CBO}$	40	—	—	V
Collector Emitter Breakdown Voltage at $I_C = 2\text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}$	40	—	—	V
Emitter Base Breakdown Voltage at $I_E = 10\ \mu\text{A}$	$V_{(BR)EBO}$	4	—	—	V
Gain Bandwidth Product at $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$ , $f = 100\text{ MHz}$	<b>BF240</b> $f_T$	—	430	—	MHz
	<b>BF241</b> $f_T$	—	400	—	MHz
Feedback Capacitance at $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$ , $f = 1\text{ MHz}$	$-C_{re}$	—	0.27	—	pF
Noise Figure (emitter grounded) at $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$ $g_s = 5\text{ mS}$ , $f = 200\text{ kHz}$ $y_s = (6.6 - j3.3)\text{ mS}$ , $f = 100\text{ MHz}$	F	—	1.5	3.5	dB
	F	—	1.6	—	dB
Output Admittance at $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$ , $f = 10.7\text{ MHz}$ at $V_{CB} = 10\text{ V}$ , $I_C = 1\text{ mA}$ , $f = 470\text{ kHz}$	$g_{oe}$	—	—	10.5	$\mu\text{S}$
	$g_{oe}$	—	—	8.3	$\mu\text{S}$

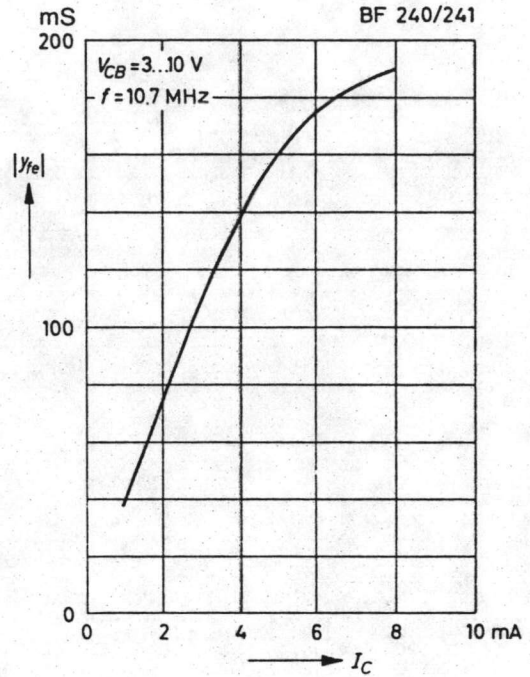
<sup>1)</sup> Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 2 mm from case

# BF240, BF241

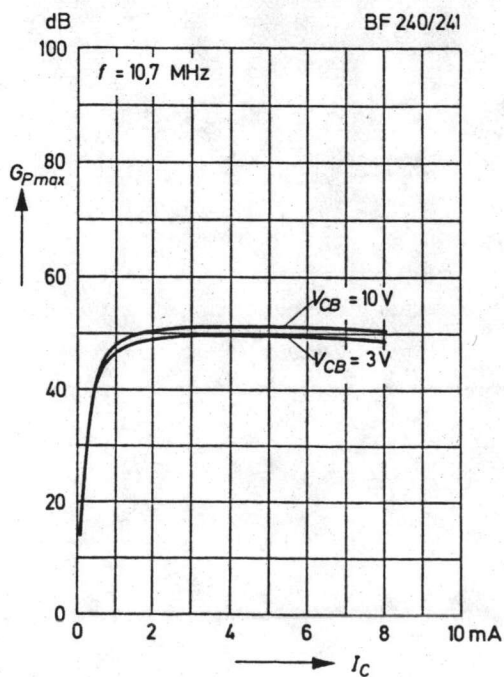
**Gain bandwidth product versus collector current**



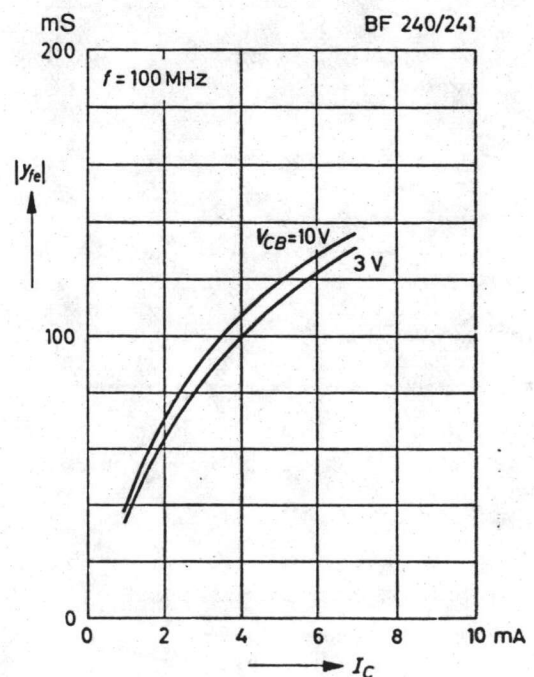
**Forward transconductance at 10.7 MHz versus collector current**



**Max. available power gain versus collector current**

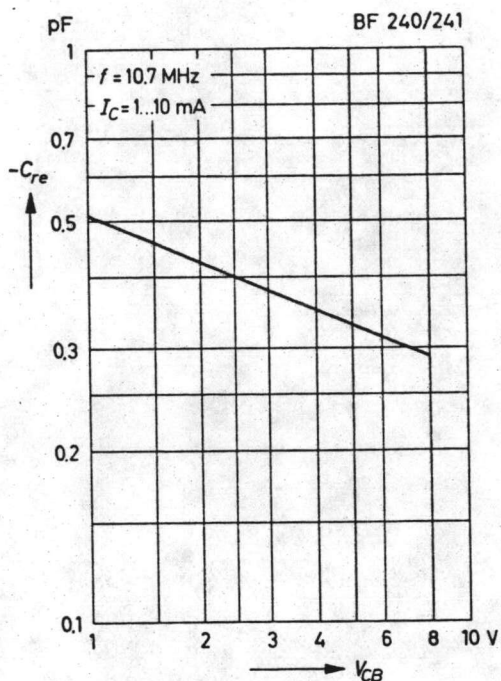


**Forward transconductance at 100 MHz versus collector current**

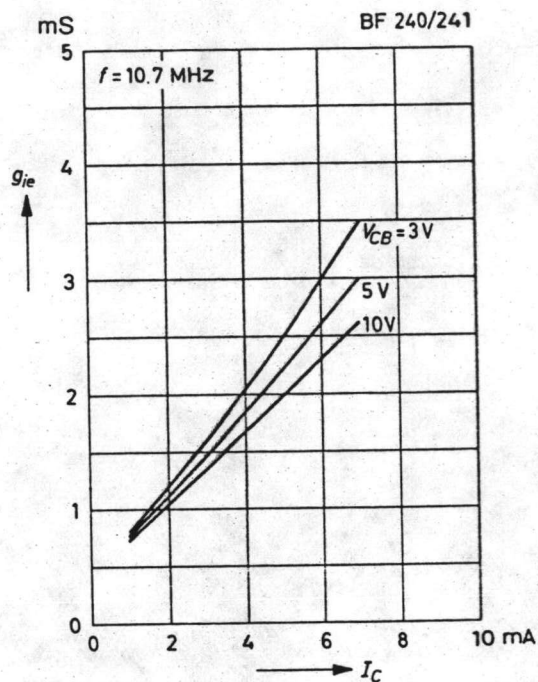


BF240, BF241

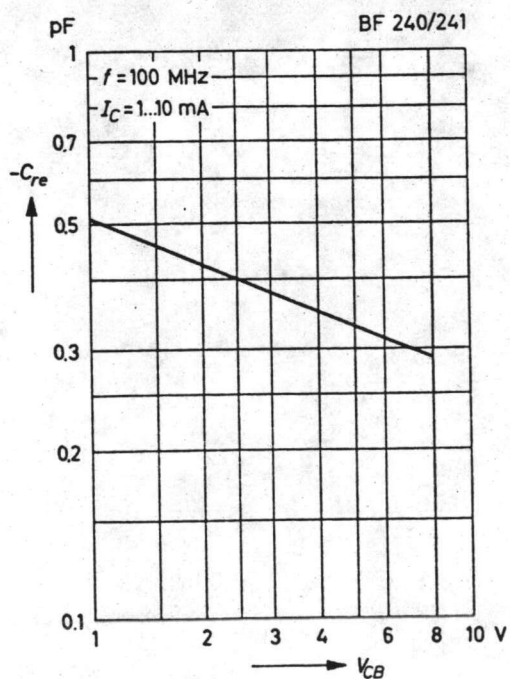
Feedback capacitance at 10.7 MHz versus collector base voltage



