

**FONDAZIONE VILLAGGIO DEI RAGAZZI
"DON SALVATORE D'ANGELO"
ISTITUTO TECNICO INDUSTRIALE "G.GIULIANI"
MADDALONI, CASERTA**



AVVISATORE D'INTRUSIONE

**Tesina presentata alla commissione d'esame per l'abilitazione
tecnica industriale in "Elettronica Industriale"**

Anno Scolastico 2004/05

**ALLIEVI: ERRICO GIUSEPPE
SENNECA STEFANO**

INDICE

AVVISATORE D'INTRUSIONE.....	1
INDICE	2
INTRODUZIONE	3
LISTA COMPONENTI	5
CIRCUITO ELETTRICO	6
REALIZZAZIONE ED USO	9
POSSIBILE APPLICAZIONE	13
APPROFONDIMENTO: LE FOTORESISTENZE	14
DATA SHEET INTEGRATED CIRCUITS HEF4093B gates	19
DATA SHEET INTEGRATED CIRCUITS LM358	24

INTRODUZIONE

Questo dispositivo basa il suo funzionamento sulle variazioni di luminosità in cui si trova. Ponendolo in armadi, cassetti, mobili o altro, può avvisarci immediatamente se qualcuno fa 'visite' indesiderate con un acuto beep. Un secondo modo di funzionamento permette di verificare l'avvenuta intrusione mediante l'accensione di un LED di memoria. In questa maniera l'intruso non si accorgerà di nulla non sentendo il beep di allarme.

Per chiarire subito le applicazioni di questo modulo di allarme, faremo due esempi pratici di utilizzo.

Avendo in casa bambini piccoli, sappiamo quanto possa essere pericoloso il loro possibile accesso agli armadietti o cassetti che contengono medicinali o prodotti chimici.

Sistemando il modulo in questi posti, non appena verranno aperti, il modulo emetterà un potente beep udibile senza problemi a 25÷30 metri di distanza. Sarà possibile quindi sia controllare che dissuadere i piccoli 'cercatori'.

Il secondo esempio riguarda una situazione affine alla prima ma sostanzialmente diversa.

Chi di noi almeno una volta non ha desiderato sapere se qualcuno è andato a rovistare fra le proprie cose.

I motivi di queste curiosità possono indifferentemente essere futili o molto importanti.

In questo caso ovviamente verrà escluso il beep (molto semplicemente non collegando il BUZZER) e avremo indicazione dell'avvenuta intrusione mediante l'accensione di un LED di memoria.

LISTA COMPONENTI

$R_1 = 1,8 \text{ K}\Omega$

$R_2 = \text{trimmer } 100 \text{ K}\Omega$

$R_3 = 470 \Omega$

$R_4 = 6,8 \text{ M}\Omega$

$R_5 = 1 \text{ M}\Omega$

$R_6 = 120 \text{ K}\Omega$

$R_7 = 1 \text{ K}\Omega$

$R_8 = 470 \text{ K}\Omega$

$R_9 = R_{10} = 100 \text{ K}\Omega$

$R_{11} = R_{12} = 2,2 \text{ K}\Omega$

$R_{13} = 470 \Omega$

$C_1 = 100 \mu\text{F}$ elettrolitico 25V

$C_2 = 1 \mu\text{F}$ elettrolitico 25V

$C_3 = 1 \text{ nF}$ ceramico

$C_4 = 100 \text{ nF}$ ceramico multistrato

$C_5 = 10 \mu\text{F}$ elettrolitico 25V

$U_1 = \text{LM } 358$

$U_2 = \text{CD } 4093$

$T_1 = \text{BC } 237 = \text{BC } 547$

$D_1 = D_2 = \text{IN } 4148$

$DL_1 = DL_2 = \text{LED rossi } \varnothing 5\text{mm}$

$J_1 = \text{impedenza } 33 \text{ KH}$

$B_1 = \text{buzzer piezoceramico}$

$\text{LDR}_1 = \text{fotoresistenza PH } 023$

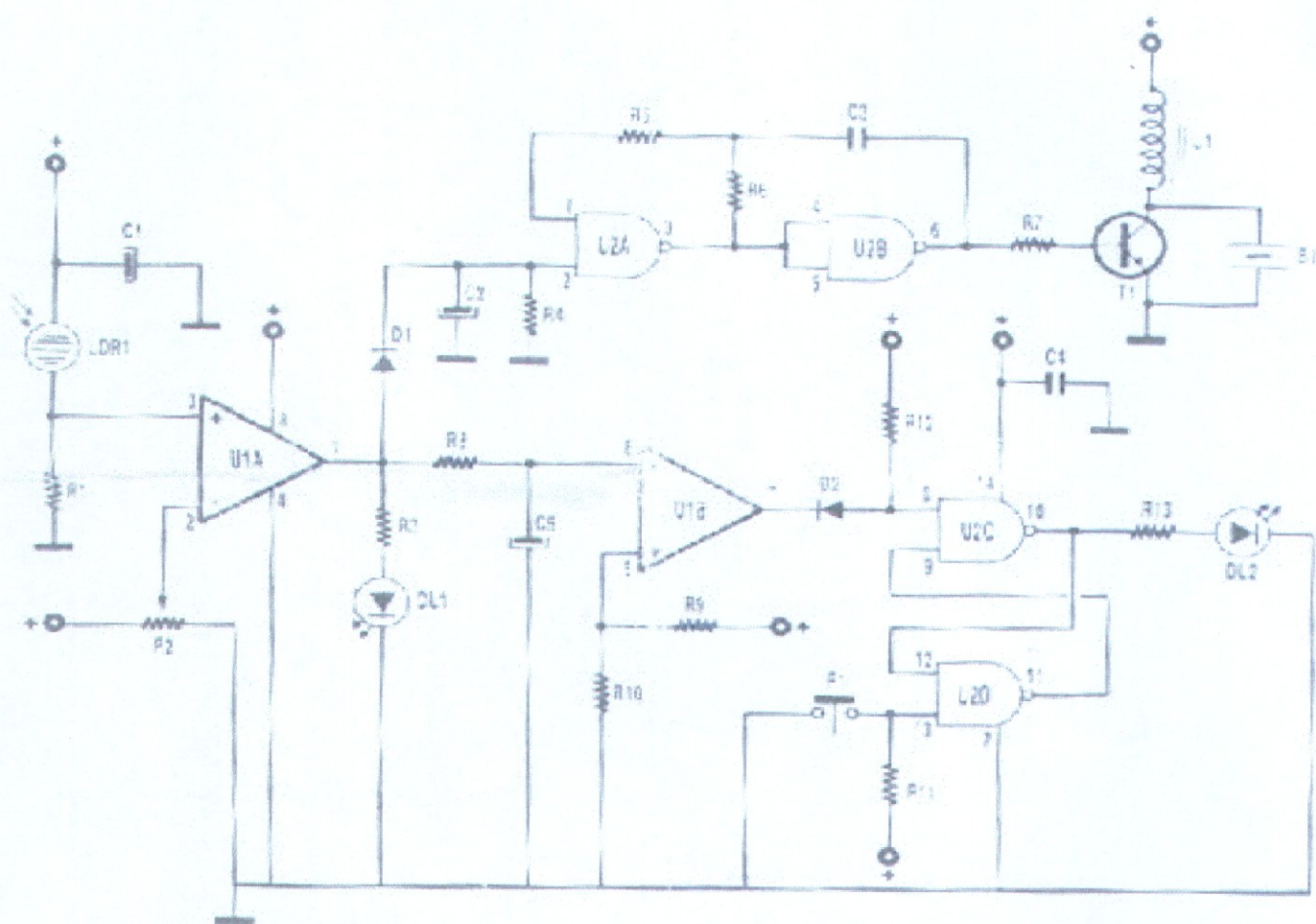
$P_1 = \text{pulsante TS12}$

$\text{SW}_1 = \text{interruttore a slitta}$

N°1 pila 9V

CIRCUITO ELETTRICO

Fig. 1



In fig. 1 possiamo vedere lo schema elettrico dell'avvisatore d'intrusione. La fotoresistenza LDR cambia il proprio valore ohmico a seconda del grado di illuminazione. In piena luce è molto bassa, mentre in completa oscurità di alcuni MΩ.