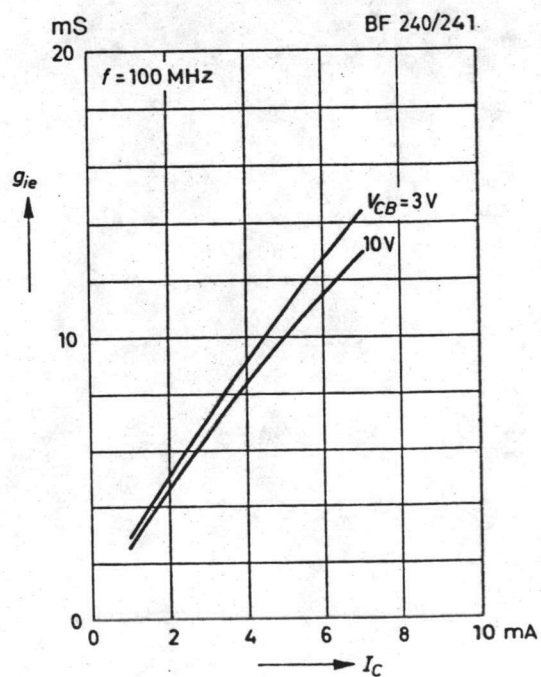
Input admittance at 10.7 MHz versus collector current



Feedback capacitance at 100 MHz versus collector base voltage



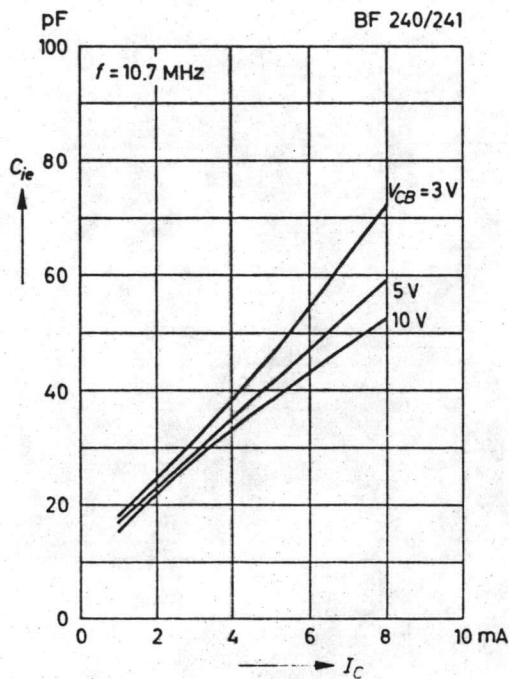
Input admittance at 100 MHz versus collector current



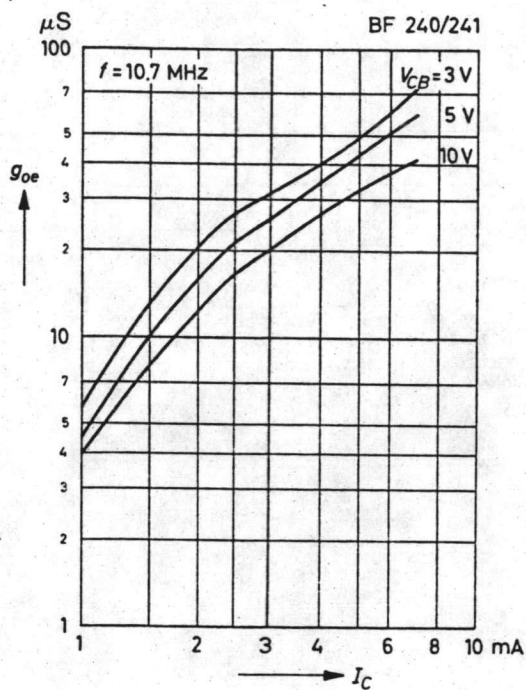


# BF240, BF241

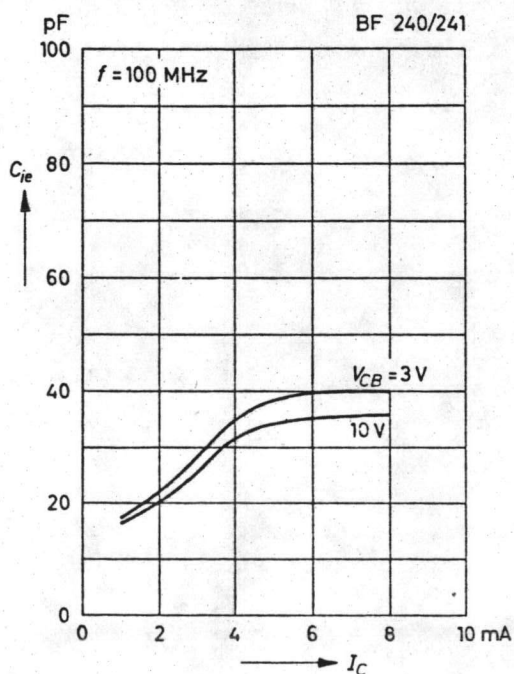
### Input capacitance at 10.7 MHz versus collector current



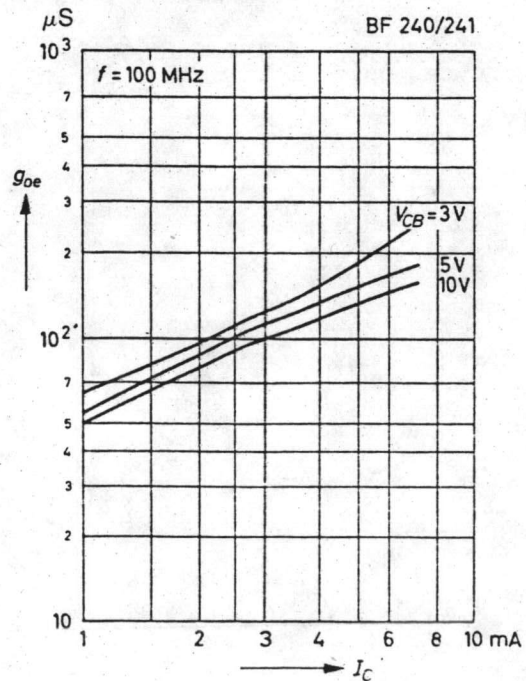
### Output admittance at 10.7 MHz versus collector current



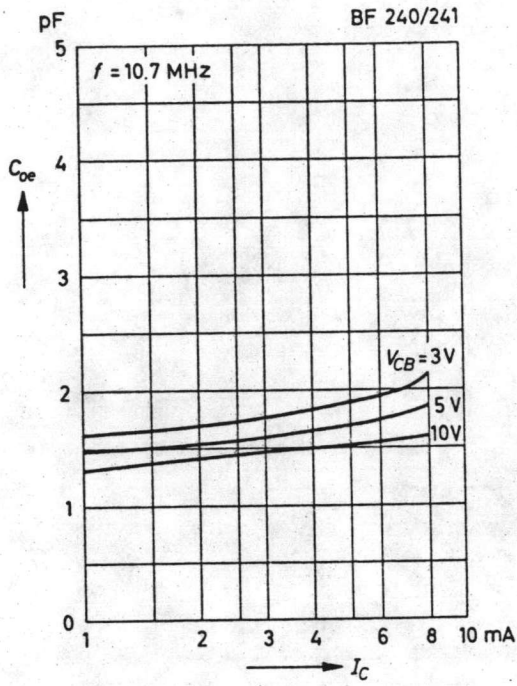
### Input capacitance at 100 MHz versus collector current



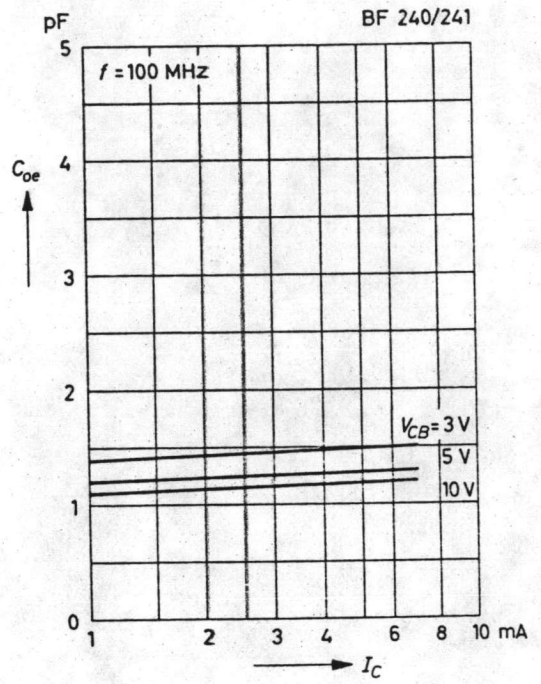
### Output admittance at 100 MHz versus collector current



Output capacitance at 10.7 MHz versus collector current



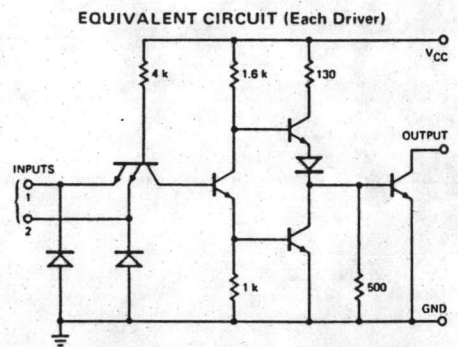
Output capacitance at 100 MHz versus collector current



## FAIRCHILD • 55450B/75450B SERIES

55451B/75451B

### DUAL POSITIVE AND PERIPHERAL DRIVER



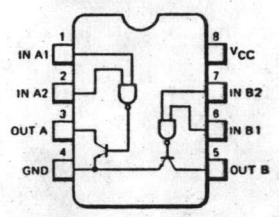
Component values shown are nominal. All resistor values in ohms.

#### TRUTH TABLE

INPUTS		OUTPUT	
X	Y	Z	
L	L	L	(on state)
L	H	L	(on state)
H	L	L	(on state)
H	H	H	(off state)

H = HIGH Level, L = LOW Level

**CONNECTION DIAGRAMS**  
**8-PIN DIP**  
**(TOP VIEW)**  
**PACKAGE OUTLINE 9T 6T**  
**PACKAGE CODE T R**



**ORDER INFORMATION**  
**TYPE PART NO.**  
**55451B 55451BRM**  
**75451B 75451BRC**  
**75451B 75451BTC**

Positive Logic: Z = XY

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:** Guaranteed over Operating Temperature Range and Supply Voltage Range, use Test Table 1, pg. 1, unless otherwise indicated

SYMBOL	CHARACTERISTICS	TEST FIGURE	CONDITIONS	MIN	TYP (Note 13)	MAX	UNITS
V <sub>IH</sub>	Input HIGH Voltage	7		2			V
V <sub>IL</sub>	Input LOW Voltage	7				0.8	V
V <sub>CD</sub>	Input Clamp Diode Voltage	8	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -12 mA			-1.5	V
I <sub>OH</sub>	Output HIGH Current	7	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>OH</sub> = 30 V	55451B		300	μA
			V <sub>IH</sub> = 2 V	75451B		100	
V <sub>OL</sub>	Output LOW Voltage	7	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = 0.8 V	55451B	0.25	0.5	V
			I <sub>OL</sub> = 100 mA	75451B	0.25	0.4	
			V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>IL</sub> = 0.8 V	55451B	0.5	0.8	
			I <sub>OL</sub> = 300 mA	75451B	0.5	0.7	
I <sub>I</sub>	Input Current at Maximum Input Voltage	9	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V			1.0	mA
I <sub>IH</sub>	Input HIGH Current	9	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.4 V			40	μA
I <sub>IL</sub>	Input LOW Current	8	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V		-1.0	-1.6	mA
I <sub>CCH</sub>	Supply Current, Output HIGH	10	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5 V		7.0	11	mA
I <sub>CCL</sub>	Supply Current Output LOW		V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V		52	65	mA

NOTE 13. All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.

**AC CHARACTERISTICS:** V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

SYMBOL	CHARACTERISTICS	TEST FIGURE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t <sub>PLH</sub>	Propagation Delay Time, Output LOW to HIGH	14	I <sub>O</sub> ≈ 200 mA, C <sub>L</sub> = 15 pF, R <sub>L</sub> = 50 Ω		18	25	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation Delay Time, Output HIGH to LOW				18	25	ns
t <sub>TLH</sub>	Transition Time, Output LOW to HIGH				5	8	ns
t <sub>THL</sub>	Transition Time, Output HIGH to LOW				7	12	ns
V <sub>OH</sub>	HIGH Level Output Voltage After Switching	15	V <sub>S</sub> = 20 V, I <sub>O</sub> ≈ 300 mA	V <sub>S</sub> - 6.5			mV



# μA710

## HIGH SPEED DIFFERENTIAL COMPARATOR

### FAIRCHILD LINEAR INTEGRATED CIRCUIT

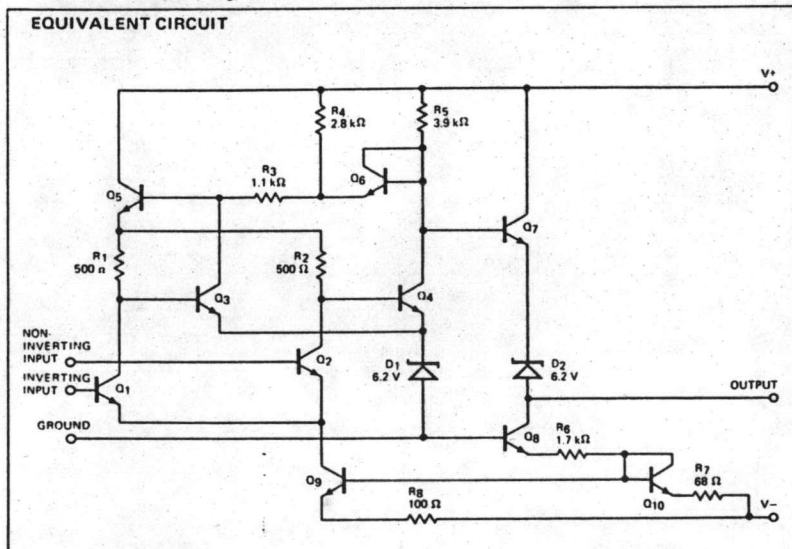
**GENERAL DESCRIPTION** – The μA710 is a Differential Voltage Comparator intended for applications requiring high accuracy and fast response times. It is constructed on a single silicon chip using the Fairchild Planar\* epitaxial process. The device is useful as a variable threshold Schmitt trigger, a pulse height discriminator, a voltage comparator in high speed A/D converters, a memory sense amplifier or a high noise immunity line receiver. The output of the comparator is compatible with all integrated logic forms.

- 5 mV MAXIMUM OFFSET VOLTAGE
- 5 μA MAXIMUM OFFSET CURRENT
- 1000 MINIMUM VOLTAGE GAIN
- 20 μV/°C MAXIMUM OFFSET VOLTAGE DRIFT

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

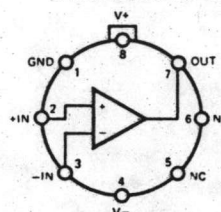
Positive Supply Voltage	+14.0 V
Negative Supply Voltage	-7.0 V
Peak Output Current	10 mA
Differential Input Voltage	±5.0 V
Input Voltage	±7.0 V
<b>Internal Power Dissipation (Note 1)</b>	
Metal Can	500 mW
DIP	670 mW
Flatpak	570 mW
<b>Storage Temperature Range</b>	
Metal Can, Hermetic DIP and Flatpak	-65°C to +150°C
Molded DIP	-55°C to +125°C
<b>Operating Temperature Range</b>	
Military (μA710)	-55°C to +125°C
Commercial (μA710C)	0°C to +70°C
<b>Pin Temperature</b>	
Metal Can, Hermetic DIP and Flatpak (Soldering, 60 s)	300°C
Molded DIP (Soldering, 10 s)	260°C

**EQUIVALENT CIRCUIT**



Notes on following pages.

**CONNECTION DIAGRAMS**  
**8-PIN METAL CAN**  
 (TOP VIEW)  
 PACKAGE OUTLINE 5S  
 PACKAGE CODE H

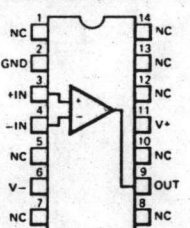


NOTE: Pin 4 connected to case.

**ORDER INFORMATION**

<b>TYPE</b>	<b>PART NO.</b>
μA710	μA710HM
μA710C	μA710HC

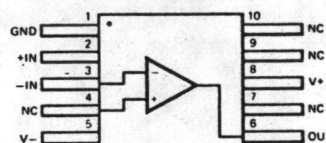
**14-PIN DIP**  
 (TOP VIEW)  
 PACKAGE OUTLINES 6A 9A  
 PACKAGE CODES D P



**ORDER INFORMATION**

<b>TYPE</b>	<b>PART NO.</b>
μA710	μA710DM
μA710C	μA710DC
μA710C	μA710PC

**10-PIN FLATPAK**  
 (TOP VIEW)  
 PACKAGE OUTLINE 3F  
 PACKAGE CODE F



**ORDER INFORMATION**

<b>TYPE</b>	<b>PART NO.</b>
μA710	μA710FM

\*Planar is a patented Fairchild process.

FAIRCHILD •  $\mu A710$ 

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:**  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_+ = 12.0\text{ V}$ ,  $V_- = -6.0\text{ V}$  unless otherwise specified.

CHARACTERISTICS	CONDITIONS (Note 2)	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 200\ \Omega$		0.6	2.0	mV
Input Offset Current			0.75	3.0	$\mu\text{A}$
Input Bias Current			13	20	$\mu\text{A}$
Voltage Gain		1250	1700		
Output Resistance			200		$\Omega$
Output Sink Current	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $V_{OUT} = 0$	2.0	2.5		mA
Response Time (Note 3)			40		ns
The following specifications apply for $-55^\circ\text{C} < T_A < +125^\circ\text{C}$ :					
Input Offset Voltage	$R_S < 200\ \Omega$			3.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S = 50\ \Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ to $T_A = +125^\circ\text{C}$ $R_S = 50\ \Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ to $T_A = -55^\circ\text{C}$		3.5 2.7	10 10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	$T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$		0.25 1.8	3.0 7.0	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ to $T_A = +125^\circ\text{C}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ to $T_A = -55^\circ\text{C}$		5.0 15	25 75	$\text{nA}/^\circ\text{C}$ $\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = -55^\circ\text{C}$		27	45	$\mu\text{A}$
Input Voltage Range	$V_- = -7.0\text{ V}$	+5.0			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S < 200\ \Omega$	80	100		dB
Differential Input Voltage Range		+5.0			V
Voltage Gain		1000			
Output HIGH Voltage	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $0 < I_{OUT} < 5.0\text{ mA}$	2.5	3.2	4.0	V
Output LOW Voltage	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$	-1.0	-0.5	0	V
Output Sink Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$ , $\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $V_{OUT} = 0$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ , $\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $V_{OUT} = 0$	0.5 1.0	1.7 2.3		mA mA
Positive Supply Current	$V_{OUT} < 0$		5.2	9.0	mA
Negative Supply Current	$V_{OUT} = \text{Gnd}$ , Inverting Input = +5 mV		4.6	7.0	mA
Power Consumption	$V_{OUT} = \text{Gnd}$ , Inverting Input = +10 mV		90	150	mW

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS:**  $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_+ = 12.0\text{ V}$ ,  $V_- = -6.0\text{ V}$  unless otherwise specified.