In questa maniera al punto centrale del partitore di tensione formato da R1 e LDR ci sarà una tensione V_1 direttamente proporzionale, a meno di una costante dovuta alla non linearità di LDR, al grado di illuminamento.

Tale tensione viene applicata all'ingresso non invertente di U_{1A} , amplificatore operazionale in configurazione di comparatore.

All'ingresso invertente di U_{1A} viene invece applicata una tensione fissa V_2 di valore regolabile tramite il trimmer R_2 .

R_2 verrà regolato, come vedremo, per adattare il modulo a qualsiasi ambiente.

Supponendo che V_2 sia maggiore di V_1 , l'uscita 1 di U_{1A} è a livello logico basso (circa 0 volt). Illuminando LDR, V_1 cresce diventando maggiore di V_2 e provocando il cambiamento di stato dell'uscita di U_{1A} che passa da 0 volt a circa la tensione di alimentazione.

Ciò provoca tre diverse conseguenze:

- l'accensione di DL_1 , che serve solamente per regolare l'avvisatore nel giusto punto di lavoro;
- l'avviamento del trimmer (C_2 , R_4) che aziona per circa 5 secondi l'astabile formato dal U_{2A} e U_{2B} che a sua volta provoca il beep tramite il buzzer;
- ed infine mette in moto la rete di ritardo formata da R_8 , C_5 e U_{1B} .

Tale rete di ritardo fa sì che l'uscita 7 di U_{1B} normalmente a livello alto, vada a livello basso dopo circa 4÷5 secondi rispetto al cambiamento all'uscita 1 di U_{1A} .

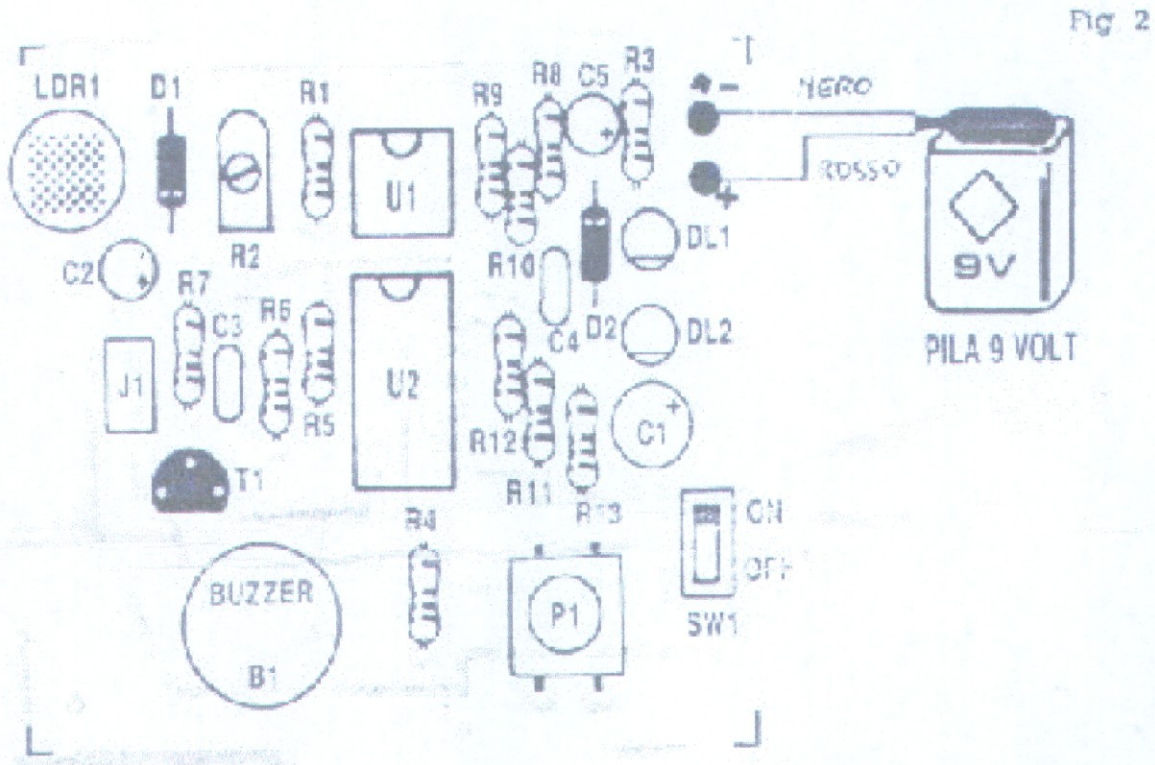
Quando l'uscita 7 diventa bassa, viene azionato il flip-flop formato da U_2C e U_2D provocando quindi l'accensione del LED DL_2 .

Il LED DL_2 rimarrà acceso anche cambiando lo stato di 1 di U_1A , cioè se LDR viene riportata in oscurità.

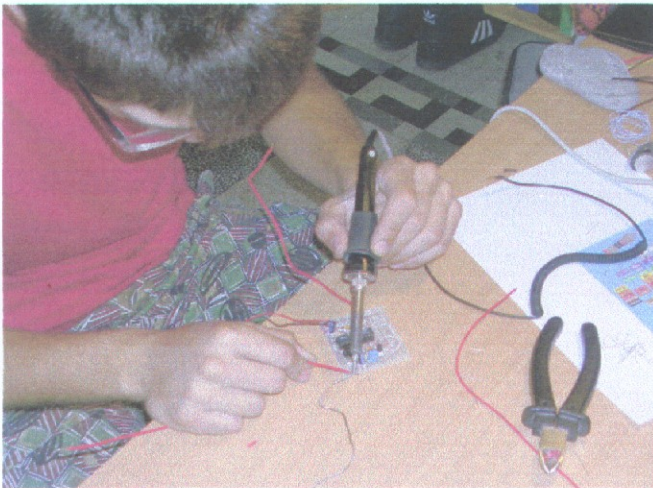
Solo premendo P_1 il flip-flop verrà resettato spegnendo così DL_2 .