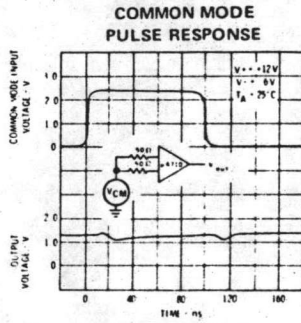
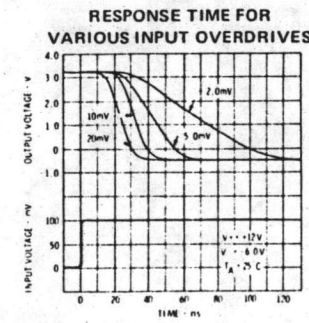
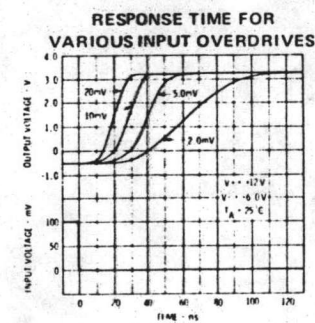
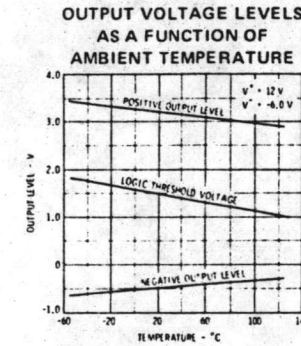
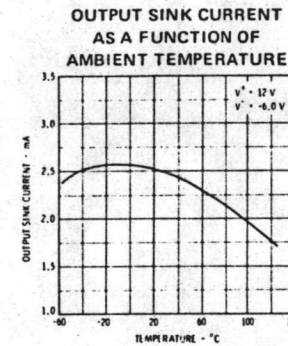
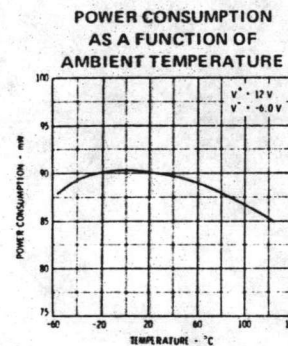
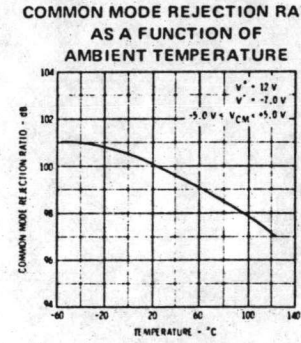
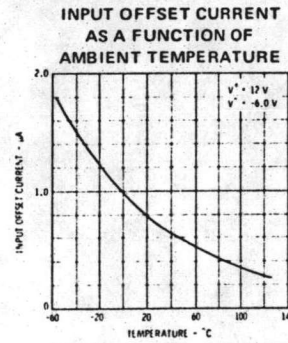
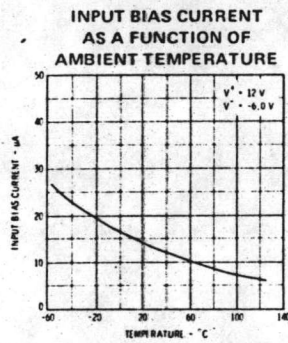
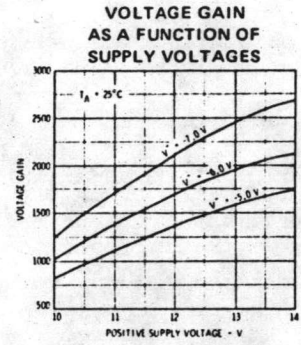
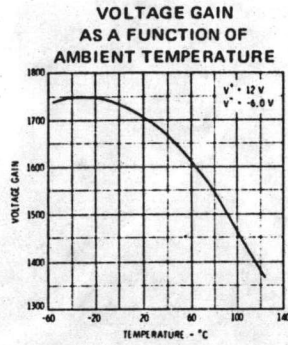
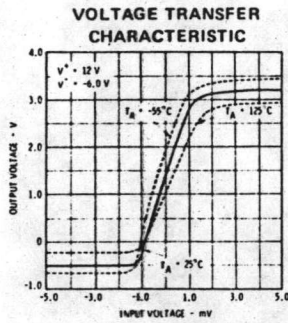
CHARACTERISTICS	CONDITIONS (Note 2)	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S < 200\ \Omega$		1.6	5.0	mV
Input Offset Current			1.8	5.0	$\mu\text{A}$
Input Bias Current			16	25	$\mu\text{A}$
Voltage Gain		1000	1500		
Output Resistance			200		$\Omega$
Output Sink Current	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $V_{OUT} = 0$	1.6	2.5		mA
Response Time (Note 2)			40		ns
The following specifications apply for $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$ :					
Input Offset Voltage	$R_S < 200\ \Omega$			6.5	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S = 50\ \Omega$ , $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $T_A = +70^\circ\text{C}$		5.0	20	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				7.5	$\mu\text{A}$
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ to $T_A = +70^\circ\text{C}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ to $T_A = 0^\circ\text{C}$		15 24	50 100	$\text{nA}/^\circ\text{C}$ $\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 0^\circ\text{C}$		25	40	$\mu\text{A}$
Input Voltage Range	$V_- = -7.0\text{ V}$	+5.0			V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S < 200\ \Omega$	70	98		dB
Differential Input Voltage Range		+5.0			V
Voltage Gain		800			
Output HIGH Voltage	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $0 < I_{OUT} < 5.0\text{ mA}$	2.5	3.2	4.0	V
Output LOW Voltage	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$	-1.0	-0.5	0	V
Output Sink Current	$\Delta V_{IN} \geq 5\text{ mV}$ , $V_{OUT} = 0$	0.5			mA
Positive Supply Current	$V_{OUT} < 0$		5.2	9.0	mA
Negative Supply Current	$V_{OUT} = \text{Gnd}$ , Inverting Input = +5 mV		4.6	7.0	mA
Power Consumption	$V_{OUT} = \text{Gnd}$ , Inverting Input = +10 mV		90	150	mW

## NOTES:

- Rating applies to ambient temperatures up to  $70^\circ\text{C}$ . Above  $70^\circ\text{C}$  ambient derate linearly at  $6.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for Metal Can,  $8.3\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for DIP, and  $7.1\text{ mW}/^\circ\text{C}$  for the Flatpak.
- The input offset voltage and input offset current (see definitions) are specified for a logic threshold voltage as follows: For 710, 1.8 V at  $55^\circ\text{C}$ , 1.4 V at  $+25^\circ\text{C}$ , 1.0 V at  $+125^\circ\text{C}$ . For 710C, 1.5 V at  $0^\circ\text{C}$ , 1.4 V at  $+25^\circ\text{C}$ , and 1.2 V at  $+70^\circ\text{C}$ .
- The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

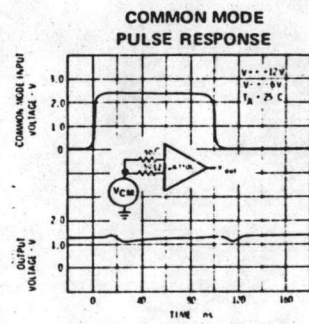
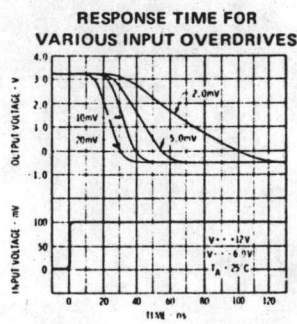
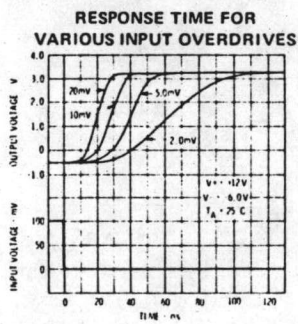
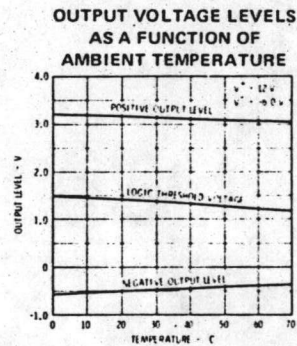
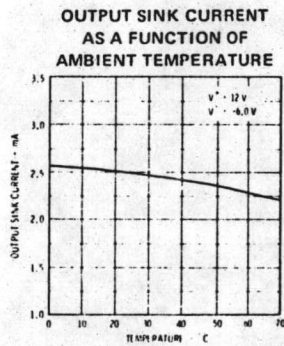
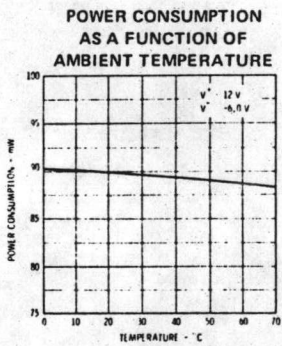
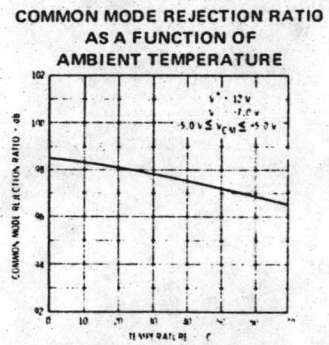
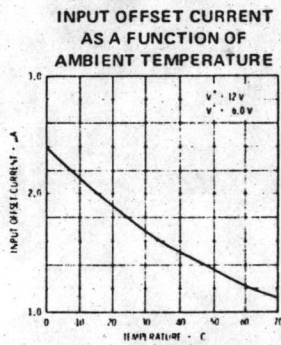
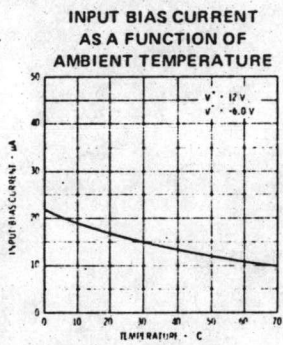
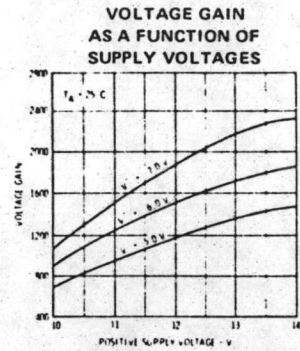
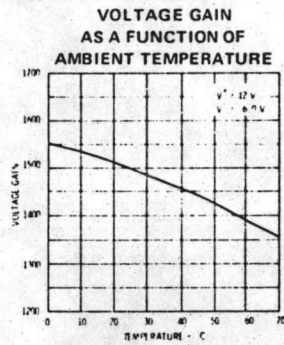
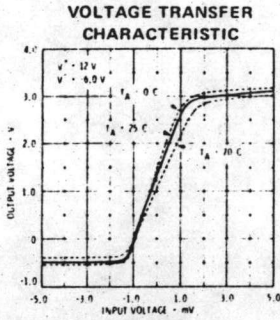
FAIRCHILD •  $\mu$ A710

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR  $\mu$ A710



FAIRCHILD •  $\mu A710$

TYPICAL PERFORMANCE CURVES FOR  $\mu A710C$



**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
MC1733G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1733L	-55°C to +125°C	Ceramic DIP
MC1733CG	0°C to +70°C	Metal Can
MC1733CL	0°C to +70°C	Ceramic DIP
MC1733CP	0°C to +70°C	Plastic DIP

**MC1733  
MC1733C**

**DIFFERENTIAL VIDEO AMPLIFIER**

... a wideband amplifier with differential input and differential output. Gain is fixed at 10, 100, or 400 without external components or, with the addition of one external resistor, gain becomes adjustable from 10 to 400.

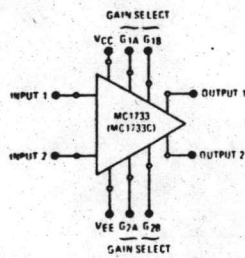
- Bandwidth - 120 MHz typical @  $A_{vd} = 10$
- Rise Time - 2.5 ns typical @  $A_{vd} = 10$
- Propagation Delay Time - 3.6 ns typical @  $A_{vd} = 10$

**DIFFERENTIAL VIDEO  
WIDEBAND AMPLIFIER**  
  
**SILICON MONOLITHIC  
INTEGRATED CIRCUIT**

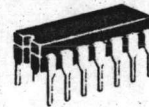
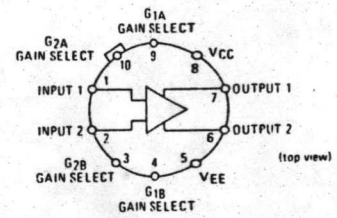
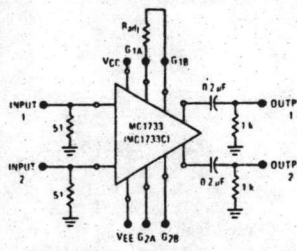
**G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 603  
TO-100**



**FIGURE 1 - BASIC CIRCUIT**

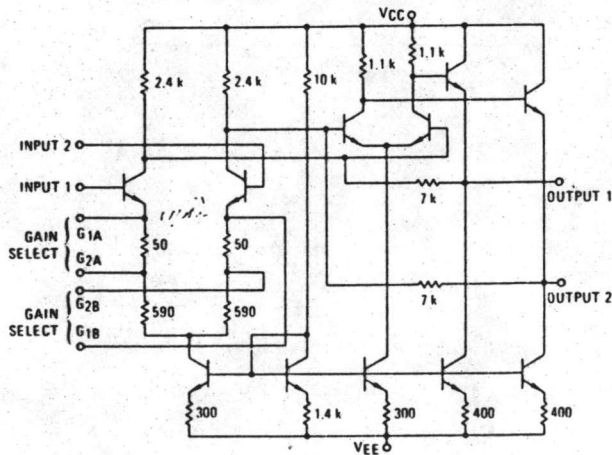


**FIGURE 2 - VOLTAGE GAIN  
ADJUST CIRCUIT**

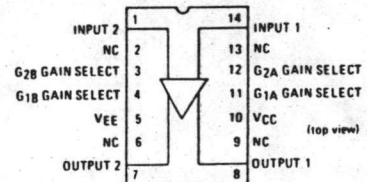
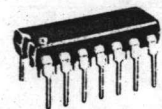


**L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 632  
TO-116**

**FIGURE 3 - EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC**



**P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646**





# MC1733, MC1733C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +6.0$  Vdc,  $V_{EE} = -6.0$  Vdc, at  $T_A = T_{high}$  to  $T_{low}$  unless otherwise noted.)\*

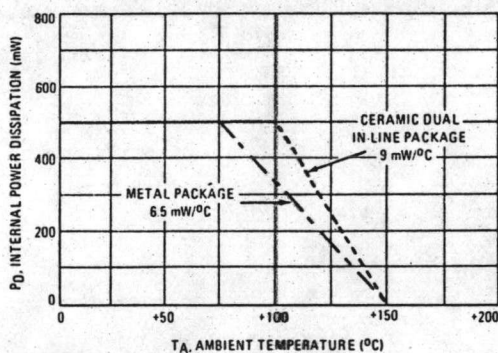
Characteristic	Symbol	MC1733			MC1733C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential Voltage Gain	$A_{vd}$							V/V
Gain 1 (Note 2)		200	-	600	250	-	600	
Gain 2 (Note 3)		80	-	120	80	-	120	
Gain 3 (Note 4)		8.0	-	12	8.0	-	12	
Input Resistance	$R_{in}$	8.0	-	-	8.0	-	-	k $\Omega$
Input Offset Current (Gain 3)	$ I_{IO} $	-	-	5.0	-	-	6.0	$\mu$ A
Input Bias Current (Gain 3)	$I_{IB}$	-	-	40	-	-	40	$\mu$ A
Input Voltage Range (Gain 2)	$V_{in}$	$\pm 1.0$	-	-	$\pm 1.0$	-	-	V
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	50	-	-	50	-	-	dB
Gain 2 ( $V_{CM} = \pm 1$ V, $f \leq 100$ kHz)								
Supply Voltage Rejection Ratio	PSRR	50	-	-	50	-	-	dB
Gain 2 ( $\Delta V_s = \pm 0.5$ V)								
Output Offset Voltage	$V_{OO}$	-	-	1.5	-	-	1.5	V
Gain 1								
Gain 2 and Gain 3								
Output Voltage Swing (Gain 2)	$V_O$	2.5	-	-	2.5	-	-	Vp-p
Output Sink Current (Gain 2)	$I_O$	2.2	-	-	2.5	-	-	mA
Power Supply Current (Gain 2)	$I_D$	-	-	27	-	-	27	mA

\* $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC1733C,  $-55^\circ\text{C}$  for MC1733  
 $T_{high} = +70^\circ\text{C}$  for MC1733C,  $+125^\circ\text{C}$  for MC1733.

**NOTES**

- Note 1: Derate metal package at 6.5 mW/ $^\circ\text{C}$  for operation at ambient temperatures above 75 $^\circ\text{C}$  and dual in-line package at 9 mW/ $^\circ\text{C}$  for operation at ambient temperatures above 100 $^\circ\text{C}$  (see Figure 4). If operation at high ambient temperatures is required (MC1733) a heatsink may be necessary to limit maximum junction temperature to 150 $^\circ\text{C}$ . Thermal resistance, junction-to-case, for the metal package is 69.4 $^\circ\text{C}$  per Watt.
- Note 2: Gain Select pins G1A and G1B connected together.
- Note 3: Gain Select pins G2A and G2B connected together.
- Note 4: All Gain Select pins open.