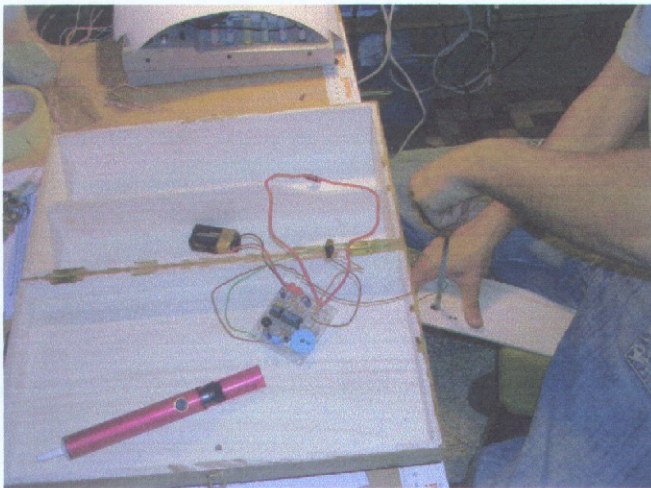
E' appunto quest'ultimo, il sistema di memoria utilizzato per avvisarci quando l'ambiente sotto controllo è stato visitato da ospiti non graditi.

REALIZZAZIONE ED USO



Il montaggio di tale dispositivo è risultato abbastanza semplice ed adatto per qualunque principiante dell'hobby elettronico.





Badando al giusto posizionamento dei componenti polarizzati ed effettuando saldature ben lucide e precise è terminato il montaggio.

Successivamente siamo passati al collaudo, anche questo risultato abbastanza semplice.

Inizialmente ci siamo procurati una batteria da 9 volt per l'alimentazione, e l'abbiamo allacciata all'apposito snap a bottoni.

Di conseguenza abbiamo acceso il dispositivo mediante SW₁; facendo ombra con una mano su LDR abbiamo regolato R₂ fino allo spegnimento di DL₁.

Dopo alcuni secondi, assicurandoci che DL_1 era spento, ha cessato il beep, altrimenti potevamo disattivarlo anche mediante il pulsante P_1 .

A questo punto togliendo la mano da LDR abbiamo provocato l'illuminamento.

Immediatamente si accese DL_1 e si avviò il beep.

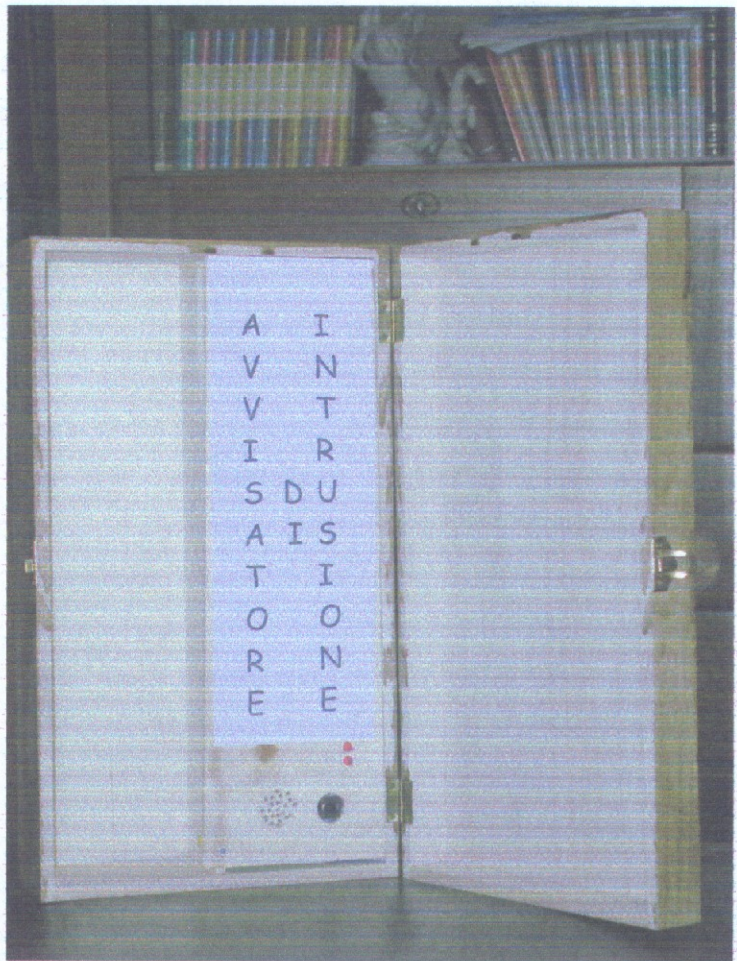
Dopo 4÷5 secondi si accese anche il LED di memoria DL_2 , rimanendo acceso anche dopo aver coperto di nuovo LDR ed aver cessato il beep.

DL_2 si spegnerà solo attraverso P_1 .

Il motivo per il quale DL_2 si accende solo dopo alcuni secondi di illuminamento di LDR è molto semplice.

Dovendo sistemare il dispositivo nell'ambiente in cui deve agire, dovremo avere il tempo di accenderlo e riporlo senza che il LED DL_2 si accenda.

Dovrà invece accendersi quando qualcuno andrà a rovistare dove non deve. Ovviamente, come già accennato, nel caso specifico in cui si voglia verificare intrusioni senza farsene accorgere, il buzzer non dovrà essere montato sulla scheda.



A N
V N
V T
I R
S D U
A I S
T O I
O N
R E
E

POSSIBILE APPLICAZIONE

Vediamo per finire un esempio pratico di utilizzo.

Dobbiamo tenere sotto controllo un armadietto o un cassetto. Accendiamo l'avvisatore d'intrusione, tenendolo a luce ambiente, regoliamo R_2 nel punto in cui DL_1 rimane acceso stabilmente.

Spegniamo quindi il dispositivo tramite SW_1 . Lo sistemiamo all'interno del cassetto o l'armadietto. Aprendo nuovamente, dovrà mettersi in funzione il buzzer dopo 4÷5 secondi dovrà accendersi DL_2 .

Chiudendo nuovamente dopo alcuni secondi, il buzzer cesserà di suonare.

Infine, riaprendo, dovremo constatare oltre ovviamente al riavviamento del buzzer che DL_2 è già acceso, a testimoniare la precedente intrusione.

Dopo poche prove vi sarà semplicissimo regolare R_2 per qualsiasi livello di illuminazione ambientale.

Dovendo usare il modulo in ambienti a luminosità molto bassa R_2 potrà essere sostituito con uno di valore di un $M\Omega$.

APPROFONDIMENTO: LE FOTOESISTENZE

Principio di funzionamento:



Le fotoresistenze sono elementi a semiconduttore in cui la radiazione assorbita viene convertita in una variazione di resistività per il materiale stesso.

Infatti la creazione di coppie elettrone-lacuna rende disponibili un maggior numero di portatori di carica che pertanto diminuiscono la resistività del materiale.

In genere il materiale utilizzato è il CdS (solfuro di cadmio) oppure il PbS (solfuro di piombo), depositato in uno strato sottile su un supporto isolante.

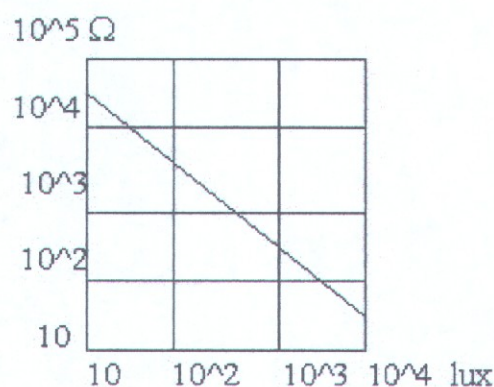
Affinché il sensore abbia una elevata sensibilità, esso deve essere in grado di catturare un numero elevato di fotoni e pertanto si tende a realizzare una superficie sufficientemente ampia.

Bisogna tenere presente che le coppie lacuna-elettrone create dai fotoni costituiscono uno stato perturbato per il materiale semiconduttore il quale tende pertanto a ricombinare la coppia riportando l'elettrone nella banda di valenza. Per poter sfruttare le coppie di portatori di carica occorre allora far loro percorrere una distanza relativamente breve in modo che non si abbia abbastanza tempo per la ricombinazione. Il tempo di

vita delle coppie lacuna-elettrone è un fatto statistico poiché non si può prevedere quando un elettrone incontrerà una lacuna per ricombinarsi. Affinché il trasduttore abbia una elevata sensibilità, il tempo impiegato da ogni portatore di carica per raggiungere gli eventuali elettrodi di raccoglimento deve essere inferiore del tempo di vita di ogni portatore.

Per ottenere una fotoresistenza di superficie elevata e contemporaneamente un cammino dei portatori di carica abbastanza breve, si realizzano elettrodi metallici a forma di pettine che costituiscono il giusto compromesso tecnico ai due problemi esposti.

La caratteristica statica di una fotoresistenza assume l'aspetto di figura:



Come si può osservare la relazione che intercorre tra la resistenza e la quantità di radiazione incidente (illuminamento) è di tipo lineare in scala logaritmica e quindi si può scrivere:

$$\log R = \log R_1 - \alpha \cdot \log IL$$

in cui R_1 è la resistenza presentata dalla fotoresistenza in condizioni di illuminamento IL unitario.

La relazione può essere scritta anche:

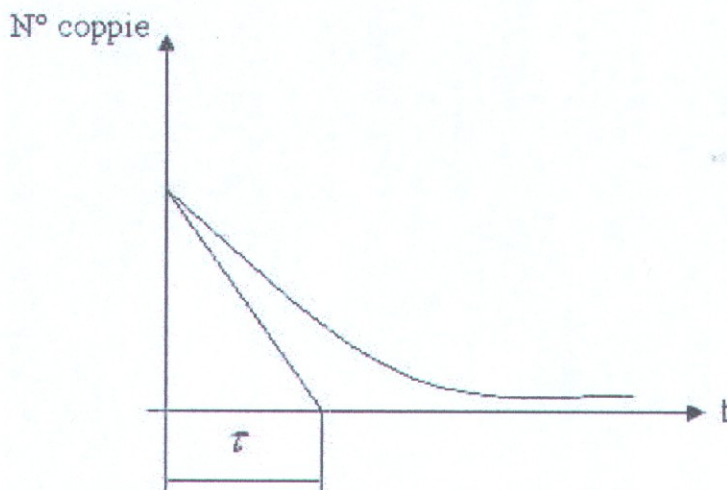
$$\log R/R_1 = \log IL^{-\alpha}$$

ossia:

$$R = R_1 \cdot IL^{-\alpha}$$

Valori tipici per una fotoresistenza al CdS possono essere: $R_1 = 1,3M\Omega$, $\alpha = 0,7 \div 0,9$, resistenza in oscurità totale $10M\Omega$.

Il principale difetto delle fotoresistenze al CdS consiste nella scarsa velocità di ricombinazione delle coppie lacuna-elettrone generate dalla radiazione elettromagnetica, che se da un lato favorisce la loro sensibilità d'altro lato non favorisce una rapida risposta. La quantità di coppie ricombinate segue una legge di decadimento esponenziale come rappresentato in figura:



La costante di tempo τ del fenomeno è relativamente alta e questo comporta una velocità di ristabilimento della resistenza abbastanza elevata. I valori tipici di questa velocità sono nell'ordine di 200 K Ω /s e questo rende tali fotoresistenze inadatte per applicazioni in cui la velocità è ritenuta indispensabile.

Anche se le fotoresistenze al PbS sono relativamente più veloci esse non vengono mai utilizzate nel rilievo di illuminazioni rapidamente variabili per le quali si preferiscono altri dispositivi.

Soltanto i fotoni di appropriata energia possono essere assorbiti dal materiale semiconduttore per generare portatori di carica in eccesso e ciò comporta che le fotoresistenze, come ogni dispositivo fotosensibile, abbiano una soglia di frequenza sotto la quale la radiazione non ha alcun effetto.

Inoltre anche frequenze troppo elevate non possono produrre portatori di carica in eccesso. La ragione di tutto ciò facilmente ottenibile dall'analisi della relazione:

$$\log R/R_1 = \log IL^{-\alpha}$$

e ricordando che esiste un ben preciso gap di energia per il passaggio dalla banda di valenza a quella di conduzione.

Si noti che la massima sensibilità è attorno alla lunghezza d'onda $\lambda = 6200 \text{ \AA}$ che corrisponde alla zona del rosso ($\text{A}^\circ =$

angstrom, unità non SI di lunghezza: $1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m}$) mentre per confronto la massima sensibilità dell'occhio umano è attorno a $\lambda \cdot f = c$ (c = velocità della luce).

DATA SHEET

INTEGRATED CIRCUITS HEF4093B gates

Quadruple 2-input NAND Schmitt trigger

Philips Semiconductors

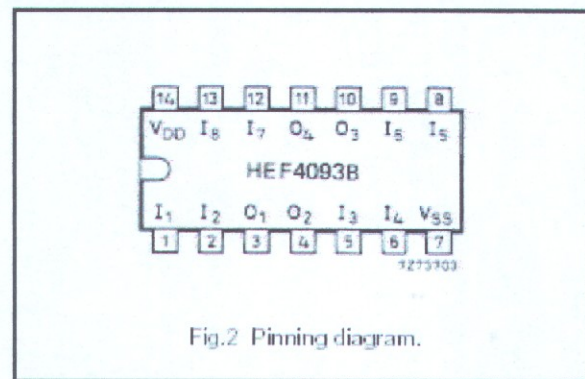
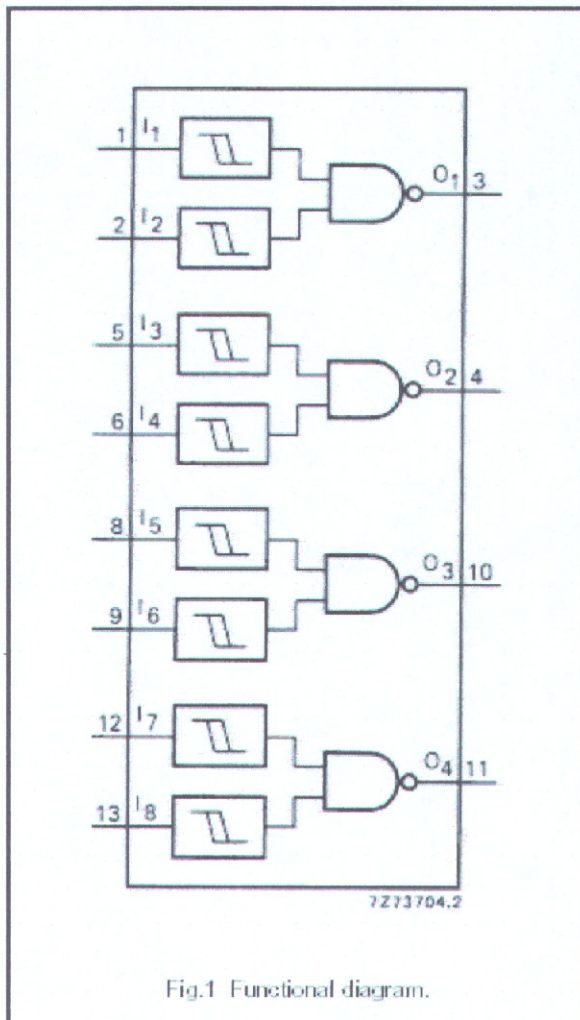
Product specification