FIGURE 4 - MAXIMUM ALLOWABLE POWER DISSIPATION



**TYPICAL CHARACTERISTICS**

( $V_{CC} = +6.0$  Vdc,  $V_{EE} = -6.0$  Vdc,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

FIGURE 5 - SUPPLY CURRENT versus TEMPERATURE

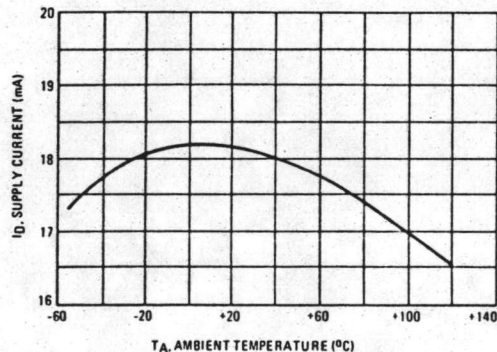
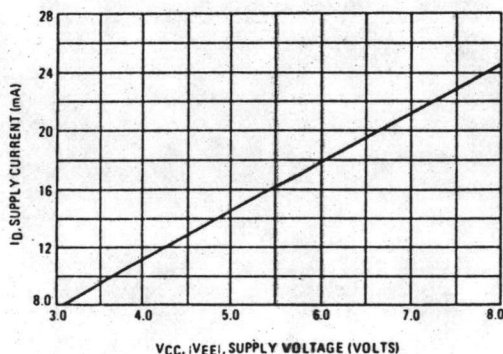


FIGURE 6 - SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE



## MC1733, MC1733C

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	$V_{CC}$ $V_{EE}$	+8.0 -8.0	Volts
Differential Input Voltage	$V_{in}$	+5.0	Volts
Common-Mode Input Voltage	$V_{ICM}$	+6.0	Volts
Output Current	$I_O$	10	mA
Internal Power Dissipation (Note 1) Metal Can Package Ceramic Dual In-Line Package	$P_D$	500 500	mW
Operating Temperature Range	$T_A$	0 to +70 -55 to +125	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = +6.0\text{ Vdc}$ ,  $V_{EE} = -6.0\text{ Vdc}$ , at  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	MC1733			MC1733C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Differential Voltage Gain Gain 1 (Note 2) Gain 2 (Note 3) Gain 3 (Note 4)	$A_{vd}$	300 90 9.0	400 100 10	500 110 11	250 80 8.0	400 100 10	600 120 12	V/V
Bandwidth ( $R_S = 50\ \Omega$ ) Gain 1 Gain 2 Gain 3	BW	- - -	40 90 120	- - -	- - -	40 90 120	- - -	MHz
Rise Time ( $R_S = 50\ \Omega$ , $V_O = 1\text{ Vp-p}$ ) Gain 1 Gain 2 Gain 3	$t_{TLH}$ $t_{THL}$	- - -	10.5 4.5 2.5	- 10 -	- - -	10.5 4.5 2.5	- 12 -	ns
Propagation Delay ( $R_S = 50\ \Omega$ , $V_O = 1\text{ Vp-p}$ ) Gain 1 Gain 2 Gain 3	$t_{PLH}$ $t_{PHL}$	- - -	7.5 6.0 3.6	- 10 -	- - -	7.5 6.0 3.6	- 10 -	ns
Input Resistance Gain 1 Gain 2 Gain 3	$R_{in}$	- 20 -	4.0 30 250	- - -	- 10 -	4.0 30 250	- - -	k $\Omega$
Input Capacitance (Gain 2)	$C_{in}$	-	2.0	-	-	2.0	-	pF
Input Offset Current (Gain 3)	$ I_{IO} $	-	0.4	3.0	-	0.4	5.0	$\mu\text{A}$
Input Bias Current (Gain 3)	$I_{IB}$	-	9.0	20	-	9.0	30	$\mu\text{A}$
Input Noise Voltage ( $R_S = 50\ \Omega$ , BW = 1 kHz to 10 MHz)	$V_n$	-	12	-	-	12	-	$\mu\text{V(rms)}$
Input Voltage Range (Gain 2)	$V_{in}$	$\pm 1.0$	-	-	$\pm 1.0$	-	-	V
Common-Mode Rejection Ratio Gain 2 ( $V_{CM} = \pm 1\text{ V}$ , $f \leq 100\text{ kHz}$ ) Gain 2 ( $V_{CM} = \pm 1\text{ V}$ , $f = 5\text{ MHz}$ )	CMRR	60 -	86 60	- -	60 -	86 60	- -	dB
Supply Voltage Rejection Ratio Gain 2 ( $\Delta V_S = \pm 0.5\text{ V}$ )	PSRR	50	70	-	50	70	-	dB
Output Offset Voltage Gain 1 Gain 2 and Gain 3	$V_{OO}$	- -	0.6 0.35	1.5 1.0	- -	0.6 0.35	1.5 1.5	V
Output Common-Mode Voltage (Gain 3)	$V_{CMO}$	2.4	2.9	3.4	2.4	2.9	3.4	V
Output Voltage Swing (Gain 2)	$V_O$	3.0	4.0	-	3.0	4.0	-	Vp-p
Output Sink Current (Gain 2)	$I_O$	2.5	3.6	-	2.5	3.6	-	mA
Output Resistance	$R_{out}$	-	20	-	-	20	-	$\Omega$
Power Supply Current (Gain 2)	$I_D$	-	18	24	-	18	24	mA

MC1733, MC1733C

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)  
 (V<sub>CC</sub> = +6.0 Vdc, V<sub>EE</sub> = -6.0 Vdc, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted.)

FIGURE 13 - PULSE RESPONSE versus GAIN

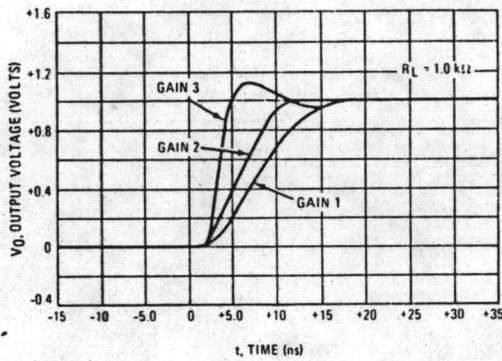


FIGURE 14 - PULSE RESPONSE versus SUPPLY VOLTAGE

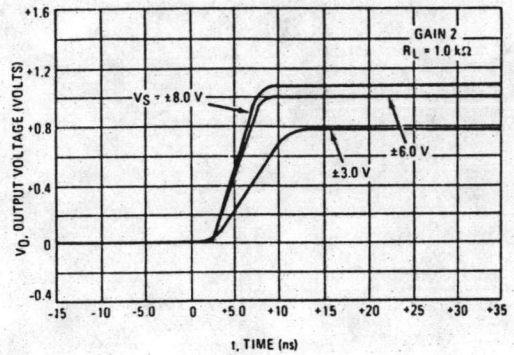


FIGURE 15 - PULSE RESPONSE versus TEMPERATURE

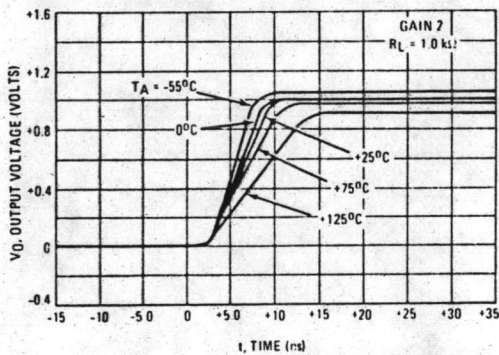


FIGURE 16 - DIFFERENTIAL OVERDRIVE RECOVERY TIME

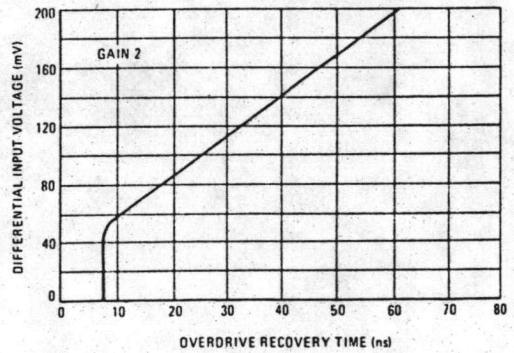


FIGURE 17 - PHASE SHIFT versus FREQUENCY

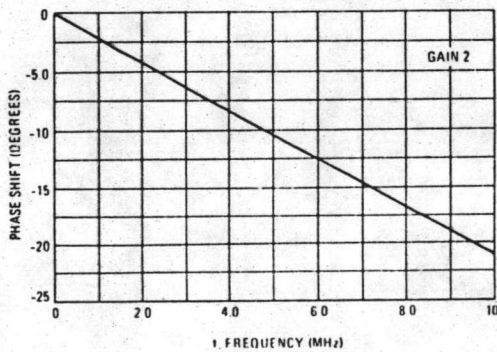
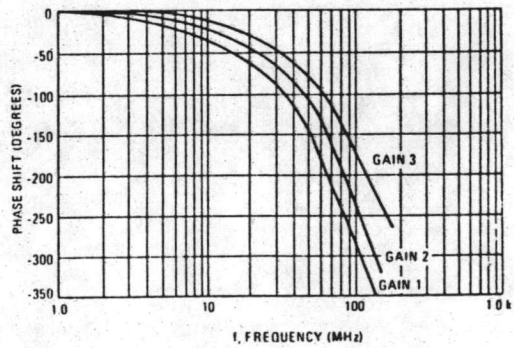


FIGURE 18 - PHASE SHIFT versus FREQUENCY



MC1733, MC1733C

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)  
 (VCC = +6.0 Vdc, VEE = -6.0 Vdc, TA = +25°C unless otherwise noted.)