Quadruple 2-input NAND Schmitt trigger

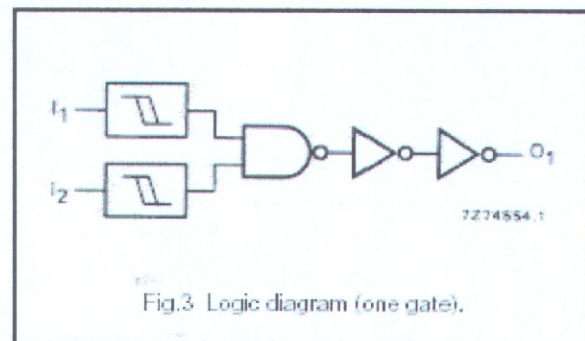
HEF4093B gates

DESCRIPTION

The HEF4093B consists of four Schmitt-trigger circuits. Each circuit functions as a two-input NAND gate with Schmitt-trigger action on both inputs. The gate switches at different points for positive and negative-going signals. The difference between the positive voltage (V_p) and the negative voltage (V_n) is defined as hysteresis voltage (V_H).



- HEF4093BP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
 - HEF4093BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
 - HEF4093BT(D): 14-lead SO; plastic (SOT108-1)
- (): Package Designator North America



FAMILY DATA, I_{DD} LIMITS category GATES

See Family Specifications

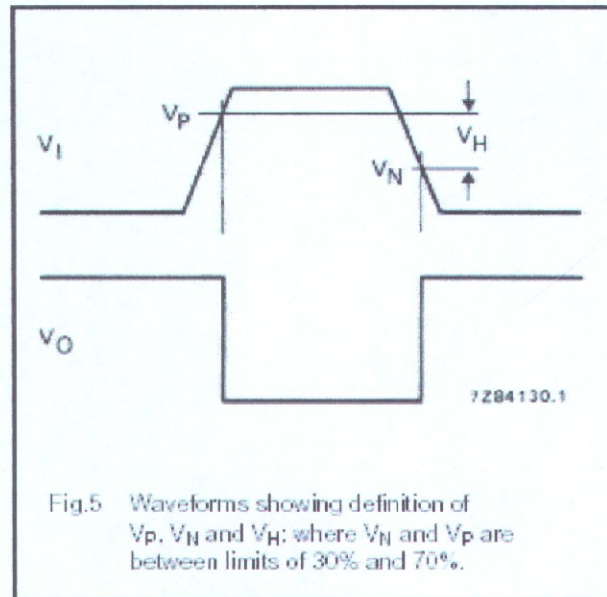
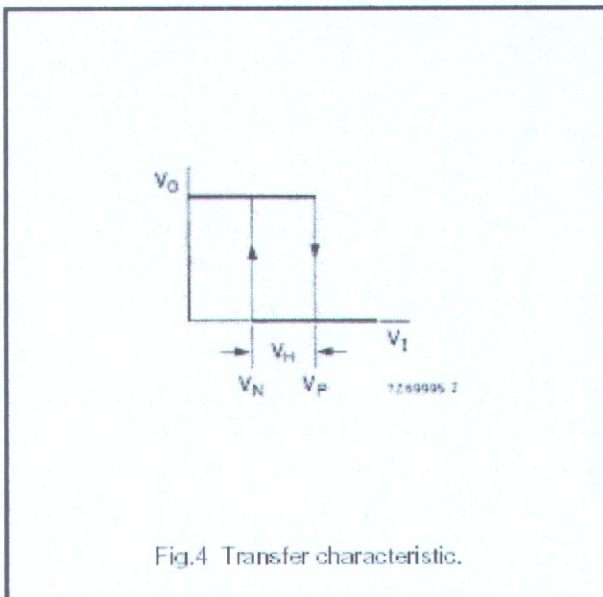
Quadruple 2-input NAND Schmitt trigger

HEF4093B
gates

DC CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$

	V_{DD} V	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	
Hysteresis voltage	5	V_H	0.4	0.7	–	V
	10		0.6	1.0	–	V
	15		0.7	1.3	–	V
Switching levels positive-going input voltage	5	V_P	1.9	2.9	3.5	V
	10		3.6	5.2	7	V
	15		4.7	7.3	11	V
negative-going input voltage	5	V_N	1.5	2.2	3.1	V
	10		3	4.2	6.4	V
	15		4	6.0	10.3	V



Quadruple 2-input NAND Schmitt trigger

HEF4093B gates

AC CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $C_L = 50\text{ pF}$; input transition times $\leq 20\text{ ns}$

	V_{DD} V	SYMBOL	TYP.	MAX.	TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA	
Propagation delays $I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	t_{PHL}	90	185 ns	$63\text{ ns} + (0.55\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		40	80 ns	$29\text{ ns} + (0.23\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		30	60 ns	$22\text{ ns} + (0.16\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{PLH}	85	170 ns	$58\text{ ns} + (0.55\text{ ns/pF}) C_L$
		10		40	80 ns	$29\text{ ns} + (0.23\text{ ns/pF}) C_L$
		15		30	60 ns	$22\text{ ns} + (0.16\text{ ns/pF}) C_L$
Output transition times HIGH to LOW	5	t_{THL}	60	120 ns	$10\text{ ns} + (1.0\text{ ns/pF}) C_L$	
	10		30	60 ns	$9\text{ ns} + (0.42\text{ ns/pF}) C_L$	
	15		20	40 ns	$6\text{ ns} + (0.28\text{ ns/pF}) C_L$	
	LOW to HIGH	5	t_{TLH}	60	120 ns	$10\text{ ns} + (1.0\text{ ns/pF}) C_L$
		10		30	60 ns	$9\text{ ns} + (0.42\text{ ns/pF}) C_L$
		15		20	40 ns	$6\text{ ns} + (0.28\text{ ns/pF}) C_L$

	V_{DD} V	TYPICAL FORMULA FOR P (μW)	
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$1300 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	where f_i = input freq. (MHz) f_o = output freq. (MHz) C_L = load capacitance (pF) $\sum (f_o C_L)$ = sum of outputs V_{DD} = supply voltage (V)
	10	$6400 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$18\,700 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	

Quadruple 2-input NAND Schmitt trigger

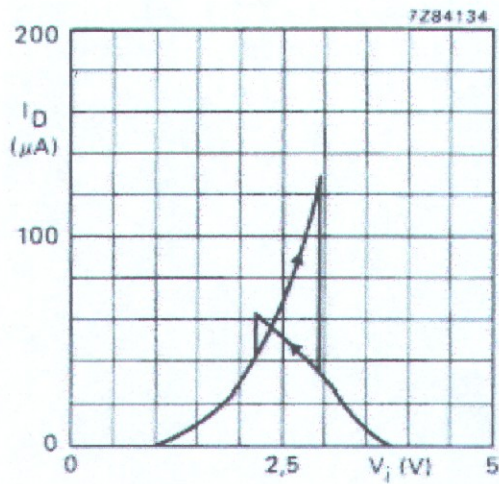
HEF4093B
gates

Fig.6 Typical drain current as a function of input voltage; $V_{DD} = 5\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

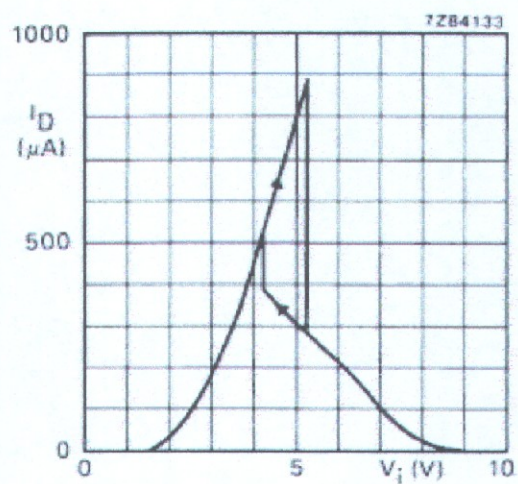


Fig.7 Typical drain current as a function of input voltage; $V_{DD} = 10\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

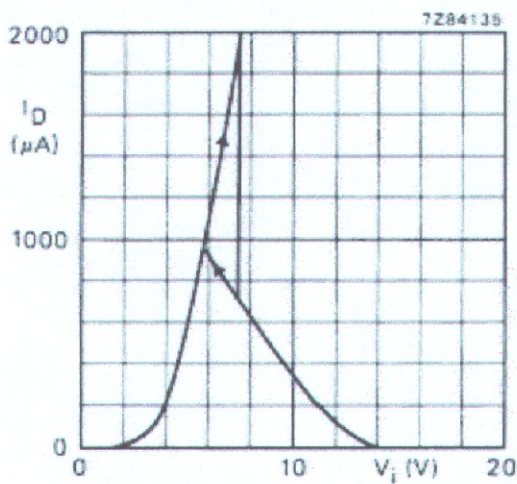
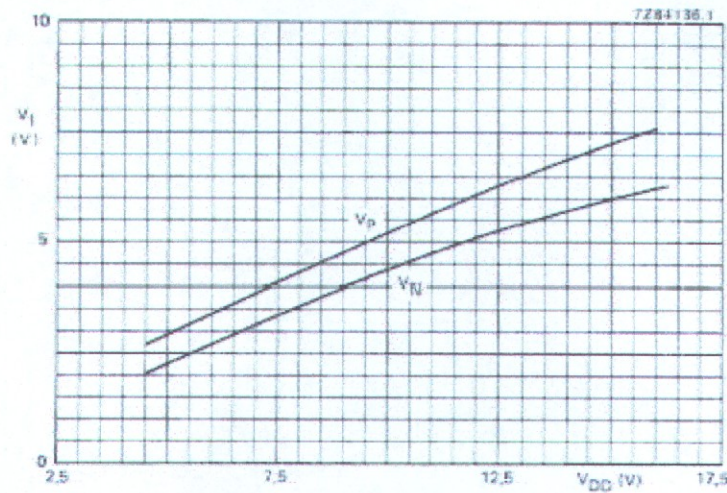


Fig.8 Typical drain current as a function of input voltage; $V_{DD} = 15\text{ V}$; $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$.

Quadruple 2-input NAND Schmitt trigger

HEF4093B
gatesFig.9 Typical switching levels as a function of supply voltage V_{DD} ; $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$.

APPLICATION INFORMATION

Some examples of applications for the HEF4093B are:

- Wave and pulse shapers
- Astable multivibrators
- Monostable multivibrators.

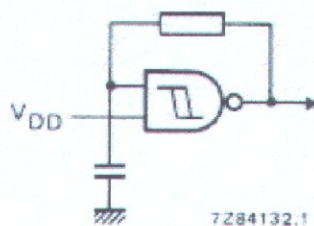
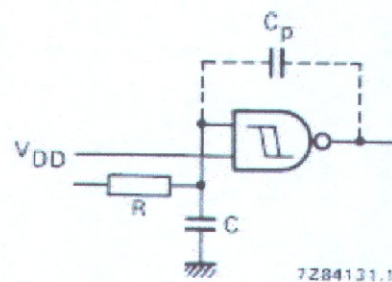


Fig.10 The HEF4093B used as a astable multivibrator.

Fig.11 Schmitt trigger driven via a high impedance ($R > 1\text{ k}\Omega$).

If a Schmitt trigger is driven via a high impedance ($R > 1\text{ k}\Omega$) then it is necessary to incorporate a capacitor C of such value that:

$$\frac{C}{C_p} > \frac{V_{DD} - V_{SS}}{V_H}, \text{ otherwise oscillation can occur on the edges of a pulse.}$$

C_p is the external parasitic capacitance between inputs and output; the value depends on the circuit board layout.

Note

The two inputs may be connected together, but this will result in a larger through-current at the moment of switching.

DATA SHEET

INTEGRATED CIRCUITS LM358

Dual differential input operational amplifiers

Dual Low Power Operational Amplifiers

Utilizing the circuit designs perfected for recently introduced Quad Operational Amplifiers, these dual operational amplifiers feature 1) low power drain, 2) a common mode input voltage range extending to ground/ V_{EE} , 3) single supply or split supply operation and 4) pinouts compatible with the popular MC1558 dual operational amplifier. The LM158 series is equivalent to one-half of an LM124.

These amplifiers have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. They can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V, with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuit Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Single and Split Supply Operation
- Similar Performance to the Popular MC1558
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness of the Device without Affecting Operation

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

Rating	Symbol	LM258 LM358	LM2904 LM2904V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range (Note 2)	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A			$^\circ\text{C}$
LM258		-25 to +85	-	
LM358		0 to +70	-	
LM2904		-	-40 to +105	
LM2904V		-	-40 to +125	

NOTES: 1. Split Power Supplies.

2. For Supply Voltages less than 32 V for the LM258/358 and 26 V for the LM2904, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

DUAL DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

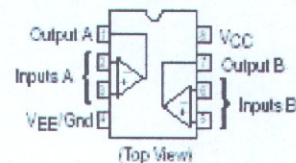


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2904D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904N		Plastic DIP
LM2904VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-8
LM2904VN		Plastic DIP
LM258D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-8
LM258N		Plastic DIP
LM358D	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-8
LM358N		Plastic DIP

LM358, LM258, LM2904, LM2904V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM258			LM358			LM2904			LM2904V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V}$ to 20 V (26 V for LM2904, V), $V_{IC} = 0\text{ V}$ to $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, $V_O = 1.4\text{ V}$, $R_S = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 1) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 1)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	-	-	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	I_{IO}	-	3.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	I_{IB}	-	-45	-150	-	-45	-250	-	-45	-250	-	-45	-250	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Common Mode Voltage Range (Note 2) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}	V_{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$. For Large V_O Swing, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	Vm/V
Channel Separation $1.0\text{ kHz} \leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB
Output Voltage—High Limit ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1) $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $R_L = 10\text{ k}\Omega$	V_{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	V
Output Voltage—Low Limit $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 1)	V_{OL}	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	mV
Output Source Current $V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$	I_{O+}	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	mA
Output Sink Current $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$ $V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$	I_{O-}	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	mA
Output Short Circuit to Ground (Note 3)	I_{SC}	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 1) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2904, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	-	1.5	3.0	-	1.5	3.0	-	1.5	3.0	-	1.5	3.0	mA