FIGURE 7 - GAIN versus TEMPERATURE

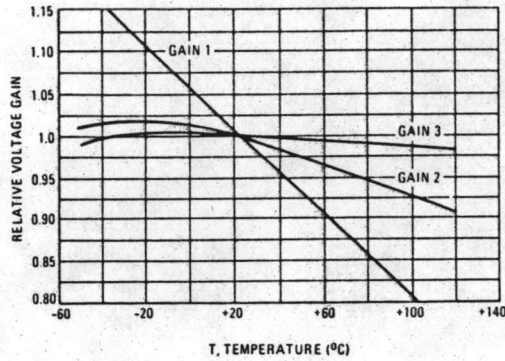


FIGURE 8 - GAIN versus FREQUENCY

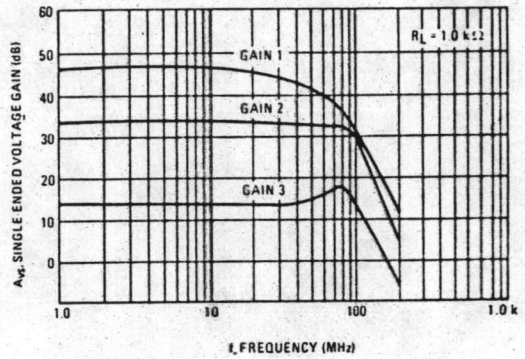


FIGURE 9 - GAIN versus SUPPLY VOLTAGE

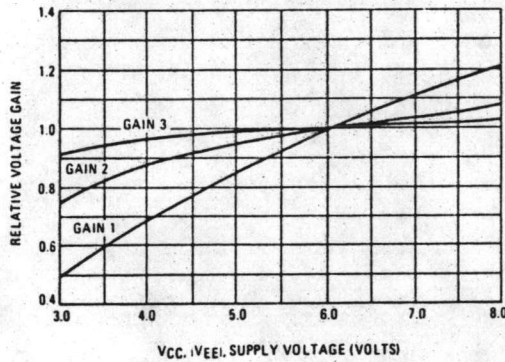


FIGURE 10 - GAIN versus RADJUST

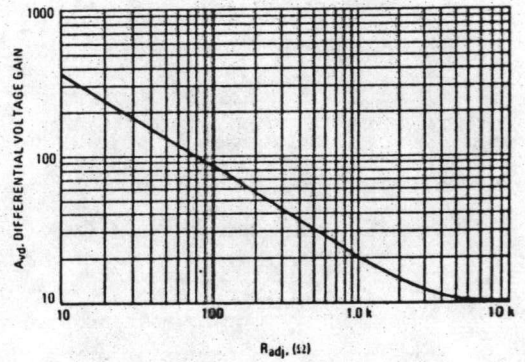


FIGURE 11 - GAIN versus FREQUENCY and SUPPLY VOLTAGE

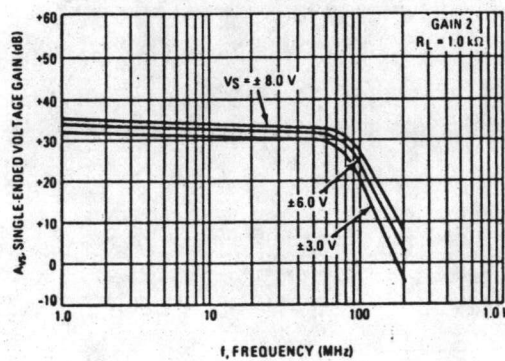
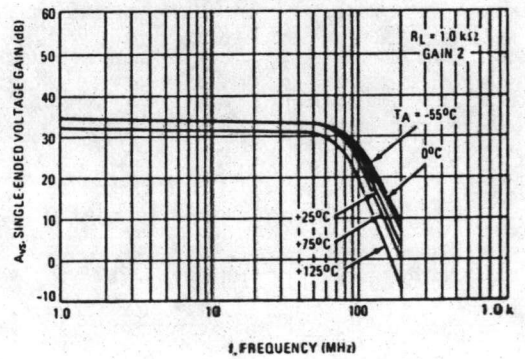


FIGURE 12 - GAIN versus FREQUENCY and TEMPERATURE



MC1733, MC1733C

TYPICAL CHARACTERISTICS (Continued)  
 (V<sub>CC</sub> = +6.0 Vdc, V<sub>EE</sub> = -6.0 Vdc, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted.)

FIGURE 19 – INPUT RESISTANCE versus TEMPERATURE

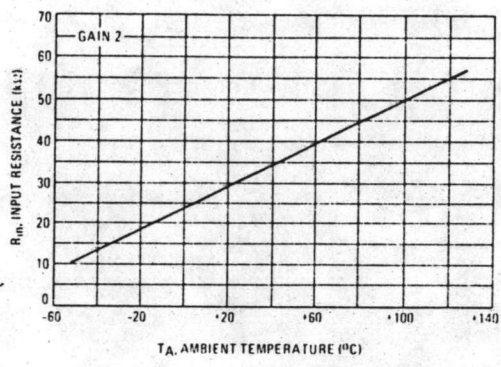


FIGURE 20 – INPUT NOISE VOLTAGE

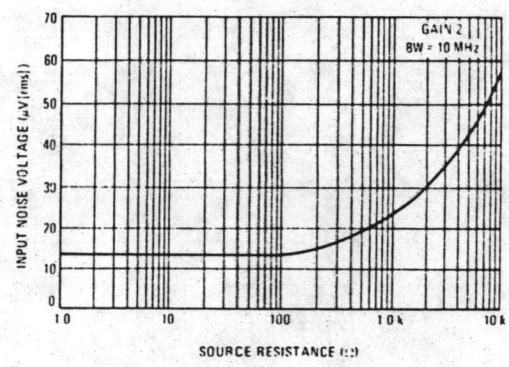


FIGURE 21 – OUTPUT VOLTAGE SWING and SINK CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