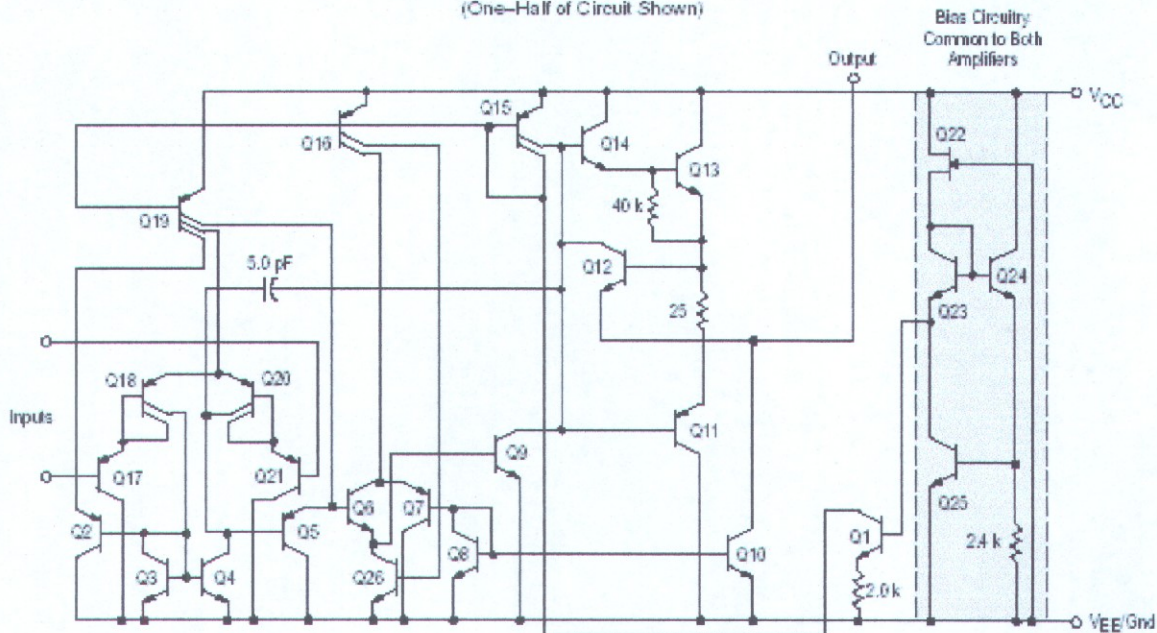
NOTES: 1. $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$ for LM2904
 $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$ for LM2904V
 $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$ for LM258
 $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$ for LM358
 $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$ for LM2904
 $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$ for LM2904V
 $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$ for LM258
 $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$ for LM358

- The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.
- Short circuits from the output to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction. Destructive dissipation can result from simultaneous shorts on all amplifiers.

LM358, LM258, LM2904, LM2904V



Representative Schematic Diagram
(One-Half of Circuit Shown)

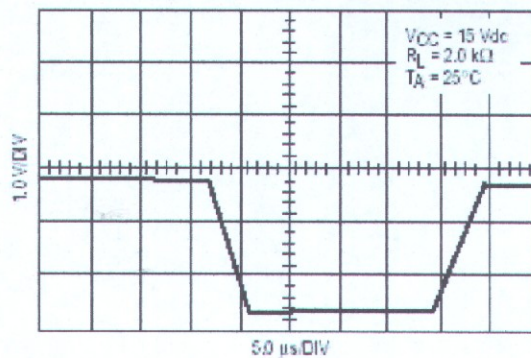


CIRCUIT DESCRIPTION

The LM258 series is made using two internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.

Large Signal Voltage Follower Response



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 1. Input Voltage Range

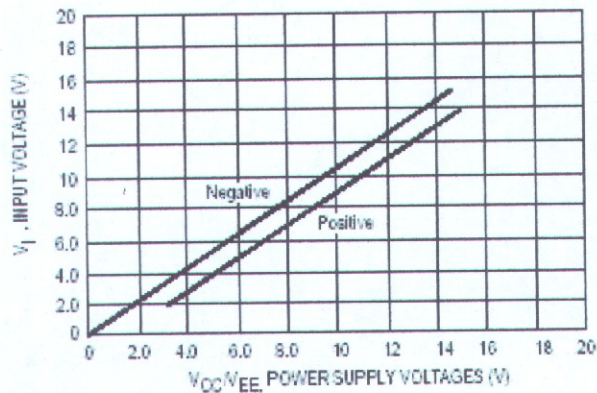


Figure 2. Large-Signal Open Loop Voltage Gain

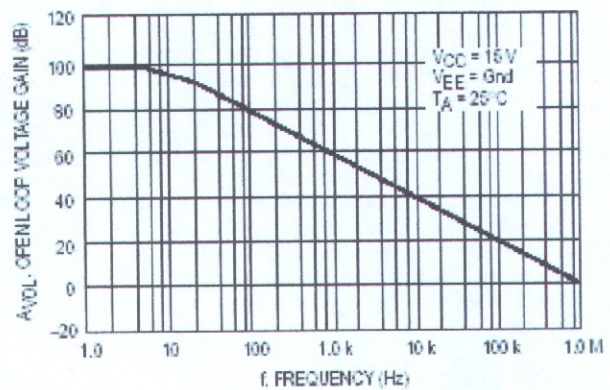


Figure 3. Large-Signal Frequency Response

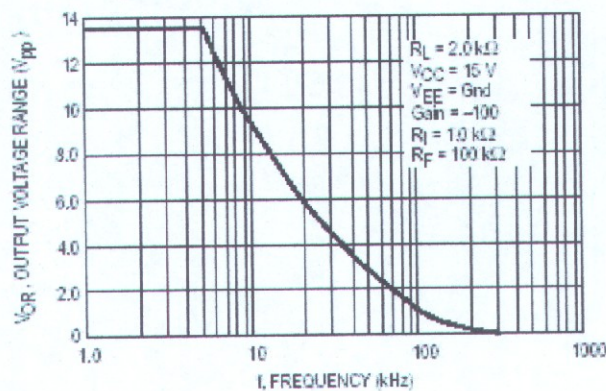


Figure 4. Small Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

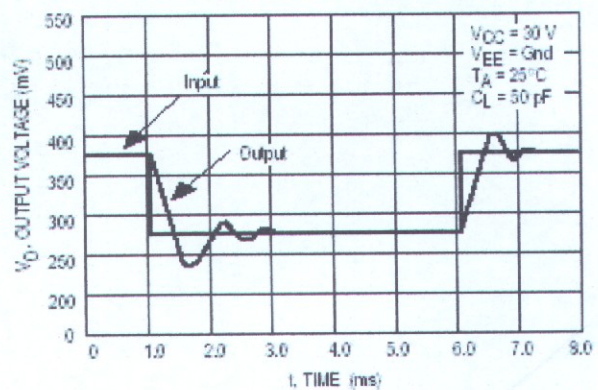


Figure 5. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

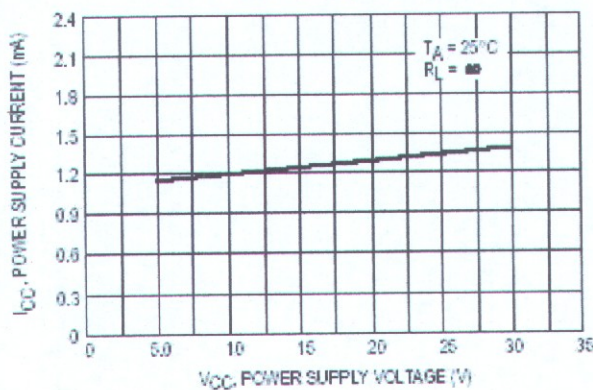
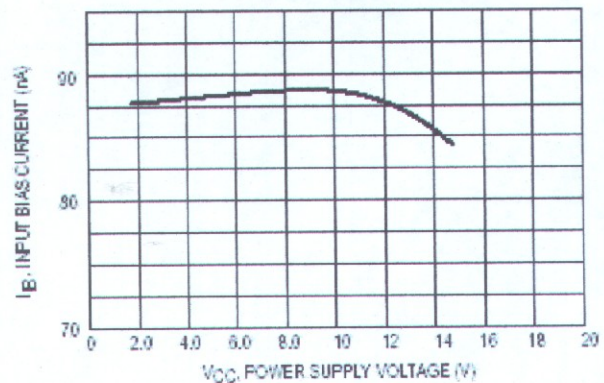