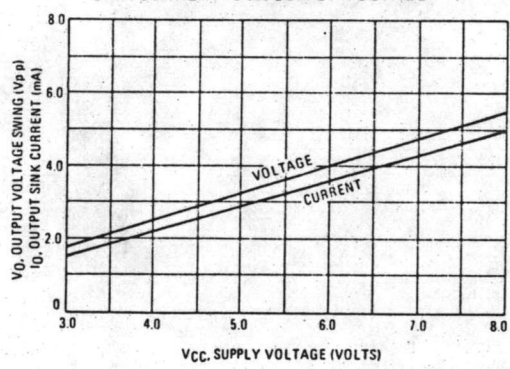


FIGURE 22 – OUTPUT VOLTAGE SWING versus LOAD RESISTANCE

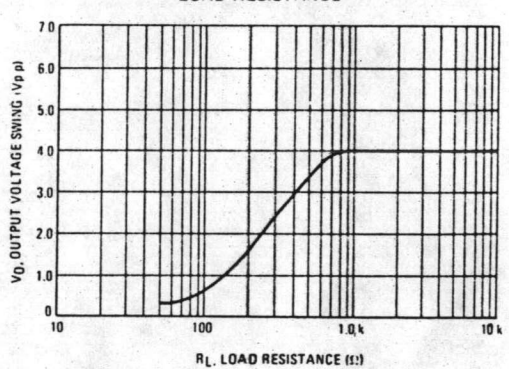


FIGURE 23 – OUTPUT VOLTAGE SWING versus FREQUENCY

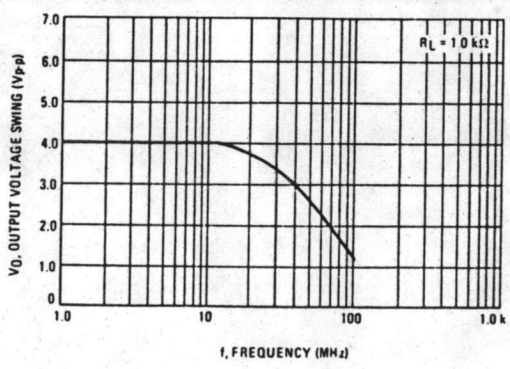
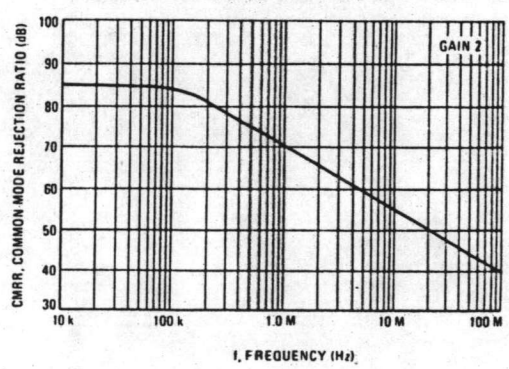
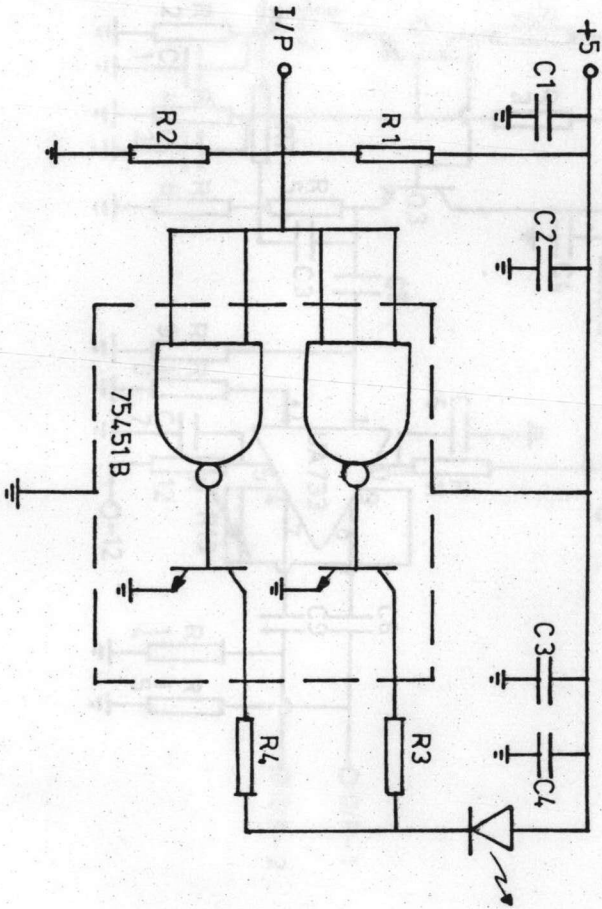


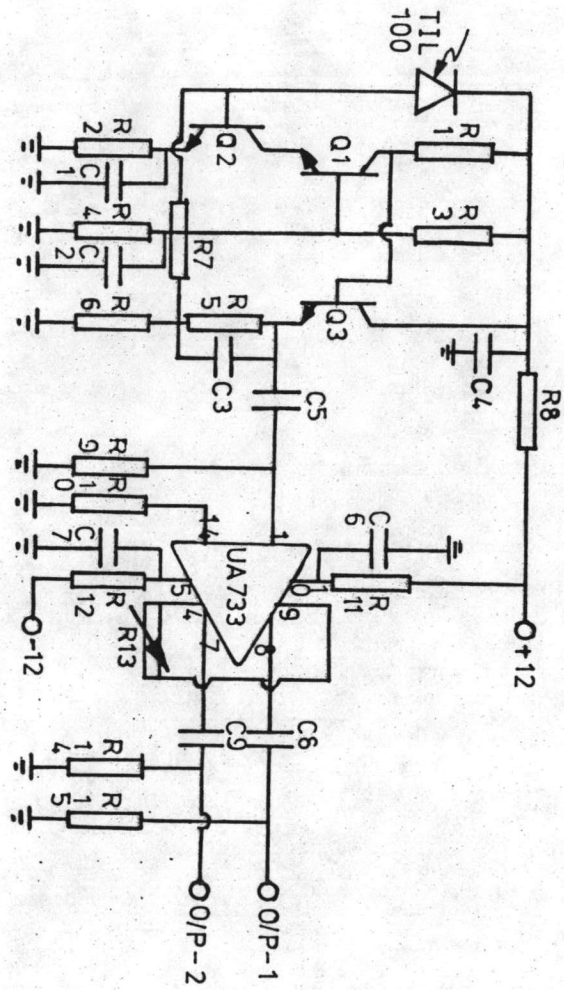
FIGURE 24 – COMMON-MODE REJECTION RATIO





R1: 82, R2:120, R3, R4:56  
 C1: 100 MF, C2, C3: 0.1 MF, C4: 1 MF

TITLE	TRANSMITTER CIRCUIT	
NO		
SCALE	FORMAT	A4
DATE	14/5/26	BY CHATCHAI



- Q1,Q2,Q3:BF 241
- R1,R2,R9,R10: 1K
- R3,R4: 10K
- R5: 6.3K
- R6: 2.7K
- R7: 39K
- R8: 1K
- R11,R12: 220
- R13,R14: 270
- C1,C2,C3,C4,C6,C7,C8,C9: 0.1 MF
- C5: 0.2MF

TITLE

RECEIVER CIRCUIT.

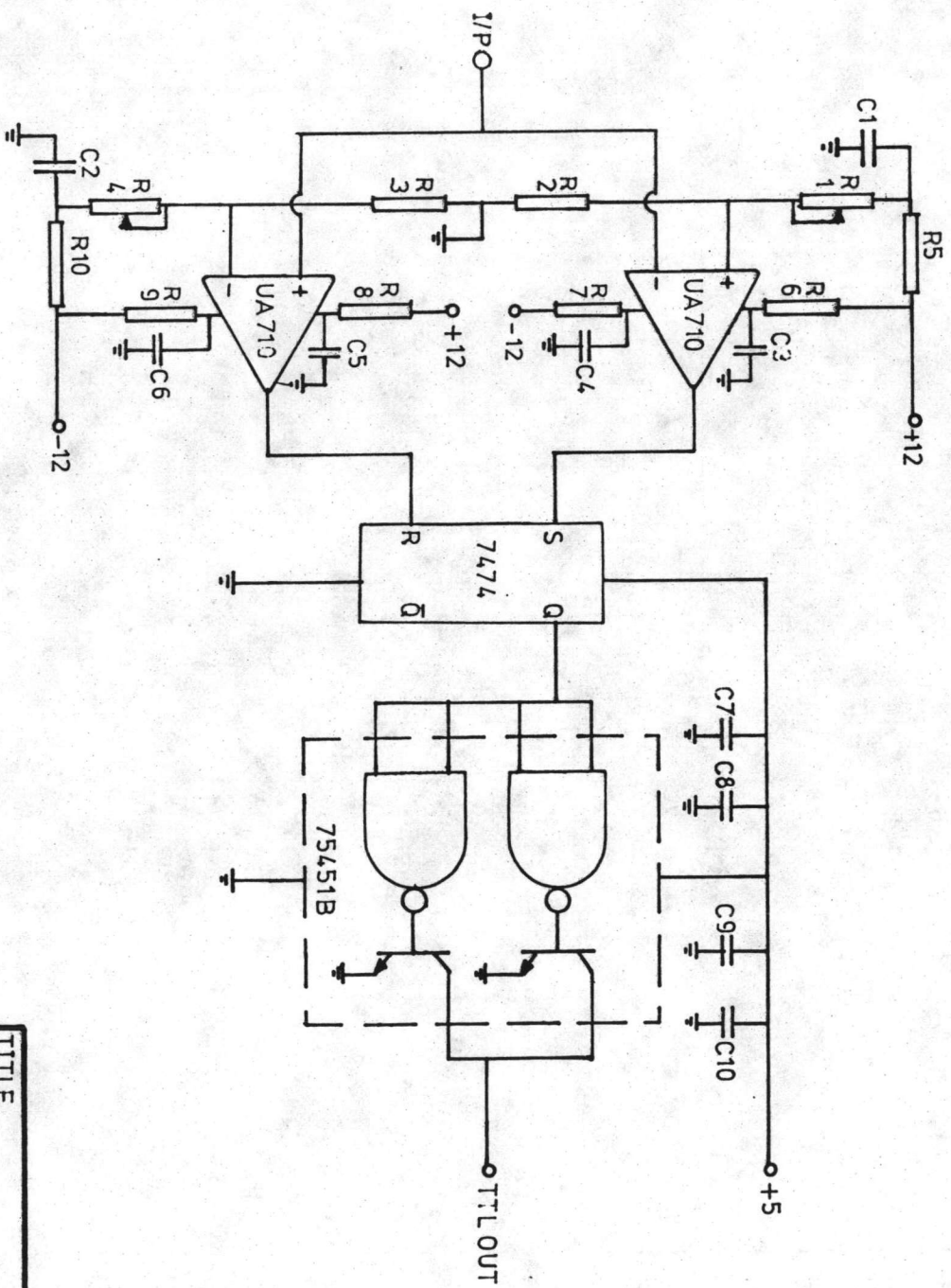
NO

SCALE

FORMAT A4

DATE 14/5/26

BY CHATCHAI



R1,R4: 100K, R3,R2:270, R6,R8:330, R7, R9: 1.5 K, R5, R6: 10K  
 C1,C2,C3,C4,C5, C6,C7,C9: 01MF, C8:1MF, C10:100MF

TITLE

DETECTOR CIRCUIT

NO

SCALE

FORMAT A4

DATE 14/5/26

BY CHATICHAI



ประวัติผู้เขียน

นายฉัตรชัย พงษ์มาลา เกิดวันที่ 29 สิงหาคม 2498 ที่กรุงเทพมหานคร  
ได้รับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จาก  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าวิทยาเขตธนบุรี เมื่อปี พ.ศ. 2522 ปัจจุบันทำงานใน  
แผนกคอมพิวเตอร์ บริษัท ศรีกรุงวัฒนา จำกัด