Figure 6. Input Bias Current versus Supply Voltage



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 7. Voltage Reference

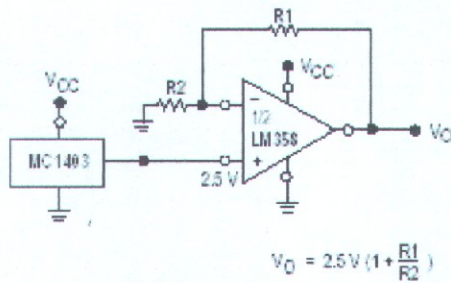


Figure 8. Wien Bridge Oscillator

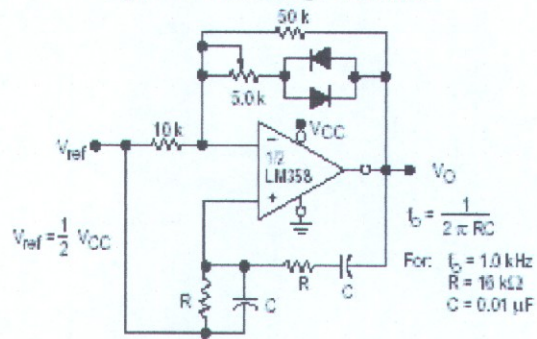


Figure 9. High Impedance Differential Amplifier

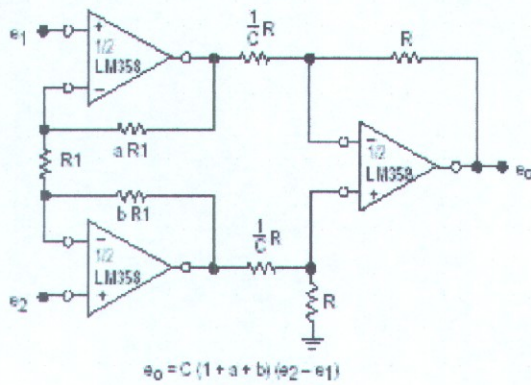


Figure 10. Comparator with Hysteresis

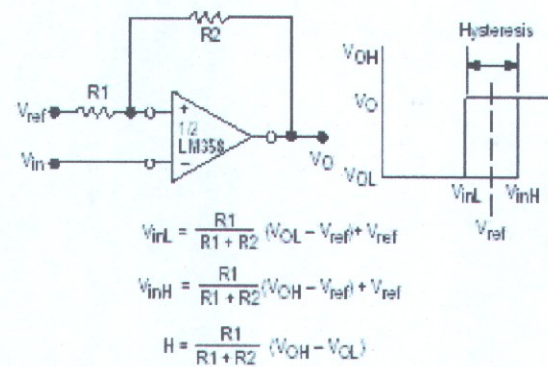
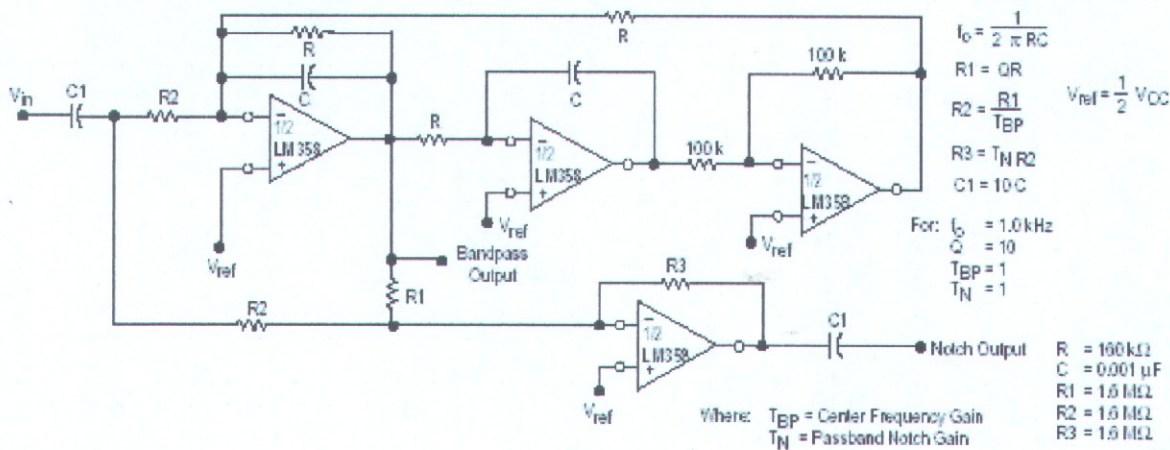


Figure 11. Bi-Quad Filter



LM358, LM258, LM2904, LM2904V

Figure 12. Function Generator

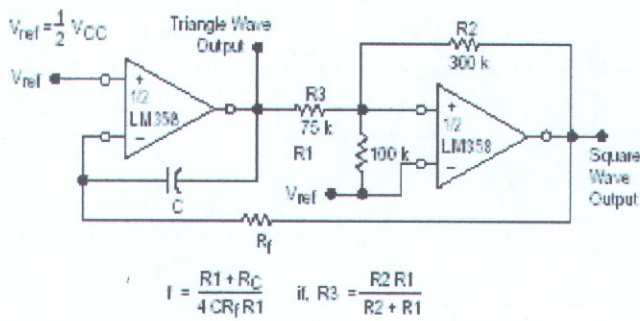
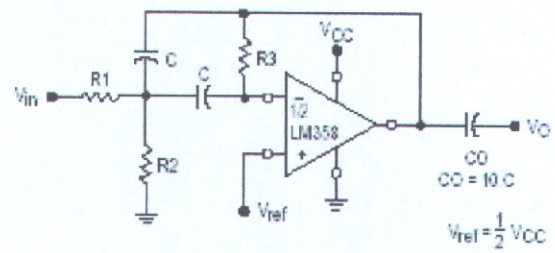


Figure 13. Multiple Feedback Bandpass Filter



Given: f_0 = center frequency
 $A(f_0)$ = gain at center frequency

Choose value f_0 , C

Then: $R3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$

$R1 = \frac{R3}{2A(f_0)}$

$R2 = \frac{R1 R3}{4Q^2 R1 - R3}$

For less than 10% error from operational amplifier, $\frac{Q_0 b}{BW} < 0.1$

Where f_0 and BW are expressed in Hz.

If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.